

分类号_____

UDC _____

密级_____

编号_____

中国科学院研究生院

博士学位论文

低轨卫星 DS-CDMA 信号快速同步技术研究

帅涛

指导老师 _____ 杨根庆 研究员 梁旭文 研究员

_____ 中国科学院上海微系统与信息技术研究所

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

论文提交日期_____ 2008.1.10 _____ 论文答辩日期_____ 2008.3.7

培养单位_____ 中国科学院上海微系统与信息技术研究所

学位授予单位_____ 中国科学院研究生院

答辩委员会主席_____ 甘仲民 教授

Studying on Fast Synchronization in LEO Satellite DS-CDMA Systems

DISSERTATION

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

By

Shuai Tao

February 2008

低轨卫星 DS-CDMA 信号快速同步技术研究

帅涛 (通信与信息系统)

指导老师: 杨根庆 研究员 梁旭文 研究员

摘要

近几十年来,经过几代学者的不懈努力,通信系统同步理论已臻完善,其实现技术也趋于成熟;然而在某些特定系统和特定应用背景下,信号同步仍然存在值得进一步研究的空间。本文即以低轨卫星上行突发 DS-CDMA 信号接收为主要对象进行相应研究。

相对于地面通信系统,低轨卫星 DS-CDMA 系统信号接收存在以下难点:首先,低轨卫星和地面用户之间存在较大的相对速度和相对加速度,信号多普勒效应非常明显。其次,卫星和地面用户距离较大,且卫星和地面终端发信机功率受限,链路余量小,接收机接收信号电平通常仅略高于解调门限。另外,卫星过境时间有限,每颗卫星与地面终端之间可持续通信时间较小,为了提高系统效率,需要接收机进行快速同步,特别是一些突发短数据报文。

大多普勒、低信噪比和快速同步三者联合对接收机设计提出了较高要求。本文以此为目标,从并行捕获和参数快速同步两方面着手进行了相应的研究。在前人研究的基础上,本文主要有如下贡献:

(1) 以接收机工作特性曲线为依据,对弱信号非相干累加平方损耗进行研究,给出一种在普通信号检测范围内实用的平方损耗和非相干累加增益计算公式。相对于现有公式,本文公式计算检测量等效信噪比时无需迭代,减小了计算量。

(2) 给出一种适用于低轨卫星 DS-CDMA 信号并行捕获的检测量驻留方式、积分时间和判决门限的简易设计原则,并提出一种改变累加路线的积分方案,有效解决了并行捕获和二维捕获中的码滑动问题。

(3) 分析了高动态下环路设计关键技术,给出一种自适应环路设计方式,实现同步过程中环路类型和环路带宽的自动切换,改善了传统锁相环路设计同步速度和同步精度的矛盾。

(4) 改进了 M&M 频率估计器,将载波频率估计范围扩大到 $(-\frac{1}{2T}, \frac{1}{2T})$;给出一种判决辅助载波参数估计结构,其估计性能相对于传统无数据辅助结构有较大提高。

关键词: 低轨卫星 DS-CDMA 同步 捕获 载波参数估计

Studying on Fast Synchronization in LEO Satellite DS-CDMA Systems

Shuai Tao (Communication and Information System)

Directed by: Yang GenQing & Liang Xuwen

Abstract

In the last decades of years, under the continuous research of many scholars, the theory and implementation of communication synchronization techniques consummate step by step. Besides, there are some specific systems that are worthy of investigation. This paper just investigate the signal reception of LEO satellite DS-CDMA system.

Compare with common terrestrial communication systems, it has several difficulties in the reception of LEO satellite DS-CDMA signal. Firstly, the great velocity and acceleration between users and satellites cause influential doppler effects. Secondly, the long distance and low transmitting power result in weak signal at the receiver end. Lastly, the pass through time of each satellite is limited to several minutes. In order to improve system efficiency, fast synchronization is required, especially in some short burst transmission modes.

The united requirements of high dynamic, low signal to noise ratio and fast synchronization bring forward rigorous demands to receiver design. Base on this target, this paper investigated several aspects in signal acquisition and fast parameter estimation and result in the followed contributions:

(1) A appropriate formula for noncoherent accumulation squaring loss and gain is put forward base on the receiver operating character. This formula is more feasible in calculating SNR of decision variable.

(2) Base on the hybrid coherent and noncoherent accumulation, this paper discuss a common design rule and bring forward a way of changing accumulation route for code slide which is effective in parallel acquisition and two dimension acquisition.

(3) This paper analyze the key factors of loop design in high dynamic condition. An adaptive loop is given for smooth the contradiction of synchronization time and accuracy.

(4) This paper analyze the data-aid and non-data-aid parameters estimations and discuss the improved M&M frequency estimator. A new decision-directed carrier parameters estimation is put forward which perform much better than the traditional non-data-aid structure.

Key words: LEO satellite DS-CDMA synchronization acquisition carrier parameter estimation

摘要.....	i
Abstract.....	ii
第一章 绪论.....	1
§ 1.1 引言.....	1
§ 1.2 低轨卫星 DS-CDMA 系统物理层设计中的主要技术问题.....	1
§ 1.2.1 CDMA 信号发送与接收.....	1
§ 1.2.2 同步 CDMA 与异步 CDMA.....	3
§ 1.2.3 低轨卫星系统多普勒效应.....	4
§ 1.2.4 其他技术问题.....	6
§ 1.3 大多普勒和低信噪比下信号快速同步.....	7
§ 1.3.1 研究背景.....	7
§ 1.3.2 低轨卫星弱信号快速捕获.....	7
§ 1.3.3 低轨卫星弱信号快速同步.....	9
§ 1.3.4 研究结论.....	10
§ 1.4 论文主要创新点.....	10
§ 1.5 本章小结.....	11
第二章 DS-CDMA 信号捕获与同步基本理论.....	12
§ 2.1 引言.....	12
§ 2.2 DS-CDMA 信号捕获理论基础.....	12
§ 2.2.1 捕获基本概念.....	12
§ 2.2.2 串行捕获与并行捕获.....	13
§ 2.2.3 相干检测与非相干检测.....	14
§ 2.2.4 驻留时间与判决准则.....	16
§ 2.2.5 分析方法与性能评估.....	17
§ 2.3 DS-CDMA 信号同步理论基础.....	18
§ 2.3.1 同步基本参数.....	18
§ 2.3.2 载波同步误差影响.....	18
§ 2.3.3 时钟同步误差影响.....	19
§ 2.3.4 载波同步实现方法.....	20
§ 2.3.5 时钟同步实现方法.....	22
§ 2.3.6 同步性能评估.....	24
§ 2.4 本章小结.....	25
第三章 相干积分并行捕获参数优化设计.....	26
§ 3.1 引言.....	26
§ 3.2 多普勒效应对信号积分影响.....	26
§ 3.2.1 载波多普勒与解扩能量衰减.....	26
§ 3.2.2 码多普勒及码拉偏与积分驻留时间.....	28
§ 3.3 相干积分下捕获要素设计与优化.....	30
§ 3.3.1 检测概率、虚警概率与门限设置.....	30
§ 3.3.2 基于门限信噪比的相干累加捕获参数设计.....	33
§ 3.3.3 捕获概率与突发捕获时限设计.....	38
§ 3.4 本章小结.....	38
第四章 非相干积分平方损耗与并行捕获方案.....	39
§ 4.1 引言.....	39

§ 4.2 后积分非相干累加检测.....	39
§ 4.2.1 后积分非相干累加解析分析.....	39
§ 4.2.2 后积分非相干累加仿真验证.....	41
§ 4.3 检测信号非相干累加的平方损耗.....	43
§ 4.3.1 检测信号平方损耗定义.....	43
§ 4.3.2 基于接收机特性曲线的平方损耗分析.....	44
§ 4.3.3 平方损耗计算仿真验证.....	46
§ 4.4 低轨卫星 DS-CDMA 信号 PN 码混合并行捕获方案设计.....	47
§ 4.4.1 一种简易设计原则.....	47
§ 4.4.2 码滑动与积分路线设计.....	51
§ 4.5 本章小结.....	52
第五章 二维并行捕获设计.....	54
§ 5.1 引言.....	54
§ 5.2 匹配滤波与 FFT 结合的二维捕获结构.....	54
§ 5.3 二维捕获关键参数分析.....	56
§ 5.3.1 能量衰减与插零分析.....	56
§ 5.3.2 单采样与双采样设计.....	57
§ 5.3.3 二维捕获码滑动问题.....	58
§ 5.4 二维捕获中的检测量加权.....	60
§ 5.4.1 检测量选取方式.....	60
§ 5.4.2 两种检测量选取对比仿真.....	63
§ 5.5 信号快速捕获解决方案与性能分析.....	64
§ 5.6 本章小结.....	66
第六章 反馈同步设计.....	67
§ 6.1 引言.....	67
§ 6.2 基于反馈环路的 DS-CDMA 接收机一般结构.....	67
§ 6.3 数字锁相环路参数设计.....	69
§ 6.3.1 环路设计.....	69
§ 6.3.2 环路捕获能力.....	70
§ 6.3.3 环路跟踪能力.....	71
§ 6.3.4 环路噪声性能.....	73
§ 6.3.5 环路锁定检测.....	76
§ 6.3.6 环路工作效率.....	76
§ 6.4 低轨卫星 DS-CDMA 信号载波同步分析与环路设计.....	77
§ 6.4.1 锁相环参数分析.....	77
§ 6.4.2 锁频环参数分析.....	78
§ 6.4.3 载波环路变参数设计.....	79
§ 6.4.4 低轨卫星信号载波同步过程仿真.....	80
§ 6.4.5 误差鉴别器讨论.....	83
§ 6.5 低轨卫星 DS-CDMA 信号 PN 码同步设计.....	85
§ 6.5.1 PN 码时钟误差鉴别器.....	85
§ 6.5.2 DLL 环路滤波.....	87
§ 6.5.3 时钟校正电路分析.....	90
§ 6.5.4 两种 PN 码同步电路比较.....	95

§ 6.5.5 内插与 PN 码同步精度分析	97
§ 6.6 本章小结.....	100
第七章 前馈同步与参数估计.....	101
§ 7.1 引言.....	101
§ 7.2 低轨卫星 DS-CDMA 信号快速同步关键问题分析	101
§ 7.3 数据辅助载波频率估计.....	103
§ 7.3.1 基于点差分的频率估计器.....	103
§ 7.3.2 基于自相关函数的频率估计器与改进结构.....	105
§ 7.3.3 基于 FFT 的频率估计器.....	108
§ 7.4 无数据辅助载波参数估计.....	109
§ 7.4.1 调制数据剥离.....	109
§ 7.4.2 频率与相位估计性能.....	110
§ 7.4.3 相位扩展和周期滑动.....	112
§ 7.5 判决辅助同步电路设计.....	113
§ 7.5.1 判决辅助载波参数估计结构及分析.....	113
§ 7.5.2 判决辅助载波参数估计性能仿真.....	115
§ 7.6 DS-CDMA 信号快速同步解决方案与性能分析.....	118
§ 7.7 本章小结.....	120
第八章 全文总结.....	121
参考文献.....	123
作者攻读博士学位期间发表论文.....	132
致谢.....	133
作者简介.....	134

第一章 绪论

§ 1.1 引言

自 1957 年苏联发射成功第一颗人造卫星以来,航天技术已经取得了举世瞩目的成就,现代卫星在通信、定位、遥感和空间探测等方面发挥着越来越重要的作用。

早在 1945 年,英国空军雷达专家阿瑟·克拉克在《无线电世界》杂志上发表了题为《地球外的中继站》一文,指出在赤道上空等间隔分布三颗地球静止轨道卫星即可实现全球覆盖的通信系统,但直到 1979 年国际海事通信系统 INMARSAT 的成功建立才标志着全球覆盖卫星系统的实现。该系统能向海上、空中和陆地用户提供语音和数据等综合业务,但由于该系统卫星轨道高,信号传输时延和衰减大,仅适用于船舶、飞机、车辆等移动体,不能适应个人通信终端小型化的需求,另外信号频谱利用率差、系统容量小、资费昂贵等因素也使该系统市场竞争力下降。

LEO 低轨卫星系统由于卫星轨道低,信号衰减和传输时延小,适合个人通信的发展需求。另外,多波束天线的采用使低轨卫星系统具有更高的频谱利用率和更大的系统容量,与静止轨道卫星系统相比更适合于与地面通信网的融合,实现真正的全球通信系统[1] [2]。

作为扩频系统的发展,DS-CDMA 技术应用于低轨卫星系统似乎是两者的完美结合[3] [4]。扩频通信抗干扰性好,信号隐蔽性强等特点在低轨卫星系统中得以充分体现;同时低轨卫星通常在 LOS 视距信号存在条件下进行通信,信道在带宽 10MHz 下为平坦衰落,相对于 OFDM 等其他多址方式,CDMA 在接收机复杂度和误码性能上也略有优势[5];另外扩频系统特有的定位特性是其他系统无法取代的。低轨卫星 DS-CDMA 星座系统是实现一个既具有全球覆盖通信能力,又具有初步定位授时能力的综合系统的良好折衷选择。

目前(或存在过)的低轨卫星系统主要有 Orbcomm,LEO One,Iridium, globalstar, teledesic, skybridge 等,其中值得指出的是 globalstar 和 teledesic 都采用了 CDMA 技术。另外,欧空局 LUTMS 也致力于实现低轨卫星 CDMA 系统与地面第三代通信系统的融合。

上海微小卫星工程中心协作相关单位对低轨卫星扩频系统进行了许多具有实际意义的研究[2],并致力于推动我国低轨卫星星座系统发展,实现有自己特色的卫星全球通信系统。

§ 1.2 低轨卫星 DS-CDMA 系统物理层设计中的主要技术问题

§ 1.2.1 CDMA 信号发送与接收

与传统的靠频率或时隙区分用户的方式不同,DS-CDMA 采用特定的扩频码区分不同的用户或信道。扩频码通常采用伪随机序列,早期的扩频系统主要应用于军事通信,一般采用较长的扩频序列以实现信号的隐蔽和保密[7];以商业应用为主要目的的 CDMA 系统,为了降低多址干扰、提高系统容量,通常采用多种扩频码和扰码组合的复合扩频模式,并对上下行信号采用了不同的信号设计方式。

以一个基本的 DS-CDMA 系统为例, 假定用户 l 的数据为 $d_k^l \in \{\pm 1\}$, 数据速率为 $R_b = 1/T_b$; 扩频码速率为 $R_c = 1/T_c$, 周期为 L , 扩频因子为 $M = T_b/T_c$, 并定义

$$|i|_L \triangleq i \bmod L, \lfloor i \rfloor_M \triangleq \text{int} \left\{ \frac{i}{M} \right\} \quad (1.1)$$

则用户 l 的基带 DS-QPSK 信号可以表示为[4]:

$$\tilde{S}^l(t) = \sqrt{P_s^l} \sum_{i=-\infty}^{+\infty} (C_{I,|i|_L}^l d_{I,\lfloor i \rfloor_M}^l + j C_{Q,|i|_L}^l d_{Q,\lfloor i \rfloor_M}^l) \cdot g_T(t - iT_c) \quad (1.2)$$

式(1.2)中 P_s^l 为用户平均发射功率, $g_T(t)$ 发送信号码片成型函数, C_I^l 和 $C_Q^l \in \{\pm 1\}$

分别为 QPSK 信号 I 路和 Q 路扩频码, i 每增加一个码片持续时间 T_c 加 1, $d_{I,h}^l$ 和 $d_{Q,h}^l$ 分别为信号 I 路和 Q 路第 h 个数据。扩频因子 M 可以取一个 PN 码周期 L , 也可以为部分或多个 PN 码周期。

根据 I 路和 Q 路数据的选择有两种调制方式: 若 $d_{I,h}^l = d_{Q,h}^l = d_h^l$, 则调制方式为 DS-BPSK 调制[8]; 若 $d_{I,h}^l = d_{2h}^l$, $d_{Q,h}^l = d_{2h+1}^l$, 则调制方式为 DS-QPSK 调制[9];

若 IQ 路扩频码选择 $C_I^l = C_Q^l = C^l$, 则为传统扩频方式; 若选择不同的扩频码, 则为 IQ 交叉扩频方式。相对于传统扩频方式, 交叉扩频方式在对抗相位噪声、非线性信号失真和同步误差引起的 IQ 信号不平衡方面有更好的性能[4]。

发信机编码、扩频、成形、内插和基带正交调制等步骤通常采用数字电路实现, 其信号流程图如图 1.1 所示。

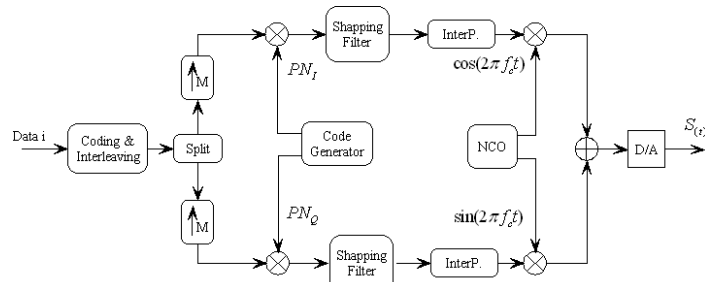


图 1.1 发信机信号流程图

基带信号经调制、滤波和放大等环节最后经天线发射出去即实现了信号发送过程。调制后信号可以表达如下:

$$S^l(t) = \text{Re}(\tilde{S}^l(t)e^{j\omega_c t}) \quad (1.3)$$

对扩频信号的接收, 通常有相干和非相干两种方式。相对于非相干解调, 相干解调有更好的误码性能[11]。对于低轨卫星通信系统, 除了功率受限的原因, 卫星和终端相对动态较大, 载波和码多普勒偏移量和变化量都不可忽视, 从而一般采用

相干解调方式。图 1.2 为一简化相干解调扩频接收机数字部分信号流程图。

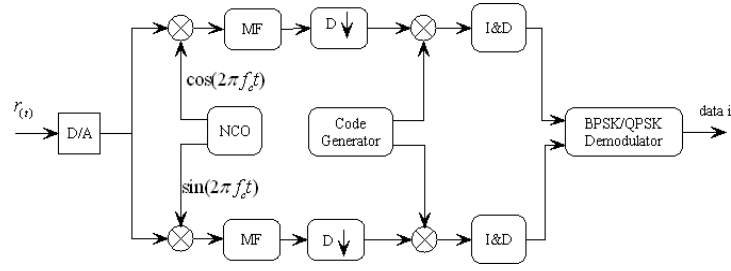


图 1.2 接收机信号流程图

经低噪声放大、下变频和滤波后的中频信号可以表述为:

$$r(t) = \sum_{l=1}^N \tilde{s}^l(t - \tau_l) e^{j(\Delta\omega_l t + \phi_l)} + n(t)$$

$$= \sum_{l=1}^N \sqrt{P_s^l} \cdot e^{j(\Delta\omega_l t + \phi_l)} \cdot \sum_{i=-\infty}^{+\infty} (C_{I,|i|_L}^l d_{I,|i|_M}^l + j C_{Q,|i|_L}^l d_{Q,|i|_M}^l) \cdot g_T(t - iT_c - \tau_l) + n(t) \quad (1.4)$$

式中 τ_l 为 l 路信号延时, $\Delta\omega_l$ 为剩余频差(包括多普勒频移、时钟误差等), ϕ_l 为载波相差。 $n(t)$ 为复噪声包络。除了噪声项和信号幅度外, 载波频差、相差和信号延时都是接收信号的未知项。为了正确判决接收数据, 接收机须对未知参数 τ_l 、 $\Delta\omega_l$ 和 ϕ_l 进行估计, 这便是同步技术研究的主要内容。

§ 1.2.2 同步 CDMA 与异步 CDMA

Globalstar 采用了星上透明转发通信方式[12], 并将相对复杂的解调交换等操作移至地面, 用规模较大的地面站完成一系列任务, 从而实现了星上收发信机的简化。然而从系统性能角度考虑, 星上透明转发过程也是上下行噪声叠加的过程; 而星上数据恢复的处理式转发过程则是误码叠加的过程, 从接收机解调曲线容易看出噪声叠加造成的性能恶化远大于误码叠加。随着集成电路的发展, 星上信号处理技术成为近年来卫星通信有效载荷研究的热点内容。

对于星上处理式系统, 卫星下行前向信道受同一星上时钟控制, 容易实现信道间同步, 从而可以充分利用正交码实现同步 CDMA 系统(S-CDMA), 使信道间干扰最小化, 进而提高系统工作效率, 降低星上发射功率。其实现方式和陆地 CDMA 前向链路相似, 可以采用 Walsh-Hadamard 码作为信道化码, 长 PN 序列作为扰码区分基站、用户等[12]。为了提供相干解调同步参考信号, 同步 CDMA 系统通常包含一导频信道。根据应用的不同导频信道可以调制数据, 也可以为全一数据; 另外, 导频还可以采用连续模式与突发模式[14]。导频信号强度通常高于其他业务信道以提供精确的同步参考信息。卫星转发器由于功率受限, 且有严重的多普勒效应(特别是 LEO 系统), 因而通常采用连续导频以避免突发导频引起的较大峰平比和参考信号内插等问题。前向信道还包括用于提供系统时钟的同步信道和发起呼叫的寻呼信道, 而用户对下行信号的接入过程则依次经过前面三种信道最后接入分配的业务信

道[15].典型的前向信道如图 1.3 所示:

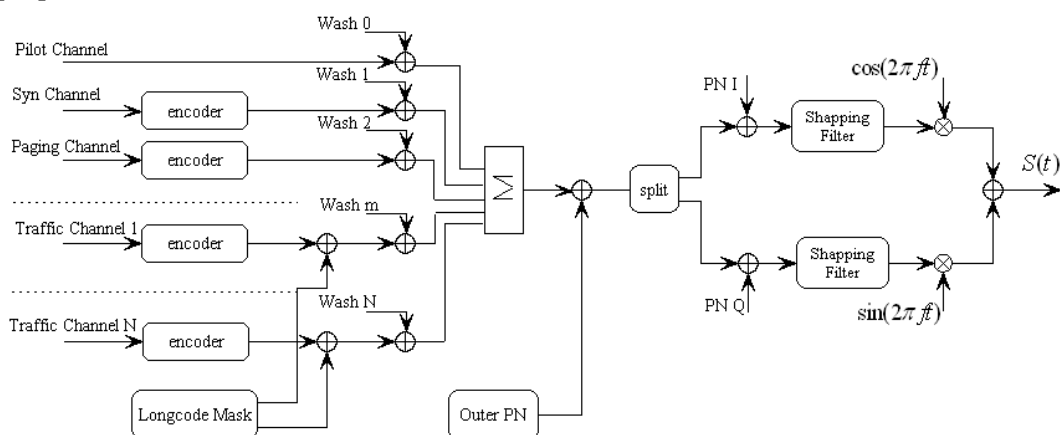


图 1.3 前向信道

对于上行反向信道(用户向卫星),发送信号的终端各自独立,很难实现精确的授时定位机制使不同的上行信号在到达卫星天线时达到码片级同步(1 微秒以内),特别是在相对高速移动的低轨卫星系统和自身位置不确定的移动终端之间。值得指出的是欧空局在前期的研究中引入第三方授时机制对准同步 QS-CDMA 系统进行了广泛的研究,但准同步系统需依赖于精确授时,且大大增加了系统和终端的复杂度。通常低轨卫星系统反向信道采用异步 A-CDMA 方式,不同终端信号多址干扰(MAI)通过星上多用户检测(MUD)算法实现干扰抑制。另外上行信道中,按包模式(Packet mod)突发发送的随机接入信号需要实现快速捕获以提高系统效率,然而低轨卫星系统大多普勒特性导致捕获在频域和码相位的二维不确定性增大了捕获难度,从而低轨卫星随机接入信道一般采用码长较短的前导辅助信号捕获,上行信道扩频码通常为短 PN 码与其他序列的复合。另外,在上行信道中也有采用插入一定周期的导频信号辅助同步方式[16]。典型的反向接入信道如图 1.4 所示

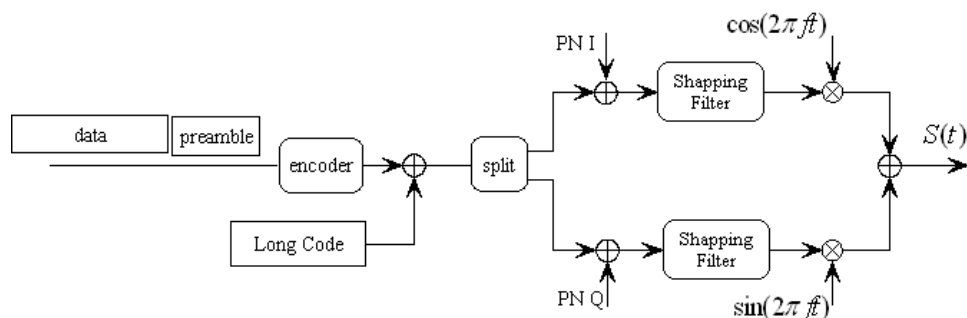


图 1.4 反相接入信道

对于调制方式,PSK 调制在卫星扩频系统中得到广泛的应用。文献[18]指出,BPSK-CDMA 和 QPSK-CDMA 性能仅在码间串扰(ISI)方面有较细微区别,而扩频系统本身对码间串扰有良好的抑制性。另外,连续载波相位调制(CPSK)也常应用于 CDMA 系统以提高频谱效率,但其信号同步处理相对复杂。

§ 1.2.3 低轨卫星系统多普勒效应

与地面通信系统相比,低轨卫星信道最显著的特点之一就是卫星和地面站或终端存在较大的视距速度和加速度;这个相对运动不但引起较大的载波多普勒频移和多普勒频移变化,而且在 DS-CDMA 系统中还引起明显的码多普勒和码多普勒变化。

相对卫星来说,即使地面存在多径反射情形,各反射点与卫星夹角差异也是可以忽略不计的[23],对于 DS-CDMA 系统,多径信号形成的信道衰落是慢衰落,在视距信号存在条件下,对接收机影响更大的是信号多普勒动态特性。

文献[32]给出卫星相对地面用户在不同最大仰角轨道的归一化多普勒特性曲线。在最大仰角为 30 度至 90 度(卫星过顶)范围内,各多普勒特性曲线相差不大。假设卫星(过顶)在 S 点,地面用户在 A 点,卫星轨道高度为 h ,地球半径 R ,则卫星、地面用户和卫星轨道关系如图 1.5 所示:

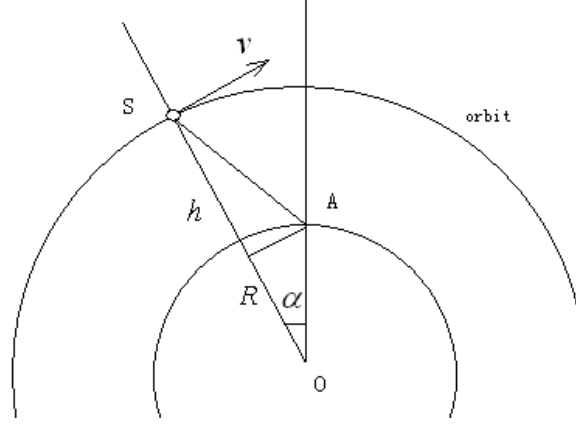


图 1.5 卫星和用户位置几何关系

采用文献[32]相似的推导方式可以得出此时归一化多普勒表达式为:

$$g(t) = -\frac{v_l}{c} = \frac{v}{c} \times \frac{R \times \sin \alpha}{\sqrt{(R+h)^2 + R^2 - 2(R+h)R \times \cos \alpha}} \quad (1.5)$$

式(1.5)中, v_l 指卫星和地面用户的相对速度, α 为卫星、地心和用户间夹角,假定卫星绕地面角速度为 ω , 则

$$\alpha = \omega t + \theta_0 \quad (1.6)$$

式(1.6)中 θ_0 为卫星工作最小仰角时与地心和用户的夹角。将式(1.6)代入式(1.5),并对时间 t 求导,可得多普勒变化率表达式:

$$g'(t) = -\frac{v}{c} \times \frac{R\omega \cos(\omega t + \theta_0) + \frac{(R+h)R\omega \sin^2(\omega t + \theta_0)}{(R+h)^2 + R^2 - 2(R+h)R \times \cos(\omega t + \theta_0)}}{\sqrt{(R+h)^2 + R^2 - 2(R+h)R \times \cos(\omega t + \theta_0)}} \quad (1.7)$$

假定卫星轨道高度为 700Km, 最小工作仰角为 10 度, 此时载波频率为 400MHz 的多普勒特性曲线如图 1.6 所示:

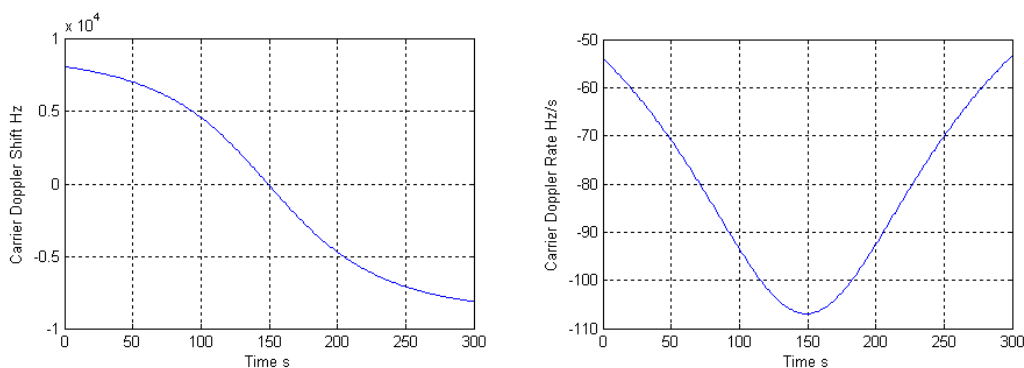


图 1.6 载波多普勒与多普勒变化率

图 1.6 中，左边为载波多普勒频移，右边为载波多普勒变化率。从图中可以看出，最大载波多普勒频移在 8KHz 左右，且最大载波多普勒变化率出现在多普勒偏移为零处，其值约为 100Hz/s 。

假定 DS-CDMA 系统码速率为 1.2288Mcps ，此时 PN 码多普勒特性曲线如图 1.7 所示：

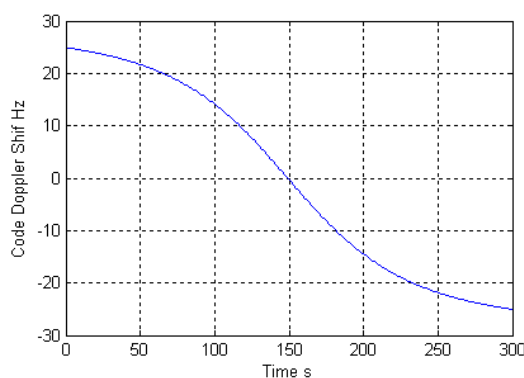


图 1.7 PN 码多普勒

由图 1.7 可见码多普勒最大值为 25Hz 。与载波多普勒对接收机影响类似，DS-CDMA 系统中，码多普勒也会直接影响到信号的捕获和跟踪。

§ 1.2.4 其他技术问题

除了信号设计与多普勒动态，低轨卫星 DS-CDMA 系统物理层还有诸多其他技术问题。

在低轨星座系统中，用户终端大部分时候可以同时见两到三颗卫星，多星分集技术正是得益于这一特性。当某一颗卫星直视(LOS)信号受到建筑物或树木遮挡后，用户终端和卫星系统的通信链路靠另一颗未被遮挡的卫星信号保障通信畅通，从而大大降低信号阻塞率[19]。另外，分集技术和和软切换结合，确保了信号在波束间或卫星间的无缝切换。

功率控制也是低轨卫星 DS-CDMA 系统关键技术之一。相对于地面通信系统，卫星信号由于远近效应或短时信号阻挡造成的信号功率波动要小的多，通常仅为 10dB 左右。另外，在 LOS 信号存在条件下，终端和卫星之间的信号功率变化相对缓慢，即使在信号延时达几毫秒量级也容易实现有效的功率控制。和地面系统一样，低轨卫星系统也常采用以信噪比和误帧率为控制指标的外环内环组合功控方式[6]。

卫星反向链路异步 CDMA 模式造成严重的多用户干扰(MAI)，星座系统前向链

路也存在不同波束或不同卫星之间的干扰信号；其次由于卫星信号相对较弱，极易受到其他无线电设备的有意或无意的信号干扰。对于前者，多用户检测技术受到广泛的重视，其中基于 LMS 的盲多用户检测[20]由于硬件消耗较小从而特别适合星上实现，文献[21]提出的 EC-BAID 接收机对大多普勒频移也有抑制作用。对于后者，抗干扰措施包括时域和频域两种方案[22]，相对时域抗干扰，频域算法相对硬件消耗较大，但抗窄带干扰效果更好。

§ 1.3 大多普勒和低信噪比下信号快速同步

§ 1.3.1 研究背景

一个完整的低轨卫星通信系统包括卫星、地面站和移动终端三部份。对于卫星，其电源由太阳能帆板提供。太阳能帆板及蓄电池的使用寿命在很大程度上决定了卫星寿命，降低功耗是卫星系统设计的主要目标之一。随着集成电路的使用与技术的提高，星上收发信机基带处理器功耗已仅占通信模块总功耗的较小比例，而射频信号功耗则占据主要部分。降低星上通信模块的关键是降低信号发射功率。

对于移动终端，情况与之类似。由于电池存储能量限制，终端待机和使用时间逐渐成为用户关注的焦点。

卫星系统设计时经过严密的链路预算实现信号发射功率优化。对于 DS-CDMA 系统，功率控制技术的采用将发信机功率控制在合适的电平。为了进一步提高系统效率，有的通信系统采用了编码增益较高的级联码或 Turbo 码[1][29]，将信号解调门限降低到 1dB 左右。此时，数据接收的难点在于信号解调和同步。

正如前面所述，星上解调式低轨卫星系统中，下行信道一般采用广播方式，其同步通过信号强度较高的公共导频完成；信道接入通过注册、寻呼和信道分配的完成，其中，基于突发方式的注册信息是信号接收的难点。另外，还有些类似短信业务的短数据报文也通过突发方式传送。短数据突发报文通常仅数十至几百个 bit，其信号捕获和同步一般利用前导完成。若采用传统的串行捕获和环路同步方式，捕获和跟踪过程将消耗较长时间，导致前导消耗占总帧长的很大比例，从而降低了系统频谱利用率。与之相对，采用快速同步策略可以降低平均捕获时间和前导消耗从而提高系统频谱利用率。另外，对于一些特殊应用场合，通过降低前导字长还可以增强信号隐蔽性。

可见，低轨卫星 DS-CDMA 系统中，弱信号快速同步技术不仅是一个难点，也是系统关键技术之一。对该技术的研究有实际意义。

§ 1.3.2 低轨卫星弱信号快速捕获

快速捕获一直以来就是扩频系统研究的热点内容之一。1977 年，Holmes[49]采用信号流程图方法对扩频信号平均捕获时间进行分析，给出串行滑动相关方式下平均捕获时间和时间方差计算方法，并将其作为考察捕获性能的指标之一。快速捕获通过改进检测器结构和检测策略[35]实现信号平均捕获时间降低。

在检测策略方面，改进系统驻留方式是实现信号快速搜索的主要途径。文献[54][55]分别讨论了基于固定时间驻留的单驻留系统和多驻留系统，其中多驻留方式由于引入验证措施，其捕获时间比单驻留系统有一定降低。相对于固定时间驻留方式，

序贯检测[47]由于采用可变时间积分方式,兼顾了高低信噪比差异,其检测性能得到进一步提高[57] [58] [59]。另外,为了提高系统检测概率,采用自适应门限方式[63][64][72]实现恒虚警检测,可以改善系统捕获性能。

对检测策略的改进通常可以数倍地降低平均捕获时间;而检测器结构的改进可以实现平均捕获时间的大幅度降低。1984年, Polydoros[37]采用环形流对信号流图方法进行改进,并提出利用匹配滤波进行 PN 码并行快速捕获[38]。在其后的研究中, Milstein[40]和 Su[41]应用声表面滤波器件实现了基于匹配滤波的 PN 码并行捕获结构。相对于滑动相关串行搜索, PN 码并行捕获结构通常可以将信号搜索时间降低两个量级以上。

对于低轨卫星高动态弱信号捕获,文献[78]给出了一种对码多普勒偏移进行并行搜索的方案,并通过后积分累加和检测量输出控制的方式实现一种新的并行捕获结构。相对于传统 PN 码并行捕获方式,该结构可以将平均捕获时间再降低一个量级。然而该方法基于载波和码多普勒相干情况,当两者不相干,存在码拉偏时,该结构需改进为载波和码二维搜索,其硬件消耗将增加较大。

基于对载波和 PN 码的二维搜索,文献[45]和[80]分析了匹配滤波和 FFT 的联合实现方案,并对其在低轨卫星 CDMA 系统中应用进行分析。文献[81]给出了该结构的一种更加详细的实现方案。文献[76]给出二维捕获在 GPS 信号捕获中的应用。对于卫星系统弱信号,该方式可以在数十个 bit 内实现信号快速捕获。

对弱信号通过积分提高信噪比方式,可以分为相干积分和非相干积分两种情况。相干积分无信噪比损失,但大多普勒下积分引起扫描频点增加。非相干积分不引起载波频点数目变化,但会引入平方损耗。普通 ASIC 设计将两者作为用户自定义参数[150],地面移动通信中,一般通过降低相干积分时间以减小载波多普勒影响;而卫星移动通信系统中,则常取 PN 码周期为相干积分时间[70] [78]以简化接收机设计。

本文捕获部分在借鉴上述研究成果基础上,主要考虑了低轨卫星信号信噪比低和多普勒动态大的特性,以降低平均捕获时间为目标,讨论了基于 PN 码匹配滤波和二维捕获结构下,检测量积分方式和门限优化设置方案。

普通 PN 码并行捕获[40] [41] [42]和二维捕获中[45] [80] [81]中较少讨论到码滑动影响。在接收信号存在码多普勒频移或不相干码拉偏时,码滑动将直接影响到信号积分驻留时间[70][78]。对于弱信号非相干累加,由于信噪比损耗较大,为了达到合适的检测信噪比,通常需经过较长积分驻留,此时码滑动应作为约束参量参与系统设计。

非相干累加平方损耗问题较早在雷达信号检测[57]中提出。文献[76]给出一种给定虚警概率下损耗计算公式,该公式计算相对准确但较复杂,且通信系统按目标信噪比设计时,仅用平方损耗公式须迭代处理,应用较繁琐。

本文通过比较相干累加和非相干累加接收机特性曲线,给出一种基于特性曲线的非相干累加增益和平方损耗计算公式。相对前者,本文计算公式更简单,且可以直接计算非相干累加后信号等效检测信噪比。

从相干累加方式出发,本文捕获部分首先通过解析式计算了平均捕获时间和检测信噪比、检测门限的优化设置。以平方损耗为桥梁,给出一种非相干积分的相干等效分析方式。在综合考虑信号能量载波多普勒衰减和 PN 码相对滑动等因素基础上,讨论了给定信噪比下,检测器驻留时间和判决门限的一种简易设计原则,并给出一种以门限信噪比时平均捕获时间最小,高信噪比次优的检测量和判决门限设定方式。针对码滑动问题,本文还给出一种改变累加路线的设计方式,在增加一定硬

件消耗下, 该方式可以实现信号积分时限提高。另外, 考虑到实际多普勒时间分布不均匀的特点, 在二维并行捕获中, 本文讨论了根据多普勒分布的后验概率进行检测测量加权的一种设计方式, 相对于普遍采用的基于最大似然的检测量选取[70], 该方式在低轨卫星应用中可以将检测性能提高约 0.5dB。

§ 1.3.3 低轨卫星弱信号快速同步

与信号快速捕获相似, 信号快速同步(跟踪)也是近年来突发信号同步技术研究的热点内容之一[85]。

大多数 DS-CDMA 系统中, 信号同步方式采用传统的锁相环路结构[71]。文献[94] [110] [111]等给出了锁相环路设计基本理论和方法, 文献[101] [102] [103]较早分析了基于环路理论的 PN 码延迟锁定技术, 文献[104] [105] [106]给出了对应的实现结构。文献[35]较详细分析了扩频信号载波环和码环反馈同步与平方损耗。

基于锁相环路的反馈同步方式由于理论成熟, 硬件需求小, 实现相对容易, 其应用非常普遍; 然而, 锁相环路在捕获时间、动态性能和同步精度上却存在固有的设计矛盾[93] [94], 通常情况下难以同时达到各个指标优化。

相对于算法较复杂的前馈同步方式, 反馈锁相环工作效率较低[90]; 另外, 单点鉴别器在低信噪比下会引入较大的平方损耗, 对弱信号快速同步, 锁相环并不是一个良好的选择[145] [147]。对于低轨卫星弱信号同步, 环路锁定一般需消耗数百个 bit 以上, 难以适应突发短数据快速同步需求。

随着集成电路技术的提高, 算法相对复杂的前向估计器越来越广泛地应用于突发信号接收[146]。

本文同步部分从基本理论出发, 讨论了 DS-CDMA 信号同步方法和同步误差影响, 并分别讨论了前馈和反馈两种实现方法。

对传统的反馈结构, 本文将环路分为误差鉴别器、环路滤波和误差校正三个部分讨论, 并根据环路在不同环节工作目标差异, 给出一种变带宽实现方式, 该方式可以在一定程度缓解环路稳定时间和同步精度的矛盾。

对于载波反馈同步, 本文主要讨论了数字锁相环设计和高动态低信噪比下自适应环路设计方法。对于 PN 码同步, 本文重点分析了几种不同的误差校正结构及其工作性能, 对一般较少讨论的内插与同步精度的关系, 本文还给出相应的分析和仿真结果。

估计器设计是前馈同步的核心。一般地, 估计器可以分为数据辅助、无数据辅助和面向判决(或判决辅助)三类[84] [93] [146]。其中数据辅助方式在进行信号同步时需确知发送信息。实际中, 接收机同步前确知发送信息的场合非常有限, 数据辅助方式通常也仅应用在前导字或导频信号同步处理中。对于数据信息的解调, 更常采用的是无数据辅助方式[84], 然而该方式通过 M 次方[95]或 V&V[147]等非线性去调制技术同样引入了较大的信号平方损耗, 在低信噪比下, 应用无数据辅助方式也需消耗较长的同步时间[145]。

本文结合突发信号通常带有前导的组帧特点, 设计出一种数据辅助和面向判决混合同步电路, 将传统上应用于差分解调的判决辅助结构[84]应用到普通非差分 PSK 信号解调。仿真表明, 该方式相对无数据辅助有 7dB 左右门限信噪比提高, 从而更适合突发弱信号解调。

另外, 针对低轨卫星信号大频偏估计需求, 本文对 M&M 估计器[142]进行了改

进, 将估计范围扩大到 $(-\frac{1}{2T}, \frac{1}{2T})$ 。改进后的 M&M 估计器与 Kay 估计器[139]频差估计范围一致, 但估计器性能有较大改善。

§ 1.3.4 研究结论

本文以一个目前采用的低轨卫星上行信号为研究对象对论述方法进行了验证。在编码方式为卷积编码, 信号解调门限信噪比为 5dB 时, 若采用 PN 码并行捕获和面向判决同步方式, 可以实现信号在 1500 个 bit 左右完成同步; 若采用 PN 码二维捕获和面向判决同步, 则同步仅需 200 个 bit 时间; 相对系统指标, 同步速度分别提高 2 倍和 15 倍。

对于解调信噪比更低的情况, 比如采用 Turbo 编码方式, 解调信噪比为 1dB 左右时, 应用本文设计方式, 采用改变积分路线, 增加积分驻留时间进行二维捕获和增大频率和相位估计窗口进行判决辅助同步, 可以实现在数百个 bit 持续时间内完成信号同步过程。

相对于传统的基于串行捕获或 PN 码并行捕获以及载波反馈同步或无数据辅助同步方式, 本文给出的二维捕获和载波前向估计方案可以将同步时间降低一个量级以上, 符合突发短数据快速同步需求。

另外, 本文同步方案分析基于卫星仰角较高, 信道状况较好[31]的状态进行, 即在 Ricean 因子较高时, 采用高斯信道近似。在卫星仰角较低或信道衰落下, 需采用分集或码片均衡等处理, 对于处理后信号, 本文给出的同步方法仍然适用。

§ 1.4 论文主要创新点

本论文以低轨卫星上行突发信号接收为主线, 讨论了大多普勒和低信噪比下, DS-CDMA 信号快速同步技术问题, 并在如下几个方面做了相应创新。

(1) 以接收机工作特性曲线为依据, 对弱信号非相干累加平方损耗进行研究, 给出一种在普通信号检测范围内实用的平方损耗和非相干累加增益计算公式。相对于现有公式, 本文公式计算检测量等效信噪比时无需迭代。

(2) 给出一种适用于低轨卫星 DS-CDMA 信号并行捕获的检测量驻留方式、积分时间和判决门限的设计原则, 并提出一种改变累加路线的积分方案, 有效解决了并行捕获和二维捕获中的码滑动问题。

(3) 分析了高动态下环路设计关键技术, 给出一种自适应环路设计方式, 实现同步过程中环路类型和环路带宽的自动切换, 在一定程度上改善了传统锁相环路设计同步速度和同步精度的矛盾。

(4) 改进了 M&M 频率估计器, 将载波频率估计范围扩大到 $(-\frac{1}{2T}, \frac{1}{2T})$; 给出一种判决辅助载波参数估计结构, 其估计性能相对于传统无数据辅助结构有较大提高。

§ 1.5 本章小结

本章简要介绍了低轨卫星 DS-CDMA 系统情况，并对物理层关键技术进行了分析，最后概括了本论文在信号接收同步技术方面进行的研究和创新点。

第二章 DS-CDMA 信号捕获与同步基本理论

§ 2.1 引言

信号的接收可以归结为两个检测过程：检测信号是否存在；检测信号携带信息。对 DS-CDMA 信号接收，确定信号是否存在的过程叫捕获；而判决信号传输信息的关键是对载波频率、相位和 PN 码时间参数进行估计，即同步(反馈方式时也叫跟踪)。假设检验是信号捕获的理论基础，而参数估计则是信号同步的理论基础[34]。

本章从基本理论出发，分析了捕获和同步基本要素、实现方式和评估方法。

§ 2.2 DS-CDMA 信号捕获理论基础

§ 2.2.1 捕获基本概念

扩频信号捕获通常是指 PN 码的捕获。根据 PN 码特性，只有当发送信号 PN 码和本地 PN 码一致或同步误差在一定范围内(如 0.5 个码片周期)时，才能得到相关峰值。信号判决时，取相关器输出并作相应的积分和求包络等处理后得到判决量(decision variable)，在特定的检测策略下，若判定通过，则捕获完成；否则改变本地 PN 码或等待延时后进行重新判决。

另外，当载波频偏大到接近或超过解扩相干累加时间倒数时，相关器将出现严重的能量衰减，若要得到可靠的判决量，需对载波进行分区间检测，此时捕获过程实为频域与码域联合的二维搜索过程。低轨卫星 DS-CDMA 信号捕获正属于这种情形。这里定义载波和码相位构成的二维不确定单元为检测单元，搜索过程如图 2.1 所示：

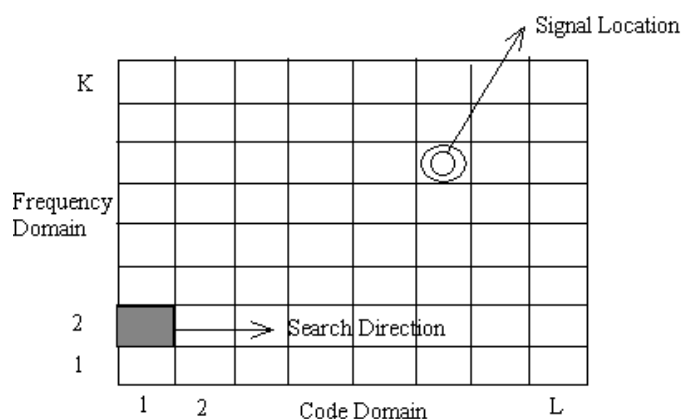


图 2.1 二维信号搜索

假定信号存在为 H_1 ，信号不存在为 H_0 ，则判决量和门限比较时，有四种结果：

对 H_1 判定为“是”；对 H_1 判断为“否”；对 H_0 判定为“是”；对 H_0 判定为“否”。

其中第一种情况为期望情况，其判决结果结束信号捕获而进入信号跟踪过程，并定

义判决为“是”的概率为检测概率 P_d ；第二种情况则出现漏检，捕获将继续进行，直到下一次判决成功，漏检概率为 $1-P_d$ ；第三种情况则出现虚警，并定义其概率为 P_{fa} ，虚警出现引起接收机进入错误的跟踪过程，并在一定的惩罚时间 (Penalty time) 后，系统返回至捕获状态。最后一种情况则属于正常情形，并定义其为通过率 $1-P_{fa}$ [35]。

综合上面论述，DS-CDMA 信号捕获的一般结构可以定义如图 2.2 所示：

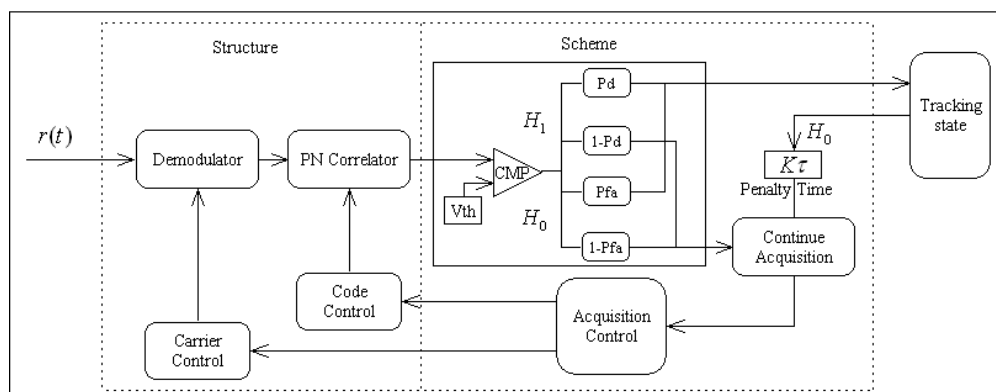


图 2.2 DS-CDMA 信号捕获原理图

图 2.2 中，左边部分为下变频和相关器部分，实现时体现为接收机捕获模块的硬件结构部分，而右边部分则主要为检测判决策略，实现时体现为软件算法部分。下面将就两部分内容作更细致分析。

§ 2.2.2 串行捕获与并行捕获

从 PN 码检测结构上分，捕获可以分为串行捕获和并行捕获两种形式。

串行搜索结构最早由 Sage 在 1964 年提出[36]，其实现采用滑动相关器将本地 PN 码与接收信号作相关运算，在一定的驻留时间后，对相关器输出值进行判决，若判决为信号不存在，则按一定步进(通常为 0.5 chip)改变本地 PN 码相位，继续作相关运算,直至判决成功为止。

在没有先验信息下，串行搜索器通常需要搜索整个 PN 码周期，并在每个 PN 码相位都需驻留一定的时间，从而导致捕获时间较长；另一方面，由于串行滑动相关器硬件消耗小，且易于实现，在早期的扩频通信系统中，特别是采用模拟方式实现相关器时，串行捕获是常用的一种捕获结构。

在有先验信息下，串行搜索器只需搜索特定的不确定区间从而可以大大降低搜索时间[37, 38]。该方式的一个应用是 GPS 信号的长码捕获[39]：首先对信号进行短码串行搜索，在短码解调出数据后，从数据提取出时间信息作为参考供长码进行较小范围内的长码相位搜索。

为了降低信号捕获时间，一种很自然的方法就是采用 $2L$ (L 为 PN 码周期)个串行相关器同时对每隔半个码片的所有可能码相位同时进行并行相关运算，此时捕获时间将降为原来的约 $\frac{1}{2L}$ 量级。

Polydoros 在 1984 年提出了采用匹配滤波方式进行 PN 码并行捕获[38]。在其后的研究中, Milstein[40]和 Su[41]应用声表面滤波器件实现了基于匹配滤波的并行捕获结构。随着集成电路技术的发展, PN 码并行捕获的实现日趋容易, 并在 CDMA 系统中得到广泛的应用[42] [43]。

典型的滑动相关串行搜索和基于 MF 的并行搜索原理图如图 2.3 所示:

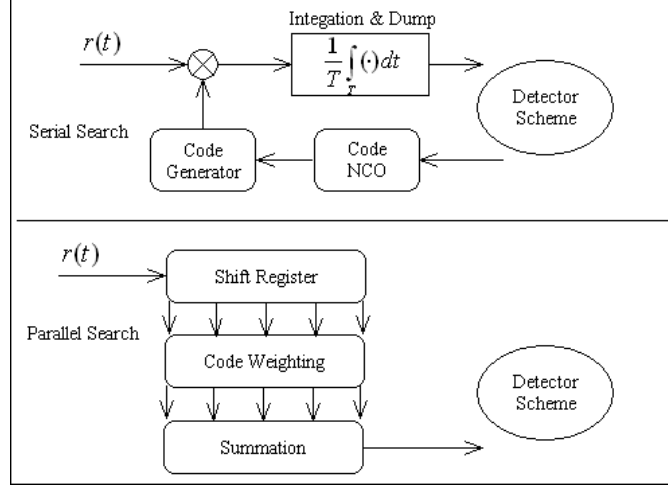


图 2.3 串行搜索和并行搜索

值得指出的是, 除了匹配滤波实现的 PN 码并行相关器外, 也有利用 FFT 和卷积运算关系实现的并行相关结构, 该结构的并行捕获方式也成功运用于 GPS 接收机设计中[44]。

另外并行捕获也应用在大多普勒频移下的频域空间[45]、多径空间[46], 以及与码域联合构成的二维空间。

§ 2.2.3 相干检测与非相干检测

从判决器对判决量的处理来分, 检测又可以分为相干检测和非相干检测两种。当接收机在进行 PN 码解扩之前已经确知了载波的频率、相位等信息时, 可以采用相干检测[47] [48], 其检测量可以表达为:

$$z(\hat{\tau}) = \int_0^{\tau_d} r(t)c(t-\hat{\tau})\cos(\omega t + \theta)dt \quad (2.1)$$

相干检测需要在 PN 码同步前估计出载波的所有参数。通常情况下, 解扩前宽带扩频信号信噪比太低, 难以准确估计载波频率和相位, 特别是存在大多普勒频移时, 这种估计尤为困难。实际中更常用的方式为非相干检测, 这种检测方式通过正交变频并求信号包络的方式消除检测量对载波的依赖。非相干检测的检测量可以表示为:

$$\begin{aligned} z(\hat{\tau}) &= \sqrt{y_I^2(\hat{\tau}) + y_Q^2(\hat{\tau})} \\ &= \sqrt{\left(\int_0^{\tau_d} r(t)c(t-\hat{\tau})\cos(\omega t + \theta)dt\right)^2 + \left(\int_0^{\tau_d} r(t)c(t-\hat{\tau})\sin(\omega t + \theta)dt\right)^2} \end{aligned} \quad (2.2)$$

相干检测和非相干检测原理图如图 2.4 所示:

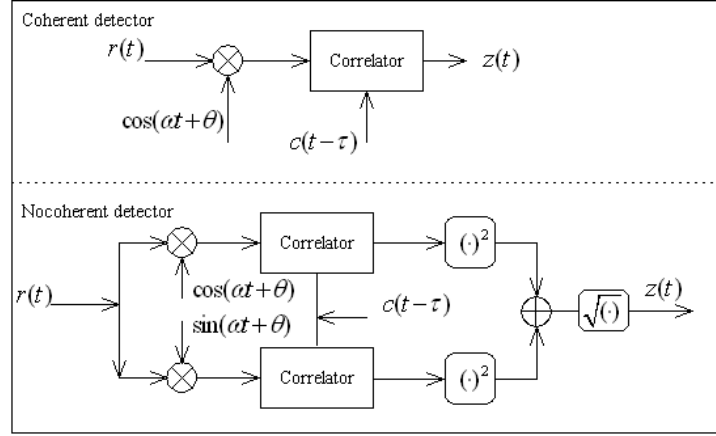


图 2.4 相干检测和非相干检测

为了简化运算，对于非相干检测有时也直接采用 I Q 信号能量值作为判决量。假定信号存在时，非相干检测器输出信号包络为 $P(z/H_1)$ ，信号不存在时，非相干检测器输出噪声包络为 $P(z/H_0)$ ，则典型的信号和噪声包络概率分布可以描述如图 2.5 所示：

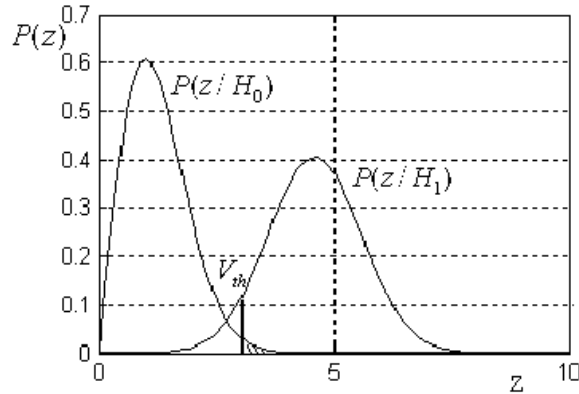


图 2.5 非相干检测量概率密度

图中 V_{th} 代表判决门限，由前面定义可知检测概率 P_d 为 $P(z/H_1)$ 在门限右边部分，即：

$$P_d = \Pr\{z \geq V_{th} / H_1\} \quad (2.3)$$

而虚警概率则为 $P(z/H_0)$ 在门限右边(图中阴影)部分，即

$$P_{fa} = \Pr\{z \geq V_{th} / H_0\} \quad (2.4)$$

由图可见，检测概率和虚警概率与门限设置关系密切，另外噪声包络和信号包络分布关系受检测量信噪比决定，而检测量信噪比又决定于信号载噪比、每个单元的驻留时间相干和非相干累加方式。上述各量的严格的数学关系将在后面小节专题讨论。

除了相干检测和非相干检测外，其他检测方式还有平方包络检测器[49] [50]和差

分相干检测器等[51] [52] [53]。平方包络检测器硬件实现简单，但检测性能相对较差。差分相干检测器在码片信噪比较高时，检测性能较非相干检测要高，且对快衰落有较好的适应性，对载波频偏也不敏感，但随着码片信噪比降低检测性能迅速恶化。

§ 2.2.4 驻留时间与判决准则

根据驻留时间可变与否，可以将检测分为固定驻留时间(fixed-dwell time)系统和可变驻留时间(variable-dwell time)系统。对于固定驻留时间系统，根据对检测量第一次判定结果是否进行验证(verification),信号捕获又分为单驻留[54]和多驻留系统[55]; 可变驻留时间检测也称为序贯检测[47]。

扩频信号搜索过程中，大部分情况是在本地码和信号码未同步(或无信号)时进行信号搜索。相对于单驻留系统，带有验证的多驻留系统可以大大降低错误判决的虚警概率，从而减小了依靠跟踪过程判决反馈带来的惩罚时间开销，提高了系统的捕获性能。

双驻留是多驻留系统的一种常见形式，在验证阶段通常采用比第一次判决更长的驻留时间，以提高判决量信噪比。根据多驻留验证对失败处理方式的不同，又可以分为立即抛弃(immediate-rejection)、两步抛弃(two-step rejection)和计数抛弃(up-down counter)等方式[56]。

相对于固定驻留时间检测，序贯检测在每个相位点采用可变的驻留时间：在不同步的检测单元驻留时间较短，而在同步(或可能同步)的检测单元驻留时间较长。由于序贯检测降低了占绝大部分比例的不同步检测单元开销而提高了同步单元的信号统计量，从而相对于固定驻留时间系统有更好的检测性能[57] [58] [59]。然而在实际系统中，特别是对于并行捕获，为了简化控制机制和系统复杂度，固定驻留时间检测为更常见的检测方式。

另外根据驻留时间和 PN 码周期关系，还可以分为相关完整周期序列的全相关检测和仅相关部分周期的部分相关检测[35]。

从图 2.5 可以看出，判决门限的设定对检测器判决结果有至关重要的影响：当门限升高，虚警概率 P_{fa} 将降低，然而检测概率 P_d 也随之降低；反之，当门限降低，检测概率 P_d 和虚警概率 P_{fa} 都升高。对于一定的信噪比，随着门限的不同，检测概率和虚警概率按一定的函数关系变化，这就是文献[60]定义的接收机特性曲线。

对于门限设定，有基于无先验信息下的 Neyman-pearson 准则[61]，也有基于先验信息和判决损失的 Bayes 准则[62]。其中，Neyman-pearson 准则在给定虚警概率下设法优化检测概率，对不同的判决单元给出相同的门限设置；而 Bayes 准则按不同的先验信息对不同的判决单元给出不同的门限设置。实际中，由于很难在信号解扩前估计出接收信号信噪比，因而更常用的是由 Neyman-person 准则演化而来的恒虚警(CFAR)准则[63]。

对于稳定信道情况，通过选取合适的判决门限即可保证虚警概率恒定。但当信道处于动态变化时，通常需进行动态自适应门限估计[64]，文献[65]给出采用与捕获信号正交的扩频码估计信道噪声分布的方法是较为实用的一种噪声门限设置方式，

另外在串行搜索中也常采用将判决为 H_0 状态的判决量作为噪声估计输入值[39]。另外，在信号电平动态范围较大时，为了避免对码旁瓣或载波旁瓣的误捕，需采用多级门限设置。

对不同判决单元，若无先验信息，通常采用最大似然准则[35]，即并行给出各单元判决量，然后根据似然函数给出 PN 码相位的最大似然估计[40] [66]。该方式的简化实现为采用串行相关器，搜索完所有单元后，选出判决量最大的单元作为检测器输出；若有信号先验信息，则可以运用最大后验概率实现信号的最优检测[67]。

§ 2.2.5 分析方法与性能评估

信号流图(flow graph)是最经典的对捕获过程各状态的 Markov 链建模的方法[35] [49]，该方法中，各检测单元用点表示，点与点之间连线采用转移概率和延时乘积加权，通过计算生成函数可以得到平均捕获时间 T_{acq} 。

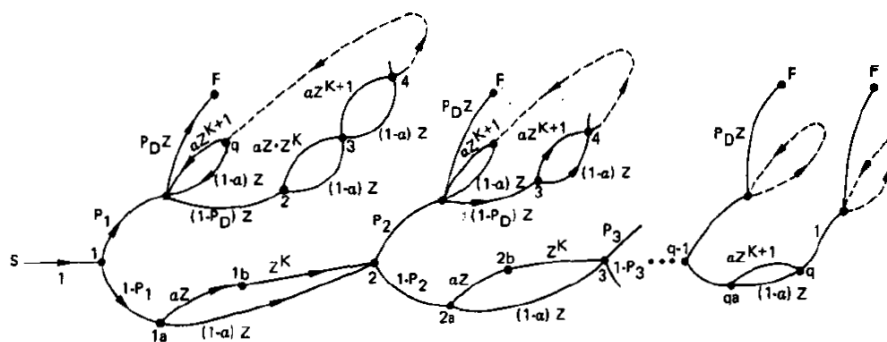


图 2.6 信号流图计算平均捕获时间

环形流图(circular diagram)是相对于信号流图更系统更简洁的一种表示方式[37] [38]，它简化了信号流图的周期重复，通过转移函数将外环(不正确的单元)、内环(虚警)和检测成功点(ACQ)联系起来。与信号流图方法一样，环形流图也通过计算生成函数得到平均捕获时间。

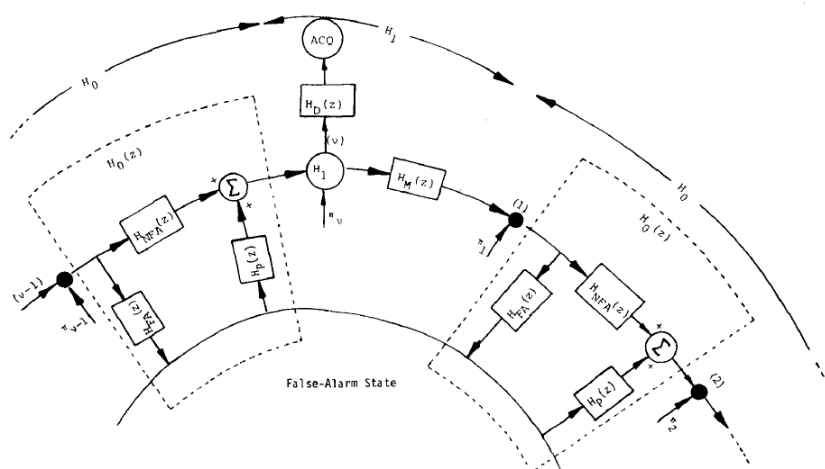


图 2.7 环形流图计算平均捕获时间

除了变换域方式外，还有直接通过时域分析计算平均捕获时间的方式[68] [69]，

相对于 z 域方式，时域方法在信号流程相对简单时更易计算。

对于广播方式的扩频系统，如 GPS 信号或 CDMA 前向信道，通常采用平均捕获时间 $E(T_{acq})$ 评估信号检测性能[49]。但对于突发通信系统，如本文所述的低轨卫星上行接入信道，需要在一定的时间限制内完成信号捕获，此时更有效的性能评估参数为捕获概率 P_{acq} [68] [70]。

§ 2.3 DS-CDMA 信号同步理论基础

DS-CDMA 系统中，在信号捕获完成后，需通过同步跟踪电路实现对载波频率、相位和 PN 码延时的精确估计才能得到解调数据，。

从本质上讲，捕获和跟踪都是使本地时钟与接收信号实现同步的过程，因而捕获过程通常叫粗同步(coarse synchronization)，而跟踪过程则通常叫精同步(fine synchronization)。

本小结主要分析载波和 PN 码精同步基本理论与实现方法。

§ 2.3.1 同步基本参数

接收机设计中，通常先在射频部分完成信号模拟下变频滤波等操作，滤波后信号经 AD 采样后进行数字信号处理。信号同步电路一般在数字域进行。

假定采用中频采样方式，则采样信号一般先经正交下变频变换至基带，然后再经匹配滤波器进行信号匹配和倍频滤除。对于 PSK 调制，不失一般性，可以假定滤波后信号数学模型为[84]：

$$s(nT) = e^{j(2\pi\nu(nT+\bar{\tau})+\theta)} \sum_i c_i g(nT + \bar{\tau} - iT - \tau) + w(nT) \quad (2.5)$$

式中 ν 为多普勒或晶振误差等引起的剩余频差， c_i 为调制数据， $g(t)$ 为成形函数，

$\bar{\tau}$ 为 AD 采样相对于数据起始时间差， $w(nT)$ 为噪声项。

由表达式可以看出，要实现对 c_i 的检测，需去除载波频率、相位以及采样时间差的影响，对上述参数的估计过程即为同步技术研究的主要内容。

§ 2.3.2 载波同步误差影响

载波同步的目的在于实现本地载波频率与相位和接收信号载波频率、相位一致，然而信号接收中，由于动态和噪声的影响，通常情况下，本地恢复载波在频率和相位上和接收信号不完全一致，即存在一定的误差。从统计上看，该误差包括均值和方差两部分，其中误差均值主要由动态引起，而误差方差主要由噪声引起。

对于 BPSK 调制方式，在相偏为 θ 时，其数据判决支路(I 路)的能量衰减为：

$$P_{ld} = P_l \times \cos^2(\theta) \quad (2.6)$$

由误码率与信噪比关系[86]，可以给出此时的误码率表达式为：

$$p(e/\theta) = Q\left(\cos(\theta)\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) \quad (2.7)$$

对于 QPSK 调制方式，其判决路信号由原支路余弦衰减和对应正交路正弦干扰构成，从而误码率公式可以近似表达为：

$$\begin{aligned} p(e/\theta) = & \frac{1}{2} \times Q\left((\cos(\theta) + \sin(\theta))\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) \\ & + \frac{1}{2} \times Q\left((\cos(\theta) - \sin(\theta))\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) \end{aligned} \quad (2.8)$$

由式(2.7)和式(2.8)可以给出，在相位偏移为 10 度时，QPSK 调制误码率损失约为 1.5dB，而 BPSK 调制仅损失不到 0.2dB。

晶振噪声或热噪声还引起本地载波相位的抖动，使实际载波相位误差存在一定的概率分布，高斯函数是描述该分布的常用形式[84]，假定相位误差均值为 θ_m ，方差为 σ_θ^2 ，则相位误差分布为：

$$p(\theta) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_\theta} \exp\left(-\frac{(\theta - \theta_m)^2}{2\sigma_\theta^2}\right) \quad (2.9)$$

可以给出在载波同步误差存在下，实际误码率公式为：

$$P(e) = \int_{-\infty}^{\infty} p(e/\theta)p(\theta)d\theta \quad (2.10)$$

文献[84] [88]给出一般情况下，调制信号载波抖动对误码恶化的细致分析。

载波同步误差在不同的调制方式下有不同的误码性能影响，实际设计时需从解调性能出发，给出同步误差上限，并利用该上限约束接收机同步方式和同步参数。

§ 2.3.3 时钟同步误差影响

时钟同步的目的在于正确估计出信号延时 τ ，然后选择合适的采样时刻或估计出合适的采样点进行数据判决。

普通通信系统中，采样误差不仅会带来判决量能量衰减，对于带限信号，还会产生与成形函数相关的码间串扰[87]。DS-CDMA 信号本身具有良好码间串扰抑制能力，从而时钟误差影响要小的多。与捕获部分类似，信号能量衰减近似为 sinc 函数，在定时误差存在下，误码率公式可以表示为：

$$p(e/\tau) = Q\left(|\sin c(\tau)|\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) \quad (2.11)$$

由式(2.11)给出，在归一化定时误差为 0.1 时，信噪比仅损失 0.14dB，当误差为

0.2 时, 信噪比损失 0.6dB.

与载波同步一致, 定时误差包含稳态误差和定时抖动, 其分布也可以近似为高斯函数。假设定时误差分布为 $p(\tau)$, 则此时误码率公式可以表示为:

$$P(e) = \int_{-1}^1 p(e/\tau) p(\tau) d\tau \quad (2.12)$$

文献[88]给出了基于泰勒展开方式的同步误差与误码分析, 文献[89]分析了远近效应存在下时钟误差与误码性能。

与载波同步类似, 接收机设计时, 通常需确定时钟同步误差对系统性能影响, 然后按一定余量设计, 将时钟同步误差控制在许可范围以内。

§ 2.3.4 载波同步实现方法

最大似然准则(ML)是参数估计的常用方法[34] [60], 接收机同步过程正是对未知参数(频率、相位、延时)的估计过程。另外, 最大似然准则实现相对容易, 且在无先验信息条件下, 其估计性能达到最优, 故目前存在的同步实现方法大部分是基于最大似然准则实现的[84]。

下面以相位和延时为例分析最大似然估计在同步中的一般实现结构。假定载波频率已知, 式(2.5)接收信号可以表示为:

$$r(t) = \text{Re} \left[s_l(t - \tau) e^{j2\pi f_c(t - \tau)} e^{j\phi} \right] + n(t) \quad (2.13)$$

为了相干解调接收信号, 还需估计参数 τ 和 ϕ , 故接收信号可以表示为

$$r(t) = s(t; \phi, \tau) + n(t) \quad (2.14)$$

令 Ψ 为参数向量 $\{\phi, \tau\}$, 则 $p(r/\Psi)$ 关于参数向量 Ψ 的最大化等价于下列似然函数最大化[86]

$$\Lambda(\Psi) = \exp \left\{ -\frac{1}{N_0} \int_{T_0} [r(t) - s(t; \Psi)]^2 dt \right\} \quad (2.15)$$

对式(2.15)求取最大值的过程可以通过先对 $\Lambda(\Psi)$ 取对数似然函数, 然后分别对每个参数求导数并令其值为零实现, 即对各参数进行联合估计。实际中更常用的方式为先对似然函数化简, 然后分别求取最大似然估计。

先假定(2.15)仅对载波估计, 则有:

$$\begin{aligned} \Lambda(\phi) &= \exp \left\{ -\frac{1}{N_0} \int_{T_0} [r(t) - s(t; \phi)]^2 dt \right\} \\ &= \exp \left\{ -\frac{1}{N_0} \int_{T_0} r^2(t) dt + \frac{2}{N_0} \int_{T_0} r(t) s(t; \phi) dt - \frac{1}{N_0} \int_{T_0} s^2(t; \phi) dt \right\} \end{aligned} \quad (2.16)$$

上式中, 仅第二项依赖于参数 ϕ , 故上式取最大值等效于下式对数似然函数取最大

值，即：

$$\Lambda_L(\phi) = \frac{2}{N_0} \int_{T_0} r(t) s(t; \phi) dt \quad (2.17)$$

若信号为单载波 $A \cos(2\pi f_c t + \phi)$ ，则代入上式，并对 ϕ 求导数，并令其值为零可以得到：

$$\hat{\phi} = -\tan^{-1} \left[\frac{\int_{T_0} r(t) \sin(2\pi f_c t) dt}{\int_{T_0} r(t) \cos(2\pi f_c t) dt} \right] \quad (2.18)$$

若信号为 PSK 调制，假定判决传输信息为 d_n ， $r(t)$ 为等效低通信号，则对 KT 个观察区间，有

$$\Lambda_L(\phi) = \text{Re} \left\{ e^{j\phi} \frac{1}{N_0} \sum_{n=0}^{K-1} d_n^* y_n \right\} \quad (2.19)$$

式中

$$y_n = \int_{nT}^{(n+1)T} r(t) g^*(t - nT) dt \quad (2.20)$$

式(2.19)中，对 ϕ 求导数，令其值为零同样可以得到：

$$\hat{\phi} = -\tan^{-1} \left[\frac{\text{Im} \left(\sum_{k=0}^{N-1} d_k^* y_k \right)}{\text{Re} \left(\sum_{k=0}^{N-1} d_k^* y_k \right)} \right] \quad (2.21)$$

式(2.21)给出的相位估计也适用于 QAM 调制方式[86]，与式(2.18)的单载波(或确知数据)方式不同，式(2.21)需对数据进行预判决，然后将判决后估计数据与判决前数据联合估计出相位，该方式也叫面向判决估计；与之对应，直接给出数据参与估计的方式叫数据辅助估计。

除了数据辅助估计和面向判决估计外，还有一种无数据辅助方式估计器。假定信号为二进制调制信号，其似然函数可以表达为[86]：

$$\bar{\Lambda}_L(\phi) = \ln \cosh \left[\frac{2}{N_0} \int_0^T r(t) \cos(2\pi f_c t + \phi) dt \right] \quad (2.22)$$

由 $\ln \cosh x \approx \frac{1}{2} x^2$ ($x \ll 1$) 可以推出在观察间隔为 $T_0=KT$ 时，似然函数为：

$$\bar{\Lambda}_L(\phi) = \sum_{n=0}^{K-1} \left[\frac{2}{N_0} \int_{nT}^{(n+1)T} r(t) \cos(2\pi f_c t + \phi) dt \right]^2 \quad (2.23)$$

对式(2.23)求导数并令其值为零，得到：

$$\sum_{n=0}^{K-1} \left[\frac{2}{N_0} \int_{nT}^{(n+1)T} r(t) \cos(2\pi f_c t + \hat{\phi}) dt \right] \left[\frac{2}{N_0} \int_{nT}^{(n+1)T} r(t) \sin(2\pi f_c t + \hat{\phi}) dt \right] = 0 \quad (2.24)$$

由式(2.23)和式(2.24)可以得到常用的平方环和 Costas 环结构。类似的方法可以得到多元信号 M 方律去调制或 M 元 Costas 结构。无数据辅助结构也可通过前馈或反馈方式实现信号载波同步。

§ 2.3.5 时钟同步实现方法

假定信号为基带 PAM 波形，其表达式为：

$$r(t) = s(t; \tau) + n(t) \quad (2.25)$$

式中

$$s(t; \tau) = \sum_n d_n g(t - nT - \tau) \quad (2.26)$$

代入式(2.25)，在有数据 d_n 判决辅助条件下，采用前面类似的方法可以得到延时 τ 的 ML 估计值满足：

$$\begin{aligned} \frac{d\Lambda_L(\tau)}{d\tau} &= \sum_n I_n \frac{d}{d\tau} \int_{T_0} r(t) g(t - nT - \tau) dt \\ &= \sum_n I_n \frac{d}{d\tau} [y_n(\tau)] = 0 \end{aligned} \quad (2.27)$$

式(2.27)中

$$y_n(\tau) = \int_{T_0} r(t) g(t - nT - \tau) dt \quad (2.28)$$

在无数据辅助下可以得到与式(2.24)类似的关系式：

$$\frac{d}{d\tau} \sum_n y_n^2(\tau) = 2 \sum_n y_n(\tau) \frac{dy_n(\tau)}{d\tau} = 0 \quad (2.29)$$

式(2.29)可以给出如图 2.8 所示定时估计结构：

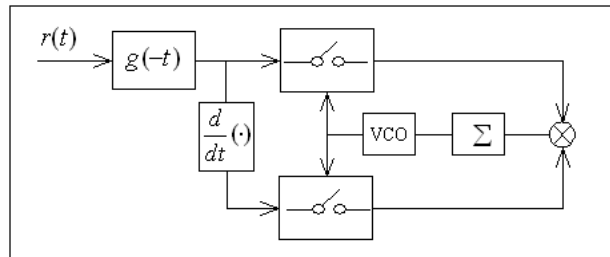


图 2.8 无数据辅助定时估计

式(2.27)的面向判决方式和式(2.29)的无数据辅助方式中，对接收信号的微分一般采用超前信号和滞后信号差分实现，其工作原理如图 2.9 所示：

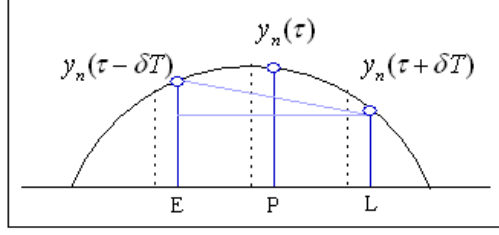


图 2.9 早迟门差分结构

在扩频通信中，式(2.27)和式(2.29)表述的延时误差鉴别器分为三类[39]，即面向判决的相干结构：

$$D(\tau) = \text{sgn}(I_P) \times (I_E - I_L) \quad (2.30)$$

无数据辅助的非相干平方结构：

$$D(\tau) = (I_E^2 + Q_E^2) - (I_L^2 + Q_L^2) \quad (2.31)$$

无数据辅助的非相干点积结构：

$$D(\tau) = I_P \times (I_E - I_L) - Q_P \times (Q_E - Q_L) \quad (2.32)$$

在非扩频系统中，式(2.27)和式(2.29)在单点估计上根据不同的应用有几种等效结构，如同相正交积分器[95]、M&M 估计器[96]和 Gardner 估计器[97]等。

和载波同步一样，时钟同步也可以通过反馈或前馈实现。图 2.10 给出两种同步结构。

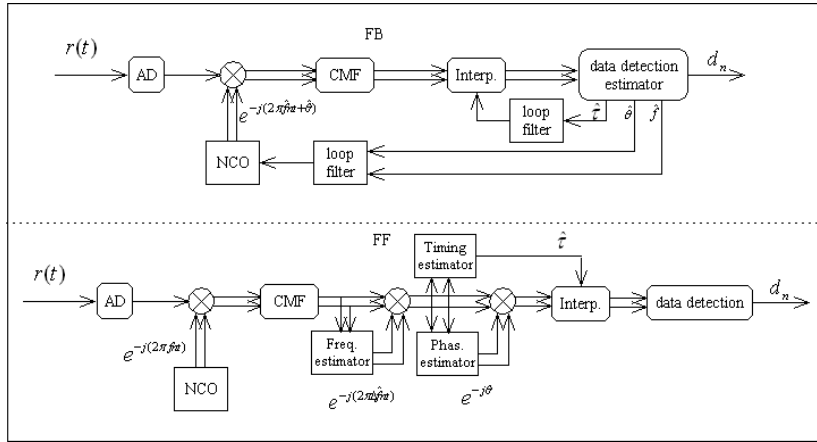


图 2.10 同步的前馈与反馈实现

图 2.10 中，上面部分为反馈同步方式，其中双线代表复数信号。数据经 AD 采样后，依次经下变频、匹配滤波、内插和数据判决几个部分，判决后数据在各估计器下给出载波频率、相位和延时估计量经环路滤波后分别反馈至下变频和内插滤波器完成接收机反馈同步过程。另外，时钟恢复环路可以直接反馈至 AD 采样部分而省去内插滤波操作，但该方式不利于多个异步信号接收。

下半部分为前向同步过程，AD 采样后信号经固定频率下变频和匹配滤波后依次经频率校正、相位校正和时钟校正三个前向校正电路完成载波同步和时钟同步，同步后信号在后级数据判决模块进行数据判决。若剩余频偏较小，不足以影响时钟误差估计器工作时，可将时钟校正部分前置。

§ 2.3.6 同步性能评估

无论是载波估计还是时钟估计，由于采用的方法不同而有各种形式不同的估计器，如前馈方式、反馈方式或数据辅助、面向判决和无数据辅助及他们的变形形式等。

无论采用什么估计方式，在一定的信噪比和一定的数据长度下，同步精度不可能达到无限高。不同的估计方式，其估计性能也不相同。一般来说，由于无数据辅助方式采用非线性的平方结构，带来了信噪比恶化，其估计值相位噪声高于面向判决方式[95]，而数据辅助方式则有相对较低的相位噪声。为了准确描述不同估计器性能，需要一个统一的判决指标。与经典参数估计一致，同步估计器也采用标准差作为性能评估标准[34] [60]。Cramer-Rao 下限[61]是同步方差达到的理论极限，其定义为：

$$E\left\{\left[\hat{\lambda}(r)-\lambda\right]^2\right\} \geq \frac{\left[\frac{\partial}{\partial \lambda} E\left[\hat{\lambda}(r)\right]^2\right]}{E\left\{\left[\frac{\partial}{\partial \lambda} \ln p(r / \lambda)\right]^2\right\}} \quad (2.33)$$

对于无偏估计，上式分子为 1，去掉与 λ 无关的常数因子，可以得出：

$$\begin{aligned} \sigma_{\hat{\lambda}}^2 \geq CRB(\lambda) &\triangleq -\frac{1}{E\left\{\frac{\partial^2 \ln \Lambda(r / \lambda)}{\partial \lambda^2}\right\}} \\ &= \frac{1}{E\left\{\left[\frac{\partial \ln \Lambda(r / \lambda)}{\partial \lambda}\right]^2\right\}} \end{aligned} \quad (2.34)$$

式(2.34)即为参数估计的 CRB 下界。对参数计算 CRB 下界时，对数似然函数中不需要的参数一般可以通过积分的方式去除，即

$$\Lambda(r / \lambda) = \int_{-\infty}^{+\infty} \Lambda(r / \lambda, u) p(u) du \quad (2.35)$$

然而在同步参数计算中，式(2.35)很难有解析形式或式(2.34)求解过于复杂，而对 CRB 的计算难以给出确定结果。文献[100]给出了一种修正 MCRB 下界：

$$MCRB(\lambda) = \frac{N_0}{E_u \left\{ \int_0^{T_0} \left| \frac{\partial s(t, \lambda, u)}{\partial \lambda} \right|^2 dt \right\}} \quad (\text{passband}) \quad (2.36)$$

$$MCRB(\lambda) = \frac{N_0 / 2}{E_u \left\{ \int_0^{T_0} \left| \frac{\partial s(t, \lambda, u)}{\partial \lambda} \right|^2 dt \right\}} \quad (\text{baseband}) \quad (2.37)$$

其中，式(2.36)用于中频带通信号求解而式(2.37)用于基带信号求解。相对于 CRB 计算，MCRB 更容易求解，且 MCRB 一般小于 CRB。对于载波频率、相位和延时估计，当其中两个参数已知而估计第三个参数时，MCRB 下界和 CRB 下界一

致。

应用式(2.36)可以给出载波频率 f 、相位 ϕ 和延时 τ 的修正 MCRB 下界为：

$$MCRB(f) = \frac{3}{2\pi^2 L_0^3} \frac{1}{E_s / N_0} \frac{1}{T^2} \quad (2.38)$$

$$MCRB(\phi) = \frac{1}{2L_0} \frac{1}{E_s / N_0} \quad (2.39)$$

$$MCRB(\tau) = \frac{1}{8\pi^2 \xi L_0} \frac{1}{E_s / N_0} \quad (2.40)$$

上面各式中， E_s / N_0 为符号信噪比， L_0 为观察长度， ξ 为成形符号归一化带宽。

可以看出，MCRB 与符号信噪比成反比，提高符号信噪比，可以降低估计误差。另外载波相位和延时的 MCRB 下界与观察长度成反比，载波频率 MCRB 下界与观测长度 3 次方成反比。增大观察长度，可以提高估计精度；降低观察长度，可以快速估计参数。实际系统中，不管是反馈方式还是前馈方式，估计精度和估计速度始终是一对矛盾，系统设计需对两者进行折衷处理。

§ 2.4 本章小结

本章通过基本理论分析，阐述了 DS-CDMA 信号捕获和同步基本理论、实现方式和评估方法。

捕获部分讨论了串行与并行的相关器结构，并从检测方式、驻留时间和判决准则等方面分析了基本检测策略，最后讨论了连续信号与突发信号捕获的常用评估方法；同步部分从基本同步参数入手，对同步误差影响和同步实现方法进行了分析，最后讨论了基于 MCRB 的同步性能评估方法。捕获和同步性能评估方法也为本文方案设计提供了理论基础。

第三章 相干积分并行捕获参数优化设计

§ 3.1 引言

在扩频信号捕获中,为了得到可靠的判决量,通常需先对信号进行解扩(相干累加或积分),然后再对解扩后的信号进行多个符号的能量后积分(post integration,非相干累加)[71]。

相干累加可以充分利用信号与噪声的统计独立性,但在频偏达到与积分时间倒数接近时,信号能量衰减严重;非相干累加受频偏影响小,但在累加单元信噪比低和累加次数高时,有较严重的平方损耗。

本章以低轨卫星多普勒动态下 DS-CDMA 信号前导字捕获为背景,研究了基于 PN 码匹配滤波和相干积分的并行捕获方案,并给出检测信噪比、判决门限、检测虚警概率和平均捕获时间的解析表达式,然后讨论一种以门限信噪比下平均捕获时间最小为判决准则、不同信噪比捕获性能均衡的一种参数设置方式,并给出该方式下检测门限和相干积分时间设置方法,最后对捕获概率与前导字长设计进行了讨论。

§ 3.2 多普勒效应对信号积分影响

§ 3.2.1 载波多普勒与解扩能量衰减

不失一般性,假定扩频信号 I 路和 Q 路采用相同的扩频码,且用于上行信号捕获的前导全一,暂不考虑噪声项,则式(1.4)中用户 l 的 DS-CDMA 信号采样后可以简化表达为:

$$r(n) = \sqrt{E_c} \cdot e^{j(2\pi\Delta f n T + \phi_l)} \cdot \sum_{i=-\infty}^{+\infty} C_{|i|_L} \cdot g_T(nT - iT_c - \tau) \quad (3.1)$$

其中 E_c 为码片能量,接收信号采样后经能量判决的非相干检测器,并再假定采样点位于最佳采样时刻($\tau = 0$),且相干累加长度为一个 PN 码周期 L ,检测器输出值为:

$$\begin{aligned} z &= E_c \left| \sum_{n=1}^L e^{j(2\pi\Delta f n T + \phi_l)} \cdot c(n) \cdot c(n) \right|^2 \\ &= E_c L^2 \left| \frac{\sin(\pi\Delta f L T)}{L \sin(\pi\Delta f T)} \right|^2 \end{aligned} \quad (3.2)$$

与无频偏下输出能量 $E_c L^2$ 相比,上式多了一项衰减项

$$D(\Delta f) = \left| \frac{\sin(\pi \Delta f L T)}{L \sin(\pi \Delta f T)} \right|^2 \approx \left| \frac{\sin(\pi \Delta f L T)}{\pi \Delta f L T} \right|^2 \quad (3.3)$$

由式(3.3)可以看出输出能量衰减由载波剩余频偏和相干累加长度决定。文献[71]给, 当 PN 码采用方波波形和升余弦成形时, 两者能量衰减接近。假定 PN 码速率为 1.2288Mcps, 数据速率为 2.4Kbps, 相干累加长度为 512, 能量衰减与载波频偏关系如图 3.1 所示:

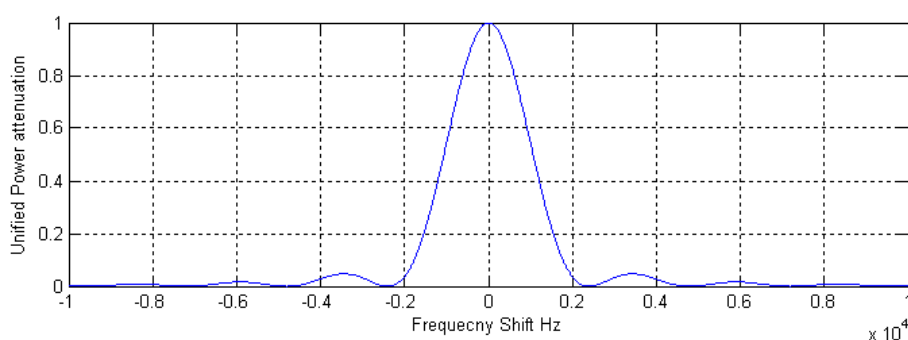


图 3.1 载波频偏与归一化能量衰减

由图 3.1 可以看出, 信号能量在频偏为 2.4KHz(相干累加时间的倒数)的整数倍时衰减为零, 且在 $\pm 2.4\text{KHz}$ 内为信号主瓣。若以 dB 表示, 频偏造成的能量衰减由图 3.2 所示:

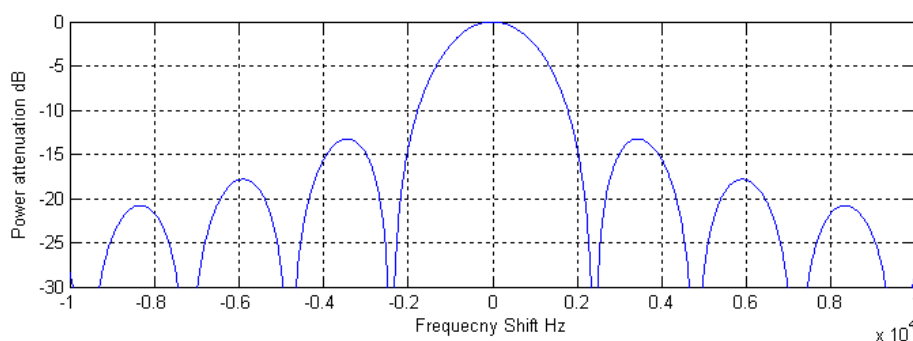


图 3.2 载波频偏与能量衰减(dB)

由图 3.2 可以看出, 在主瓣内, 频偏为 1.2KHz 时, 信号能量衰减为 5dB, 第一旁瓣(3.6KHz)衰减为 13dB。

载波频偏存在条件下, 当信噪比较高时, 可以得到解扩信号能量包络与频偏和码相位 3 维坐标图如图 3.3 所示:

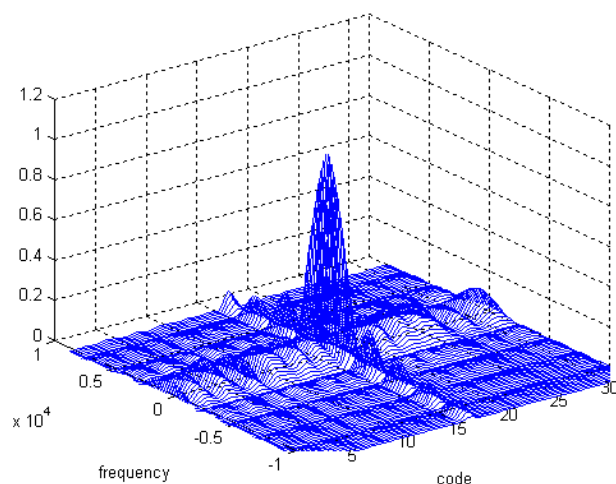


图 3.3 高信噪比下解扩信号包络与频偏和码相位图

由图 3.3 可以清楚看出信号能量主瓣和载波及码旁瓣(仅示出部分码相位)。信号搜索过程以图 2.1 所示方式, 搜索每个单元直至主瓣信号为止。另外, 除了主瓣信号, 在载波主瓣、码旁瓣和载波旁瓣、码主瓣单元也有明显的相干峰。在信噪比动态范围较高时, 对这些旁瓣引入虚警的解决也是一个很重要的问题。

当噪声存在时, 解扩信号包络如图 3.4 所示:

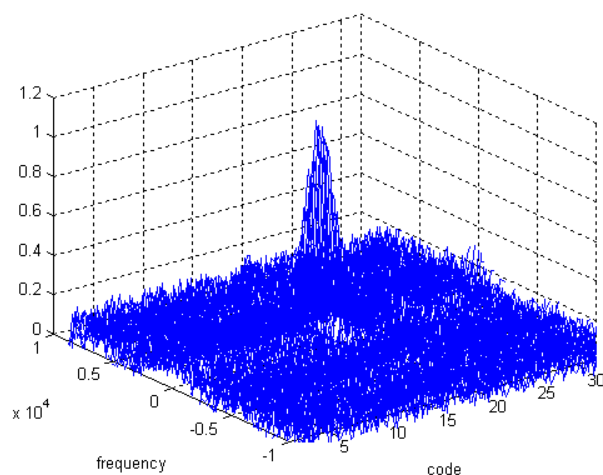


图 3.4 噪声存在下解扩信号包络与频偏和码相位图

图 3.4 中, 当噪声存在时, 视噪声大小不同, 其主瓣能量包络突出程度也不同。在低信噪比时, 需对多次解扩信号进行累加以得到可靠的判决量。

另外值得指出, 载波多普勒变化率对驻留时间积分通常在信号能量主瓣带宽范围内, 因而快速捕获过程中, 载波多普勒变化率一般作为次要因素考虑。

§ 3.2.2 码多普勒及码拉偏与积分驻留时间

除了载波多普勒效应外, 卫星与地面用户间的相对运动也引起码多普勒偏移, 在时域体现为码片长度按一定比例拉长或缩短, 以及码片速率按一定比例降低或升高。由于码多普勒和载波多普勒都由相对运动引起, 故码多普勒与载波多普勒是相干的。

除了相干的多普偏移，发信机射频与基带时钟不一致或信号经卫星透明转发等都可能引起相对于载波频率不相干的码速率拉偏。

对于相干的码多普勒，在采用频点扫描进行信号捕获时，相干地改变本地码速率可以抵消其影响；然而对于不相干的码拉偏，信号捕获驻留时间内，其影响体现为接收信号与本地码之间存在一定的相对滑动，图 3.5 给出了这种滑动产生的示意图：

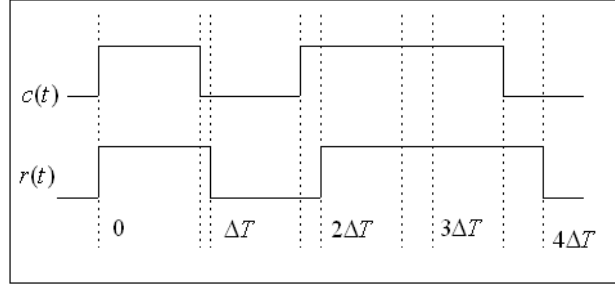


图 3.5 相对码片滑动

图中， $r(t)$ 为接收信号， $c(t)$ 为本地码，假定本地码和接收信号初始对齐，本地码和接收码存在的速率差异在时域体现为两者长度不一致，随着时间累积，该差异便引起码片相对滑动。对相关器来说，码片相对滑动将会引起相关峰值滑动或固定样点检测量能量按时间衰减。另外，在串行捕获中，相对滑动还会导致平均捕获时间加长[49]。

假定接收信号和本地码相对偏移为 ΔR ，码速率为 R ，码片持续时间 $T_c = \frac{1}{R}$ ，PN 码周期为 L ，匹配滤波方式进行信号解扩，即在没有码速率偏移时，相关峰间隔时间为：

$$T_d = LT_c = \frac{L}{R} \quad (3.4)$$

在存在码速率频移时，相关峰间隔时间为

$$T'_d = LT'_c = \frac{L}{R + \Delta R} \quad (3.5)$$

两次相关峰时间间隔为

$$\Delta T_d = T_d - T'_d \doteq \frac{L \cdot \Delta R}{R^2} \quad (3.6)$$

经过 K 个周期后，若相关峰间隔为 T_c ，则初始点对应的相关值为零，此时有：

$$T_c = K \Delta T_d = \frac{KL \cdot \Delta R}{R^2} \quad (3.7)$$

此时，对于固定点，有效积分时间可以表示为：

$$T_v = KLT_c = \frac{T_c \cdot R^2}{\Delta R} T_c = \frac{1}{\Delta R} \quad (3.8)$$

对于串行搜索，也可以得到同样的结论，即：在码多普勒偏移为 ΔR 时，固定点有效积分时间应小于 $\frac{1}{\Delta R}$ 。

带限信号设计对码片符号进行了成形，假定 $\hat{g}_1(t)$ 为符号成形函数 $g_T(t)$ 的归一化形式，且捕获初时驻留点为最佳采样时刻，则码速率偏移对解扩信号的能量衰减函数可以表达为：

$$\hat{D}(t) = \hat{g}_1^2(\Delta R t) \quad (3.9)$$

当码偏移为 20Hz 时，对于 2.4Ksps 的判决量，其归一化能量随时间衰减可以由图 3.6 给出。

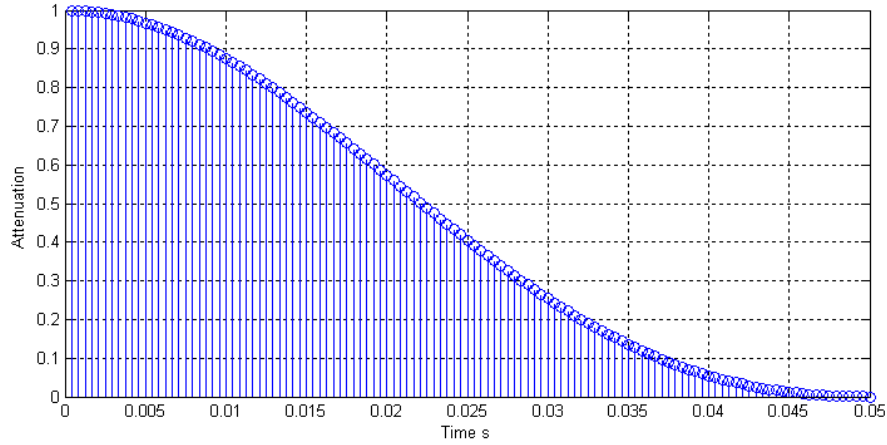


图 3.6 码偏移引起判决量时间衰减

由图可见，在驻留时间为 $\frac{1}{\Delta R}$ 时，信号能量衰减为零。根据驻留起始时刻差异，码偏引起的判决量衰减也可能是先增加后减小的过程($\hat{g}_1^2(t)$ 的 t 小于零部分起始)，为了保证可靠的信号检测，可以要求总驻留时间不能超过 $\frac{1}{2\Delta R}$ 。若在 $\frac{1}{2\Delta R}$ 时间内，判决量累积不到合适的信噪比，常用的处理方式增加一维不确定性(即码速率偏移)扫描，但该方法将引起搜索时间大大增加。另外，后面将讨论一种移位累加方式，可以在一定程度上降低码速率偏移影响，且搜索时间基本不变，但需增加一定的硬件复杂度。

§ 3.3 相干积分下捕获要素设计与优化

§ 3.3.1 检测概率、虚警概率与门限设置

作为捕获的基本情况，本小节对 DS-CDMA 信号相干累加判决进行分析，给出恒虚警(CFAR)、检测门限的解析式，并在此门限下推导捕获概率和信噪比关系。

对于存在视距分量的卫星信号，由信号和噪声的统计特性可知，图 2.4 中，解扩后噪声可近似为服从高斯分布，信号服从一定均值正态分布。在经能量检测器后，信号包络 $\sqrt{I^2 + Q^2}$ (其中 $I \sim N(\mu_1, \sigma^2)$ ， $Q \sim N(\mu_2, \sigma^2)$) 服从莱斯分布[39]，即

$$P(z/H_1) = \frac{z}{\sigma_n^2} e^{-\left(\frac{z^2 + A^2}{2\sigma_n^2}\right)} I_0\left(\frac{zA}{\sigma_n^2}\right) \quad (z \geq 0) \quad (3.10)$$

式中, z 为随机变量, σ_n 为均方根噪声功率, $A = \sqrt{\mu_1^2 + \mu_2^2}$ 为信号包络幅度值,

$I_0(x)$ 为零阶修正贝塞尔函数 $I_0(x) = \int_0^{2\pi} \exp(x \cos \theta) \frac{1}{2\pi} d\theta$

当没有信号时, 令式 (3.10) 中 $A=0$, 可以得到噪声包络服从瑞利分布

$$P(z/H_0) = \frac{z}{\sigma_n^2} e^{-\left(\frac{z^2}{2\sigma_n^2}\right)} \quad (z \geq 0) \quad (3.11)$$

对于瑞利分布的噪声包络, 其均值为

$$E(z) = \int_0^{+\infty} zp(z/H_0)dz = \sqrt{\frac{\pi\sigma_n^2}{2}} \quad (3.12)$$

设单次判决门限为 V_{th} , 则虚警概率为

$$p_f = \int_{V_{th}}^{+\infty} p(z/H_0)dz = e^{-\frac{(V_{th})^2}{2\sigma_n^2}} \quad (3.13)$$

联合 (3.12) (3.13) 式, 可以推导出判决门限与虚警概率、均方根噪声功率和噪声包络均值关系:

$$V_{th} = \sigma \sqrt{-2 \ln p_f} = E(z) \sqrt{-\frac{4}{\pi} \ln p_f} \quad (3.14)$$

由式 (3.14) 可以看出, 单次非相干累加虚警概率、判决门限和噪声统计平均值存在简单的函数关系。对于恒虚警检测, 当给定虚警概率后, 通过动态统计噪声功率 $E(z)$, 然后和比例因子 $\sqrt{-\frac{4}{\pi} \ln p_f}$ 相乘, 即可获得判决门限 V_{th} , 此时检测概率为:

$$p_d = \int_{V_{th}}^{+\infty} p(z/H_1)dz = \int_{\frac{V_{th}}{\sigma_n}}^{+\infty} z \exp\left[-\frac{1}{2}(z^2 + \alpha^2)\right] I_0(\alpha z) dz \quad (3.15)$$

其中, $\alpha = \frac{A}{\sigma_n}$, 定义检测信噪比 $SNR_d = 10 \log \frac{A^2}{2\sigma_n^2}$, (检测信噪比与数据信噪比、

调制方式和同步误差等相关) 则

$$\alpha = \sqrt{2 \left(10^{\frac{SNR_d}{10}} \right)} \quad (3.16)$$

将式 (3.16) (3.14) 代入式 (3.15), 可得检测概率和检测信噪比、虚警概率的关系:

$$p_d = \int_{\sqrt{-2\ln P_f}}^{+\infty} z \exp \left[-\frac{1}{2} \left(z^2 + 2 \left(10^{\frac{SNR_d}{10}} \right) \right) \right] I_0 \left(z \sqrt{2 \left(10^{\frac{SNR_d}{10}} \right)} \right) dz \quad (3.17)$$

在给定检测信噪比下，由式 (3.17) 可以得到 P_d 和 P_f 约束关系 (接收机特性曲线)。

图 3.7 给出几种不同信噪比下，接收机特性曲线：

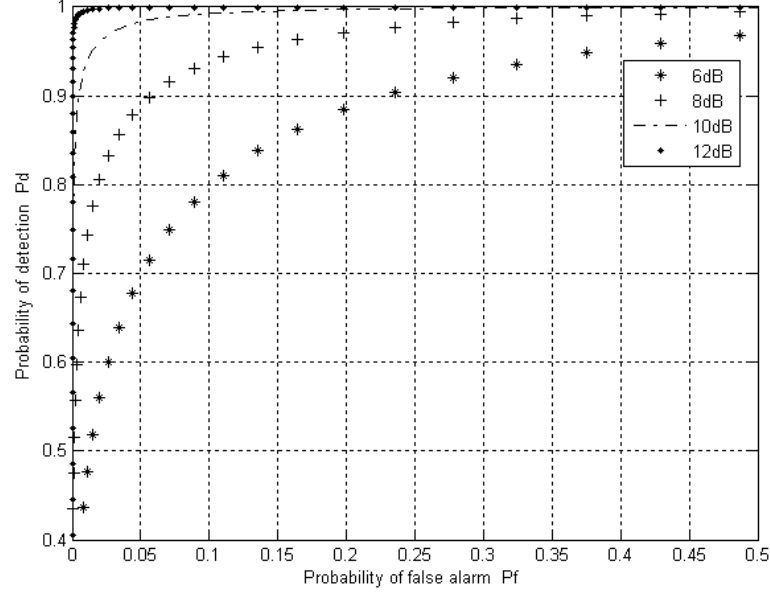


图 3.7 不同信噪比下 P_d 和 P_f 约束关系图

由图 3.7 可以看出，恒虚警门限设置对于不同的检测信噪比 SNR_d 有不同的检测概率 P_d ；而输入信噪比和驻留时间 τ 决定了检测信噪比；检测概率、虚警概率和驻留时间决定了平均捕获时间 \bar{T}_{acq} 及其方差 σ_{acq} ；而后两者结合检测时限 T_{stop} 决定了信号捕获概率 P_{acq} ，信号捕获概率也通常作为突发信号捕获的性能指标[68] [70]。前面过程可以用图 3.8 描述。

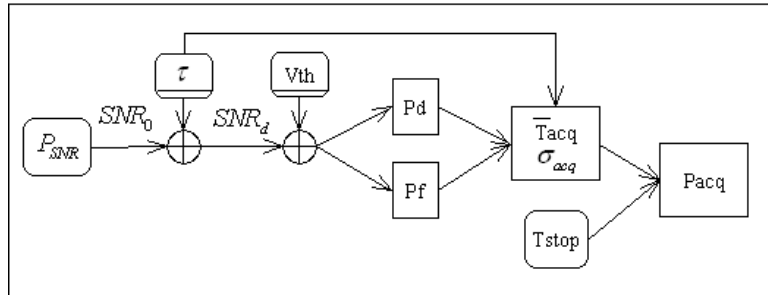


图 3.8 捕获概率计算流程

若以捕获概率作为指标，进行系统参数优化，其逆向求解最优驻留时间和判决门限的过程不仅需要知道系统信噪比分布，而且还需对捕获时间概率分布以及检测概率对判决门限、驻留时间等较复杂的函数进行求逆并取最优值。以上过程在理论

上可行,但其运算相当繁琐,另外仅捕获概率这一指标并不一定能完全评估所有系统,其优化结果将是保证信噪比概率分布较大的信号(或用户)最优,小部分接近门限信噪比的信号服务质量则不能得到很好保证。

普通商用系统,其设计一般仅针对一些中间参数进行,如在保持虚警概率基础上设法通过策略提高平均检测概率[72]或以平均捕获时间最优对门限进行最优设置[73]。

§ 3.3.2 基于门限信噪比的相干累加捕获参数设计

为了兼顾强弱信号接入的可靠性,下面讨论一种在门限信噪比下进行参数选取的设计方式。该方式以平均捕获时间为指标,针对低轨卫星应用背景,在门限信噪比下,将平均捕获时间最小作为约束条件,对驻留积分时间和检测门限进行优化。最后通过设计一定的捕获时限(或前导字长)实现对捕获概率优化。

对 PN 码的并行捕获,由 3.2 节讨论可知,由于频偏引起能量衰减,需对频域进行频点扫频(暂不考虑码速率偏移问题)。符号相干累加下捕获结构如图 3.9 所示:

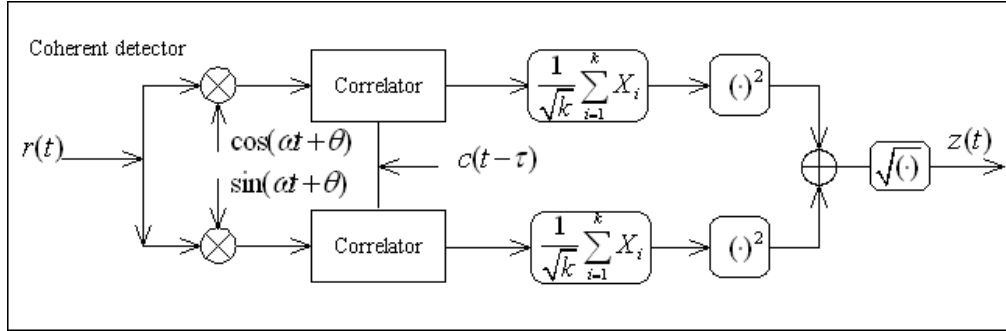


图 3.9 相干积分捕获原理图

图 3.9 中, PN 码解扩后,先按符号周期(假定为 L)累加 k 次(归一化因子 $\frac{1}{\sqrt{k}}$ 可以保证噪声分布不变),此时检测驻留时间 t_s 为 k 倍 PN 码周期,多普勒频偏为 $\pm \Delta f_{dop}$,

假定扫频步进为 $\frac{0.6}{kLT_c}$,则扫频频点数为:

$$N_f = \left\lceil \frac{2\Delta f_{\max}}{0.6 \times \left(\frac{1}{kLT_c}\right)} + 0.5 \right\rceil = \left\lfloor 3.33\Delta f_{\max} LT_c k + 0.5 \right\rfloor \quad (3.18)$$

式中 $\lfloor \cdot \rfloor$ 为取整函数,对于一个周期(一个符号 symbol)的 PN 码解扩后信号,假定其信噪比为门限信噪比 SNR_{th} (门限信噪比由系统链路预算给出,通常为最差条件下数据可通信信噪比),则经相干累加 k 次后,其检测信噪比为:

$$SNR_d = SNR_{th} + 10 \log k \quad (3.19)$$

假设每个码相位单元(cell)的检测概率为 $P_{d,c}$ ，虚警概率为 $P_{f,c}$ (虚警概率和判决门限关系由式(3.14)给出，检测概率和门限及信噪比关系由(3.17)给出)，则对于每个频点，检测方式采用码域最大似然检测的简化(与文献[70]的 MAX/TC 准则相似)，即在该频点内，选择相关值最大的判决量与门限比较：若超过门限，则检测成功，否则检测下一个频点。此时，当频点在信号(主瓣)对应块(block)时，其检测概率为：

$$P_{d,b} = p_{d,c} \times P(\max(H_1)) \quad (3.20)$$

式(3.20)中 $P(\max(H_1))$ 代表 PN 码同步单元检测量大于不同步单元检测量的概率。考虑到实际捕获时，等效检测信噪比通常在 12dB 以上，故该概率接近于 1，从而频点检测概率可以简化为：

$$P_{d,b} \approx p_{d,c} \quad (3.21)$$

频点不在信号(主瓣)对应块(block)时，其虚警概率为：

$$P_{f,b} = 1 - (1 - P_{f,c})^L \quad (3.22)$$

为了提高检测性能，假定采用双驻留方式，且验证(verification)阶段采用串行相关验证。则此时的检测概率 $P_{d,v}$ 和虚警概率 $P_{f,v}$ 可以由式(3.17)和式(3.13)给出。

假设验证驻留时间为 t_v ，验证虚警惩罚时间为 t_p ，则由环形流图(circular diagram)的方法可以得到平均捕获时间为[70]：

$$\bar{T}_{acq} = \frac{1}{P_{d,b}P_{d,v}} \left[t_s(1 + P_{r1}) + t_v(P_{d,b} + P_{f,b}P_{r1}) + t_p P_{f,b}P_{f,v}P_{r1} \right] \quad (3.23)$$

式(3.23)中， $P_{r1} = (N_f - 1)(1 - \frac{P_{d,b}P_{d,v}}{2})$ 。捕获时间的方差为：

$$\begin{aligned} \sigma_A^2 = \frac{1}{P_{d,b}P_{d,v}} & (t_s^2 C_{s2} + t_v^2 C_{v2} + t_p^2 C_{p2} + 2t_s t_v C_{sv} + 2t_s t_p C_{sp} \\ & + 2t_v t_p C_{vp} + t_s C_s + t_v C_v + t_p C_p) + \bar{T}_{acq}^2 - \bar{T}_{acq}^2 \end{aligned} \quad (3.24)$$

定义 $P_{r2} = (N_s - 1)(1 - \frac{2P_{d,b}P_{d,v}}{3})$ ，式(3.24)中，

$$C_{s2} = 1 + 3P_{r1} + (N_f - 2)P_{r2} \quad (3.25a)$$

$$\begin{aligned} C_{v2} = & P_d \left[1 + 2(N_f - 1)P_{f,b} \right] + P_{f,b}P_{r1} + (N_{f,b} - 2)P_{f,b}^2 P_{r2} \\ & - (N_f - 1)P_{f,b}P_{d,b}P_{d,f} \end{aligned} \quad (3.25b)$$

$$C_{p2} = P_{f,b}P_{f,v}P_{r1} + (N_f - 2)P_{f,b}^2 P_{f,v}P_{r2} \quad (3.25c)$$

$$C_{sv} = N_f P_{d,b} - (N_f - 1) \frac{P_{d,b} P_{d,v}}{2} + P_{f,b} [2P_{r1} + (N_f - 2)P_{r2}] \quad (3.25d)$$

$$C_{sp} = P_{f,b} P_{f,v} [2P_{r1} + (N_f - 2)P_{r2}] \quad (3.25e)$$

$$C_{vp} = P_{f,b} P_{f,v} \left[P_{r1} + (N_f - 2)P_{f,b} P_{r2} + (N_f - 1) \left(P_{d,b} - \frac{P_{d,b} P_{d,v}}{2} \right) \right] \quad (3.25f)$$

$$C_s = 2N_f \bar{T}_{acq} (1 - P_{d,b} P_{d,v}) - P_{r1} - 1 \quad (3.25g)$$

$$C_v = 2\bar{T}_{acq} \left[P_{d,b} (1 - P_{d,v}) + (N_f - 1) (1 - P_{d,b} P_{d,v}) P_{f,b} \right] - P_{d,b} - P_{f,b} P_{r1} \quad (3.25h)$$

$$C_p = \bar{T}_{acq} (N_f - 1) (1 - P_{d,b} P_{d,v}) (1 - P_{r1}) P_{f,b} P_{f,v} \quad (3.25i)$$

捕获时间的均值和方差及其分布是计算捕获概率的基础，先以捕获时间均值为约束条件讨论检测门限和驻留时间最优取值问题。

由前面分析可知，驻留时间决定的频点数(式(3.18))、信噪比(式(3.19))及门限与信噪比决定的检测概率(式(3.17))代入式(3.23)平均捕获时间计算，并采用函数求极值的方法对驻留时间和检测门限求导即可获得平均捕获时间最小下，最佳驻留时间和检测门限。将检测门限代入式(3.14)可得到此时的虚警概率。然而上述方法实施起来仍比较繁琐，特别是检测概率中包含贝赛尔函数，求导过程不易计算。

下面讨论一种更易实现枚举求解方式，算法按如下步骤进行：

- (1) 假设相干累加驻留时间为 k 倍 PN 码周期，由式(3.18)和式(3.19)给出此时扫描频点数 N_f 和检测信噪比 SNR_d 。
- (2) 由式(3.17)给出该信噪比下检测概率的概率密度函数。
- (3) 按一定步进(如 0.1)从 0 到 15 取归一化门限 $\sqrt{-2 \ln P_f}$ 。
- (4) 由式(3.17)积分计算该门限下检测概率，求逆计算虚警概率。
- (5) 由式(3.21)和式(3.22)计算频点检测概率和虚警概率。
- (6) 代入已知条件(如惩罚时间)，由式(3.23)计算此时平均捕获时间。
- (7) 返回(3)，改变门限。
- (8) 返回(1)，改变驻留时间。
- (9) 统计每个参量 k 对应的最小平均捕获时间和相应门限值及检测概率、虚警概率。最后给最小平均捕获时间对应的 k 和其他参数。

假定系统 PN 码周期为 512，BPSK 调制。一个 PN 码周期对应的符号(symbol)检测门限信噪比 2dB、频偏范围 $[-10\text{KHz}, +10\text{KHz}]$ 、平均惩罚时间为 200 个符号同步时间，即 $t_p = 200T_s$ ，考虑到并行捕获本身要求较高的检测信噪比，为简化计算，两次

驻留采用相同的时间 $t_s = kLT_c = kT_s$ 。根据经验值，捕获判决量等效信噪比应该在 10dB 到 14dB 之间，可取 k 从 6 到 16 比较，代入前面算法求最小平均捕获时间。图 3.10 给出 3 个取值时，平均捕获时间与门限关系。

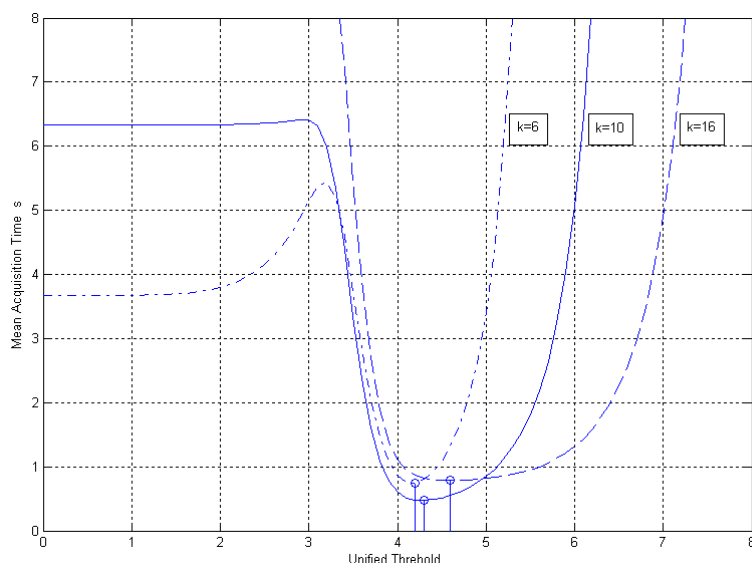


图 3.10 平均捕获时间与门限

由图 3.10 可以看出, 平均捕获时间在归一化门限大于 3 时是一个凹函数, 且随着驻留参数 k 的不同有不同最小值: 门限过小时, 虚警概率过高, 捕获验证阶段和误判惩罚时间消耗过多; 门限过大时, 漏检概率过高, 时间主要消耗在频点扫描完一轮(漏检)后继续扫下一轮。另外, 在门限小于 2 后, 平均捕获时间几乎为一常数, 驻留时间越小, 平均捕获时间越短。该现象是因为在门限偏小时, 接近于选取最大值进行判决(max 准则), 捕获时间仅受频点数和信噪比决定, 且相干累加驻留时间越长, 频点数越多, 平均捕获时间也越长。

下面列表给出相干累加驻留时间在 6 到 16 时, 平均捕获时间、检测概率、虚警概率、判决门限、频点数和检测信噪比等参数。

表 3.1 不同相干累加 k 时捕获参数对比

k	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
$T_{acq}(s)$	0.74	0.58	0.50	0.48	0.47	0.49	0.52	0.57	0.63	0.70	0.78
P_{dc}	0.55	0.68	0.78	0.86	0.90	0.93	0.95	0.97	0.98	0.99	0.99
$P_{fc}(e^{-4})$	1.5	1.5	1.5	1.5	1	1	0.65	0.65	0.4	0.4	0.25
P_{fb}	0.073	0.073	0.073	0.073	0.048	0.048	0.031	0.031	0.020	0.020	0.012
V_{th}	4.2	4.2	4.2	4.2	4.3	4.3	4.4	4.4	4.5	4.5	4.6
N_f	84	98	112	125	139	153	167	181	195	209	223
$SNR_d(dB)$	9.8	10.5	11	11.5	12	12.4	12.8	13.1	13.5	13.8	14

由表 3.1 可以给出不同相干驻留时间下, 平均捕获时间最小值与相干累加长度关系如图 3.11 所示:

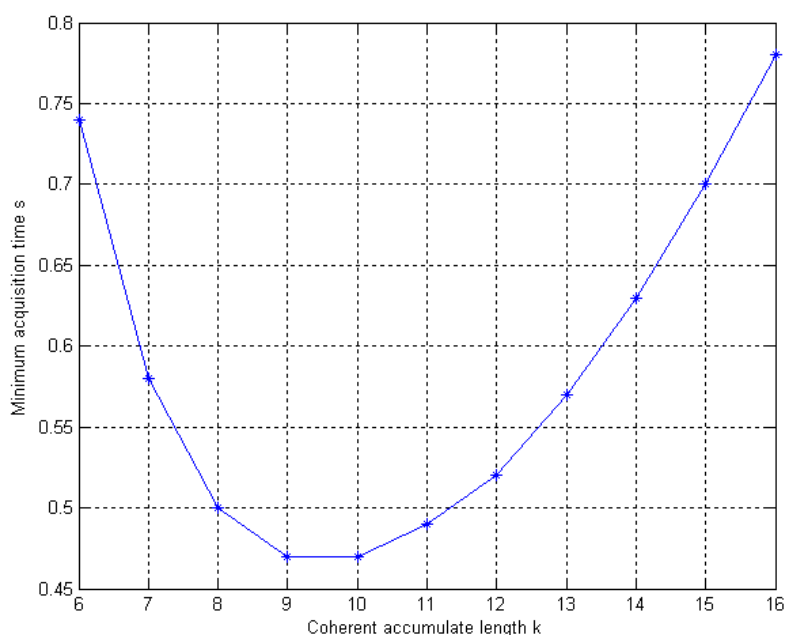


图 3.11 最小平均捕获时间与相干累加次数

可以看出，最小平均捕获时间与相干累加次数也是一个凹函数关系，本条件下，函数最小值对应相干累加次数为 10，此时，最小平均捕获时间为 0.47 秒，单元检测概率为 90%，单元虚警概率为 0.0001，频点虚警概率为 0.048，频点数为 139，检测单元信噪比 12dB，归一化判决门限 4.3。

本方案以门限信噪比时平均捕获时间最小为指标给出了相干积分驻留下判决门限与相干累加次数的最优设置，对于该方法，在信号信噪比高于门限信噪比时，取相同驻留时间和判决门限下，不同信噪比平均捕获时间如图 3.12 所示：

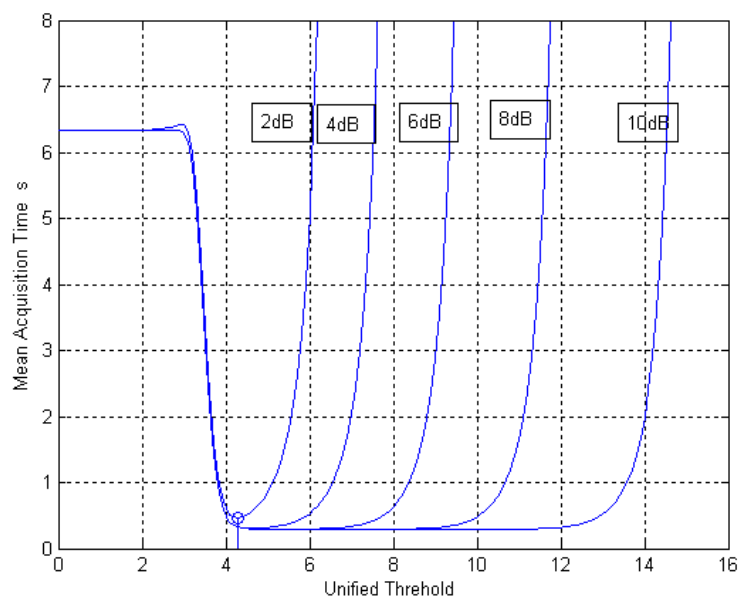


图 3.12 不同信噪比下平均捕获时间

由图 3.12 可以看出，门限信噪比时给出的最优检测门限和相干积分时间在信噪比高时检测性能略有提高，即本方案对不同的信噪比检测性能均衡，从而确保信号强度符合要求的信号都能可靠接收。

由 3.2 节分析可知, 码速率偏移会引起的检测积分时间限制, 在偏移为 20Hz 时, 该限制为 60 个速率为 2.4ksps 的数据符号。本例相干积分长度为 10, 符合下限要求, 即码拉偏无需作为一维捕获参数。

§ 3.3.3 捕获概率与突发捕获时限设计

在平均捕获时间和捕获时间方差确定后, 可以计算一定捕获时间限制(前导长)下的检测概率, 此时通常将捕获时间分布近似为高斯分布, 即:

$$P(t_a) \cong \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_A} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{t_a - \bar{T}_{acq}}{\sigma_A}\right)^2\right] \quad (3.26)$$

若前导时间限制为 T_{stop} , 则检测概率为

$$P_{acq} = \int_{-\infty}^{T_{stop}} P(t_a) dt_a \quad (3.27)$$

然而高斯分布并不能精确给出捕获时间的分布情况, 比如高斯分布在变量小于零的情况实际不可能出现。对此, 文献[73]提出一种改进方案, 采用 gamma 分布代替高斯分布, 此时捕获时间概率密度函数为:

$$P(t_a) \cong \frac{t_a^{\alpha-1} e^{-\frac{t_a}{\beta}}}{\beta^\alpha \Gamma(\alpha)}, \quad T_{acq} \geq 0 \quad (3.28)$$

$$\alpha = \frac{\bar{T}_{acq}^2}{\sigma_A^2} \quad (3.29)$$

$$\beta = \frac{\sigma_A^2}{\bar{T}_{acq}} \quad (3.30)$$

对上行突发信号接收实际测试表明, 扫频方式的低轨 CDMA 通信系统并行捕获中, 在信噪比随机分布时, 捕获时间在两倍平均捕获时间以下时, 接近均分布, 而两倍平均捕获时间以外仅有较小拖尾。对于工程实现, 前导时间为平均捕获时间 3 倍左右即可获得超过检测概率的信号捕获概率。

§ 3.4 本章小结

本章首先分析了载波多普勒和 PN 码多普勒对捕获信号能量和驻留时间的影响, 并以捕获中最基本的相干积分信号检测为例, 从解析式分析了检测信噪比、判决门限、检测虚警概率和平均捕获时间关系。最后本文讨论了一种以门限信噪比下平均捕获时间最小为判决准则、不同信噪比捕获性能均衡的一种参数设置方式, 并给出该方式下检测门限和相干积分时间设置方法, 最后对捕获概率与前导字长设计进行讨论。

第四章 非相干积分平方损耗与并行捕获方案

§ 4.1 引言

第三章讨论了的相干积分下 DS-CDMA 信号检测，其优点为相干累加无信噪比损失，且解析式简洁，易于计算；然而相干累加对载波频偏更加敏感，在大频偏下捕获频点数增加，从而对捕获时间有一个负面影响。与相干积分对应，非相干积分不引起载波频移衰减恶化，能保持扫描频点数恒定，但积分引起信噪比衰减，且数学分析解析式较复杂。

本章以低轨卫星信号捕获为背景，讨论一种实际应用更广泛的相干积分与非相干积分联合的检测方式，并以接收机特性曲线为指标，采用仿真的方法，给出非相干累加平方损耗经验公式，并以之为桥梁，将非相干积分问题转化为等效相干积分计算，给出一种适用于卫星信号捕获的积分驻留时间和判决门限的简易设计原则。最后，本章讨论一种改变积分路线的方法实现对码滑动影响的削弱。

§ 4.2 后积分非相干累加检测

§ 4.2.1 后积分非相干累加解析分析

后积分(post integrate)非相干累加检测方式下，信号先经过下变频，然后进行 PN 码解扩，解扩后信号再进行一定长度的符号相干累加，并对累加后信号取包络操作(取包络过程，既可以取幅值包络 $z = \sqrt{I^2 + Q^2}$ ，也可以取能量包络 $z = I^2 + Q^2$)，后积分过程采用累加器对包络作一定长度的非相干累加，累加结果作为检测量进行信号判决。非相干检测器如图 4.1 所示：

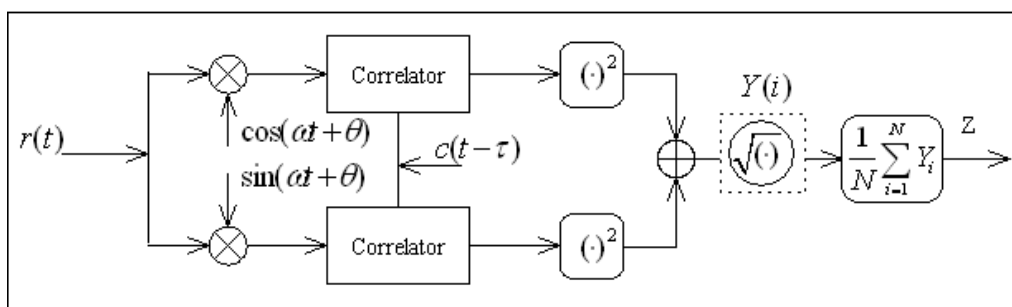


图 4.1 后积分非相干检测器

图中解扩和相干累加合用相关器 correlator 表示(实际应用时，还可能为部分相关器)，后级对能量信号开根号取幅值包络(虚线框住代表该操作可选择)。前节采用幅值包络得到相对简洁的表达式，然而开方操作会带来额外的硬件消耗，实现时通常直接采用能量信号在后级累加器进行非相干积分。仿真表明，采用能量包络和幅值包络检测性能基本一致，本节分析采用能量累加方式。

设解扩后 I Q 路信号包络为 $A = I^2 + Q^2$ ，每路信号噪声方差为 σ^2 ，定义检测信

噪比为：

$$\gamma = \frac{A^2}{2\sigma^2} \quad (4.1)$$

当有信号时，能量包络 y 分布为[35]：

$$p(y/H_1) = \frac{1}{2\sigma^2} \exp\left[-\left(\frac{y}{2\sigma^2} + \gamma\right)\right] I_0\left(2\sqrt{\frac{\gamma y}{2\sigma^2}}\right); \quad y \geq 0 \quad (4.2)$$

当没有信号时，能量包络 y 分布为：

$$p(y/H_0) = \frac{1}{2\sigma^2} \exp\left(-\frac{y}{2\sigma^2}\right); \quad y \geq 0 \quad (4.3)$$

在经过 N 次非相干累加后，后检测判决量为：

$$z = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N y(i) \quad (4.4)$$

当信号存在时，判决量服从 chi 平方分布，其概率密度函数为[34] [35]：

$$P(z/H_1) = \frac{N}{2\sigma^2} \left(\frac{z}{2\gamma\sigma^2}\right)^{\frac{N-1}{2}} \exp\left[-N\left(\frac{z}{2\sigma^2} + \gamma\right)\right] I_{N-1}\left(2\sqrt{N^2\gamma\frac{z}{2\sigma^2}}\right); \quad z \geq 0 \quad (4.5)$$

当仅为噪声时，判决量分布为：

$$P(z/H_0) = \left(\frac{N}{2\sigma^2}\right) \frac{\left(\frac{zN}{2\sigma^2}\right)^{N-1}}{(N-1)!} \exp\left(-\frac{zN}{2\sigma^2}\right); \quad z \geq 0 \quad (4.6)$$

式(4.5)中， $I_k(\cdot)$ 为 k 阶第一类修正贝赛尔函数，其定义为：

$$I_r(u) = \frac{\left(\frac{1}{2}u\right)^r}{\sqrt{\pi}\Gamma(r+0.5)} \int_0^\pi \exp(u \cos(\theta)) \sin^{2r}(\theta) d\theta \quad (4.7)$$

其中伽马函数 $\Gamma(u)$ 定义为：

$$\Gamma(u) = \int_0^\infty t^{u-1} \exp(-t) dt \quad (4.8)$$

若令归一化检测量为 $\tilde{z} = \frac{z}{2\sigma^2}$ ，则式(4.5)和式(4.6)可以简化为：

信号存在时：

$$P(\tilde{z}/H_1) = N \left(\frac{\tilde{z}}{\gamma}\right)^{\frac{N-1}{2}} \exp\left[-N(\tilde{z} + \gamma)\right] \times I_{N-1}\left[2\sqrt{N^2\gamma\tilde{z}}\right]; \quad \tilde{z} \geq 0 \quad (4.9)$$

信号不存在时：

$$P(\tilde{z}/H_0) = N \frac{(\tilde{z}N)^{N-1}}{(N-1)!} \exp(-\tilde{z}N); \quad \tilde{z} \geq 0 \quad (4.10)$$

令归一化门限为 $\tilde{\eta} \triangleq \frac{\eta}{2\sigma^2}$ ，则虚警概率为：

$$P_f = e^{-\tilde{\eta}} \sum_{k=0}^{N-1} \frac{\tilde{\eta}^k}{k!} \quad (4.11)$$

检测概率为：

$$P_d = 1 - \int_0^{\tilde{\eta}} N \left(\frac{\tilde{z}}{\gamma} \right)^{\frac{N-1}{2}} \exp[-N(\tilde{z} + \gamma)] \times I_{N-1} \left[2\sqrt{N^2 \gamma \tilde{z}} \right] d\tilde{z} \quad (4.12)$$

前面解析式中，信号和噪声的分布比较复杂，即使给出检测概率和虚警概率表达式，实际运用也很麻烦。然而当非相干累加次数 N 较大时，信号和噪声分布趋于高斯分布，此时归一化检测量的均值和方差为：

$$E(\tilde{z}) = 1 + \gamma, \quad \sigma_{\tilde{z}}^2 = \frac{1 + 2\gamma}{N}; \quad \text{信号存在时} \quad (4.13)$$

$$E(\tilde{z}) = 1, \quad \sigma_{\tilde{z}}^2 = \frac{1}{N}; \quad \text{信号不存在时。} \quad (4.14)$$

此时容易给出门限为 $\tilde{\eta}$ 时，虚警概率为：

$$P_f = \int_{\tilde{\eta}}^{\infty} \frac{\sqrt{N}}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{N(\tilde{z} - 1)^2}{2}\right) d\tilde{z} = Q(\sqrt{N}(\tilde{\eta} - 1)) \quad (4.15)$$

检测概率为：

$$P_d = \int_{\tilde{\eta}}^{\infty} \frac{\sqrt{N}}{\sqrt{2\pi(1+2\gamma)}} \exp\left(-\frac{N(\tilde{z} - (1+\lambda))^2}{2(1+2\gamma)}\right) d\tilde{z} \quad (4.16)$$

当 N 较大时，式(4.15)和式(4.16)给出了虚警概率和检测概率相对简洁的表达式，然而对于 DS-CDMA 信号捕获，检测量非相干累加数从几到几十都有可能，从解析式可以看出，此时进行参数分析相对复杂。

§ 4.2.2 后积分非相干累加仿真验证

为了直观看出非相干积分下，信号与噪声概率密度，本节给出相应的概率分布曲线与统计分布仿真。图 4.2 给出一种典型的非相干累加下判决量概率分布。

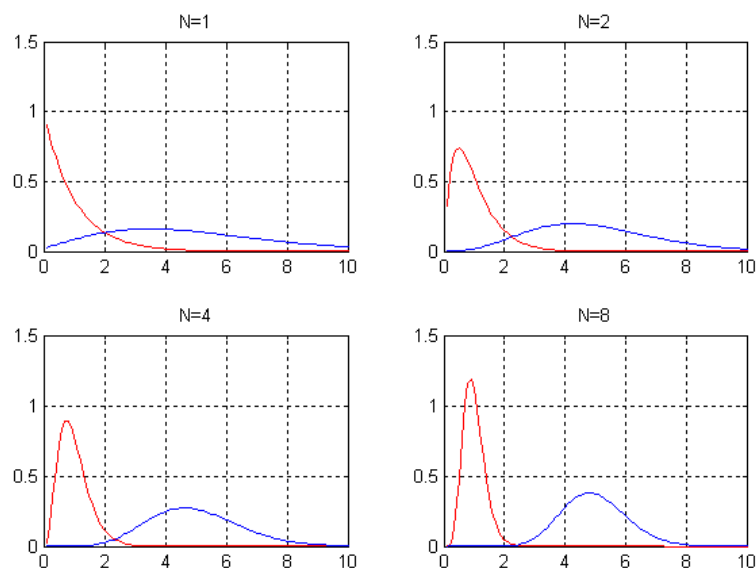


图 4.2 非相干累加判决量概率分布

图 4.2 四幅图分布代表检测信噪比为 6dB 时，非相干累加 1、2、4、8 次后信号存在与不存在的归一化概率分布函数理论曲线。由曲线可以看出，当非相干累加次数达到 8 次后，信号和噪声概率密度接近高斯分布且符合式(4.13)和式(4.14)中均值和方差近似。

最后在相同条件下，采用仿真方式统计经 1、2、4、8 次非相干累加检测量(10000 个样点)归一化统计分布如图 4.3 所示：

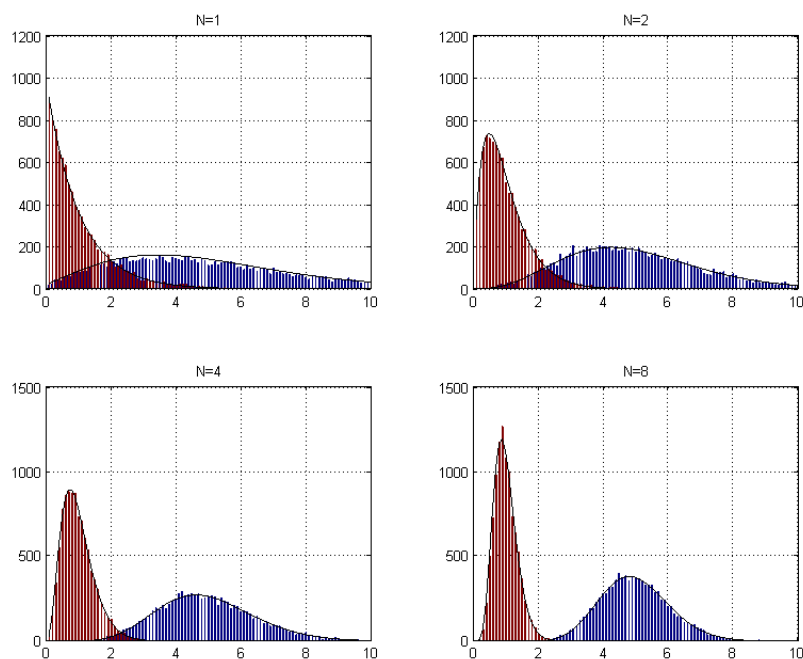


图 4.3 非相干累加判决量统计仿真

仿真输入检测信噪比也为 6dB，x 轴代表按 0.1 步进的归一化检测量，y 轴代表间隔为 0.1 区间的点数，实线包络为理论分布。由图可见，仿真与理论一致。

§ 4.3 检测信号非相干累加的平方损耗

§ 4.3.1 检测信号平方损耗定义

对于 PN 码捕获，前面章节分别给出符号相干累加再取包络的方式与符号取包络再进行非相干累加的方式，两种方式下判决量有不同的分布特性，下面给出两种检测量分布对比如图 4.4 所示：

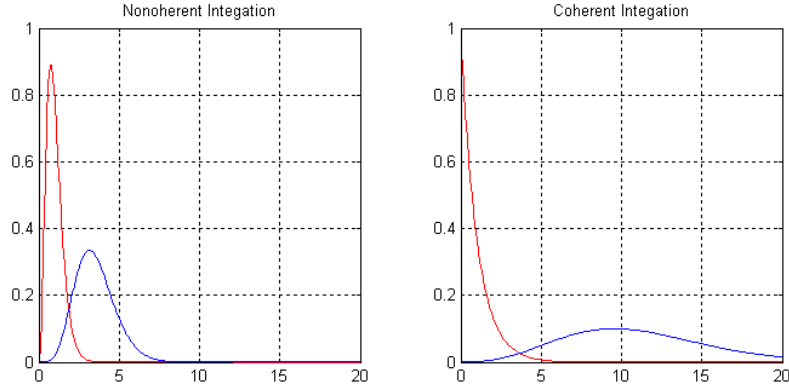


图 4.4 相干累加与非相干累加判决量概率分布

图 4.4 中，符号检测信噪比为 4dB，左边图代表按图 4.1 所示，取符号能量包络后，非相干累加 4 个符号的归一化判决量在信号存在和不存在时的概率分布，而右边图代表相干累加 4 个符号后取能量包络的归一化判决量在信号存在和不存在时的概率分布。从概率分布上可以看出相干累加和非相干累加有明显的不同，然而其捕获性能差异则不易判别。可以粗略看出，左图噪声拖尾比右图更接近信号分布中心，即在同样符号数下，取相同虚警概率，非相干累加的检测概率会更低，即非相干累加存在等效信噪比损失。

下面给出非相干累加信噪比损失的定性分析。

假设符号解扩后，同相和正交信号分别为：

$$I = A \cos(\theta) + n_c \quad (4.17)$$

$$Q = A \sin(\theta) + n_s \quad (4.18)$$

和前面假设一样，上式中， A 为幅值信号包络(不考虑数据调制)， n_c 和 n_s 为独立带限高斯噪声，且都服从分布 $N(0, \sigma^2)$ ，当取 IQ 路信号能量时，有

$$\begin{aligned} y &= I^2 + Q^2 \\ &= A^2 \\ &\quad + 2A \cos(\theta) \cdot n_c + 2A \sin(\theta) \cdot n_s \\ &\quad + n_c^2 + n_s^2 \end{aligned} \quad (4.19)$$

式(4.19)中，第一项为信号相乘项($S \times S$)，第三项为噪声相乘项($n \times n$)，前面两项分别对检测起正作用和负作用；而第二项为信号噪声相乘项($S \times n$)，相乘结果导致信号特性丢失，对捕获不再有正的作用，从而等效为起负作用的噪声项。随着信

噪比降低，该项所占比重越大，从而负作用越明显。

可以推测，若将一组符号先在低信噪比下求取包络，然后再进行非相干累加，其检测性能必然不如先将符号进行相干累加，在信噪比得到提高后再进行检测的方式。

定义符号按非相干累加后，其检测性能相对于相干累加的损失为检测信号平方损耗，即

$$L_{sq} = \frac{\gamma_c}{\gamma_{nc}} \quad (4.20)$$

式(4.20)中， γ_c 为符号相干累加后的检测信噪比， γ_{nc} 为符号非相干累加后的等效检测信噪比。

§ 4.3.2 基于接收机特性曲线的平方损耗分析

直接由解析式计算式(4.20)相当困难，因为对检测的等效性判定本身就由于检测的关注点不同而有差异，若考虑所有不同检测概率与虚警概率组合，则即使得到相应的解析式[75][76][77]，其应用也会因解析式本身的复杂性而受限。

对于 DS-CDMA 信号捕获，通常关注的重点为虚警概率在 0.0001 至 0.01 范围时，检测概率为多少。下面仿真给出 Y 的初始检测信噪比为 4dB 时，非相干累加 2、4、8 次时，其判决量 z 的接收机特性曲线相对标准特性曲线(不同检测信噪比下接收机特性曲线)比较如图 4.5 所示：

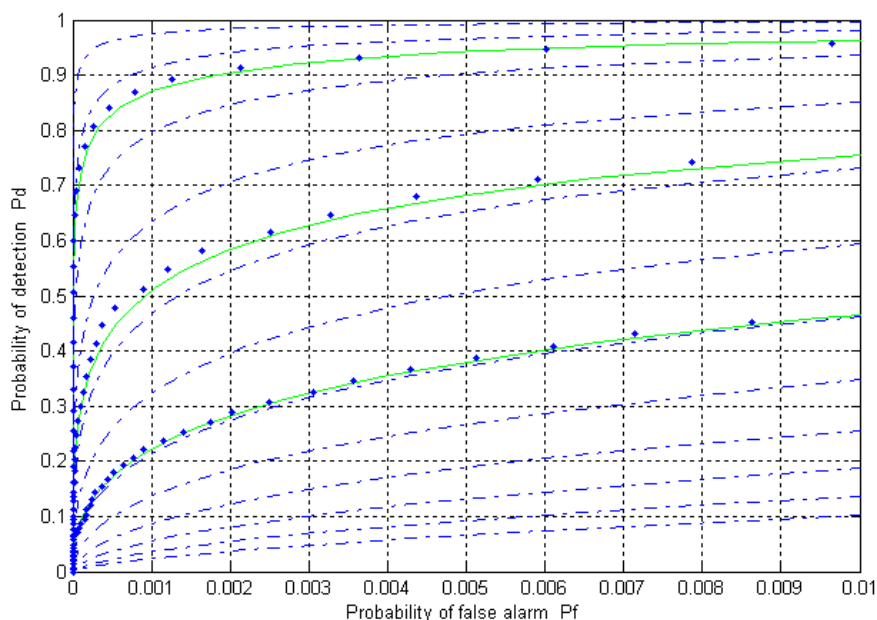


图 4.5 非相干累加特性曲线

图 4.5 中，横坐标为虚警概率，范围从 0 至 0.01，纵坐标为检测概率，范围从 0 至 1，虚线从下至上分别为检测信噪比从 1 至 12dB 时的接收机标准特性曲线，三条实线及其附近的点分别为 4dB 符号非相干累加 2、4、8 次后的理论与仿真特性曲线。

从图 4.5 特性曲线可以看出，非相干累加后理论与仿真基本一致，且都与基准

重合或平行，即在一定范围内(本例中虚警概率 0~0.01 范围)非相干累加后的信号检测特性可以近似为一定信噪比下相干累加信号检测特性。若按基准近似，图中三条曲线分别对应信噪比为 6dB、8.2dB 和 10.6dB，假设采用相干累加，则对应信噪比应分别为 7dB、10dB 和 13dB，即三种非相干累加下，信噪比损失分别为 1dB、1.8dB 和 2.4dB。

采用同样的方法，可以仿真得到初始检测量 Y 在不同信噪比下，非相干累加不同次数的检测量等效信噪比如图 4.6 所示：

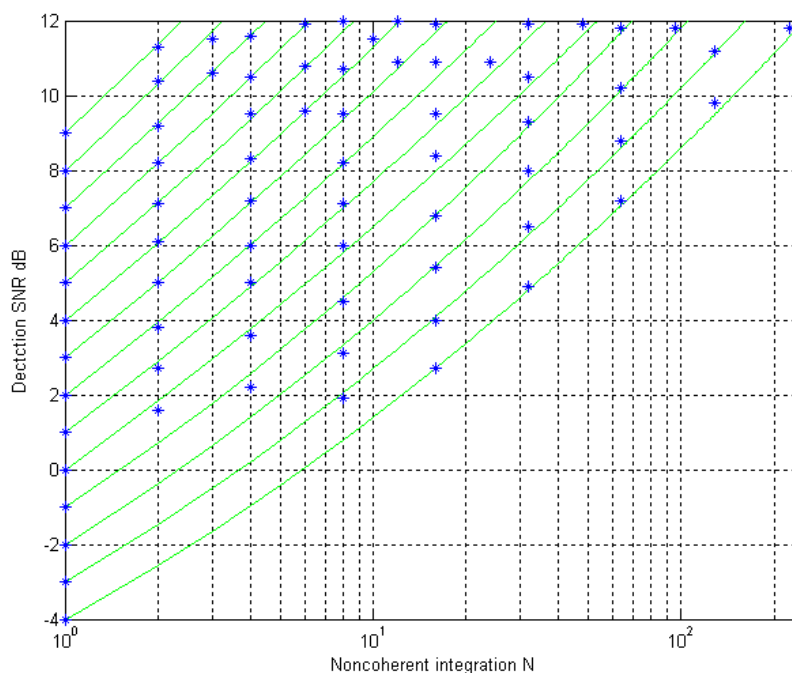


图 4.6 非相干累加次数与检测量等效信噪比

图 4.6 中*点为各检测量非相干累加一定次数后，在基准接收机特性曲线下的对应值。可以看出在对数坐标系下，相同初始信噪比的不同点几乎线性分布。定义相同初始信噪比的点组为一族，则对不同族进行二次曲线($a+bx+cx^2$)最小二乘拟合，可以得到如下系数：

表 4.1 各族点拟合系数

SNR0	-4	-3	-2	-1	0	1	2	3	4	5	6	7	8
a	-4.0	-3.1	-2.0	-1.0	-0.1	1.1	1.9	3.1	4.0	5.0	6.1	6.9	8.0
b	4.4	4.7	5.0	5.4	6.0	6.1	6.3	6.5	6.7	6.9	7.1	7.3	7.6
c	1.0	0.9	0.8	0.9	0.7	0.6	0.8	0.5	0.6	0.4	0.7	0.6	0.5

对上述系数进一步拟合，可以得到一个简单实用的非相干累加检测信噪比近似公式：

$$SNR_d(N) = \begin{cases} SNR_0 + (5.9 + 0.2 \times SNR_0 + 0.6 \log(N)) \log(N); & (SNR_0 \geq 0dB) \\ SNR_0 + (5.6 + 0.3 \times SNR_0 + 0.9 \log(N)) \log(N); & (SNR_0 < 0dB) \end{cases} \quad (4.21)$$

式(4.21)中， SNR_0 为包络 Y 的初始信噪比(dB)，N 为非相干累加次数。按照上式给出检测信噪比近似曲线如图 4.6 实线所示。可以看出，累加检测信噪比在 12dB 以内，实线与仿真点有较好的拟合性。

由式(4.21)可以得出不同信噪比下，非相干累加至 12dB 所需符号数如表 4.2：

表 4.2 不同信噪比下非相干累加至 12dB 所需符号数

SNR	-4	-3	-2	-1	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
N	269	172	112	73	54	37	26	18	13	9	7	5	4	3	2

由表 4.2 可以看出, 初始检测信噪比为 0dB 时, 需经 54 次非相干累加才能得到等效信噪比 12dB, 而当初始信噪比为 6dB 时, 仅需 7 次非相干累加, 即信噪比同样为 0dB 的符号, 若先按相干累加 4 次, 得到信噪比 6dB 之后, 再作非相干累加, 总共只需 28 个符号; 若完全按相干累加, 则仅需 16 个符号。

按式(4.20)方式定义信噪比平方损耗, 可以得出其统计经验公式为:

$$L_{sq}(dB) = \begin{cases} (4.1 - 0.2 \times SNR_0 - 0.6 \times \log(N)) \log(N); & (SNR_0 \geq 0dB) \\ (4.4 - 0.3 \times SNR_0 - 0.9 \times \log(N)) \log(N); & (SNR_0 < 0dB) \end{cases} \quad (4.22)$$

式(4.22)中, L_{sq} 是以 dB 为单位的信噪比损耗。

§ 4.3.3 平方损耗计算仿真验证

为了验证式(4.22)的正确性, 下面给出两个参考公式作为比较。

文献[57]忽略了不同信噪比下的损失差异, 给出非相干累加 N 远大于 1 时, 各种情况统一的平方损耗公式:

$$L_{sq1} = 10 \log \sqrt{N} - 5.5 \quad (4.23)$$

文献[76]给出在给定的检测概率和虚警概率下, 平方损耗公式为:

$$L_{sq2} = 10 \log \left[\frac{1 + \sqrt{1 + 9.2N / Dc}}{1 + \sqrt{1 + 9.2 / Dc}} \right] \quad (4.24)$$

式(4.24)中, Dc 定义为:

$$Dc = \left[\operatorname{erf}^{-1}(1 - 2P_f) - \operatorname{erf}^{-1}(1 - 2P_d) \right]^2 \quad (4.25)$$

而式(4.25)中 erf 函数定义为

$$\operatorname{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-t^2} dt \quad (4.26)$$

为了比较三个平方损耗公式, 以 PN 码并行捕获通常需要的检测信噪比 12dB 为基准, 对于(4.25)式, 选取虚警概率为 0.001, 则可以算出检测概率为 0.975, 可以给出不同累加次数(对应不同初始信噪比)下, 各公式平方损耗曲线如图 4.7 所示:

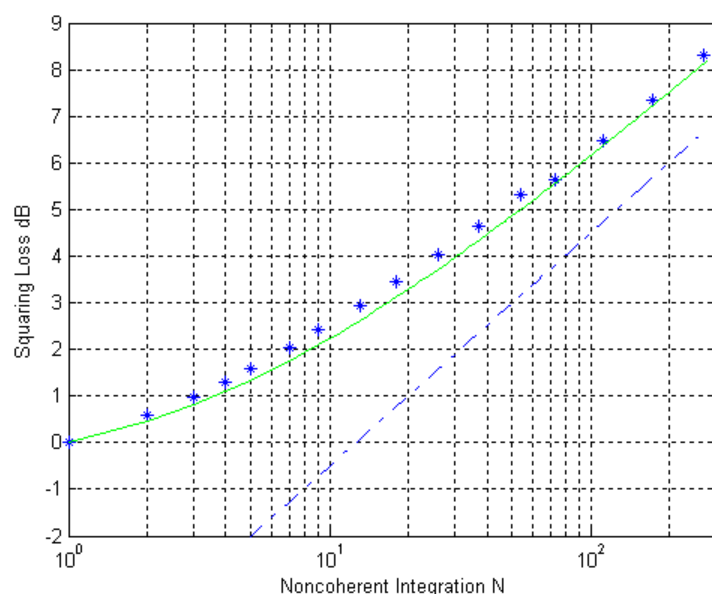


图 4.7 三种公式非相干平方损耗对比

图 4.7 中，虚线由式(4.23)给出，实线由式(4.24)给出，本文经验公式给出平方损耗以*点表示。容易看出，本文经验公式给出值与式(4.24)吻合较好，误差在 0.1dB 左右；而式(4.23)由于对各种不同情况均采用统一公式，在本条件下相对拟合度较差。另外不难看出，当 N 远大于 10 时，三条曲线均按 5dB/dec 上升。式(4.21)和式(4.22)的正确性得到验证。

经验公式(4.22)相对式(4.23)稍复杂，但准确度得到提高，特别时在 CDMA 信号捕获中，关注点通常为非相干累加在一百次以下时，尤为明显；相对于式(4.24)，式(4.22)在虚警概率为 0 至 0.01 和累加后检测概率在 14dB 以下时有接近的准确度，而之外则相对较差。但式(4.22)复杂度明显低于式(4.24)，而且实际信号检测在式(4.22)有效范围内，故式(4.22)有一定实用性，对于简化接收系统设计具有指导意义。

另外，值得指出，实际 CDMA 信号捕获时，通常可以估算出符号初始检测信噪比，然后根据目标信噪比估算相干或非相干累加次数。若采用损耗公式或曲线，求取非相干累加次数 N 将需要递归多次；若应用本文式(4.21)(或对比图 4.6)可以直接得出需要的非相干累加次数，运算更加简便。

§ 4.4 低轨卫星 DS-CDMA 信号 PN 码混合并行捕获方案设计

§ 4.4.1 一种简易设计原则

由于在不同背景下关注点差异，对于不同信号捕获方案，很难判定孰优孰劣，比如有的方案，可能硬件消耗较少，但需要搜索时间较长；有的方案能适应大多普勒频移和静态情况，但硬件消耗较大。这里我们针对低轨卫星 DS-CDMA 突发信号，以平均捕获时间为主要考虑因素，讨论 PN 码并行捕获的一种简易设计原则。

首先对前面章节提到的低轨卫星 DS-CDMA 信号捕获各制约因素进行简单概括：

(1)由于低轨卫星和地面用户之间较大的相对运动从而导致 DS-CDMA 信号存在较大的载波和码多普勒及多普勒变化率。

(2)低轨卫星信号相对较弱,若要得到判定信号是否存在的可靠检测量,需对信号进行解扩与积分。

(3)相干积分有效利用了信号和噪声的独立性,对于同样的判决符号,可以得到最大的检测信噪比,然而相干积分受多普勒影响较大,扫频频点数和相干积分长度成反比。

(4)非相干积分不改变多普勒衰减曲线,然而存在平方损耗,特别是初始判决量信噪比较低时,需要进行更多的符号累积。

(5)码多普勒偏移引起判决量随时间衰减,无论相干还是非相干积分,对于固定点检测,该参数总作为一个制约条件限制符号积分长度。

对于码域并行捕获,要解决以上各限制条件,就是要找到一个折衷的积分方案。实际设计中,积分通常并不采用单纯的相干或非相干方式(将解扩也看成一种广义的相干积分),而是两种方式的混合,其检测器结构表述如下图所示:

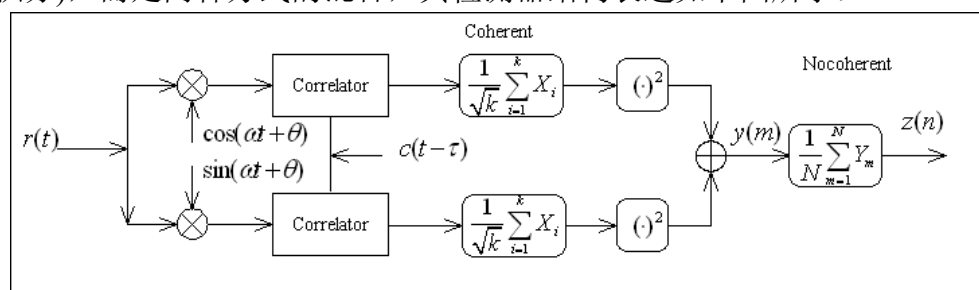


图 4.8 混合检测器结构

作为一种典型情况讨论,下面给出一些具体参数如下表所示:

表 4.3 系统设计参数

数据速率	1.2Kbps
调制方式	BPSK
扩频码速率	1.2288Mcps
扩频码周期	512
成形函数	0.4 根升余弦
编码方式	2/1/7 卷积码
捕获前导字	全 1 调制

对于数据接入信道,其误码率要求为 10^{-5} ,理论上要求 BPSK 数据信噪比为 9.6dB,扣除编码增益 5dB,对于编码前 2.4ksps 的符号,其信噪比为 1.6dB。

初始捕获时,本地 PN 码与接收信号存在随机相位差异,对于相位差引起的解扩能量损耗与码片成形函数有关,通常可以用如下公式近似:

$$D(\tau) = 10 \log \left(\sin c \left(\frac{\tau}{T_c} \right)^2 \right) \quad (4.27)$$

对于数字实现捕获模块时,假设每个码片一个采样点参与检测,则最坏情况下相位差为 0.5chip,此时能量衰减为 4dB,若每个码片两个点参与检测,则衰减仅为 0.9dB,但需消耗两个并行相关器或两倍工作时钟。

先假设信号按先解扩,再检测方式进行,则必然需要频率扫描。若扫频步进为相干累加时间倒数,由式(3.3)可以得到信噪比衰减为 4dB,若扫频步进为相干累加时间倒数的 0.6 倍,则能量衰减仅为 1.3dB。

假定选取每个码片一个采样点和扫频步进 0.6 倍相干时间倒数,则总共信噪比

损失为 5.3dB, 此时符号包络检测信噪比为 SNR_0 大约为 -4dB。

对于通过积分提高检测量信噪比的方法, 地面移动通信中, 一般采用降低相干积分时间以减小载波多普勒影响[71]; 而卫星移动通信系统中, 则常取 PN 码周期为相干积分时间[70] [78]以简化接收机设计。下面在初始符号信噪比较低且多普勒较大情况下对积分、平方损耗和平均捕获时间作分析。

一般来说, 并行捕获时判决量检测信噪比在 12dB 左右时可以达到接近最优检测性能。先假定以 12dB 为设计目标, 则在初始信噪比为 -4dB 时, 由式(4.21) (或表 4.2、图 4.6)可知, 若直接对判决量采用非相干后积分, 需 269 个符号累加, 而当采用先两个符号相干累加至 -1dB, 然后非相干累加至 12dB, 共需 146 个符号(2×73), 在这种情况下, 直接采用非相干累加方式相对于先将两个符号相干累加再非相干累加方式, 尽管其扫频频点数下降了一半, 但总的平均捕获时间几乎没有降低。

该结论实用于 -3dB 以下情形, 即对大多普勒频移下扩频信号捕获时, 应先进行相干累加(将解扩也视为广义相干累加), 在符号判决信噪比大于 -3dB 时, 再讨论后续累加方式。

当符号信噪比大于 -3dB 和需扫频条件下, 直接非相干累加比对应两个符号相干累加后再非相干累加方式通常降低平均捕获时间 40%至 60%, 此时应尽量采用非相干累加方式。

另外, 在达到相同检测信噪比时, 非相干累加将消耗更长的累加长度。在存在码拉偏和码多普勒时, 还应考虑 PN 码相对滑动对驻留时间的影响。下面分两种情况讨论。

(1)假定载波与码有 20Hz 码速率拉偏, 由 3.2 节分析可知, 判决点驻留时间需小于 25ms, 即使分离两次驻留判决量, 将该时限扩大至仅对单驻留约束, 其累加上限也仅为 60 符号。尝试全部采用相干累加方式, 从 -4dB 累加至 12dB 需 40 个符号, 小于上限要求, 但扫描频点数过高(若检测信噪比更高, 则码多普勒约束将增加一维扫描)。此时继续尝试相干累加至 11dB、10dB、9dB.....后再进行非相干累加驻留点数, 可以得出先进行 20 个符号相干累加至 9dB, 然后 3 倍非相干累加至 12dB 是一个较好的选择, 这样累加符号数刚好达到上限。

(2)假定没有码速率拉偏, 在捕获时相干进行频率与码速率调整。但实际信号可能与频点存在偏移, 在本例中可以达到相干累加时间的 0.3 倍, 即对于相干累加至 -1dB 的符号, 其最大载波偏移为 360Hz。由载波和码速率关系可以推算出此时接收信号码速率和本地码速率存在 1.1Hz 偏移, 该偏移给出驻留符号上限 1090 个。此时一次驻留符号数为 $2 \times 73 = 146$ 个, 即对于固定样点, 该上限满足多次驻留。

第三章完全采用相干方式时, 先通过相干积分长度求检测信噪比和扫描频点数, 再利用平均捕获时间对积分长度和判决门限求最优值。本章在采用混合方式时, 也可以利用类似的方法, 但扫描频点数仅由相干积分决定。

综合前面论述, 可以给出混合积分下, 积分方式和积分长度以及门限设置的一种设计原则如下:

- (1) 根据系统应用背景和链路预算确定最差情况下符号检测信噪比。
- (2) 根据码拉偏和码速率偏移值确定单次驻留时间上限。
- (3) 符号相干累加至 -3dB 以上后判断是否需要扫频, 若不需要, 则继续相干累加, 否则进行非相干累加。
- (4) 非相干累加 N 次后, 由式(4.21)给出等效相干方式检测信噪比, 并给出平均捕获时间与 N 的解析关系。

- (5) 改变 N ，采用与第四章类似的方法找出平均捕获时间最小对应的驻留时间。
- (6) 将第(5)步得出驻留时间代入(2)进行验证，若大于上限，则退至第(3)步，增加相干累加长度，再次验证；若小于上限，则设计成功，进入第(7)步。
- (7) 确定信号信号和噪声分布，并计算此时最小平均捕获时间对应的最优判决门限。

上述方法同时考虑到积分方式、积分长度、判决门限、平均捕获时间和码滑动约束，在具体实施时需进行多次迭代和验证，实现起来也比较繁琐。考虑到并行捕获中，检测信噪比在 12dB—14dB 时(视码长和频点数而定)可以达到较优化的检测性能[76]，通过直接选取检测信噪比的方法简化第(4)(5)步，可以得到一种相对简易的准最佳设计方式。

下面对前面举例按简易设计原则进行设计，假定无码速率偏移情况，且设定检测信噪比为 12dB(与第三章一致)。此时，非相干累加长度为 73，由式(4.5)和式(4.6)可以给出非相干累加后，在信号存在和不存在条件条，归一化为检测量 $\tilde{z} = \frac{z}{2\sigma^2}$ 的概率分布如图 4.9:

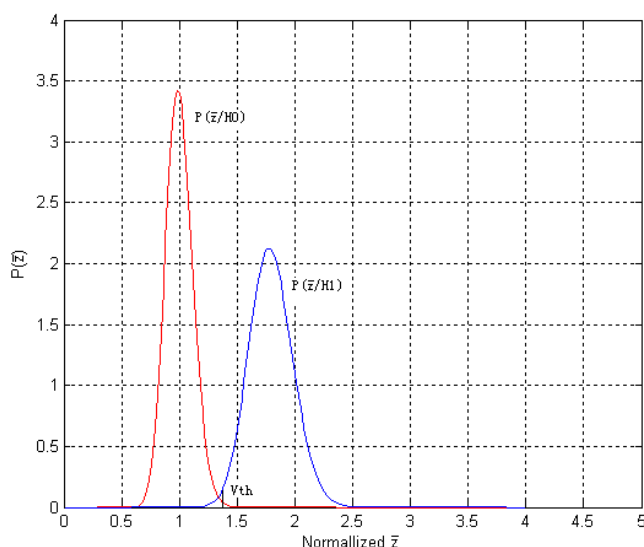


图 4.9 归一化信号和噪声概率密度

由式(3.21)可以计算出需扫频频点数为 28，同样假定两次驻留相同时间，由式(3.21)、式(3.22)和式(3.23)可以给出平均捕获时间与门限设置关系如图 4.10 所示:

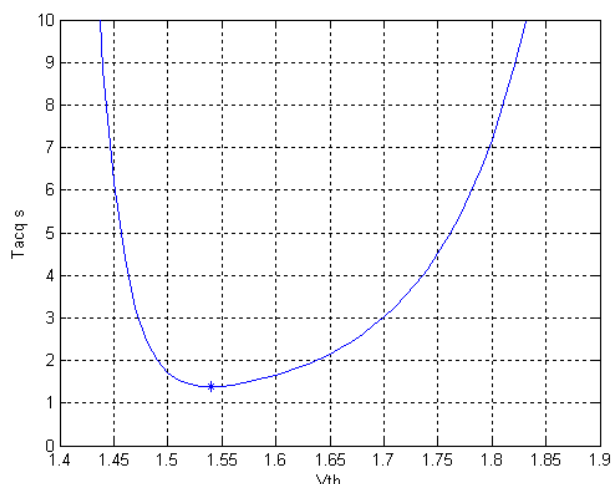


图 4.10 平均捕获时间与门限

与图 3.12 相似, 图 4.10 中, 平均捕获时间也是相对于门限的凹函数, 当取归一化门限值为 1.54 时, 有最小平均捕获时间 1.38 秒, 此时检测概率为 0.91, 单点虚警概率 3.4×10^{-5} , 频点虚警概率 0.017。

§ 4.4.2 码滑动与积分路线设计

第三章分析了存在码速率偏移时, 相对码滑动引起固定点能量衰减, 图 4.11 直观地给出了这种衰减产生过程。

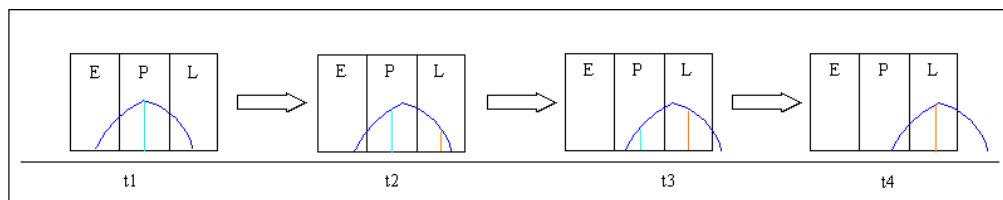


图 4.11 码滑动与相关峰

图 4.11 中, E、P、L 分别代表三个相邻码片时刻(或观察窗口), 并定义第一次相关峰出现在 P 时刻, E 和 L 分别为超前和滞后的一个码片。现代接收机大多采用固定采样时钟进行信号采样, 在捕获阶段对下一次相关峰的出现时刻也完全由本地时钟确定。假设每个码片有一个采样点, 当存在如图 4.11 示意的相对码片滑动时, 接收机认为的时间点 P 在下次相关时可能已经不再是最佳采样时刻, 如图 4.11 所示, 实际的相关峰已经往滞后方向移动一定时间 $\Delta\tau$ 。随着时间的推移, 相关峰将逐渐移出本地码片 P 的范围, 即在以 P 为窗口观察相关值时, 将观察到一个像图 3.6 给出的衰减过程。然而, 与之不同, 观测窗口 L 却观测到一个能量逐渐增大(然后再衰减)的过程。

衰减速度(或峰值移动速度)由接收信号和本地码相对速率差决定, 改变本地码速率至接收信号码速率即可解决 P 窗口内能量衰减问题, 然而在信号同步以前, 这种相对速率差值很难确定。

当速率差大到影响驻留时间时, 可以通过预算差值的不确定区间, 然后划分为 N 个不同的子区间, 并分别对每个子区间进行扫描最后得到差值在驻留时间容忍范围的码速率值。该方法同时也将平均捕获时间延长了 N 倍。

更常见的一种情况是在多驻留时，总的驻留时间超过了码滑动容忍范围。对该问题的解决可以通过扩大观察窗口的方式实现。在并行捕获中，第一次判决时，其不确定区间为整个码相位，当判决确定最大值出现在 P 时，在第二次驻留参与验证的不只有 P 窗口内值，还包括 E 和 L 窗口值，若其中最大值超过门限，则判决成功，对于多次驻留 M 取 N 方式[70]，可以继续扩大观察窗口。

文献[78]提出了一种在串行捕获中通过估算码速率差异并反馈至本地码时钟的方法以解决峰值相对滑动问题，然而在捕获过程中，判决量信噪比通常较低，实现准确的估计相当不易，这里提出一种增加搜索窗口类似的并行捕获方法。

假定在一个 PN 码周期内，峰值滑动小于一个码片，对于不同 PN 码周期，其并行相关器输出结果按如下方式进行：

$$Z_i^K = \sum_{m=1}^M X_{\lfloor i + \Delta r m L \rfloor}^m \quad (4.28)$$

式(4.28)中， Z 为判决量， $\lfloor \cdot \rfloor$ 表示取整， i 为码片相位序号， K 为起始于同一相位的不同判决量序号， m 为积分符号序号， M 为积分符数， Δr 为归一化码速率偏移， $\sum_{m=1}^N (\cdot)$ 包括相干与非相干累加，上式表示对于同一个码相位，其不同周期累加按

不同的码速率偏移估计进行，其累加方式可以由图 4.12 给出：

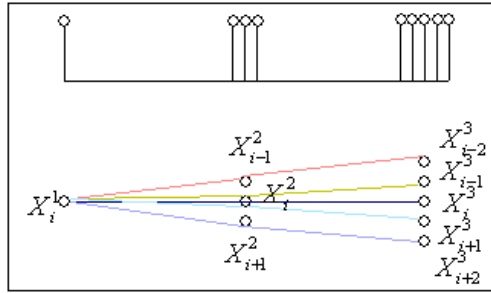


图 4.12 码滑动下累加路线

由图 4.12 可以看出，码速率偏移估计下，检测单元累加方式不再是传统的仅对相同相位相关值进行积分，而是根据码速率偏移区间，选取估计路线上的相位单元进行积分，对应于图 4.11，希望得到 t_1 、 t_2 时刻的 P 路和 t_3 、 t_4 时刻的 L 积分值，该过程付出的代价是传统并行捕获的 L 个判决量变成了 KL 个(其中 K 由最大码速率偏移和驻留时间决定)，同时也在一定程度上增加了硬件复杂度。与码速率扫描方式相比，其付出的存储单元和累加单元对捕获时间的换取通常是值得的。

另外，在采用本节积分路线方法后，非相干积分时限得到扩展，前节设计原则中第(2)步和第(6)步可以省去，得到更为简化的一种积分设计原则。

§ 4.5 本章小结

本章首先讨论了实际应用较为广泛的混合相干与非相干积分检测方式，通过解析式分析了相干积分与非相干积分接收机工作特性曲线，然后采用仿真方式给出一种适用的非相干累加增益与平方损耗经验公式，并以该公式为桥梁，将非相干积分问题转化为相干积分计算，讨论了一种适用于卫星信号捕获的积分驻留时间和判决门限的简易设计原则。最后，针对码滑动对积分驻留时间的影响，本章讨论了一种

改变积分路线的方法。

第五章 二维并行捕获设计

§ 5.1 引言

由于载波频率和码相位延时的不确定性决定了低轨卫星 DS-CDMA 信号捕获需要在这两维未知参数进行信号搜索，而匹配滤波(或其等效结构)的应用实现了码相位的快速搜索，将搜索时间减小到几乎和仅对一维频率参数搜索相当。对于频率的不确定，FFT 估计是一种经典的估计方式，其与匹配滤波的结合可以进一步提高扩频信号搜索速度，实现全并行二维捕获方式。

文献[79]较早将 FFT 估计应用于高动态 GPS 接收机设计中，文献[80]分析了码域串行搜索、频域 FFT 捕获的低硬件消耗结构在低轨卫星扩频接收机设计中的应用前景，而文献[81]则采用匹配滤波与 FFT 结合的方式实现了一种变换频率的 CDMA 接收机。

相对于串行或一维参数并行的搜索结构，二维并行搜索需付出更多的硬件消耗。然而随着集成电路技术的发展，这种消耗已经逐渐处于次要考虑地位，如何提高接收机性能则一直是设计人员关注的核心。

本章先分析了 FFT 与匹配滤波结合的捕获结构，然后讨论了该方式应用于低轨卫星信号捕获时的关键参数设定，最后根据低轨卫星多普勒分布特点提出了一种基于多普勒后验概率的判决量选取方法。

§ 5.2 匹配滤波与 FFT 结合的二维捕获结构

应用匹配滤波器进行信号解扩，当本地码与接收信号码相位对齐时，若无频偏，经码字加权后的接收信号在时域上体现为一直流信号与噪声的叠加；若有频偏，则体现为一单载波信号与噪声的叠加。其信号如图 5.1 所示：

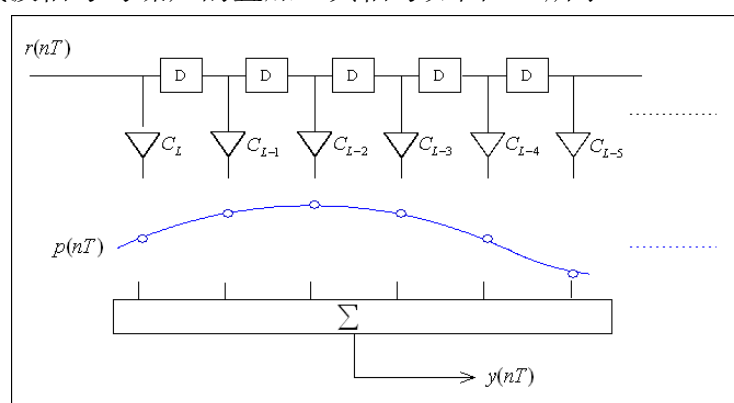


图 5.1 匹配滤波信号累加示意图

由前面分析可知，对图 5.1 中存在残余载波的信号累加将出现能量衰减，载波串行搜索通过扫描前级下变频器频率将残余载波频率衰减降低到捕获可接收范围。换一种方式考虑，若不改变前级变频器频率，而在图 5.1 中，将匹配加权后信号 $P(nT)$ 各点乘上一个对应的载波，则信号将等效为一个直流信号和一个两倍频信号，此时

再进行累加，则可以输出有效判决信号。然而由于残余载波频率不确定，所以并行采用一定间隔的子载波分别和信号 $P(nT)$ 相乘，并选取其中最大的点作为判决信号参与判决，这就是基于最大似然方式的二维并行捕获的简化设计。假设 i 和 k 分别代表第 i 个码相位和第 k 个频点，则对于复信号包络的判决量输出可表示为：

$$y_i(k) = \left| \sum_{n=0}^{N-1} p_i(n) e^{-j \frac{2\pi}{N} kn} \right|^2 \quad (5.1)$$

式(5.1)中， $p_i(n)$ 代表第 i 个相位时，I Q 两路码值加权后复信号， $y_i(k)$ 则代表该码相位第 k 个频点输出判决量，由式(5.1)可以看出对 K 个频点的并行判决可以用 FFT 完成，这就是 FFT 应用于扩频信号捕获的基本原理。其工作方式为：当一个新的码片采样进入并行捕获结构时，所有样本均向后移动一个相位，然后寄存器输出值与本地码相位加权，加权后信号(经叠加)输入至 FFT 模块进行子频点求模(与非相干累加)运算，最后选取最大值与门限比较完成该相位所有频点检测。尽管搜索过程实际上是串行执行，但其判决过程工作在码片速率，即使在需进行累加提高检测信噪比的情况下也仅需数个 bit 持续时间。下面给出一种常用的实现结构如图 5.2 所示：

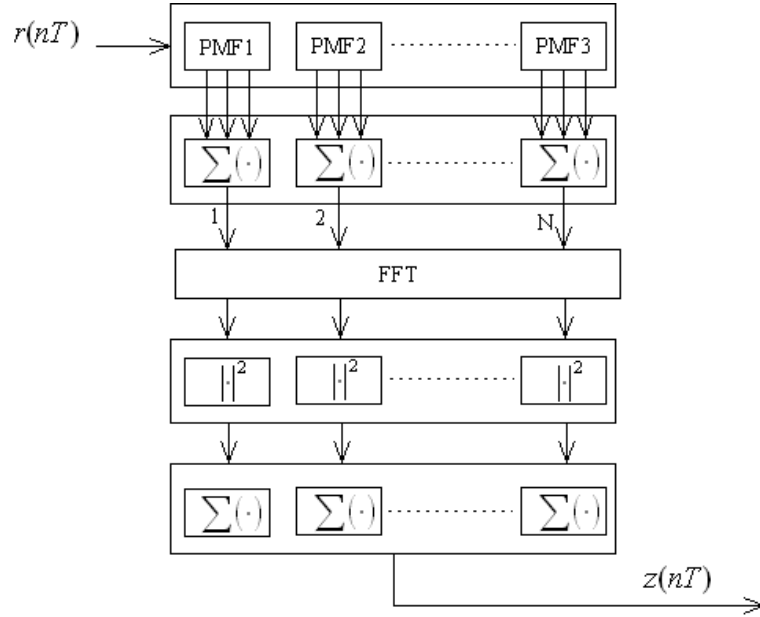


图 5.2 匹配滤波与 FFT 并行捕获结构

图 5.2 中，PN 码匹配滤波器分解为多个部分匹配滤波器，每个部分匹配滤波器分别完成 M 个码片部分相关， N 个部分相干的求和(相干累加)信号才进入 FFT 模块完成信号 FFT 运算(假设码长为 L ，则有 $L=M \times N$)，各个 FFT 输出取平方包络后进入能量累加模块进行非相干累加，最后选取最大累加值输出至门限判决模块完成一个相位的信号检测。

部分匹配滤波输出和 FFT 运算本质是都是相干累加过程，而 FFT 输出能量包络的后积分累加则是非相干累加过程。基于 FFT 的信号捕获模块需对两个过程进行优化处理。

§ 5.3 二维捕获关键参数分析

§ 5.3.1 能量衰减与插零分析

码域频域二维并行搜索方式在门限设置、检测概率、虚警概率及性能判别上与前面论述的码域并行搜索原则一致，本节主要讨论基于匹配滤波和 FFT 结构的二维并行搜索方式其他关键参数设置。

部分匹配滤波实现了 M 个码片信号的解扩与累加过程，由于该过程在多普勒频偏存在下进行，与前节分析相似，也存在能量衰减问题，其能量衰减符合式(3.3)规律。

假设一个 PN 符号时间为 T_c ，FFT 过程本质上等效为以 $\frac{1}{NT_c}$ 为步进对 $-\frac{1}{2MT_c}$ 至 $\frac{1}{2MT_c}$ 范围的各频率点做变频处理和相干累加，其每个频率点(bin)累加也符合式(3.3)。

将 FFT 频点从 0 至 $N-1$ 映射至 $(-\frac{N}{2}, \frac{N}{2}]$ ，并令 k 为 bin 的序号，则图 5.2 中 FFT 运算后每个 bin 的能量包络衰减服从式(5.2)关系：

$$D(\Delta f) = \left| \frac{\sin(\pi \Delta f M T_c)}{\pi \Delta f M T_c} \right|^2 \times \left| \frac{\sin(\pi(\Delta f N M T_c - k))}{\pi(\Delta f N M T_c - k)} \right|^2 \quad (5.2)$$

式(5.2)中，乘式左边部分为部分相关累加引起的衰减，而右边为第 k 个 bin 的包络衰减。判决量选取各个 FFT 输出的最大值，即判决值实际上是离该频点最近的 bin 值，从而其最大衰减为每个 bin 衰减峰值，其典型形式如图 5.3 所示：

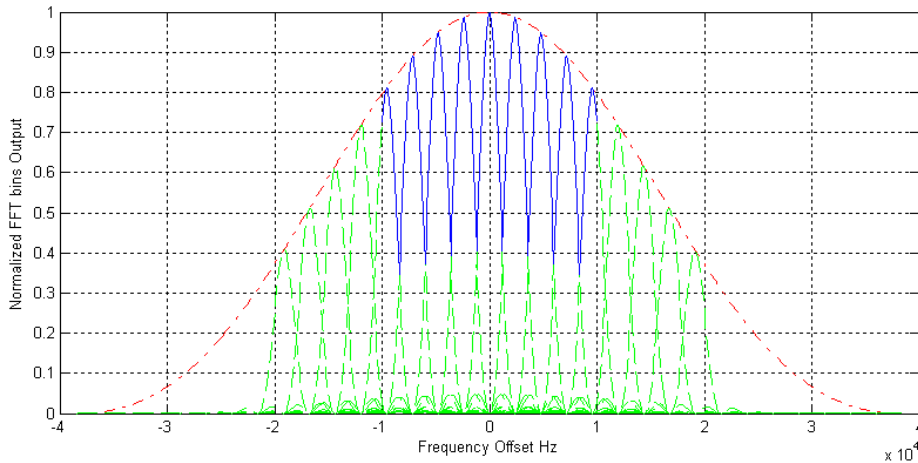


图 5.3 检测信号 FFT 输出包络衰减

图 5.3 为码速率 1.2288Mcps，周期 512 的 PN 码先进行每 32($M=32$)个符号为一组的部分相关累加，累加后数据再进行 16($N=16$)点 FFT 运算。图中外围包络为 M 个符号相干累加衰减效果，而内部虚线则为信号在 FFT 不同的 bin 输出衰减包络。实线代表频偏在 $\pm 10\text{KHz}$ 范围内信号能量衰减。

M、N 的选择是一个硬件与性能的折衷问题。当部分相关累加数 M 越小，FFT 最高频率就越高，同时有效多普勒范围内对应的外围包络衰减就越小；然而此时 FFT 点数随之增加，硬件消耗也增加。反之，则硬件消耗减小，衰减加大。

假定按 16 个符号一组进行部分相关解扩，则可以计算出对应于 10KHz 处包络衰减为 0.24dB，而此时的 FFT 点数为 32 点；若按 32 个点作部分解扩，则对应衰减为 1dB，而 FFT 点数为 16 点；若按 64 点部分解扩，则衰减 4.3dB。相对而言选取 32 点作部分解扩是一个折衷选则。

除了外围包络衰减，还可以看出在频偏范围内出现较大的 bin 间隔区间衰减，

该衰减的原因与前节频点扫描衰减分析一致，即 FFT 运算相当于取间隔为 $\frac{1}{LT_c}$ 对信

号进行扫描，当信号出现在两个 bin 中间时，其衰减约为 4dB。在并行的 FFT 运算中，与串行扫描减小扫描步进对应的是补零操作。假定对前面 16 点的 FFT 按 16 点补零求取 32 点 FFT，则 bin 中间的信号衰减降低为 1dB。此时 FFT 输出信号归一化能量衰减如图 5.4 所示：

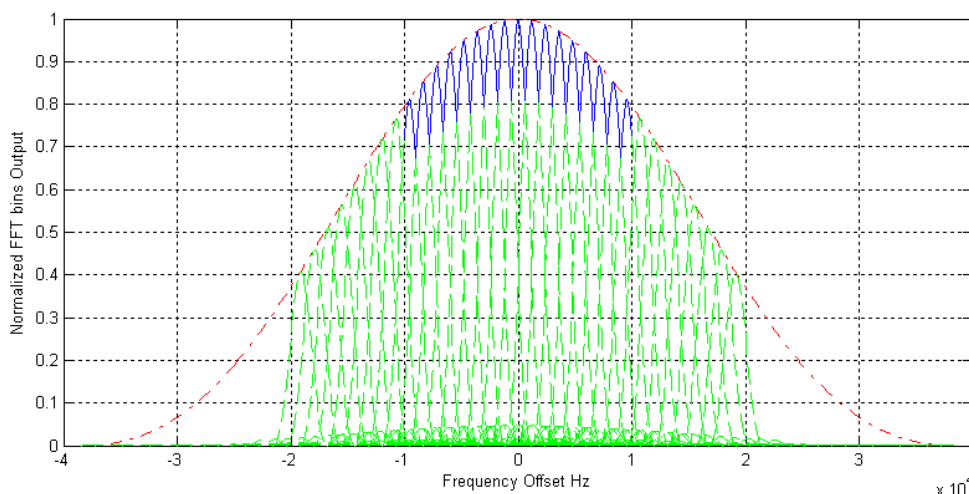


图 5.4 补零后检测信号 FFT 输出包络衰减

由图 5.4 可见，当补零后，即使在最差(靠近 10KHz 的两个 bin 之间)情况下，信号能量总衰减也仅在 2dB 左右，符合一般设计需求。

§ 5.3.2 单采样与双采样设计

另外还有一个易被忽略的问题是在进行部分相关及 FFT 运算时，默认每个码片选取一个采样点，与前节类似，当采样点并非最佳采样时，也会带来信号能量损失，根据码型不同，该损失略有差异。最坏情况为采样刚好在离最佳采样点半个码片时，损失约为 4dB。若增加码片采样点数，后级再对所有采样点都同时进行部分相关解扩和 FFT 运算基本不会对衰减有所改善，因为在下变频和捕获模块之间通常有一个码型匹配滤波(或等效形式)，对于滤波后的盲采样点，增加采样数目求平均的过程无法改变定时的差异和解扩信号的信噪比。对该衰减的解决可以通过改变部分相关器结构和运行时钟实现，下面给出如图 5.5 所示改进结构：

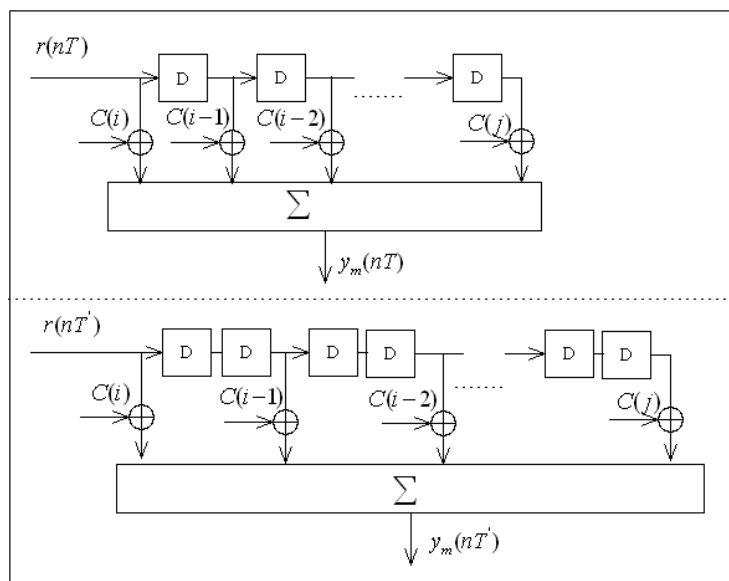


图 5.5 两种部分相关器结构

图 5.5 中，上部分为普通的单采样部分匹配滤波器结构，下部分为双采样部分匹配滤波器结构。与单采样按码片速率输入信号不同，双采样在每个码片时间内有两个样本到达相关器，即相关器工作在两倍码片时钟上。当采样信号进入相关器后，相关器每间隔一个样本选取一个采样信号(不是两个样本叠加)输入至 PN 码部分相关器作相关运算，这样按 $\frac{T_c}{2}$ 节拍输出的相关信号再经 FFT 模块和能量累加模块后输出最大值进行判决。此时最大采样信噪比损失大约为 0.9dB，相比单倍采样方式性能有较大提高。该方式付出的代价为匹配滤波和 FFT 模块工作在两倍于单采样工作时钟上，从目前的集成电路实现技术看，这样的需求是容易满足的。

§ 5.3.3 二维捕获码滑动问题

在 FFT 和 MF 结合的联合二维捕获方式中，码滑动是一个容易被忽略的问题，即使在没有码拉偏情况下，这种滑动也是存在的，下面给出具体分析。

图 5.6 给出一种常用的 CDMA 接收机捕获模块及其数字前端结构。

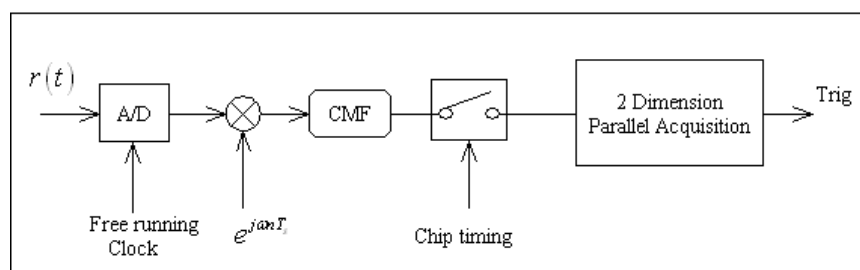


图 5.6 捕获模块及其数字前端结构

在图 5.6 中，中频(或基带)模拟信号经与信号不相干的时钟采样后，进入下变频模块完成剩余频偏的消除(捕获阶段为近似消除)和码片匹配滤波，滤波后信号再经一个对码速率的估计采样时钟对信号进行重采样(同步章节将对该结构详细分析)，重采样后信号最后才经图 5.2 所示的二维并行解扩和判决模块输出捕获判决信息。

上述过程中，在捕获阶段重采样时钟无先验频偏信息，也无法实现 PN 码并行

捕获结构中相干改变扫描频点和重采样时钟的方式, 从而其码片滑动相对于扫频方式更为明显。

仍以前面应用背景为例, 低轨卫星信号最大多普勒为 10KHz, 对应的最大码多普勒偏移为 30Hz, 而对码片时钟的估计为 1.2288MHz, 此时在 FFT 模块中, 除中心(零频)点以外的各个 bin 都在码滑动下进行信号搜索。在不存在码拉偏情况下, 由前面分析可知, 对于频偏为 Δf 的信号, 其有效积分时间为:

$$T_v = \left| \frac{1}{2R} \right| = \left| \frac{1}{2 \times \left(\frac{30}{10K} \right) \times \Delta f} \right| \quad (5.3)$$

由式(5.3)可知, 频偏在 $\pm 10KHz$ 处, 有效积分时间为 17ms, 对应速率为 2.4Ksps 的 40 个符号。由表 4.2 可知, 采用图 5.2 方式的并行捕获结构仅对检测信噪比在 1dB 以上的信号可以保证大频偏时的捕获概率。

对于信噪比或数据速率过低的情况, 可以采用以下三种方案:

- (1) 增加对应于相干累加的 FFT 点数, 即采用多个 PN 码周期的符号部分相关后作 FFT 运算, 并减少非相干累加数以保证在有效积分时间内检测信噪比达到指标要求。显然该措施会来硬件消耗的提高。
- (2) 增加频率和码速率扫描或并行采用多个二维捕获单元。尽管增加频率或码速率扫描会带来捕获时间的增加, 然而即使采用这种方式时总捕获时间也通常只有几百个符号时间, 相对于条件的苛刻, 这样的消耗也常常是可以接受的。
- (3) 采用第四章改变累加路线法。在假定无码拉偏的情况下, 可以准确给出每个 bin 码速率偏移值, 根据该值可以计算出每个频点不同相位的有效累加周期和滑动方向, 对累加 RAM 按周期扣除或增加一个样本可实现非相干累加长度的增加。相对前两种方法, 第三种是更加简易有效的。

假设某个 bin 对应的载波频偏为 Δf , 则在载波和码相干的情况下, 可以给出对应的码多普勒为:

$$\Delta r = \frac{\Delta f}{f} R \quad (5.4)$$

由于积分路线确定, 故积分后每个相位仅输出一个判决量, 将上式代入(4.28)可以给出判决量为:

$$Z_i = \sum_{m=1}^M X^m \left[i + \frac{\Delta f}{f} RmL \right] \quad (5.5)$$

对于有码拉偏的情况, 也可以采用改变积分路线方法, 与第四章相似, 此时每个码相位对应多个积分判决量输出, 判决时选取最大值进行门限比较。

§ 5.4 二维捕获中的检测量加权

§ 5.4.1 检测量选取方式

实现基于最大似然准则(ML criterion)或最大后验概率准则(MAP criterion)的扩频信号检测将导致接收机设计相当复杂[82]。普通接收机捕获过程通常为最大似然准则的近似实现。

依据文献[83], 给出对码相位和频率的最大似然估计过程。假定正交下变频后, 接收信号为信号和噪声的叠加, 即:

$$\begin{aligned} r(t) &= s(t) + n(t) \\ &= Ac(t - \tau) \exp(j\omega t + \theta) + n(t) \end{aligned} \quad (5.6)$$

式(5.6)中信号和噪声均采用复包络表示, 其中 $n(t)$ 是方差为 σ^2 的带限高斯噪声。

对于上式, 待确定参量包括信号包络 A , 载波相位 θ , 延时 τ 和载波频率 ω , 假定有 N 个样本(等效于 N 个不相干采样时间驻留), 则其联合概率密度函数为:

$$p(r_N / A, \theta, \tau, \omega) = \frac{1}{(2\pi\sigma^2)^{\frac{N}{2}}} \exp\left(-\frac{\sum_{i=1}^N |r_i - s_i|^2}{2\sigma^2}\right) \quad (5.7)$$

式(5.7)中, $r_N = (r_1, r_2, \dots, r_N)$, 对上式取对数似然函数可以得到:

$$\Lambda(r_N) = -\frac{1}{2\sigma^2} \sum_{i=1}^N |r_i - s_i|^2 \quad (5.8)$$

将式(5.6)中, 信号的采样形式代入式(5.8)可得:

$$\begin{aligned} \Lambda(r_N) &= \frac{1}{2\sigma^2} \operatorname{Re} \left(\sum_{i=1}^N 2r_i Ac(iT - \tau) \exp(-j\omega iT) \exp(-j\theta) \right) \\ &\quad - \frac{1}{2\sigma^2} \sum_{i=1}^N r_i^2 - \frac{1}{2\sigma^2} NA^2 \end{aligned} \quad (5.9)$$

式(5.9)中, 仅第一项包含载波相位估计, 可以给出载波相位最大似然估计为:

$$\hat{\theta} = \arg \left[\sum_{i=1}^N 2r_i Ac(iT - \tau) \exp(-j\omega iT) \right] \quad (5.10)$$

从而似然函数可以表达为:

$$\begin{aligned} \Lambda(r_N) &= \frac{1}{2\sigma^2} \left| \sum_{i=1}^N 2r_i Ac(iT - \tau) \exp(-j\omega iT) \right| \\ &\quad - \frac{1}{2\sigma^2} \sum_{i=1}^N r_i^2 - \frac{1}{2\sigma^2} NA^2 \end{aligned} \quad (5.11)$$

将上式对 A 求导数, 并令其为零, 可以得到包络估计为:

$$\hat{A} = \frac{1}{N} \left| \sum_{i=1}^N 2r_i c(iT - \tau) \exp(-j\omega iT) \right| \quad (5.12)$$

在取相位和包络的最大似然估计下, 似然函数可以简写为:

$$\Lambda(r_N) = \frac{1}{2\sigma^2} \left| \sum_{i=1}^N 2r_i c(iT - \tau) \exp(-j\omega iT) \right|^2 - \frac{1}{2\sigma^2} \sum_{i=1}^N r_i^2 \quad (5.13)$$

式(5.13)中, 最后一项无信号信息, 从而对延时和载波频率的最大估计过程即为最大化:

$$L(\tau, \omega) = \left| \sum_{i=1}^N 2r_i c(iT - \tau) \exp(-j\omega iT) \right|^2 \quad (5.14)$$

由式(5.14)即为最大似然捕获判定基础, 前节相干捕获结构和最大能量选取原则可由上式导出。实际中由于参数具有时变性, 信号到达时间不确定(突发模式)以及接收机设计的复杂度考虑等原因, 通常并不直接采用最大似然捕获。更常用的一种变形形式为: 选取码相位和频点构成的判决单元中判决量最大值(或串行捕获中的单个最大判决量)与门限比较, 若大于门限, 则捕获成功, 否则失败[70], 即捕获是一个假设检验过程, 且判决量按最大似然方式选取。

另外, 对于判决量最大似然选取也仅在各判决单元等概时才为最优, 否则需对似然函数加权, 采用最大后验准则(最大似然过程可以简化表达为找到估计参数 φ_i , 使概率密度函数 $p(r/\varphi_i)$ 最大, 而最大后验准则为找到估计参数 φ_i , 使函数

$$\frac{p(r/\varphi_i) \times p(\varphi_i)}{p(r)} \text{ 最大}。$$

以前节低轨卫星信号 32 点 FFT 与 MF 结合的二维并行捕获为例讨论。由前面分析可知, 对于每个码相位, 当 FFT 并行给出各个频点单元的判决量时, 若按判决量最大似然选取方式, 则选取 FFT 最大 bin 值(能量或模)与门限比较。假定出现一种情况, 当频偏为 15KHz 处信号能量最大, 而且超过门限, 此时若判决为捕获成功, 则明显会与频偏范围 [-10KHz 10KHz] (多普勒加时钟偏移)相违背, 因为信号出现在该频点的概率(几乎)为零。同样的情况, 即使在 [-10KHz 10KHz] 范围内, 由于多普勒动态特性, 其信号在每个 bin 出现的概率也不相同。由第一章给出的多普勒动态特性, 可以给出该条件下信号在以 0 为中心, 1.2KHz 为步进的各个区间(FFT 各 bin)中统计特性如图 5.7:

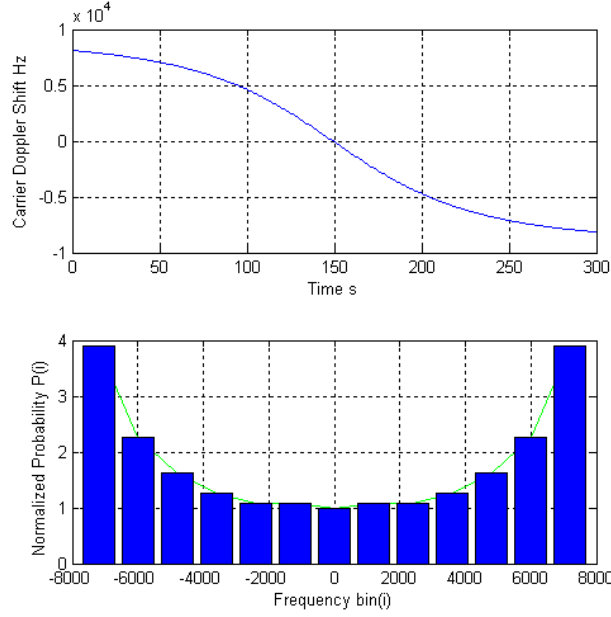


图 5.7 载波多普勒及其归一化统计特性

图 5.7 中，上面部分为第一章给出情形下，多普勒时间特性图，下面部分为假定信号出现在零频所在 bin 处的概率为 $P(0)$ ，其它 bin 相对于中心处出现归一化概率分布图。

由图 5.7 可以看出，信号在两端出现的概率为中心出现概率的数倍，假定在对应于频点中心和边缘处 FFT 输出能量值相同且都超过门限时，应用最大后验准则，应当优先选择概率大的边缘信号值。然而当判决量值有差异时，直接应用最大后验准则，将各个 bin 的概率密度函数代入最大后验概率公式的求解相当繁琐。这里讨论一种与恒虚警检测方式对应的加权检测方式。

假定信号在中心出现的概率为 $p(0)$ ，在第 i 个 bin 出现的概率为 $p(i)$ ，则他们门限设置不同，若中心处虚警概率为 $p_f(0)$ 对应的门限值，则第 i 个 bin 的门限由虚警概率 $p_f(i)$ 决定：

$$P_f(i) = \frac{p(i)}{p(0)} P_f(0) \quad (5.15)$$

下面以式(5.15)为基础推导该法则的运用。假定非相干累计次数 N 较大，采用式(4.15)式近似可以得到：

$$P_f(0) = Q\left(\sqrt{N}(\eta_0 - 1)\right) \quad (5.16)$$

$$P_f(i) = \frac{p(i)}{p(0)} P_f(0) = Q\left(\sqrt{N}(\eta_i - 1)\right) \quad (5.17)$$

由式(5.16)、式(5.17)可以得出第 i 个 bin 的判决门限和中心 bin 判决门限关系：

$$\alpha(i) = \frac{\eta_0}{\eta_i} = \frac{Q^{-1}(P_f(0)) + \frac{1}{\sqrt{N}}}{Q^{-1}\left(\frac{P(i)}{P(0)} P_f(0)\right) + \frac{1}{\sqrt{N}}} \quad (5.18)$$

定义 $\alpha(i)$ 为比例系数。由于不同的 bin 选择不同的门限实现起来比较繁琐，若采用比例系数对各判决量归一化加权，则判决量选取和门限比较将容易的多。此时判决过程表述如下：

- (1) 对于每个码相位的 FFT 输出 bin 求取判决量 $z(i)$
- (2) 采用比例系数 $\alpha(i)$ 对判决量 z 进行加权 $\tilde{z}(i) = \alpha(i) \times z(i)$
- (3) 选择最大判决量与相同门限比较，若大于门限，则信号捕获成功。

§ 5.4.2 两种检测量选取对比仿真

下面仿真给出判决量根据多普勒加权的准 MAP 方式和直接选取最大值的准 ML 方式检测性能。仍采用图 5.7 所示多普勒及其统计分布，设非相干累计次数为 10，目标虚警概率为 0.001，代入式(5.18)可得各个 bin 的比例如图 5.8 所示：

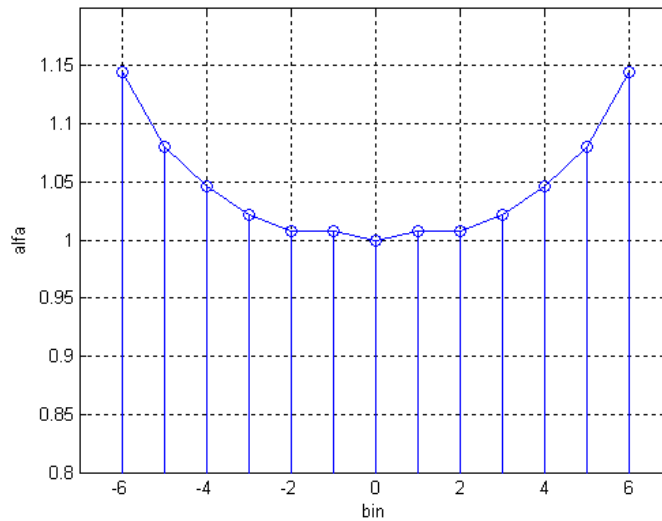


图 5.8 比例系数

仿真给出两种判决选取方式下接收机特性曲线如图 5.9 所示：

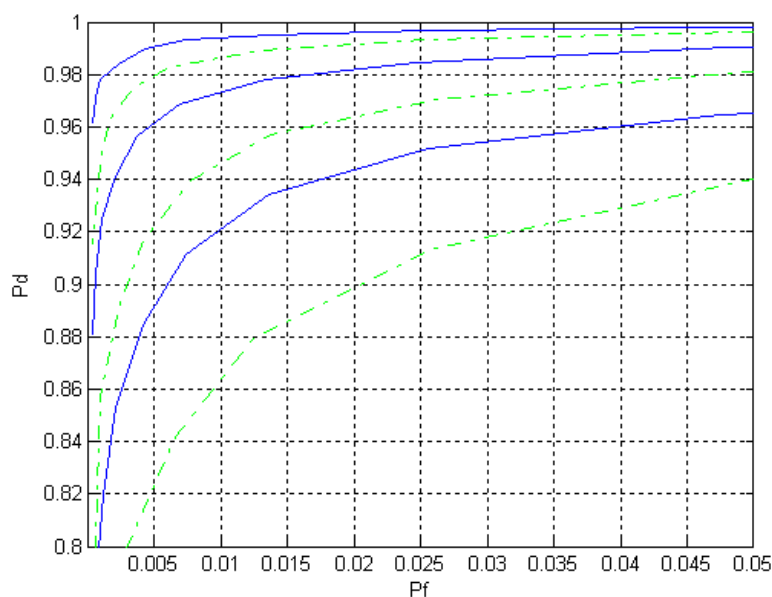


图 5.9 两种判决量选取方式接收机特性曲线

图 5.9 中三条实线和虚线分别为检测信噪比为 10dB、11dB、12dB 时，加权方式和直接选取最大值方式下接收机特性曲线。由曲线可以看出，多普勒加权的判决量选取方式检测性能相对于不加权的最大值选取方式捕获性能有约 0.5dB 左右提高。即低轨卫星 DS-CDMA 系统中，判决量加权方式检测性能优于不加权方式。

前面仅分析了频域并行时加权方式。对于频域串行扫描时，更直观的处理方式为根据每个频点出现的概率不同而给予不同的扫描权重，即在单位时间内，概率出现高的频点扫描次数多而概率低的频点扫描次数少。另外，对于具有先验时间信息的相位搜索，通常采用仅对不确定区间扫描的方法实现，从广义上讲，该方式也可视为后验捕获。

§ 5.5 信号快速捕获解决方案与性能分析

综合三四五章讨论可以看出，基于匹配滤波和 FFT 的二维并行捕获方式是低轨卫星弱信号快速同步的有效解决方案。

对比 PN 码匹配滤波方案，二维并行捕获方案在硬件设计上增加了 FFT 运算。一般来说，匹配滤波的设计占并行捕获硬件消耗的主要部分，比如码长为 512 的匹配滤波捕获结构，在采用 FPGA 实现时，一般需消耗数万个逻辑门资源；与之相对，采用部分相关后，二维捕获的 FFT 点数大大降低，通常情况下可以在一万门以内实现符合设计要求的 FFT 结构。考虑到目前的集成电路技术水平，二维捕获在性能硬件消耗比上是一个合适的选择。

采用第四章举例，假定解扩符号信噪比为 1.6dB，若采用单倍补零和双采样设计，根据前面分析，总共能量衰减为 1.9dB，此时符号门限信噪比为 -0.5dB。

采用第四章简化设计原则，设定目标信噪比为 12dB，由式(4.21)可知，需进行长度为 70 的符号非相干累加。运用改变累加路线的方式，容易得到超过 70 的有效积分长度。

由式(4.9)和式(4.10)可以给出信号和噪声归一化概率密度分布如图 5.10 所示：

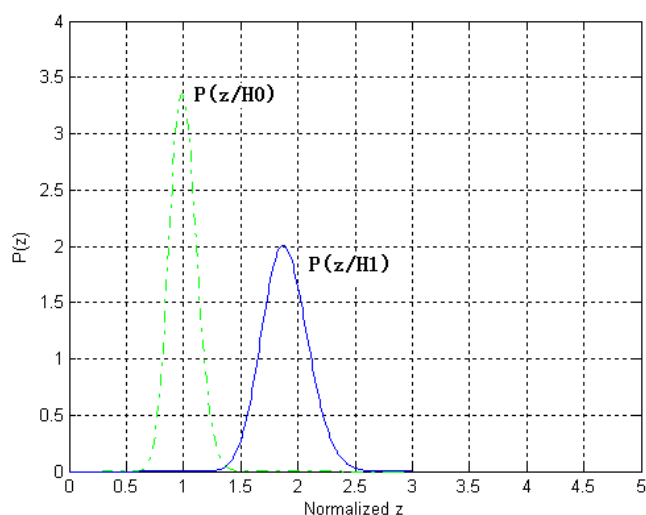


图 5.10 信号和噪声归一化概率密度

运用与第三第四章相同的分析方式，选择不同的归一化判决门限，并将相应的参数带入式(3.23)可以给出二维并行捕获方式下，判决门限和平均捕获时间约束关系如图 5.11 所示：

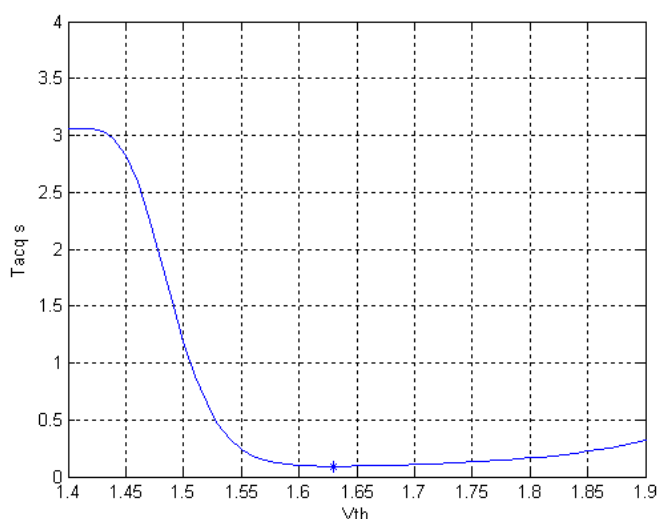


图 5.11 二维捕获下判决门限与平均捕获时间关系

以平均捕获时间最小为约束条件，可以给出本文条件下，归一化判决门限为 1.63 时，最小平均捕获时间为 90ms；对比第四章 PN 码并行捕获方式的平均捕获时间 1.4 秒，采用二维捕获方式可以大大降低捕获前导字消耗。

另外，若采用数据速率为 4.8Kbps 的 QPSK 调制信号，并假定 PN 码周期为 256，符号信噪比为 1dB，同样的分析可以给出判决需非相干积分约 70 个符号，此时可以给出最小平均捕获时间仅为 40ms。

即采用二维捕获及相应解决方案可以实现在仅增加相对较小的硬件消耗下将信号捕获时间大大降低，从而更适合低轨卫星突发弱信号接收。

综合前面论述，低轨卫星二维捕获步骤可以设计如下：

(1) 门限信噪比计算

根据编码方式、调制方式和误码率要求确定解调数据和判决符号门限信噪比。

(2) 积分方式和目标信噪比设计

应用第四章设计原则对积分方式进行设计，判决目标信噪比可以采用平均捕获时间计算给出，也可以近似采用经验值简化设计。

(3) 码滑动约束设计

考虑码滑动情况，分相干情况和非相干情况讨论改变累加路线方案实现驻留时限延长。

(4) 判决门限设定

给出非相干后信号和噪声分布函数，以平均捕获时间为约束给出最佳判决门限。

另外，若采用本章判决量选取方式，检测性能还可以得到一些提高。

§ 5.6 本章小结

本章主要讨论了基于匹配滤波与 FFT 结合的 DS-CDMA 信号二维捕获方法。二维捕获结构中，信号部分相关、能量非相干累加以及平方损耗等与第四章分析类似。本章主要讨论了通过插零和增加采样解决二维捕获的信号能量衰减问题。对于普通分析中易忽略的码滑动问题也进行了相应分析。本章还讨论了一种基于多普勒分布的检测量加权方法。该方法相对于普通的最大值选取方式，检测性能略有提高。最后，本章对快速捕获方案进行小结。

第六章 反馈同步设计

§ 6.1 引言

基于锁相环路的反馈同步是一种普遍采用的传统同步方式。由于其结构简单、技术成熟、适用性强，目前的大多数相干接收机仍沿用了该技术。

本章从数字锁相环设计出发，讨论了环路设计的主要要求，并以低轨卫星动态性能为基础，分析了高动态环境下，一种变带宽载波环路设计方法。另外，文章讨论了几种时钟校正电路和 PN 码同步方法，并对时钟校正电路与同步精度关系进行了研究。

§ 6.2 基于反馈环路的 DS-CDMA 接收机一般结构

基于反馈环路的 DS-CDMA 接收机一般包括两个同步环路：载波同步环路和 PN 码同步环路。在捕获模块给出捕获指示信号后，这两个环路闭合，完成载波同步和 PN 码同步过程。数字化接收机一般结构如图 6.1 所示：

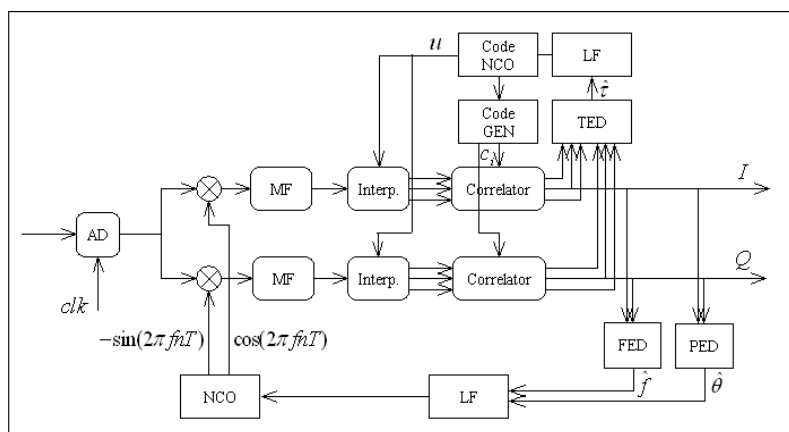


图 6.1 DS-CDMA 接收机数字部分一般结构

图 6.1 中，中间为通道部分，信号依次经过 AD 采样、下变频、匹配滤波、内插滤波和相关解扩几个环节。

上面部分为 PN 码同步环路，解扩后信号经 PN 码时钟误差鉴别器给出时钟误差估计量 $\hat{\tau}$ ，估计量经环路滤波后驱动码 NCO 分别产生采样误差估计量 u 和 PN 码时钟，采样误差估计量反馈至内插滤波器完成对信号的最佳采样，输出超前(Early)/及时(Prompt)/滞后(Late)三路信号至相关器与码产生器输出的 PN 码相关，完成信号解扩过程。

下面部分的载波同步环包括频率锁定环路和相位锁定环路，实际应用中通常将两个环路的滤波器和 NCO 共用。工作时，频率估计器和相位估计器输出频差和相差估计值 \hat{f} 、 $\hat{\theta}$ 至环路滤波器，滤波后信号驱动载波 NCO 给出数字化复载波(正余弦)信号对输入信号进行正交下变频。

可以看出,无论是 PN 码跟踪环路还是载波跟踪环路,其结构都可以划分为误差估计(或鉴别)、环路滤波和反馈校正三部分。

环路误差估计器可以应用基于 ML 方式给出,然而实现无偏且性能达到 CRB 下界的估计器结构往往过于复杂。另外,对于反馈环路,其误差估计、环路滤波和反馈校正三个部分组合起来本身就构成了一个参数估计器[84],从而通常对误差估计部分可以降低实现要求。实际中常用非线性误差鉴别器(甚至仅区分出误差方向的鉴别器)代替线性估计器,通过闭环环路的方式实现参数无偏估计与跟踪。

PN 码跟踪环路,其时钟误差鉴别器通常采用式(2.30)、式(2.31)和式(2.32)三种形式。从通道工作方式划分,PN 码环路可以分为独立通道全时间工作的延迟锁定(DLL)环路 [101] [102]和复用通道交替工作的抖动锁定(TDL)环路[103];从对载波的依赖性分,PN 码环又可以分为相干环路和非相干环路[35]。

在早期的扩频接收机中,对反馈调整电路的实现一般采用调整本地码,产生 E、P、L 三路信号与接收信号相关实现。该方式可以降低实现复杂度,但对于带限信号,若本地码未成形,则会带来 0.5dB 左右的实现损耗[18]。另外也有采用调整 AD 采样时钟的方式实现对信号的最佳采样[104],然而对于需同时接收多路异步 CDMA 信号的现代接收机来说,该方法并不适用。

抖动锁定(TDL)环路以及各种改进结构[105] [106] [107]主要应用于模拟接收机中对 IQ 路不平衡问题的解决,然而数字接收机中, IQ 路不平衡问题并不存在,从而应用较多的还是延迟(DLL)锁定环路。

对于载波同步环路,在大多普勒频移下仅靠锁相环路难以实现对载波频率的锁定,因而环路通常包括频率锁定环路(也叫频率自动控制环路、AFC)和相位锁定环路两部分。扩频信号接收时,鉴频器和鉴相器都取信噪比最高的 P 路信号作为输入。

鉴频器和鉴相器通常采用单点或相邻点计算[39] [108],BPSK 调制下一种常用的差分频率鉴别器为:

$$D_e(\Delta f) = \frac{1}{2\pi kT} \arg(y_n y_{n-k}^*) \quad (6.1)$$

式(6.1)中, y_n 为解扩后 P 路数据的复数表达,即:

$$y_n = I_n + jQ_n = a_n e^{j2\pi\Delta f nT + \phi} \quad (6.2)$$

相位鉴别器通常采用基于 ML 给出的面向判决方式或非判决方式以及他们的改进结构。一种较简易的面向判决方式 PSK 鉴相器归一化形式为:

$$D_e(\phi) = \begin{cases} \frac{1}{2\pi A} \text{sgn}(I) \times Q & \text{for BPSK} \\ \frac{1}{2\pi\sqrt{2}A} [\text{sgn}(I) \times Q - \text{sgn}(Q) \times I] & \text{for QPSK} \end{cases} \quad (6.3)$$

载波环路的反馈调整电路实现比较简单,对于中频采样,一般采用图 6.1 所示的正交下变频方式即可,对于基带采样,则可以采用复数下变频(相位旋转)方式。

环路滤波则是整个环路设计的关键部分,它决定了环路的工作性能。作为一个通用的理论,锁相环滤波电路设计基本原理适用于载波同步和 PN 码同步及 bit 同步。

§ 6.3 数字锁相环路参数设计

§ 6.3.1 环路设计

鉴相器、环路滤波和压控振荡器构成了锁相环最基本的三个组成部分。在加性噪声下，一种常用的环路等效模型[94] [109]如图 6.2 所示：

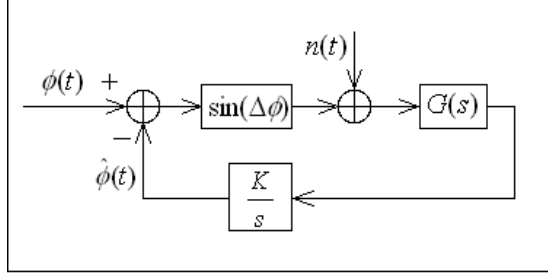


图 6.2 锁相环路等效相位模型

图 6.2 中，非线性鉴相器抽象为输入信号和本地信号求相位差并经正弦函数非线性化过程。 $G(s)$ 为环路滤波器传递函数， $\frac{K}{s}$ 为压控振荡器传递函数。下面讨论环路滤波为一阶有源低通滤波时对应的二阶二型环路的数字实现。

环路低通滤波器传递函数：

$$G(s) = \frac{1 + s\tau_2}{s\tau_1} \quad (6.4)$$

由线性化模型近似，可以给出闭环传递函数：

$$H(s) = \frac{K(1 + s\tau_2)}{s^2\tau_1 + sK\tau_2 + K} = \frac{2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (6.5)$$

式(6.5)中， K 为环路增益， ω_n 为谐振频率， ζ 为阻尼系数，且有：

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K}{\tau_1}} \quad (6.6)$$

$$\zeta = \frac{\tau_2}{2} \sqrt{\frac{K}{\tau_1}} \quad (6.7)$$

对模拟二阶环的数字化过程等效于传递函数(6.5)的拉氏变换到 z 变换的采样实现。脉冲响应不变法和双线性变换法是常用的两种转换方法。对锁相环设计，两种实现差异较小，这里采用相对简单的脉冲响应不变法。将(6.5)中 $\frac{1}{s}$ 代换为 $\frac{T}{1-z^{-1}}$ 可以得到结构简洁的数字环路实现模型如图 6.3 所示：

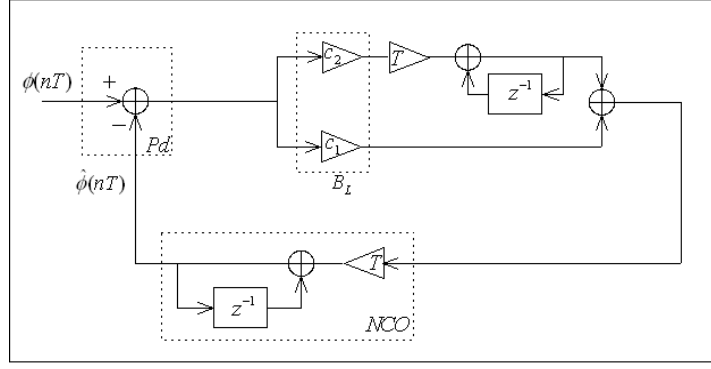


图 6.3 二阶环数字实现模型

图 6.3 中，上面部分为环路滤波，下面部分为载波 NCO。鉴相器进行归一化设计，可以给出环路滤波参数为：

$$c_1 = 2\zeta\omega_n \quad (6.8)$$

$$c_2 = \omega_n^2 \quad (6.9)$$

环路对噪声的滤波性能由等效环路带宽确定，其定义为

$$B_L = \int_0^\infty |H(j2\pi f)|^2 df \quad (6.10)$$

可以给出二阶环环路噪声带宽为

$$B_L = \frac{\omega_n}{8\zeta} (1 + 4\zeta^2) \quad (6.11)$$

若取阻尼系数为 $\zeta = 0.707$ ，带入上式有 $B_L = 0.53\omega_n$ 。

下面分专题对锁相环路主要要素进行讨论。

§ 6.3.2 环路捕获能力

锁相环对频差有一定的入锁能力，相应地，锁频环和 DLL 环也分别可以在一定的频率变化率和码速率偏移存在下入锁，这种对高阶参数的锁定过程也叫环路的捕获。

以锁相环为例，其捕获分为快捕带和牵引带两个捕获范围[94]。对于理想二阶环，其快捕带为：

$$\Delta f = \frac{\xi\omega_n}{\pi} = 0.42B_L \quad (\zeta = 0.707) \quad (6.12)$$

高信噪比时，面向判决锁相环快捕带略高于 $0.5B_L$ 。在快捕带内，环路同步时间为：

$$T_{acq} = \frac{1.2}{B_L} \quad (6.13)$$

由于噪声和鉴别器非线性等因素的影响，实际应用时，式(6.13)中分子通常在

1.5 至 2.5 之间[84]。当频偏超过快捕带时，环路入锁需经过多次频率牵引过程，此时环路捕获时间近似为[94]：

$$T_p = \frac{(\Delta\omega)^2}{2\zeta\omega_n^3} \quad (6.14)$$

图 6.4 给出仿真 BPSK 调试下，数据速率为 1kbps、环路带宽为 40Hz 时，频偏在 20Hz 和 30Hz 条件下环路的快捕和牵引过程。

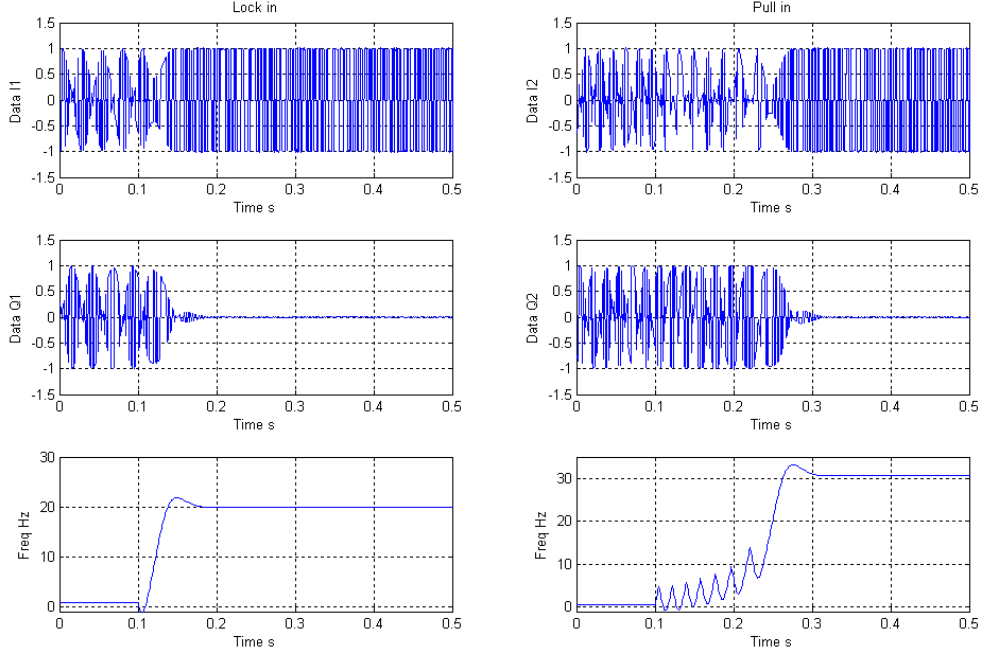


图 6.4 环路的快捕和牵引

图 6.4 中，左边为频偏在 20Hz 时，I 路数据、Q 路数据和环路跟踪频率，右边为频偏在 30Hz 时对应的 I 路数据、Q 路数据和环路跟踪频率。由图可以看出，在快捕带内时，环路仅一个振荡周期即可完成频率锁定；而当频偏超过快捕带时，环路需经多次振荡牵引才能完成锁定。其实右边部分还属一个临界情况，当频偏再增加时，捕获时间将迅速加大，且基本符合式(6.14)规律，故环路设计时通常需调整环路带宽，使信号在环路快捕带内闭环。

§ 6.3.3 环路跟踪能力

环路的跟踪能力通常指环路对动态信号的响应能力，即相位稳态误差均值性能。对于低轨卫星等高动态系统，环路稳态误差分析至关重要。这里采用传统的拉氏变化进行分析，假定输入信号载波相位可以表示为：

$$\phi(t) = \Delta\phi + \Delta\omega t + \frac{1}{2}\Delta\dot{\omega}t^2 + \frac{1}{3!}\Delta\ddot{\omega}t^3 \quad (6.15)$$

应用拉氏终值理论，可以给出鉴相器稳态误差表达式为：

$$\begin{aligned}
\lim_{t \rightarrow \infty} \phi_e(t) &= \lim_{s \rightarrow 0} s \phi_s(s) H_e(s) \\
&= \lim_{s \rightarrow 0} s \left(\frac{\Delta \phi}{s} + \frac{\Delta \omega}{s^2} + \frac{\Delta \dot{\omega}}{s^3} + \frac{\Delta \ddot{\omega}}{s^4} \right) \times \frac{s^2}{s^2 + 2\xi \omega_n s + \omega_n^2} \\
&= \lim_{s \rightarrow 0} s \left(\frac{\Delta \phi}{s} + \frac{\Delta \omega}{s^2} + \frac{\Delta \dot{\omega}}{s^3} + \frac{\Delta \ddot{\omega}}{s^4} \right) \times \frac{s^2}{s^2 + 2\xi \omega_n s + \omega_n^2} \\
&= 0 + 0 + \frac{\Delta \dot{\omega}}{\omega_n^2} + \infty \quad [\text{rad}]
\end{aligned} \tag{6.16}$$

式中，最后一项可以表示为

$$e(t) \approx \frac{\Delta \ddot{\omega}}{\omega_n^2} t \quad (t > 0) \tag{6.17}$$

对于普通应用场合，频率的二阶导数较小，即使对于低轨卫星系统，在前面章节给定条件下，其最大值也仅 0.5 Hz/s^2 左右，且不为恒定值，故一般较少考虑。而对于频率变化率，其影响相对严重。假定环路带宽为 40 Hz 、频率变化率在 120 Hz/s ，由式(6.16)可以计算出，此时环路稳态误差为 7.5 度，对应的 BPSK 和 QPSK 调制下二阶锁相环锁定跟踪过程如下图：

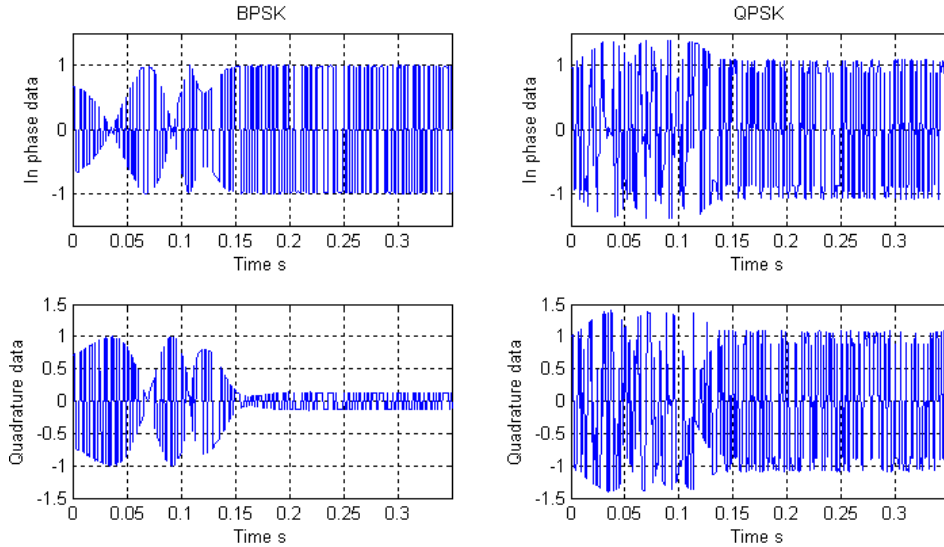


图 6.4a 存在相位偏移时 BPSK 解调数据和 QPSK 解调数据

从左边两幅图可以看出，BPSK 调制下，相差引起的旋转导致 Q 路信号包络不再收敛为零而 I 路信号出现一定能量衰减；从右图可以看出相对 BPSK 调制，QPSK 方式下 IQ 路信号不仅发生能量衰减，而且映射到对方支路的信号还带来额外的噪声恶化。

相位误差对误码率的影响在第二章给出了具体的解析式，不同的应用背景、调制方式和动态性能下，系统对同步精度和环路设计有不同的要求。由式(6.16)可以看出，增加环路带宽可以降低稳态跟踪误差；另外，更重要的是，环路阶数决定了稳态误差的敏感动态参数[39]，如一阶锁相环对频偏敏感，二阶锁相环对频率变化率敏感，三阶锁相环对频率变化率的导数敏感。一般来说，对于普通的通信系统，

二阶锁相环即可满足同步需求，而对于高动态环境，则通常应用高阶环路。

辅助是提高环路跟踪能力的常用方式，如载波环辅助码环、锁频环辅助锁相环以及惯性传感器辅助等各种形式。

§ 6.3.4 环路噪声性能

假定锁相环路输入信号为：

$$r(t) = A \cos[2\pi ft + \phi(t)] + n(t) \quad (6.18)$$

其中， $n(t)$ 具有单边带噪声功率谱密度 N_0 ，采用线性化模型，可以给出环路相位噪声方差[94] [110] [111]为：

$$\sigma_{\phi}^2 = \frac{2N_0 B_L}{A^2} \quad [rad^2] \quad (6.19)$$

定义锁相环环路信噪比为

$$\rho = \frac{1}{\sigma_{\phi}^2} = \frac{A^2}{2N_0 B_L} = SNR_i \frac{R_b}{B_L} \quad (6.20)$$

式中， R_b 为数据速率， SNR_i 为有效带宽内，信号功率与噪声功率之比。由(6.20)可知，若已知信号信噪比和环路带宽，可以计算出环路相位噪声。然而上式仅适用于环路信噪比较高情形。当输入信噪比过低或环路带宽过高，由于鉴相器非线性运算引入的平方损耗项(信号 \times 噪声和噪声 \times 噪声)比重增加，从而环路信噪比 ρ 会进一步恶化。对 BPSK 调制，相位噪声方差表达式为[95] [39]：

$$\sigma_{\phi}^2 = \frac{1}{\rho L_s} \quad (6.21)$$

式中， L_s 为平方损耗，其表达式为

$$L_s = 1 + \frac{1}{2SNR_i} \quad (6.22)$$

图 6.5 给出不同输入信噪比下，Costas 环路相位噪声方差仿真值和理论值关系。

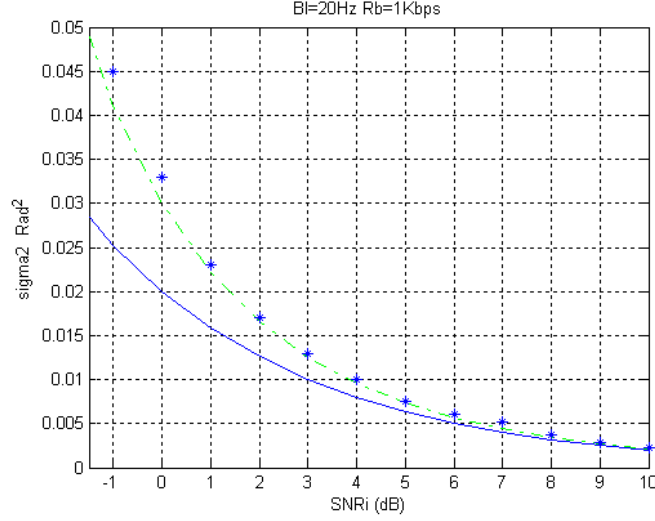


图 6.5 相位噪声方差与输入信噪比关系

图 6.5 中，实线为式(6.19)给出的方差线性近似理论值，虚线为式(6.21)给出的方差非线性理论值，*点为仿真值。可见，当输入信噪比较高时，三者基本一致；而输入信噪比较低时，式(6.21)更准确。

M 元 PSK 相位采用 M 次方去调制的锁相环路中，相位噪声分析与 BPSK 或 QPSK 调制相似，但其恶化程度更高[95]。

采用类似式(6.1)差分鉴频器对应的锁频环，环路信噪比高于 20dB 时，可以近似给出锁频环频率噪声方差公式为：

$$\sigma_f^2 = \frac{1}{(2\pi T_d)^2} \times \frac{1}{\rho} \times \left(1 + \frac{2}{SNR_i} \right) \quad (6.23)$$

式(6.23)中 T_d 代表鉴频器差分延时。对式(6.23)的仿真验证如图 6.6 所示：

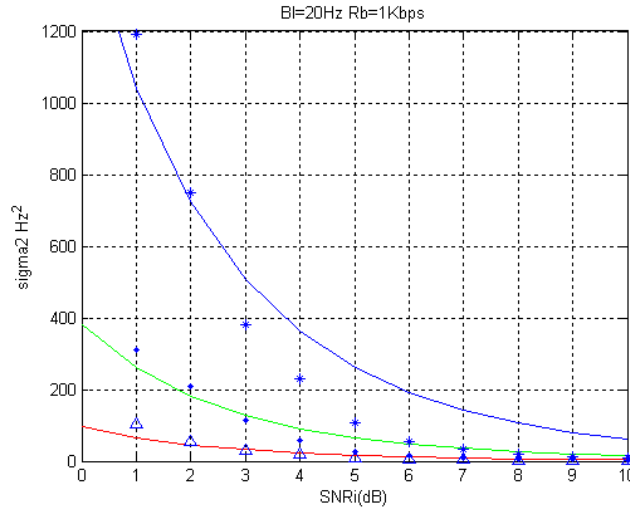


图 6.6 锁频环噪声方差与输入信噪比关系

图 6.6 中，从上至下三条曲线分别是 T_d 取 1、2、4 倍符号周期时的方差理论曲线，而其附近的点则是仿真值。

前面分析了相位稳态跟踪误差和相位噪声方差会引起解调数据误码率恶化。当相位噪声大到一定程度后,会出现环路失锁,导致无法有效恢复出解调数据,一般定义此时环路信噪比为环路门限[94][111]。环路门限是判断环路工作性能的一个重要指标;然而,通信系统中更常见的一种情形为,环路信噪比还未达到门限时,调试数据已经发生了数据 bit 翻转或 IQ 路数据置位,从而导致整帧数据实效,这种情况被称为环路的周期滑动(Cycle Slipping)[112][113]。

周期滑动较直观的解释为:环路相位噪声或相位高阶导数扰动在 NCO 处累积,导致本地载波(或时钟)相位相对接收信号偏离平衡点,当这种偏离达到另一个平衡点范围(鉴相锁定范围或时钟周期)后,环路稳定到另一个新的平衡点(解调信号星座图旋转)。

环路周期滑动是一个高度非线性现象[93],其解析的数学分析比较困难。除了反馈方式,前馈同步也会发生周期滑动[114]。平均滑动时间是衡量周期滑动的一个重要指标,对于反馈系统,文献[115]给出平均滑动时间计算式为:

$$2B_L T_s \approx \frac{\pi}{2} \exp\left(\frac{p^2}{2\pi^2 \sigma^2}\right) \quad (6.24)$$

上式中, T_s 为平均滑动时间, B_L 为环路带宽, σ^2 为相位噪声方差, p 为鉴别器 S 曲线稳定点间距(对 BPSK, 该值为 $\frac{\pi}{2}$, 对 QPSK, 该值为 $\frac{\pi}{4}$)。

对于以帧为单位的数据通信系统,通常要求平均滑动时间为帧长的数十倍量级。随着环路信噪比的提高,平均滑动时间迅速提高。对于 M-PSK 调制方式,周期滑动还与相位调制指数 M 相关,当 M 提高一倍,其性能降低约 6dB[93]。

时钟同步周期滑动与载波同步类似,但对于扩频通信系统,由于滑动一个码片将导致解扩信号相关峰的消失,从而不存在周期滑动问题,而是直接引起环路失锁[35]。

一般来说,为了确保环路的可靠工作,其环路信噪比通常要求在 20dB 以上(即要求低信噪比时,环路带宽经验值设置为数据速率的 $\frac{1}{100}$ 左右)。

另外,对于 M-PSK 调制,保持环路稳定的另一种常用的经验公式为[39]:

$$3\sigma_{\phi} + \phi_e \leq \frac{\pi}{2M} \quad (\text{PLL}) \quad (6.25)$$

$$3\sigma_f + f_e \leq \frac{1}{2MT_d} \quad (\text{FLL}) \quad (6.26)$$

从前面对环路捕获能力、跟踪能力和噪声性能分析可以看出,不同的指标对环路参数有不同的需求:要提高环路捕获能力,则需提高环路带宽;而高动态环境要求提高环路阶数或增加环路带宽;环路噪声性能则要求环路带宽需要小于一定范围才能实现可靠解调。不同的指标对参数要求出现相互矛盾:周期滑动要求的环路带宽往往达不到捕获需求,而高阶环路设计也提高了周期滑动风险,且环路稳定性随阶数的增加而降低。环路设计通常需根据不同的条件和工作阶段进行相应的调整,实现各参数的折衷与优化。

§ 6.3.5 环路锁定检测

环路是否进入稳定工作状态由锁定检测指示给出。锁定检测判决量一般选取环路锁定状态和未锁定状态有明显区别的参量。

在 BPSK 调制下, 锁相环锁定前, 若存在频偏, 则信号能量均有分布在 I Q 路, 当环路锁定后, 信号能量集中在 I 路, 从而锁定检测可以通过 IQ 路能量(或包络)差进行判定:

$$LD_{\theta} = \begin{cases} \sum_{k=0}^{L-1} (|I_k| - |Q_k|) \geq \Gamma, & lock \\ else & , unlock \end{cases} \quad (6.27)$$

式(6.27)中, Γ 代表判决门限。判决门限选取由解调数据信噪比和允许稳态相差值决定。

对于 QPSK 调制, 环路稳定后, I Q 路具有相同的包络, 因而锁定检测也可以通过 I Q 路幅度差判决:

$$LD_{\theta} = \begin{cases} \sum_{k=0}^{L-1} (|I_k| - |Q_k|) \leq \Gamma, & lock \\ else & , unlock \end{cases} \quad (6.28)$$

对锁频环路锁定情况可以通过鉴频误差判决, 对于 BPSK 调制, 有:

$$LD_{\Delta f} = \begin{cases} \sum_{k=0}^{L-1} |I_k I_{k-1} + Q_k Q_{k-1}| \geq \Gamma, & lock \\ else & , unlock \end{cases} \quad (6.29)$$

DLL 环路的锁定检测可以由类似的方法得到。另外, 在扩频通信中, 环路的失锁(特别是码环)会导致信号能量的衰减或相关峰的消失, 因而信号能量是判决环路是否正常工作的一个基本参量, 其判决过程类似一个实时工作的信号能量检测器:

$$LD = \begin{cases} \sum_{k=0}^{L-1} (I_k^2 + Q_k^2) \geq \Gamma, & lock \\ else & , unlock \end{cases} \quad (6.30)$$

式(6.30)中, 平滑窗口 L 和门限 Γ 的取值由信号信噪比和衰落决定。上式可以作为环路稳定工作的前提条件, 也可以作为信号捕获后虚警情况的再次验证过程。

§ 6.3.6 环路工作效率

由于锁相环等效为一个 IIR 滤波器, 理论上, 其估计值由前面无限长个输入数据决定, 从而对估计性能较难采用与 CRB 下界对比的方式评估。文献[90]给出了前馈方式和反馈方式的等效性, 假定前馈 ML 方式估计器估计窗口长为 L , 其估计性与无平方损耗的线性反馈环路等效关系如下:

$$\frac{1}{L} = 2B_L T \quad (6.31)$$

假定考虑刚入锁情形, 对于前馈方式, 经过 L bit 后, 其估计误差已经达到既

定目标；而对于反馈方式，引用式(6.13)可知总共需要时间为：

$$T_n = \frac{1.2}{B_L} \times \frac{1}{T} = 2.4L \quad (6.32)$$

即反馈方式的锁相环需要 2 倍以上的数据才能达到和前馈方式相同的估计性能，从这个意义上讲，锁相环路反馈方式离 CRB 下限至少有 3dB 差距。若考虑到平方损耗问题，反馈方式效率还要低一些。目前突发通信系统中，更常采用算法相对复杂的前馈方式做信号同步。

然而对于广播模式和高动态情形，特别是在扩频系统中，反馈方式应用仍然比较普遍。另外值得指出，除了传统的锁相环路结构外，自适应滤波器也可以应用于同步参数估计[116][117][118]。

§ 6.4 低轨卫星 DS-CDMA 信号载波同步分析与环路设计

本节应用载波同步基本理论对低轨卫星系统载波同步进行分析。仍采用前面通信体制和动态条件，即卫星轨道高度 700Km，BPSK 调制、数据速率 1.2Kbps、2/1/7 卷积码、码速率 1.2288Mcps、2.4Ksps 符号对应码周期 512。下面按步骤对载波同步进行分析。

§ 6.4.1 锁相环参数分析

假定编码增益为 5dB，则为了达到数据通信指标，2.4Kbps 符号门限信噪比为 2dB；考虑到环路平方损耗，周期滑动性能所要求信噪比高于 22dB[92]，由式(6.20)可给出环路应满足：

$$22 \leq 2 + \log \frac{R_s}{B_L}$$

$$\Rightarrow B_L \leq 10^{\frac{20}{10}} \times R_b = 24 \text{ (Hz)} \quad (6.33)$$

从动态跟踪性能考虑，载波最大多普勒变化率为 100Hz/s，为了达到较小的误码率恶化，取最大跟踪误差为 5 度，假定采用二阶环路，阻尼系数 0.7，由式(6.11)和式(6.16)可知环路带宽应满足：

$$\frac{2\pi \times 100}{\left(\frac{B_L}{0.53}\right)^2} \leq \frac{5}{360} \times 2\pi$$

$$\Rightarrow B_L \geq 45 \text{ (Hz)} \quad (6.34)$$

若采用三阶环，则跟踪仅需考虑频率变化率导数，假定取其值为 $0.5Hz/s^2$ ，当环路取文献[39]给出参数时，有稳态跟踪误差为：

$$\phi_e \approx \frac{\Delta \ddot{\omega}}{\omega_n^3} \quad (6.35)$$

此时环路带宽 $B_L = 0.78\omega_n$ ，代入已知参数可以给出三阶环带宽下限为：

$$B_L \geq 4.2 \quad (6.36)$$

在本文假定条件下，从噪声性能和稳态跟踪性能可以看出，二阶环路周期滑动要求(式(6.33))和动态跟踪要求(式(6.34))相矛盾，而三阶环动态跟踪要求(式(6.36))和周期滑动要求之间有较强的带宽选择区间。即从跟踪考虑，应选取带宽在 4Hz~24Hz 范围内的三阶锁相环路。

最后考虑环路捕获性能，由式(6.12)可知二阶环最大快捕范围约为 $0.5B_L$ (三阶环与之接近)，而由第三章捕获部分可以看出，采用 0.6 倍数据速率作为扫频步进时，捕获后最小频差为 0.3 倍数据速率，即使在此基础上做细扫描过程，其剩余频差也通常在 0.1 倍数据速率以上，此时若采用锁相环进行捕获，其带宽要求为：

$$B_L \geq 2 \times 0.1 \times 2400 = 480 \text{Hz} \quad (6.37)$$

可以看出，捕获带宽要求大大超出了跟踪带宽上限，即无法用同一参数的环路实现捕获和跟踪两个过程。另外，对于数字系统，设计带宽超过数据速率 $\frac{1}{10}$ 以上的环路也会因为数字实现的原因极易造成环路不稳定，从而高动态下载波同步有必要引入高一阶参数的锁定环路——锁频环。

§ 6.4.2 锁频环参数分析

与锁相环不同，锁频环工作时，采用鉴频器鉴别载波频差，并反馈跟踪频率至滤波和频率校正电路。可以认为锁频环是锁相环的高阶跟踪形式：一阶锁频环和二阶锁相环都可以无差跟踪载波频偏，在跟踪频率变化率时分别存在稳态频差和稳态相差；二阶锁频环和三阶锁相环关系可以与之类似。

采用前节类似的方法可以推出环路带宽为 B_L 的一阶锁频环，其跟踪频率变化率时，稳态频差公式为：

$$f_e = \frac{f'}{4B_L} \quad (6.38)$$

由式(6.38)可以看出，当频率变化率为 100Hz/s，带宽为 10Hz 的一阶锁频环可实现跟踪频差为 2.5Hz，即本文动态条件下，锁频环选取一阶环即可满足设计需求。

锁频环对频率变化率的捕获能力一般很少讨论。实际上，目前存在的通信环境下频率变化率基本都在锁频环捕获范围内。与锁相环稳定时间一致，一阶锁频环稳定时间为：

$$T_{acq} = \frac{0.75}{B_L} \quad (6.39)$$

环路噪声是锁频环设计的重点。当锁频环稳定后，其噪声方差若超出锁相环捕获范围，则锁相环无法实现无缝切换和正确跟踪。由前面分析可知，基于单点的鉴频器由于采用了平方相乘等操作，其平方损耗较为严重。以差分鉴频器为例，为了减小运算硬件消耗，通常采用式(6.1)的变形形式[108]：

$$\begin{aligned}
 D_e(\Delta f) &= \frac{1}{2\pi kT|A|^2} \operatorname{sgn} \left[\operatorname{Re}(y_n y_{n-k}^*) \right] \times \operatorname{Im}(y_n y_{n-k}^*) \\
 &= \frac{1}{2\pi kT|A|^2} \operatorname{sgn}(I_n I_{n-k} + Q_n Q_{n-k}) \times (I_{n-k} Q_n - Q_{n-k} I_n)
 \end{aligned} \tag{6.40}$$

式中， $|A|^2$ 为信号包络，对于本节假定情况，当选取延时 k 为 1 时，可以得到如图 6.7 所示鉴频曲线：

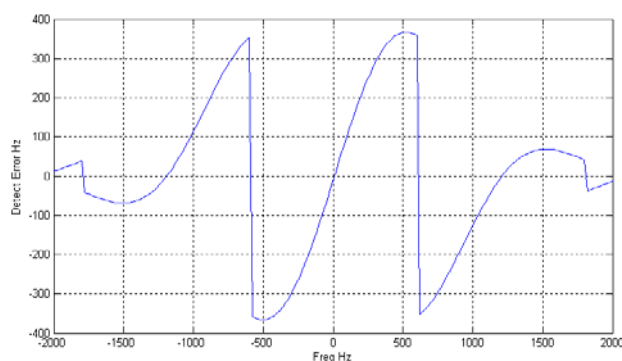


图 6.7 鉴频曲线

式(6.40)鉴频器有效鉴频范围为 $(-\frac{1}{4kT}, \frac{1}{4kT})$ ，当差分延时 k 增大时，其鉴频范围变小；由(6.23)可知，此时环路频率噪声方差减小。

由前面分析可知，要得到小的频率噪声，可以通过两个途径实现：一是减小环路带宽，二是增加差分延时。然而这两个途径分别有各自缺陷：随着带宽减小，捕获时间增长；随着差分延时的增加，鉴频范围减小。

锁频环向锁相环过渡时，其设计原则为：选择合适的环路带宽和差分延时，由(6.23)给出的频率噪声方差 3σ 值在跟踪锁相环快捕带以内，而载波频差在鉴频器鉴频范围以内。

§ 6.4.3 载波环路变参数设计

从上节环路参数分析可以看出，单一的环路参数很难满足环路设计的各种需求，特别是在高动态和低信噪比条件下，各个指标对环路参数的需求甚至相互矛盾。本节给出低轨卫 DS-CDMA 信号载波同步的一种变参数环路设计方法。

由于在不同阶段，环路有不同的同步目标，因而可以根据相应的目标设计不同参数的载波环路，具体如下：

①大的初始频偏需要锁频环进行频率锁定，锁频后的相位校正需要锁相环工作，然而两个环路同时工作会导致相位噪声的进一步恶化，载波环路类型需从锁频环至锁相环变化：FLL → FPLL → PLL

②对于低轨卫星动态范围，一阶锁频环即可实现频率跟踪，快速同步需要大的环路带宽，小的锁频带宽引入较小的频率方差，环路带宽可设计为： B_{Lf} 大一→小；

另外，对于差分鉴频器，小的差分时延可以有较大的鉴频范围，大的差分时延可以有较好的噪声性能，环路差分时延可设计为： K 小一→大。

③与锁频环类似，对于锁相环，大的频差捕获和小的同步时间需要大的环路带宽，小的相位噪声和低的周期滑动概率需要小的环路带宽，锁相环带宽变化过程为： B_{Lp} 大一→小

④三阶环稳定性和捕获时间难以取舍，而二阶环具有较好的频差捕获性能，环路类型可以设计为：二阶一→三阶。

以上节假定条件为例，将图 6.1 中载波同步电路细化可给出图 6.8 所示原理图。

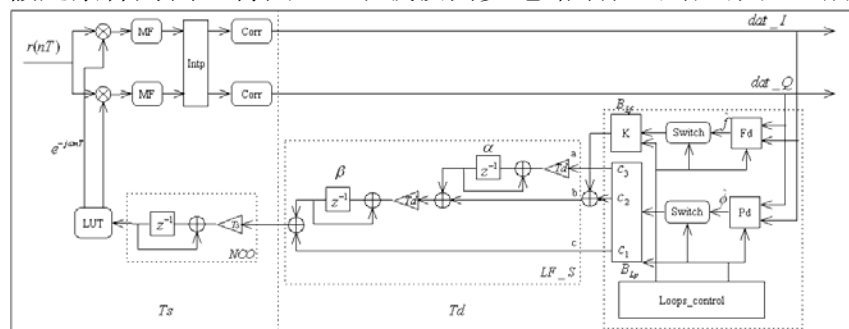


图 6.8 载波同步环路

图 6.8 中，信号处理过程实际分为两个速率档进行：信号采样、下变频、滤波、解扩以及载波 NCO 等都工作在速率相对较高的采样时钟上，典型值为每个码片 2~8 个采样点；鉴频器、鉴相器、环路滤波和环路控制电路工作在速率相对较低的数据速率上。为了更好说明载波同步过程，图 6.8 详细列出了参与载波同步的各个电路。

下半部分从右至左第一个虚线方框为环路设计的核心部分，包括锁频环和锁相环的鉴别器、控制开关以及带宽参数设置三个部分，环路带宽参数设置电路和图 6.3 相似。最下方模块则为环路控制电路，其功能包括对环路类型、带宽大小、延时选择等进行设定。

第二个虚线框为环路滤波积分器部分，对于三阶环，构成包括三个输入端，两个积分器、两个加法器和一个输出端。载波跟踪后，寄存器 α 为载波频率变化率对应值，寄存器 β 为载波频率对应值。锁频环路和锁相环路共用积分器可以减少参数传递操作，锁频环等效于高一阶锁相环。

第三个虚线框为工作在高速率部分的载波 NCO 积分器和查找表。

可以看出，锁相环不同部分工作在不同速率档，因而构成了一个多速率环路。各积分器系数 T 与其工作时钟对应。

§ 6.4.4 低轨卫星信号载波同步过程仿真

环路工作时，参数改变有两种工作方式：固定时间变参数和输入控制参数。以较简单的固定时间变参数方式分析，假定符号的目标信噪比为 3dB，下面给出一种

具体应用仿真与分析。

仿真给出 BPSK 调制方式, 数据速率为 2.4Kbps, 初始频偏为 300Hz, 频率变化率为 100Hz/s 信号的一种变参数反馈同步过程。环路结构和图 6.8 一致, 解调数据和环路工作情况如图 6.9 所示:

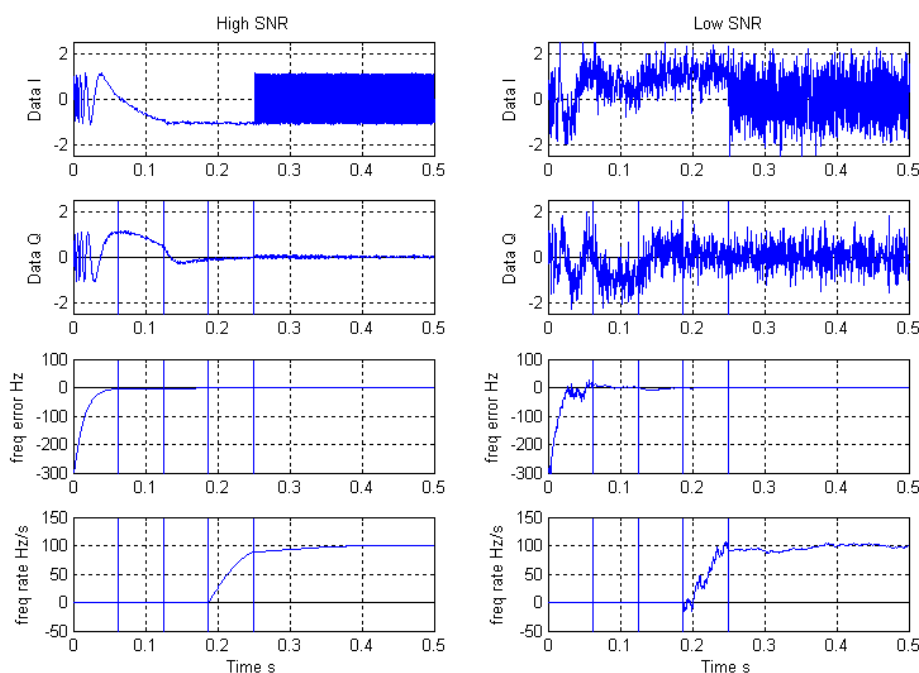


图 6.9 载波环路锁定过程

图 6.9 中, 左边部分为高信噪比(20dB)情况, 右边部分为低信噪比(3dB)情况, 从上至下依次为 I 路数据、Q 路数据、环路频率跟踪误差(信号频率与 β 寄存器之差)和环路频率变化率(α 寄存器值)。为了清晰对比各个不同过程, 仿真前四个过程都采用固定持续时间 $\frac{1}{16}$ 秒。

环路同步设计包括如下过程:

①宽带锁频过程

为了实现较大的鉴频范围, 鉴频器取(6.40)中 $k=1$ 形式, 此时鉴频范围为 $[-600\text{Hz}, 600\text{Hz}]$ 。环路带宽取 16Hz, 由式(6.39)有环路稳定时间为 0.047s, 由式(6.23)有频率噪声均方差为 30Hz。

②窄带锁频过程

由于宽带锁相给出频率方差较大, 并不适合直接锁相切换, 第二过程改用 $k=4$ 形式鉴频器, 环路带宽为 8Hz, 此时频率噪声均方差为 5Hz。

③宽带二阶锁相过程

宽带二阶锁相过程鉴相器选择式(6.3)面向判决鉴相器, 为了与锁频环路共用滤波积分器, 用 2π 对鉴相器进行归一化。选择环路带宽为 40Hz, 阻尼系数 0.7, 此时方框 B_{lp} 中三个参量分别为 $c_3 = 0, c_2 = \omega^2 = 5696, c_2 = 2\zeta\omega = 106$, 由式(6.12)有环路快捕范围为 20Hz 左右, 符合对(2)过程频率捕获要求。由式(6.13)有环路稳定时间 0.03 秒, 由式(6.16)有稳态相差为 1 度, 由式(6.21)有相位噪声均方差为 10 度。

④三阶锁相过程

保持二阶环参数 c_1 、 c_2 不变, 令 $c_3 = r\omega^3$ (为了稳定性, 取 $r < 0.5$), 此时环路噪声带宽基本不变, 稳态相差驱动频率变化率寄存器值至多普勒变化率, 稳定速度主要由 r 决定, 当 $r=0.25$ 时, 多普勒变化率跟踪时间约为 0.1 秒。

⑤三阶锁相变带宽过程

减小环路带宽至 20Hz, 此时稳态相差为零度, 相位噪声均方差为 7 度。对于 BPSK 调制, 参数符合动态跟踪和周期滑动要求。环路工作过程到此完毕。

另外, 从左边图容易看出, 第一个过程时, 锁频环迅速将频差从 300Hz 缩小至 0Hz 附近, I Q 路数据残余载波频率明显变低; 第二个过程频偏进一步缩小, 至第三个过程后, 锁相环工作使载波相位得到恢复, I 路数据接近峰值而 Q 路数据接近于零(频率变化率未锁定, 环路仍存在一定稳态相差); 第四个过程开启三阶系数后, 稳态相差驱动频率变化率寄存器迅速接近 100Hz/s , 同时稳态相差消失。最后一个过程改变环路带宽, 环路完成剩余频率变化率跟踪, 数据恢复开始。

从右图可以看出, 低信噪比下, 环路跟踪性能与高信噪比时接近, 为分析环路噪声和跟踪性能, 将低信噪比频率偏差部分局部放大如图 6.10 所示:

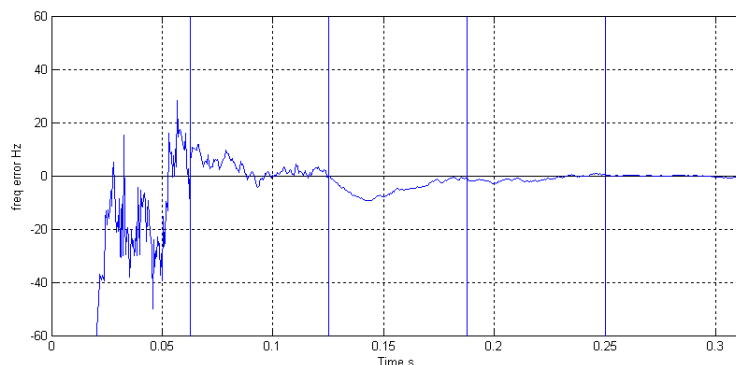


图 6.10 低信噪比下环路跟踪频差图

由图 6.10 可以看出, 第一个过程中, 大带宽锁频环路频率捕获完成后, 频差有较大抖动, 第二个过程中, 抖动迅速减小, 第三个过程启动锁相后, 相位误差驱动频差作一个小的弧动, 然后回归至零, 最后随着环路带宽的减小, 频差抖动进一步减小, 且均值为零。另外, 可以看出仿真给出锁频后频率均方差值相对前面计算较小, 这是由于高环路信噪比下, 锁频环有比近似公式(式(6.23))更好的噪声性能, 该结果也与图 6.6 一致。

本节讨论的固定时间切换环路与改变参数的方式在具体实施时, 根据不同的背景还可以有更多过渡状态, 且过渡状态时间还可以更短。

在非突发方式信号(如卫星定位系统等)接收中, 锁相环路工作过程可能会因遮挡或其他原因失去锁定, 此时需要环路有逆向过渡能力, 即 PLL \rightarrow FLL 过渡。对于这样的环路设计, 可以采用输入控制方式让环路参数进行连续改变, 如对鉴频器输出值进行平滑给出控制量, 捕获过程中, 若信号初始频偏较大, 则采用小的差分延时鉴频器和大的环路带宽, 待频偏值小于一定范围后改变差分延时和带宽(也可以实现带宽为频偏的函数), 随着频偏进一步缩小切换至锁相环路; 逆向过程与之相反, 当监测到频偏大于一定范围后, 可以确定锁相环已经失锁, 此时再启动锁频环完成频率捕获。

对于三阶环路的设置, 根据动态性能不同可以选取不同的环路参数, 文献[39][120]给出了三阶环设计的一般理论和结构。

环路滤波积分器通常工作在数据速率上，但当数据速率较低而动态较高时，积分器可以工作在数倍数据速率上，实现环路工作频率内插。

§ 6.4.5 误差鉴别器讨论

① 鉴频器

常用的单点鉴频器主要分为两大类：基于相位差[108]和基于能量差[120]。

基于相位差鉴频器的共同特点为：利用频差存在导致信号相位变化这一特性，对间隔点进行(等效)鉴相并求导即可给出频率误差值。以 BPSK 调制为例，常采用式(6.1)和式(6.40)给出的差分形式。相对于式(6.40)，式(6.1)具有更好的线性性，但运算需做除法和反三角运算，运算复杂度相对较高。对于反馈环路，鉴频器的线性性优势并不明显，故一般更常采用式(6.40)对应形式。对于全一前导锁频，可以通过象限判别将鉴频器工作范围提高一倍。

另外，对 QPSK 调制，差分鉴频器还有如下变形形式：

$$x_n = I_n^2 - Q_n^2 \quad (6.41)$$

$$y_n = I_n \times Q_n \quad (6.42)$$

$$D_e(\Delta f) = \frac{1}{2\pi kT |A|^4} (x_{n-k} y_n - x_n y_{n-k}) \quad (6.43)$$

多元 PSK 调制，在采用 M 次方去调制后，可以得到相似的鉴频结构。总的来说，差分鉴频器各种形式噪声性能接近，且具有共同特点为：减小差分时延，鉴频范围增大，但噪声性能降低，反之亦然。

基于能量差的鉴频器工作原理为：在中心频率左右各置一个滤波器，若存在频偏，则滤波器输出能量将出现不平衡，其差值即对应于信号频差。对于扩频系统，能量差鉴频器应用于载波同步电路如图 6.11 所示：

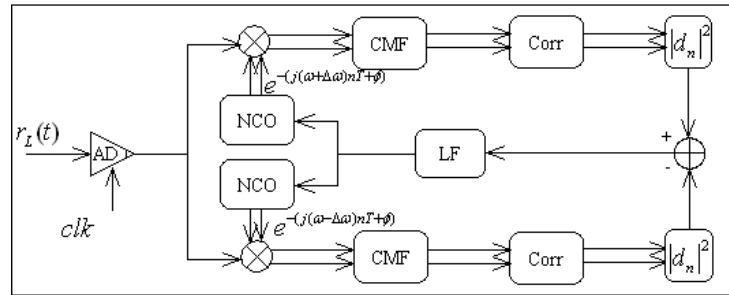


图 6.11 能量差锁频结构

由图 6.11 可以看出，采样信号经两个相同的通道下变频、滤波解扩和功率计算，其差别仅在下变频在不同的频点进行：上频点 $\omega + \Delta\omega$ 和下频点 $\omega - \Delta\omega$ 。两个能量差作为中心频差鉴别值滤波后驱动两个 NCO 实现载波同步过程。

该频差鉴别器基本工作原理和第三章讨论的频差与能量衰减原理一致，可以给出其鉴频函数近似(对斜率归一化前)为：

$$D_e(\Delta f) = \frac{1}{2kT |A|^2} (P_{f+} - P_{f-}) \quad (6.44)$$

式中, KT 为上下频点差, P_{f+} 和 P_{f-} 分别为上下频点能量值, 当在数据速率为 2.4Kbps 时, 取上下频率差为 2.4KHz, 可以给出如图 6.12 所示频差鉴别器鉴频特性曲线:

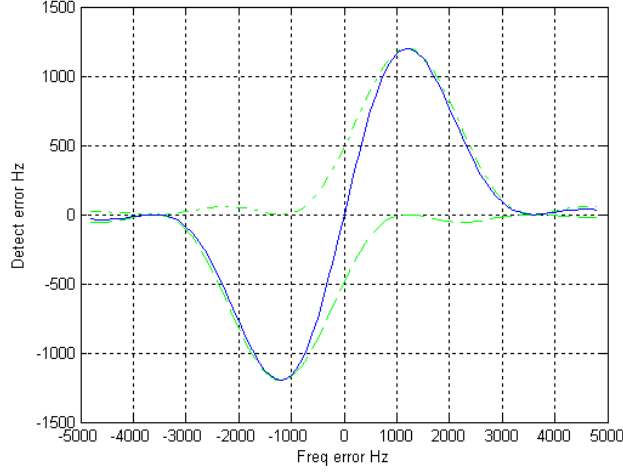


图 6.12 能量差鉴频曲线

相比图 6.7 面向判决差分鉴频器, 能量差鉴频器具有更大的鉴频范围, 采用能量差鉴频器的载波锁频环可以实现正负 1.5 倍数据速率的频差牵引。和差分鉴频器类似, 能量差鉴频器平方操作也带来了较大的平方损耗, 两者噪声性能基本一致。从硬件消耗看, 能量差鉴频器载波同步结构需专门的通道实现上下频点信号解扩, 因而其通道部分硬件消耗约为普通同步电路的三倍。

若捕获后剩余频差较大而硬件消耗可以承受, 锁频环路可先采用能量差鉴频结构, 待频差缩小后再切换至差分鉴频结构。

②鉴相器

前面分析已经给出相位估计器的面向判决方式和非面向判决方式, 由于实现无偏估计的估计器需作除法和反三角运算, 不利于数字电路实现, 另外估计器无偏特性对于反馈同步方式并非必要, 所以通常采用结构更简单的非线性鉴相器。式(6.3)给出了 PSK 调制常用的面向判决鉴相器, 与之对应非面向判决方式常采用 Costas 鉴相器, 其形式为:

$$D_e(\phi) = \begin{cases} \frac{1}{|A|^2} I \times Q & \text{for BPSK} \\ \frac{1}{|A|^4} I \times Q \times (Q^2 - I^2) & \text{for QPSK} \end{cases} \quad (6.45)$$

两种鉴相器鉴相曲线如图 6.13 所示:

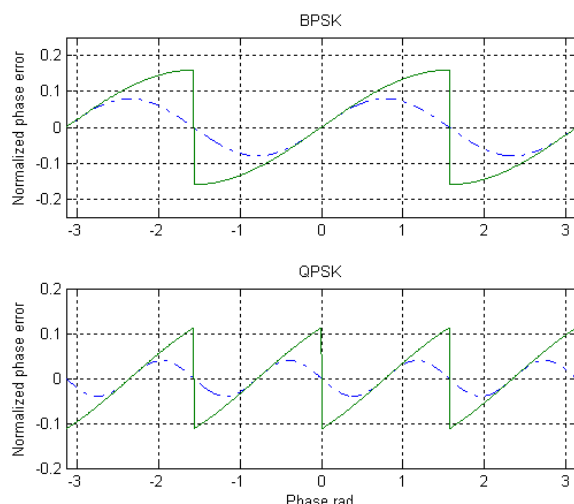


图 6.13 PSK 鉴相曲线

图中，实线为面向判决归一化鉴相曲线，虚线为非面向判决归一化鉴相曲线。仿真表明，两种鉴相器噪声性能接近，但面向判决方式环路有更大的捕获带，其周期滑动性能也优于非面向判决方式。从算法复杂度与硬件消耗看，面向判决方式也有一定优势，设计时，可优先考虑面向判决环路。

§ 6.5 低轨卫星 DS-CDMA 信号 PN 码同步设计

与载波同步类似，反馈方式的 PN 码同步电路也由三个主要部分组成：时钟误差鉴别器、环路滤波和时钟校正电路。图 6.14 给出一种常用的 PN 码同步反馈实现电路原理图。

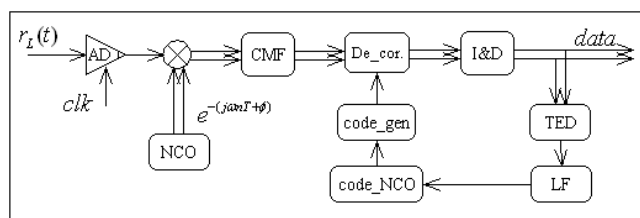


图 6.14 反馈方式 PN 同步电路

图 6.14 中，下变频滤波后基带信号和本地 PN 码进行相关解扩，相关解扩包括时钟校正和积分清洗两部分。误差鉴别器通过对解扩后信号进行误差鉴别，输出误差值经环路滤波驱动码 NCO 和码产生器产生本地 PN 码进入解扩电路完成 PN 码同步过程。本小节先讨论误差鉴别器和环路滤波两部分。

§ 6.5.1 PN 码时钟误差鉴别器

第二章讨论了基于 ML 理论的时钟误差估计器，与载波同步类似，实际闭环系统更常采用其简化的非线性结构，如式(2.30)、式(2.31)和式(2.32)等。其实现方式也和载波能量差鉴频器相似，解扩器给出等时间间隔的超前和滞后信号，通过计算他们的能量差(或包络差)得到延时估计量，典型的误差鉴别曲线如图 6.15 所示：

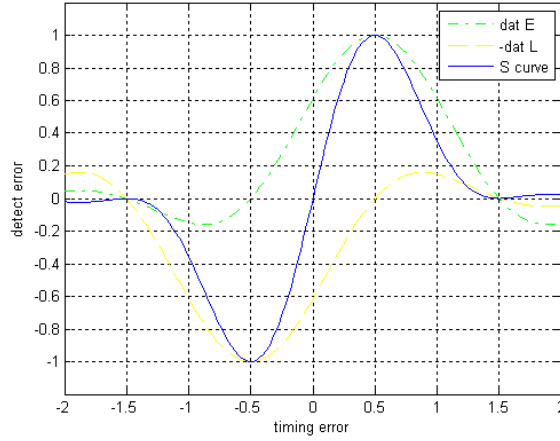


图 6.15 非相干延时鉴别器

图 6.15 中，上下两条虚线分别为 E 路和(负)L 路信号包络，中间实线为采用能量差方式的鉴别器输出 S 曲线。

根据时钟误差鉴别器对载波同步的依赖与否可分为相干方式和非相干方式。式(2.30)的相干鉴别器在进行时钟误差鉴别时假定载波同步已经完成，从而对于 BPSK 调制，仅需 I 路信号即可(对于 QSPK 调制，则可增加同样的 Q 路误差鉴别)。与式(2.31)和式(2.32)不同，式(2.30)无需通过平方或差分相乘操作去除载波影响，不会带来额外的平方损耗[35]，其性能通常高于非相干方式 3dB 以上。然而更一般的情况是，当时钟同步入锁时，载波同步通常还未完成，因而无法直接运用相干方式而需采用非相干方式。

在非相干方式中，剩余载波引起解扩能量衰减会影响到 PN 码环的工作性能；与此同时，时钟误差引起的能量衰减也会影响载波环同步过程。两个问题的相互影响常被比喻成“先有鸡还是先有蛋”。对于该问题的解决和捕获情况相似，可以先固定载波频率，完成 PN 码同步过程，然后再启动载波同步环路；也可以同时启动两个环路，渐近实现载波和时钟的联合估计。

对于时钟误差鉴别器，通常直接采用 P 路信号能量或幅值对 PN 码时钟误差鉴别器进行以 chip 为单位的归一化[39]。该归一化方式相对简单，但在时钟同步后，其归一化系数其实并不为 1，从而导致设置的环路带宽和阻尼系数出现一定偏差。

与载波鉴相器归一化选取零点附近利用 $\sin(\theta) \approx \theta$ 方式相似，PN 码误差鉴别器可以采用成形函数导数进行归一化[121](式(6.44)归一化方式与此相同)。假定与 P 路延时间隔为 0.5 码片，对式(2.30)进行归一化有：

$$\begin{aligned}
 D(\tau) &= \text{sgn}(I_p) \times (I_E - I_L) \times \frac{1}{2|A|c'(0.5)} \\
 &= \text{sgn}(I_p) \times (I_E - I_L) \times \frac{1}{2.6|A|}
 \end{aligned} \tag{6.46}$$

式中， $c'(0.5)$ 代表归一化成形函数在 0.5 处导数(当取因子为 0.4 的根升余弦函数时，该值为 1.3)， $|A|$ 为信号复包络的模。类似地，对差分非相干和点积非相干进行归一化有：

$$D(\tau) = \left[(I_E^2 + Q_E^2) - (I_L^2 + Q_L^2) \right] \times \frac{1}{3.2|A|^2} \quad (6.47)$$

$$D(\tau) = [I_P \times (I_E - I_L) - Q_P \times (Q_E - Q_L)] \times \frac{1}{2.6|A|^2} \quad (6.48)$$

三种归一化鉴别器 S 曲线如图 6.16 所示：

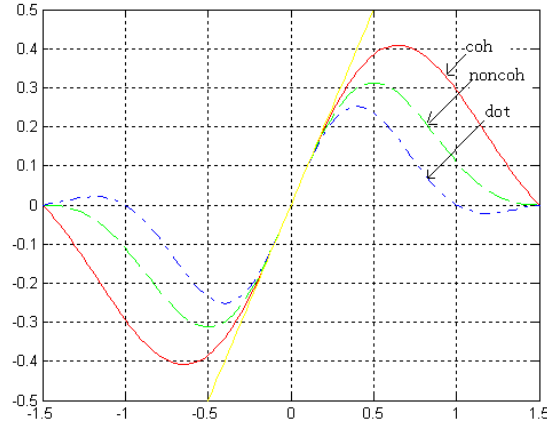


图 6.16 归一化 PN 码误差鉴别器 S 曲线

对于不同鉴别器，E 路和 L 路延时 d 的选择也很重要。大的延时间隔可以有更好的捕获性能和动态跟踪性能，而小的延时间隔则有更好的噪声性能[35]，对于定位系统，小的延时间隔还可以在一定程度削弱多径对定位精度的影响[123]。一般的通信系统折衷选择延时间隔 $d=1$ 。对于(6.48)鉴别器，可以采用在解扩前进行差分的方式将 E 路和 L 路合并为一路误差信号，从而实现硬件电路的简化。

§ 6.5.2 DLL 环路滤波

DLL 环路滤波基本理论与锁相环路一致，环路滤波的设计决定了环路的捕获、跟踪和噪声性能。

对误差鉴别器进行归一化后，PLL 环、FLL 环和 DLL 环具有非常相似的环路特性，图 6.17 给出了二阶环带宽为 10Hz 时，三种环路在高信噪比下的入锁过程。

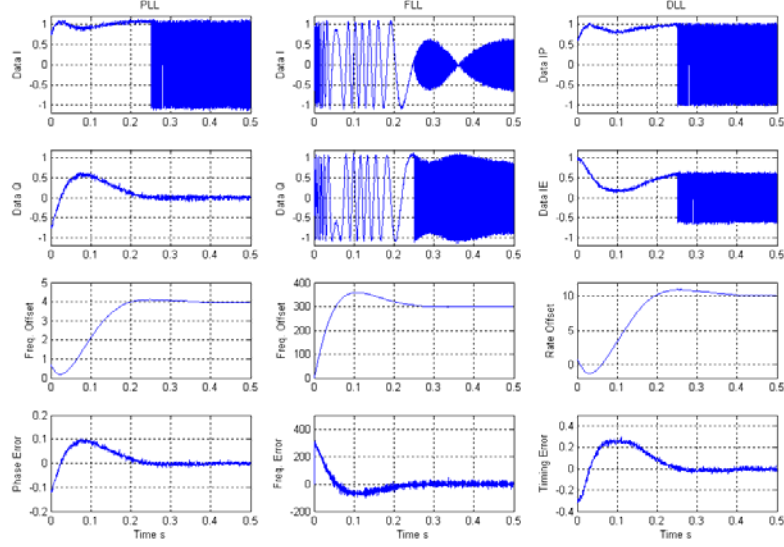


图 6.17 三种环路的入锁过程

图 6.17 中, 从左至右分别为 PLL 环、FLL 环和 DLL 环。对于 PLL 环和 FLL 环, 从上至下分别为 I 路数据、Q 路数据、频差和鉴别器误差, 对于 DLL 环, 设定载波频差为零, 从上至下分别为 P 路数据、E 路数据、码速率偏差和鉴别器误差。由图可见, 三种环路入锁过程非常相似, 且在接近的时间完成环路锁定。

文献[124]较早采用线性化模型分析了 DLL 环路的捕获性能, 但由于未对鉴别器进行归一化, 其推导结果有一定偏差, 文献[121]对此进行了修正, 文献[35]给出 DLL 环路捕获带为:

$$\Delta R = \left(\frac{8\zeta}{4\zeta^2 + 1} \right) \dot{y} B_L \quad (\text{Hz/s}) \quad (6.49)$$

式中, \dot{y} 为归一化前鉴别器斜率, ΔR 为码速率偏移。相对于锁相环仅半个或 0.25 个载波周期的鉴相范围(图 6.13), DLL 环误差鉴别器鉴别范围要高得多, 通常可以达到 2 倍 PN 码码片时间以上, 因而其捕获(快捕)性能优于普通的 PLL 环路。对于非线性鉴别器下的环路捕获带分析比较困难, 除了环路带宽外, 鉴别器差分延时、非线性特性和初始 PN 码相差都会影响捕获性能, 仿真和实际应用表明, 取捕获带为 1~1.5 倍环路带宽是一个较好的近似, 式(6.47)对应的非相干 DLL 环捕获带略高于式(6.48)表示的点积形式 DLL 环。

对于普通的 CDMA 通信系统, 由于其码速率相对较低, 通常情况下码环采用二阶环即可满足高动态下同步需求, 其稳态相差推导和 6.3 节相似, 假定 ζ 取 0.7, 稳态相差与码速率变化率关系为:

$$\tau(e) = 0.28 \frac{\dot{R}}{B_L^2} \quad (6.50)$$

对于低轨卫星系统, 按第一章给出动态性能, 在环路带宽为 5Hz 时, 由式(6.50)可以给出稳态误差为 0.0035 倍码片周期, 由第二章分析可知, 该误差远小于通信系统同步允许误差范围(通常为 0.1 倍码片周期)。

文献[35]对 DLL 环路相位噪声和平方损耗进行了详尽分析, 实际应用中, 可以

采用相对简单的近似表达式[123], 当 E 路 L 路延时间隔为 d 时, 相干 DLL 环路相位噪声可以表示为:

$$\sigma_{\tau}^2 \approx \frac{d}{2SNR_i} \times \frac{B_L}{R_b} \quad (6.51)$$

对于能量非相干方式, 其相位噪声可以表示为:

$$\sigma_{\tau}^2 = \frac{d}{2SNR_i} \times \frac{B_L}{R_b} \times \left[1 + \frac{2}{(2-d)SNR_i} \right] \quad (6.52)$$

对于点积非相干方式, 其相位噪声可以表示为:

$$\sigma_{\tau}^2 = \frac{d}{2SNR_i} \times \frac{B_L}{R_b} \times \left[1 + \frac{1}{SNR_i} \right] \quad (6.53)$$

由上面各式可以看出, 环路相位噪声与鉴别器延时 d 有关, 鉴别器延时越小, 环路相位噪声越小。另外, 非相干方式、点积方式和相干方式相位噪声依次递减。

环路能否稳定跟踪是评估 DLL 环路的一个重要标志。稳态跟踪误差和环路相位噪声不仅会导致解调误码率升高, 而且可能引起环路跟踪相位误差超出误差鉴别器 S 曲线有效鉴别范围。与 PLL 环路从一个平衡点到另一个平衡点的周期滑动不同, DLL 环路仅有一个平衡点, 当抖动偏离原有平衡点后将直接导致环路失锁, 所以通常采用平均失锁时间(Mean time to loss-of-lock)来衡量 DLL 环路工作性能 [35]。

采用解析方式分析非线性条件下的平均失锁时间通相对较难, 文献[126]分析了线性鉴别器下一阶 DLL 环路平均失锁时间解析式, 文献[127]给出了相应的二阶环路结果。直接应用平均失锁时间设计环路也比较繁琐, 一种更简易的方式为采用相位噪声约束的经验公式[39]进行环路设计。

$$3\sigma_{\tau} + \tau_e \leq \frac{d}{2} \quad (6.54)$$

与载波环路类似, DLL 环路也存在捕获与跟踪的设计矛盾, 环路设计同样可以采用“变”的方式。从环路捕获到跟踪阶段, 环路带宽从大变到小; 环路类型从非相干变为相干; 鉴别器延时从大(一个码片)变到小(0.5 码片或更小)。由于码环带宽通常较载波环带宽低一个数量级, 式(6.54)一般能得到满足。

另外, 多普勒动态影响和相干时钟抖动按比例作用于载波和 PN 码, 而载波频率一般为 PN 码速率的数百倍, 故就同步精度而言, 载波同步精度一般比 PN 码同步精度高出数个量级, 载波辅助是一种常用的提高 PN 码同步精度的方法[39]。在归一化设计下, 一种有效的载波辅助滤波结构如图 6.18:

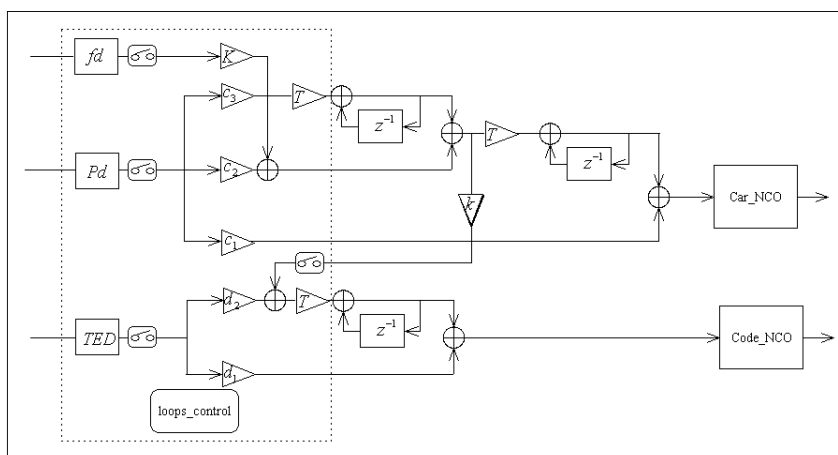


图 6.18 载波辅助环路滤波器结构

图 6.18 中, 载波同步电路与图 6.8 一致, 载波同步第二项参数按 PN 码速率和载波频率比例变换后累加至 DLL 环路的码速率跟踪项实现对码环辅助。环路初始入锁时, 独立启动载波环和码环, 待环路稳定跟踪后启动辅助项即可实现码环在小带宽下的高动态精确跟踪。

§ 6.5.3 时钟校正电路分析

接着上节对 PN 码同步时钟误差鉴别和环路滤波讨论, 本节主要分析 PN 码时钟校正和相关解扩部分。与模拟方法实现 PN 码同步不同, 数字实现由于功耗或工作时钟的限制, 采样时钟往往仅为码片速率的 2 至 5 倍。为了达到符合要求的实现损耗和同步精度, 需对时钟校正进行深入的分析。本节从一般理论出发, 对时钟校正电路的各种常用形式进行分析比较, 最后重点讨论一种实用的低硬件消耗、低实现损耗和高同步精度的 PN 码同步电路。

(1) 时钟校正的几种方式

一般地, 数字接收机中, AD 采样信号依次经数字下变频、匹配滤波后进入检测器进行数据判决。其流程如图 6.19 所示:

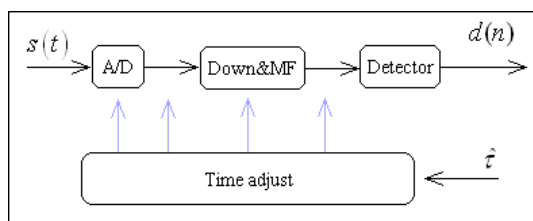


图 6.19 时钟校正位置示意图

由图 6.19 中, 时钟同步误差校正部分可以依次出现在 AD 采样、下变频滤波之前、匹配滤波器或匹配滤波和数据检测之间的任意位置, 下面分情况进行讨论。

a) AD 采样时钟校正

当选取 AD 变换器为时钟校正电路时, AD 采样时钟受后级(反馈模式)模拟 VCO 驱动, 而 VCO 的驱动信号又来源于数字锁相环路输出。此时接收机时钟同步电路为模拟数字混合电路, 常见于早期数字接收机结构中[128]。时钟同步后, 其采样信号输出为数据(或符号)速率的整数倍, 因而数字处理部分也工作在数据(符号)速率的整数倍时钟上。以单个基带成型信号为例, 其采样效果如图 6.20 所示:

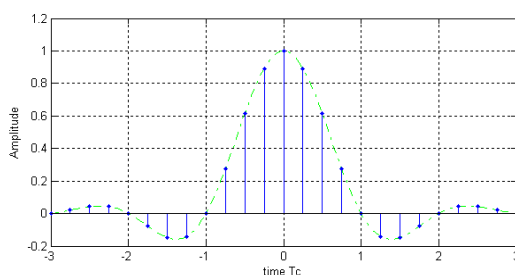


图 6.20 基带采样信号

图 6.20 中, 采用 4 倍符号速率进行采样, 同步后采样信号经符号峰值点(眼图张开最大点)。总的来说, 反馈控制 AD 时钟的方式结构相对简单, 且数字实现容易; 但该方式不适用于多个异步信号同时接收情形。

b) AD 采样后内插

近代接收机 AD 采样通常采用与数据不相干的自由运行时钟(Free running clock)驱动, 时钟同步全部在数字部分实现。较早的实例如 NASA 第二代深空通信全数字接收机等[129]。文献[130]给出了在不相干采样时钟下, 略高于两倍信号带宽的采样速率即可得到信号充分统计量, 时钟同步通过内插(Interpolation)与降采样(Decimation)实现。文献[131]较早给出了内插滤波器的数字结构, 文献[98][99]从性能与硬件实现角度对内插滤波器进行了深入分析, 并给出一种基于 Lagrange 多项式的硬件实现结构。下面依据文献[98]思路对内插滤波器与时钟校正进行简要分析。

当 AD 采样时钟与符号速率不相干时, 采样信号不一定经过最佳采样点, 甚至出现采样时钟与符号速率存在频率差异, 导致采样点相对信号眼图滑动。同样以图 6.20 采样方式为例, 当采样时钟不相干时, 其单个成型符号采样可能出现图 6.21 所示结果:

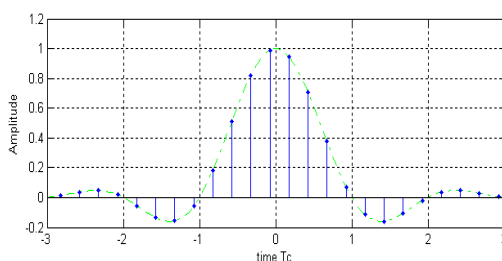


图 6.21 不相干时钟下基带采样信号

对采样信号的校正可以采用如下方法实现: 先将 AD 采样后信号通过一个 DA 变换器, 并对 DA 变换后信号进行理想滤波, 滤除采样频率整数倍上的各谐波后再采用一个相干时钟对信号进行重采样。上面各步骤可以用图 6.22 表示如下:

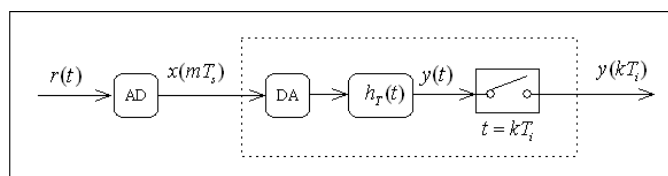


图 6.22 采用模拟滤波的信号重采样

假定 AD 采样后信号序列为 $x(m)$, 则经 DA 变换和模拟滤波后, 输出模拟信号为:

$$y(t) = \sum_m x(mT_s)h_t(t - mT_s) \quad (6.55)$$

采用与符号相干的时钟在 kT_i 时刻对信号进行重采样后，输出序列为：

$$y(kT_i) = \sum_m x(mT_s)h_t(kT_i - mT_s) \quad (6.56)$$

第一级 AD 采样时钟与符号速率不相干，一般地 $\frac{T_i}{T_s}$ 为无理数。工程应用中，在

满足设计需求精度下，可以假定：

$$m_k = \text{int} \left[\frac{kT_i}{T_s} \right] \quad (6.57)$$

$$u_k = \frac{kT_i}{T_s} - m_k \quad (6.58)$$

将式(6.57)、(6.58)代入式(6.56)可得：

$$\begin{aligned} y(kT_i) &= y(m_k T_s + u_k T_s) \\ &= \sum_{i=I_1}^{I_2} x[(m-i)T_s] h_t[(i+u_k)T_s] \end{aligned} \quad (6.59)$$

式(6.59)中， h_t 为 FIR 滤波器(无限长滤波器通过系数截取实现)， I_1 、 I_2 为滤波数据起始标号。由(6.59)可见，重采样序列 $y(kT_i)$ 由输入序列 $x(mT_s)$ 、内插滤波函数 $h_t(\cdot)$ 和重采样序列与原始序列采样时间差 u_k 决定，即图 6.22 中的模拟滤波器仅作为假定情况过渡，而实际运用时，利用(6.59)并代入已知参数即可得到内插值 $y(kT_i)$ 的数字计算结果。令 $c_i = h_t[(i+u_k)T_s]$ ，式(6.59)等效为：

$$y(kT_i) = \sum_{i=I_1}^{I_2} x[(m-i)]c_i \quad (6.60)$$

对于内插函数，当采用理想低通滤波时，可以得到最好的内插效果，此时内插函数时域冲击响应为：

$$h_t(t) = \frac{\sin(\pi t / T_s)}{\pi t / T_s} \quad (6.61)$$

式(6.61)为无限长非因果滤波器，实际应用时采用截短和延时实现。图 6.23 给出了采用式(6.61)滤波函数对图 6.21 基带信号进行内插结果。

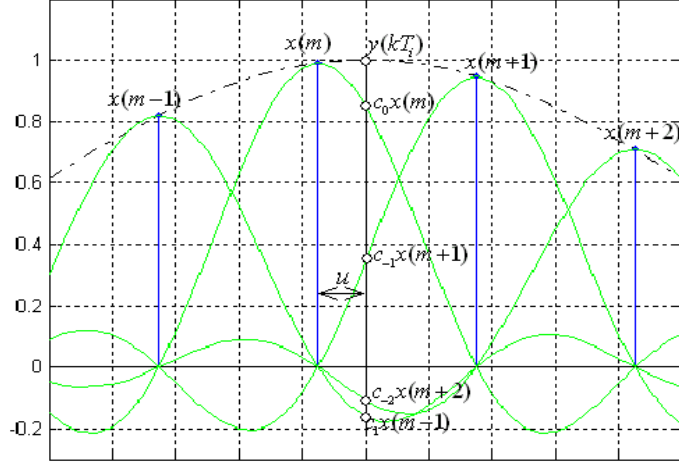


图 6.23 sinc 函数内插原理图

当采用理想低通滤波内插后，信号包络恢复至原始模拟包络状态。此时内插结果可以表述为：

$$y(kT_i) = c_1 x(m-1) + c_0 x(m) + c_{-1} x(m+1) + c_{-2} x(m+2) + \dots \quad (6.62)$$

c) 内插与匹配滤波结合

由图 6.19 流程图可见，数字接收机中，内插后信号在进入检测器前需进行匹配滤波。假定内插滤波器重采样信号速率与输入信号速率一致，并以输出信号时间序列为基准，则匹配滤波后信号可以表达为：

$$z(mT_i) = x(mT_i - uT_i) * h_l(mT_i + uT_i) * h_{MF}(nT_i) \quad (6.63)$$

当内插滤波器采用式(6.61)的理想低通滤波时，对(6.63)式先计算后一级卷积运算可以得到：

$$z(mT_i) = x(mT_i - uT_i) * h_{MF}(nT_i + uT_i) \quad (6.64)$$

式(6.64)中，匹配滤波器 $h_{MF}(nT_i + uT_i)$ 兼有采样内插与匹配滤波功能，通常也称为多相滤波(Polyphase)器[91] [132]，其滤波系数由相位 uT_i 决定。

图 6.24 给出当输入信号采用根升余弦成形且采样误差为 0.1 符号周期时，输入信号、滤波系数和输出信号关系如图 6.24 所示：

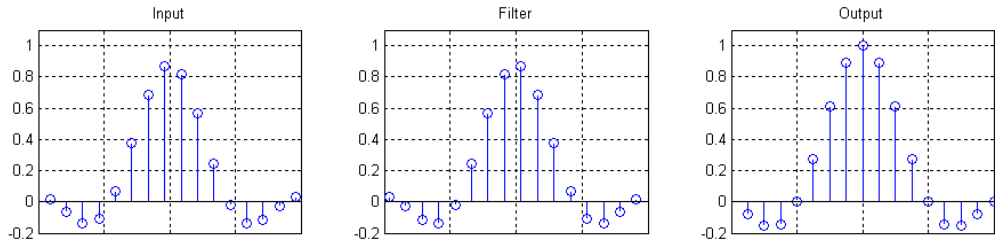


图 6.24 多相滤波输出

利用多相滤波进行时钟误差校正时，将滤波器按一定的相位间隔量化出一组匹配滤波器组，该滤波器组中每个滤波器存储一组初相采样下的滤波系数。接收机工作时，环路估计出相位偏差并选择对应的滤波器输出作为最佳采样信号序列。

为了达到较高的校正精度，需对多相滤波器相位间隔进行细化，此时滤波器组

硬件消耗较大,但相比其他方式,多相滤波可以实现基于 ML 方式的并行快速同步。

d) 匹配滤波后信号内插

为了达到较高的同步精度和较低的硬件消耗,先对信号进行匹配滤波然后再进行内插滤波是一种合适的解决方案。

匹配滤波后的内插滤波器与第一小节讨论的 AD 采样和匹配滤波之间的内插滤波器在形式和作用上基本一致,但当采样信号为中频信号时,对下变频和匹配滤波后信号进行内插和重采样实现相对容易,且仅采用结构简单的多项式内插滤波器即可实现很高的时钟校正精度。

多项式内插函数中, Lagrange 内插是常用的一种形式,文献[99]给出线性内插和三阶内插即可满足普通数字接收机时钟同步需求,线性内插函数时域冲击响应为:

$$h_1(t) = \begin{cases} 1+t & (-1 \leq t \leq 0) \\ 1-t & (0 \leq t \leq 1) \end{cases} \quad (6.65)$$

三阶内插函数冲击响应为:

$$h_1(t) = x \begin{cases} \frac{1}{6}(x^3 + 6x^2 + 11x + 6) & (-2 \leq x \leq -1) \\ \frac{1}{2}(-x^3 - 2x^2 + x + 2) & (-1 \leq x \leq 0) \\ \frac{1}{2}(x^3 - 2x^2 - x + 2) & (0 \leq x \leq 1) \\ \frac{1}{6}(-x^3 + 6x^2 - 11x + 6) & (1 \leq x \leq 2) \end{cases} \quad (6.66)$$

线性内插、三阶内插和 sinc 内插函数时域响应对比如图 6.25 所示:

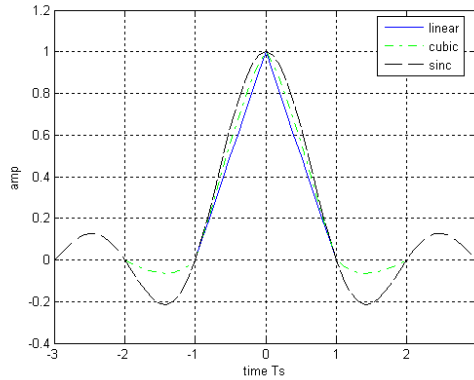


图 6.25 三种内插函数冲击响应

相对于 sinc 函数内插,线性内插和三阶内插结构简单,滤波长度有限且约束区间短。运用 Lagrange 公式可以给出滤波系数为[99]:

$$c_i = \prod_{j=I_1, j \neq i}^{I_2} \frac{t - t_j}{t_i - t_j} \quad (6.67)$$

对于线性内插,有:

$$\begin{cases} c_{-1} = u \\ c_0 = 1 - u \end{cases} \quad (6.68)$$

对于三阶内插，有：

$$\begin{cases} c_{-2} = \frac{(u+1)u(u-1)}{6} = \frac{1}{6}u^3 - \frac{1}{6}u \\ c_{-1} = \frac{(u+1)u(u-2)}{-2} = -\frac{1}{2}u^3 + \frac{1}{2}u^2 + u \\ c_0 = \frac{(u+1)(u-1)(u-2)}{2} = \frac{1}{2}u^3 - u^2 - \frac{1}{2}u + 1 \\ c_1 = \frac{u(u-1)(u-2)}{-6} = -\frac{1}{6}u^3 + \frac{1}{2}u^2 - \frac{1}{3}u \end{cases} \quad (6.69)$$

由上面各式可以看出，滤波系数由相位差唯一确定，因而实际运用时可直接由相位差估计值计算滤波系数。文献[133]给出了多项式内插的一种级连实现结构(Farrow structure)可以将滤波器硬件消耗进一步降低。三阶内插滤波器 Farrow 实现结构如图 6.26 所示：

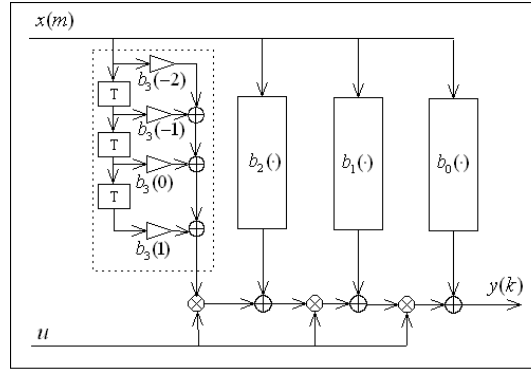


图 6.26 三阶内插 Farrow 结构

图 6.26 中， $b_3(k)$ 代表式(6.69)中 c_k 的 u^3 系数，其余类推即可。线性内插滤波器结构更简单，其 Farrow 结构如图 6.27 所示：

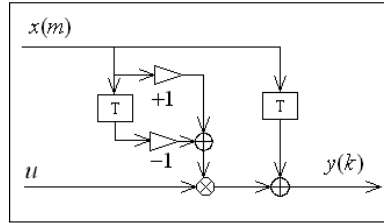


图 6.27 线性内插 Farrow 结构

除了线性内插与三阶内插外，分段拟合(Piecewise Parabolic)内插[99]也是一种常用的多项式内插方式，另外文献[134]提出一种基于 MSE 的内插方式，并仿真表明在给定时钟误差 u 下，该方式相对普通多相式内插滤波器有更好的内插性能。

§ 6.5.4 两种 PN 码同步电路比较

早期扩频接收机采用模拟方式实现信号载波同步和 PN 码同步。在实现 PN 码同步时，本地码产生器产生超前(Early)、及时(Prompt)和滞后(Late)三路信号与接收信号相关。及时信号输出接收机解扩值，超前滞后信号输出码相位鉴别误差值，鉴别误差经环路滤波后反馈至码 VCO，驱动码产生器完成 PN 码同步过程[35]。在数字实现时，大多数数字扩频接收机也采用了同样思路，将模拟接收机码 VCO 和码产

生器数字化为码 NCO 和数字码产生器即可[39] [123]。其数字实现结构如图 6.28 所示：

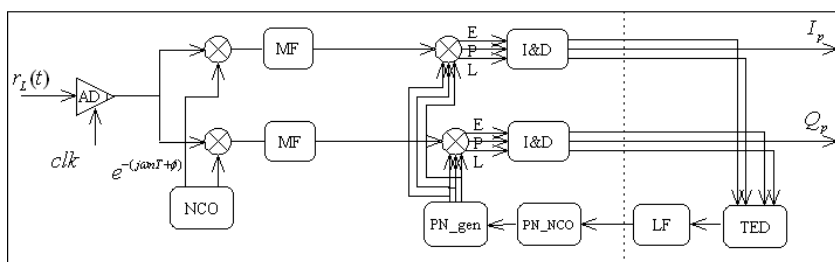


图 6.28 传统数字扩频接收机 PN 码同步结构

内插型接收机通常用于非扩频通信系统，文献[135]较早提出了运用内插方式进行 PN 码时钟恢复，该方式下 PN 码同步电路如图 6.29 所示：

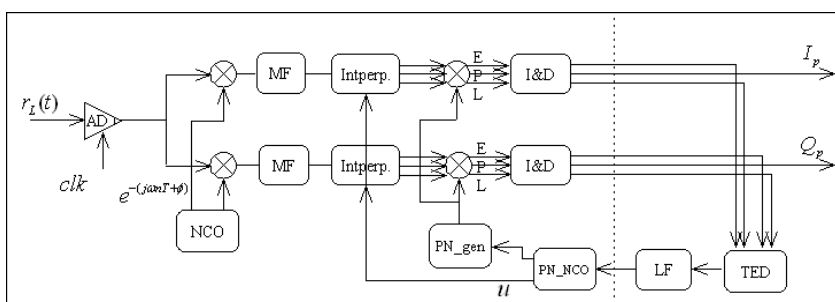


图 6.29 内插型数字扩频接收机 PN 码同步结构

上面两种接收机区别仅在时钟校正电路实现方式上。根据信号带限与否以及不同工作方式，可以将接收机分为以下几种：

①非带限系统，采用图 6.28 传统结构，本地 PN 码为方波，码片匹配滤波省去，此时信号接收为准最佳方式。

②带限系统，采用图 6.28 传统结构，码片匹配滤波省去，本地 PN 码成型。为达到合适的同步精度，本地码型需较高的解析度，该方式硬件消耗较大。

③带限系统，采用图 6.28 传统结构，码片匹配滤波，本地 PN 码未成形。相对方式②，该结构硬件资源消耗较小。

④带限系统，采用图 6.29 内插结构，码片匹配滤波且重采样内插。该方式和方式②对带限信号接收等效，但硬件消耗要低的多。

由于传统继承因素，GPS 接收机通常采用方式①。对于带限信号接收，方式②由于其硬件资源消耗较大，一般较少采用。方式③结构简单，易于实现，故应用广泛，其匹配滤波后信号和本地码关系如图 6.30 所示：

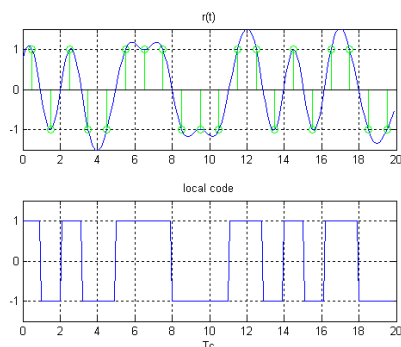


图 6.30 接收信号和本地码

由图 6.30 可见, 方式③中, 匹配滤波后带限信号所有采样点与本地 PN 码进行解扩。参与解扩信号既包括离中心较近辐值较大的样点, 也包括离码片交界较近辐值较小的样点。解扩值为不同样本与本地码相关结果的平均。

若采用方式④内插型结构, 则仅有最佳采样位置的样本参与解扩, 且不存在码片旁瓣干扰引起的额外信噪比降低。图 6.31 给出方式③和方式④对相同信号接收时的误码率曲线仿真。

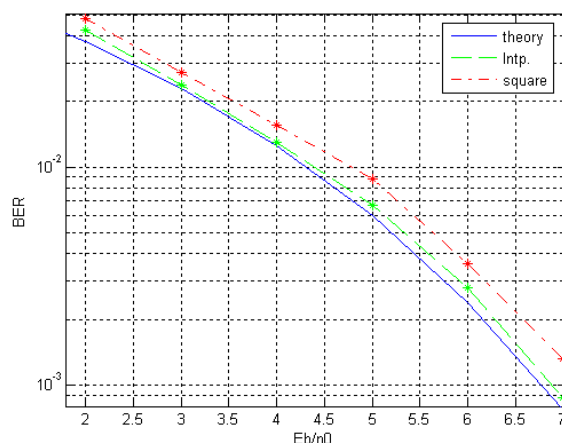


图 6.31 内插型结构和传统结构误码性能对比

由图 6.31 可见, 内插型结构误码率与理论值接近, 而本地不成型的传统接收方式则低于理论值 0.5dB 左右。

文献[99]给出, 线性内插下, 2.5 倍符号速率采样即可达到相对理论值 0.2dB 以内的解调损失。扩频系统由于有良好的码间串扰抑制能力, 由第二章分析可知, 即使归一化定位误差为 0.1, 接收机性能损失也小于 0.2dB。

方式③和方式④硬件消耗接近, 但从误码性能上比较, 方式④略优于方式③, 下面从同步精度角度对不同时钟校正结构进行分析。

§ 6.5.5 内插与 PN 码同步精度分析

前节已分析过, 动态情况和相位噪声都是影响 PN 码同步精度的重要因素, 这里仅讨论时钟校正与 S 函数对定位精度的影响。

前节内插分析仅讨论了线性内插和三阶内插, 除了这两种常用方式外, 还有一种为选择离最佳采样最近的样点进行数据判决的次最佳方案。相对于前两者, 该方式可以看作零阶内插。从同步性能上看, 传统扩频通信接收机结构与零阶内插方式接近, 下面进行统一分析。

先讨论整数倍采样情况, 假定采样率为两倍码片速率, 采样偏差为 0.1 倍码片周期, 此时各阶内插后符号波形和 S 函数(相干)如图 6.32 所示:

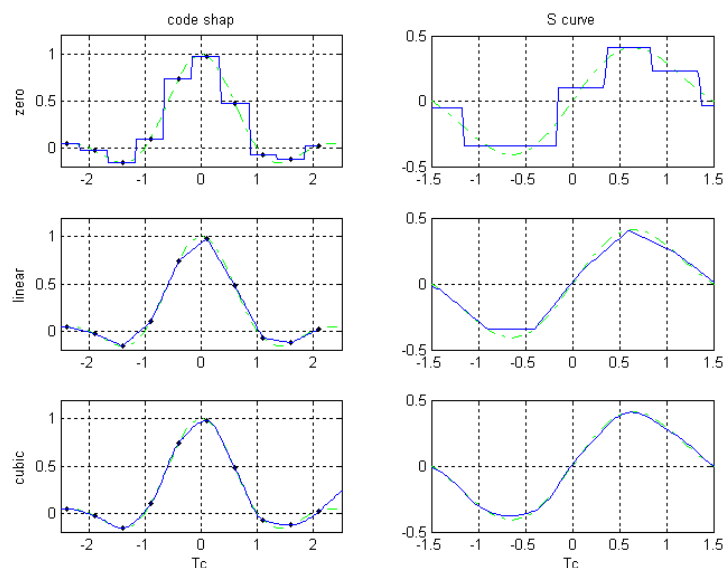


图 6.32 两倍码片采样下的符号内插和 S 曲线

由图 6.32 可见，整数倍采样下，当采用传统接收机结构或零阶内插方式时，内插后函数台阶明显，从而导致 S 函数与理论曲线差异较大，且中心不一定过零点。如本例中相位偏移为 0.1 码片时，可以看出 S 曲线中心处鉴别器输出为正，当 PN 码同步环路工作时，即使本地 PN 码处在精确同步位置，误差鉴别器也会驱动环路向滞后方向移动，直至负方向台阶点，负的鉴别误差再驱动环路往正方向移动，此时环路同步过程实际为在两个采样点之间来回摆动的一种动态平衡。

相比之下，线性内插和三阶内插后，PN 码波形和鉴别器 S 函数均与理论曲线接近，且 S 曲线相位为零处鉴别器输出接近于零，从而 PN 码同步不存在像传统接收机那样明显的抖动过程。

四倍码片采样和 0.1 倍码片相差下，符号内插曲线和鉴别器 S 曲线如图 6.33 所示：

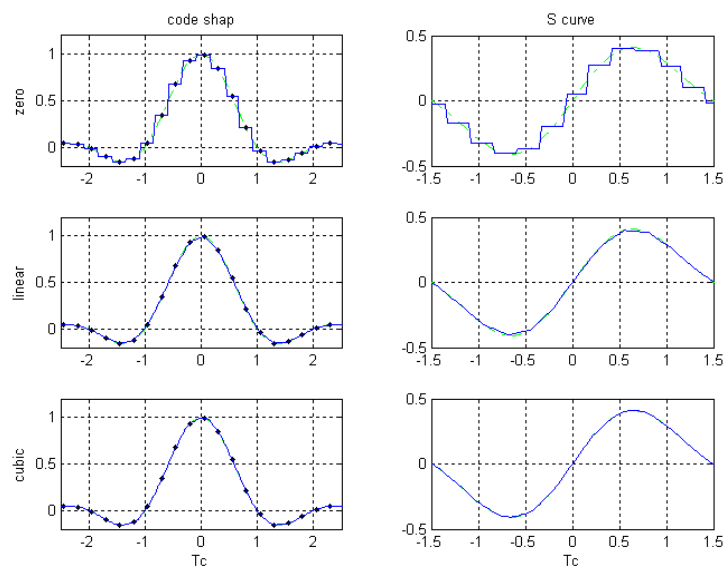


图 6.33 四倍码片采样下的符号内插和 S 曲线

四倍采样结果和两倍采样类似，但四倍采样下样本解析度更高，鉴别器 S 曲线

台阶相对较小。

鉴别器零点处的鉴别误差是 PN 码环路同步精度的又一重要影响因素, 图 6.34 给出不同相位偏差下, 三种内插在两倍采样和四倍采样下的零点鉴别误差曲线。

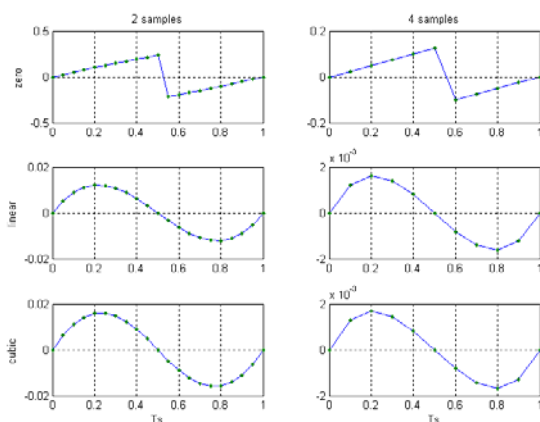


图 6.34 两倍码片采样下的符号内插和 S 曲线

由图 6.34 可见, 当采用两倍码片采样时, 零阶内插零点处最大相位鉴别误差在 0.25 码片左右, 而线性内插和三阶内插鉴别误差小于 0.02 码片, 且两者性能接近; 对于四倍码片采样, 零阶内插最大鉴别误差为 0.125 码片, 而线性和三阶鉴别误差仅为 0.002 码片。

图 6.35 给出高信噪比和四倍码片采样下, 传统接收机(零阶内插)和线性内插 PN 码同步仿真过程。

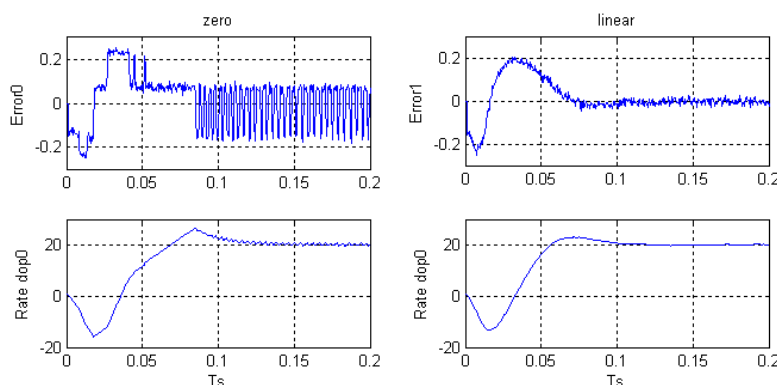


图 6.35 零阶内插和线性内插 PN 码鉴别误差和码速率误差

设定初始码速率误差为 20Hz, 环路带宽 40Hz, 图 6.35 中左边部分为零内插下, 码环鉴别器误差和码速率跟踪误差, 右边为线性内插下对应值。由图可见, 零阶内插鉴别器输出存在明显抖动, 且最大幅值接近 0.2 码片(即该采样情况下有接近 0.2 码片同步误差抖动); 与之相对, 线性内插下环路跟踪曲线与理论曲线接近, 且抖动仅为 0.01 码片量级。

若以普通通信接收机同步精度 0.1 码片、定位接收机 0.01 码片为基准, 线性内插和三阶内插可以满足接收机设计需求; 相比三阶内插的性能和资源消耗, 线性内插更适合于定位接收机和普通通信接收机设计。

针对传统接收机结构同步误差问题, 文献[136]采用非线性分析方式讨论了非整数倍采样下时钟同步问题, 并给出结论: 当采样率和符号速率的比值为无理数时, 数字环路同步性能与模拟环路相当。

在接收机实际工作中, 当采用自由时钟采样方式时, 由于时钟偏差和多普勒的

存在，即使预算为符号速率的整数倍采样，实际采样率和符号速率的比值也不为整数，即采样点相对于码片存在滑动。此时环路误差鉴别器输出值等效于环路滤波时间窗口内不同相位偏移的采样对应鉴别曲线的平均，从而零点处鉴别器输出误差相对整数倍采样要小的多。这也是采用传统结构的 GPS 接收机能正确定位的原因。

总的来说，对于扩频信号接收，无论从硬件消耗还是同步精度或误码性能方面考虑，线性内插接收机都有较高的优势。

§ 6.6 本章小结

本章首先讨论了从模拟环路到数字环路的设计方法，并给出环路设计主要考虑参数。然后以低轨卫星动态性能为背景，分析了载波同步参数，并给出一种变带宽实现方法。最后文章对 PN 码同步进行讨论，重点讨论了时钟校正电路的实现方法及其对同步精度的影响。

第七章 前馈同步与参数估计

§ 7.1 引言

低轨卫星 DS-CDMA 系统中, 以突发方式传输的短数据报文, 若采用传统的捕获和跟踪方式, 其用于同步的前导消耗将占据整个数据帧长的很大比例, 大大降低了系统频谱利用率; 另外, 对于一些特殊应用场合, 通过降低前导字长可以提高信号隐蔽性。在这些情形下, 快速捕获和同步技术的应用至关重要。

由于锁相环路工作效率较低, 不利于突发信号快速同步。本章将讨论一种效率更高的前向同步方式, 并给出其应用于低轨卫星 DS-CDMA 信号接收的实现方法。

§ 7.2 低轨卫星 DS-CDMA 信号快速同步关键问题分析

前节分析了以相同的同步误差作为比较基准下, 前馈方式相对于传统反馈方式, 其同步过程将消耗两倍以上同步时间。故快速同步通常以前馈方式为基础, 采用不同的估计器, 在硬件复杂度可承受范围内, 尽可能实现同步性能接近 CRB 下限的参数估计。

对于低轨卫星 DS-CDMA 信号, 由于其动态较大, 信号需解扩, 且信噪比较低, 实际很难实现图 2.10 所示的全前馈方式。下面根据数据长度分两种情况讨论: 短数据报文方式(长度小于一秒)和长数据报文方式。

对于短数据报文方式, 以前文给出的码速率和载波频率参数, 假定载波初始频偏为零, 则一秒以内载波频率变化值最大为 100Hz; 假定初始码相位误差为零, 码速率误差 25Hz, 则一秒引起的码相位偏移最大为 0.04 码片。由第二章分析可知, 该两项误差引起解扩信号信噪比损失不到 0.1dB, 故接收机可采用前馈方式, 其结构可以设计如图 7.1 所示:

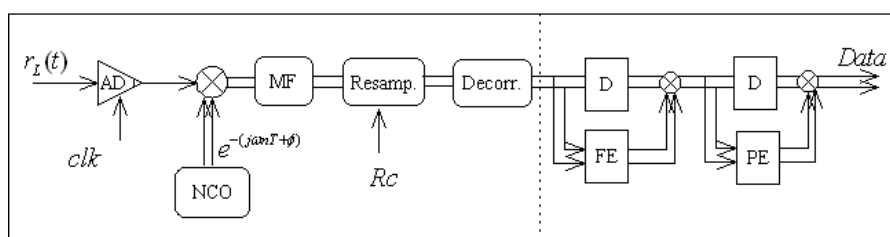


图 7.1 接收机前馈结构

图 7.1 中, 下变频器和重采样滤波器与反馈方式类似, 但信号解调过程中参数固定, 解扩后信号经频率估计器和相位估计器两级旋转后输出解调数据。该结构实现的前向接收机工作前提为初始载波频率和时钟相位的正确估计, 然而该两项估计的实现并不容易。对于时钟相位, 为了实现快速估计, 一般需采用 6.5 节讨论的多相滤波结构, 即采用按一定步进设计的多组不同相位滤波器进行重采样匹配滤波, 滤波后信号经相关器(对于扩频信号)后进行最大似然估计, 将解扩信号能量最大的一个滤波值作为信号匹配输出进行数据解调。其实现结构如图 7.2 所示:

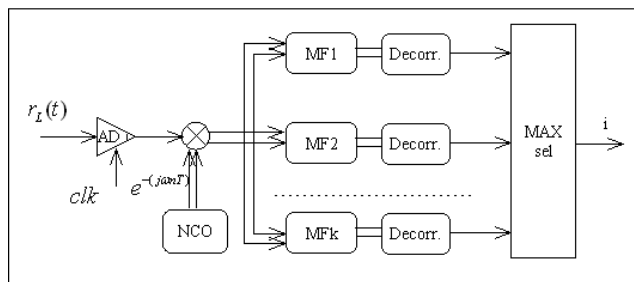


图 7.2 多相结构时钟估计

可以看出，图 7.2 多相结构中，除了需实现 k (K 一般需大于 10) 个复匹配滤波器外，还需实现 K 组解扩器和一组能量判决器，其硬件消耗非常大。从性能上看，普通通信噪比下，反馈方式 PN 码同步环路可以设计到在约 40 个 bit 后，时钟同步精度即可满足信号判决需求。相比之下，多相结构即使提高到 20 个 bit 左右，其性能提高与实现代价相比仍是微不足道。另外，更重要的一点是相对于 PN 码同步，达到解调需求的载波同步过程将消耗更长的同步时间，即对于 DS-CDMA 信号，快速同步的设计瓶颈是载波同步而非 PN 码同步。图 7.1 中，PN 码同步过程可采用前面章节讨论的反馈方式。

图 7.1 中，载波同步包括三个部分：载波初始频偏估计、剩余载波频率动态估计和载波相位估计。与反馈跟踪类似，三个估计在实际应用中分别有不同的存在形式。

载波初始频偏估计出现在信号刚完成捕获时刻，此时接收信号为报文前导字部分，接收机确知前导信息(如全 1 数据或其他构成方式)，从而载波初始频偏估计是一个数据辅助(DA)[84]方式；与之相对，剩余载波频率动态估计和载波相位估计应用于整个报文中，从而其估计方式只能为判决辅助方式或无数据辅助方式。

先假定估计器性能达到 MCRB 下界，则不同信噪比下，由式(2.38)和式(2.39)可以给出，频率和相位的噪声方差与估计窗口长度关系如图 7.3 所示：

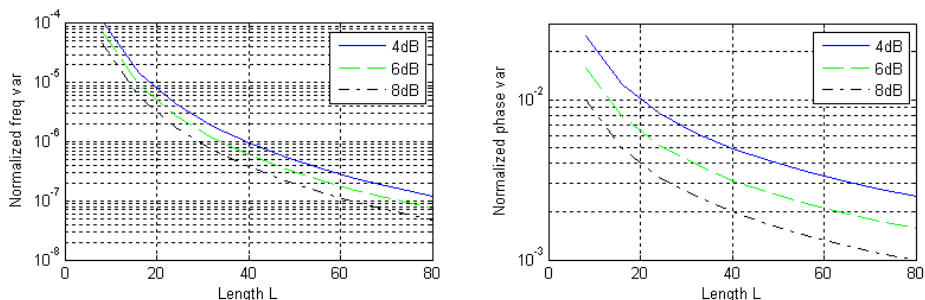


图 7.3 频率和相位的 MCRB 下限

由图 7.3 可以看出，对于 4.8Kbps 的 QPSK 信号，信号信噪比在 4dB 以上时，估计窗口为 32 个 bit 时即可实现载波频率估计标准差在 5Hz 以内和载波相位标准在 4 度以内，由第二章分析可知，该误差符合接收机设计允许范围。

由上面分析可以看出，对于突发短数据 DS-CDMA 报文，可以通过联合反馈方式的 PN 码同步和前馈方式的载波同步实现信号在数十个 bit 内完成信号同步过程，其实现结构可以描述如图 7.4 所示：

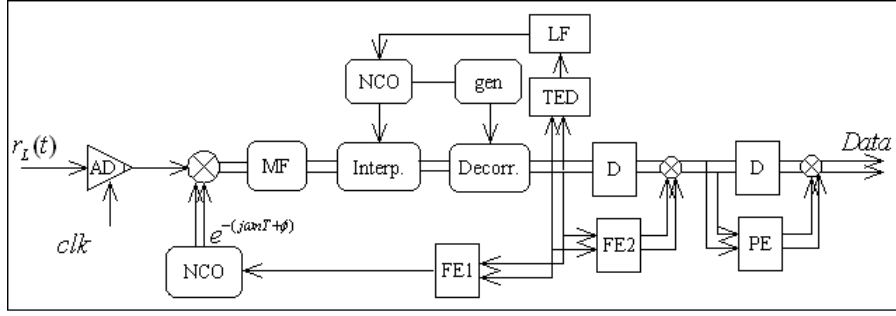


图 7.4 短数据下 DS-CDMA 信号快速同步结构

当数据报文较长时，图 7.4 中对载波频偏仅作初始估计反馈至匹配滤波前的 NCO 的做法将不再适用，因为对于长数据报文，频率变化率的累积将导致进入解扩器前的信号出现较大频偏，当频偏与数据速率接近时，解扩信号信噪比恶化将导致解调数据无法正确判决。

对于长数据报文，可以将图 7.4 中频率动态估计器 FE2 改为反馈方式并经低通滤波与初始频差估计值相加后反馈至 NCO。

前馈方式同步中，估计器设计至关重要，它决定了同步性能和硬件实现复杂度，下面将对此进行详细分析。

§ 7.3 数据辅助载波频率估计

首先分析基于数据辅助的几种频率估计器结构与性能。假定调制方式为 M 元 PSK 调制，且无采样误差，则经过匹配滤波器并归一化后，数据采样信号可以表示为：

$$x(k) = c_k e^{j(2\pi\Delta f k T + \theta)} + n(k) \quad (7.1)$$

式中， c_k 为归一化调制数据， Δf 为信号残余载波频率， θ 为载波相位， $n(k)$ 为独立同分布的零均值复噪声信号，噪声方差为 N_0/E_s 。对于调制信号 $x(k)$ ，当采用数据辅助同步方式时，将确知数据取共轭后与接收信号相乘，可以得到：

$$\begin{aligned} z(k) &= c_k^* c_k e^{j(2\pi\Delta f k T + \theta)} + n(k) c_k^* \\ &= e^{j(2\pi\Delta f k T + \theta)} (1 + \tilde{n}(k)) \end{aligned} \quad (7.2)$$

上式表明，经数据辅助去调制信息后， $z(k)$ 为复载波信号和复噪声信号之和，噪声项 ($\tilde{n}(k) = n(k) \times c_k^* \times e^{-j(2\pi\Delta f k T + \theta)}$) 统计特性保持不变。下面将对式(7.2)进行分析，给出常用的几种频率估计器结构。

§ 7.3.1 基于点差分的频率估计器

对式(7.2)作差分运算，可以得到：

$$\begin{aligned}
r(k) &= z(k) \times z^*(k-1) \\
&= e^{j2\pi\Delta f T} (1 + \tilde{n}(k) + \tilde{n}^*(k-1) + \tilde{n}(k) \times \tilde{n}^*(k-1))
\end{aligned} \tag{7.3}$$

式(7.3)中, 忽略噪声项, 可以得到频差信息项, 即由式(7.3)可以得到最基本的差分频率估计器形式:

$$\Delta \hat{f} = \frac{1}{2\pi T} \arg(z(k) \times z^*(k-1)) \tag{7.4}$$

式(7.4)也常用于反馈环路频率误差鉴别。与反馈方式可以采用非线性鉴别器不同, 前馈方式的频率校正中, 只有在正确估计出载波频率后才能彻底校正残余频差, 即对频率估计器的首要要求即是线性无偏估计(相位和时钟估计器也是如此)。

由于仅利用了相邻两点进行频差估计, 考虑到噪声项引起估计性能恶化, 即使在较高信噪比时, 式(7.4)也难以给出符合解调需要的估计性能。通常情况下, 由于估计量相对于数据速率是一个慢变量, 前向估计一般采用在一定宽度的估计窗口内对一整块数据信息进行参数估计, 而估计值可用于中心点参数校正, 也可用于对中心附近子块或整块数据(如报文起始和结尾)进行校正, 但两端估计精度较差。估计窗口示意图如图 7.5 所示:

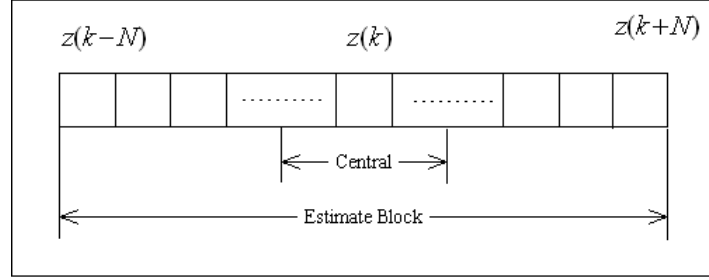


图 7.5 估计窗口

假定估计窗口长度为 L , 则式(7.4)可以有两种扩展方式, 一种为先对 $L-1$ 个相邻点的差分复值进行平滑, 然后再对平滑值取相角给出频差估计[137] [138]; 另一种则先对 $L-1$ 个差分值取相角, 然后再对相角平滑给出频差估计值[139]。两种估计器的一般形式可以表示如下:

$$\Delta \hat{f} = \frac{1}{2\pi T} \arg \left(\sum_{k=1}^{L-1} w_1(k) \times z(k) \times z^*(k-1) \right) \tag{7.5}$$

$$\Delta \hat{f} = \frac{1}{2\pi T} \sum_{k=1}^{L-1} w_2(k) \times \arg(z(k) \times z^*(k-1)) \tag{7.6}$$

上面两式中, w_1 和 w_2 为用于平滑的窗函数。L&W[137]估计器采用式(7.5)形式, 其窗函数为:

$$w_1(k) = \frac{6k(L-k)}{L(L^2-1)} \quad k = 1, 2, \dots, L-1 \tag{7.7}$$

Kay 估计器[139] 采用式(7.6)形式, 其窗函数为:

$$w_2(k) = \frac{3}{2} \frac{L}{L^2-1} \left[1 - \left(\frac{2k-L}{L} \right)^2 \right] \quad k = 1, 2, \dots, L-1 \tag{7.8}$$

由于窗函数需要作多次乘法运算, 从而引入较大的运算量和较多的硬件资源消

耗，实际应用中常用矩形窗代替作参数平滑。仿真表明，运用矩形窗代替成形窗函数后，其性能相差不大，但运算量和硬件消耗会降低很多。

式(7.5)和式(7.6)代表的两类频率估计的共同特征为：估计器估计范围大，理想情况下可以估计频偏范围为 $\left(-\frac{1}{2T}, \frac{1}{2T}\right)$ 。然而两种估计器噪声性能都不够理想，仅

在高信噪比下才能达到 MCRB 下界，门限信噪比以下估计性能迅速恶化，特别是在频偏较大时，由象限判断错误引入的误差往往导致估计出现较大偏差。另外，两种估计器均可通过增加观察窗口长度实现估计性能提高。

§ 7.3.2 基于自相关函数的频率估计器与改进结构

前面两种估计器噪声性能不够理想，是因为没有充分利用信号的统计特性。第六章分析了，增加鉴频器差分间距可以提高锁频环路噪声性能，类似的结论也适用于频率估计器。对式(7.4)，差分间距还可以采用 2、3...N，此时估计器也可获得频差估计值，且各估计值相互统计独立。通过一定的加权方式对不同差分间距估计值处理可以获得比仅对一种差分间距处理性能更高的估计器。下面讨论的各估计器均采用了这一思想。

首先定义基于矩形窗平滑的自相关函数为：

$$R(m) = \frac{1}{L-m} \sum_{k=m}^{L-1} z(k) \times z^*(k-m) \quad m=1,2,\dots,N \quad (7.9)$$

将式(7.2)代入上式可以得到 $R(m)$ 表达式为：

$$R(m) = e^{j2\pi m \Delta f T} + n'(t) \quad (7.10)$$

由式(7.10)可以看出，自相关函数序列可以看作频率为 Δf 的复载波信号采样。通过对该序列不同的处理方式可以得到不同的频率估计器。

Fitz [140] 将自相关函数各序列对应相角累加给出一种频率估计(与式(7.6)相似)，其加权方式实质为按比例系数 m 对 $R(m)$ 中的各 Δf 值进行加权，估计器表达式为：

$$\Delta f = \frac{1}{\pi N(N+1)T} \sum_{m=1}^N \arg\{R(m)\} \quad (7.11)$$

式(7.11)频偏估计范围为 $|\Delta f| \leq \frac{1}{2NT}$ ，当 N 为 $\frac{1}{2}$ 时，估计器达到 MCRB 下界。

L&R 估计器[141] 将自相关序列各点累加(与式(7.5)相似)并求相角，估计器表达式为：

$$\Delta f = \frac{1}{\pi(N+1)T} \arg\left\{\sum_{m=1}^N R(m)\right\} \quad (7.12)$$

式(7.12)频偏估计范围为 $|\Delta f| \leq 1/N_T$ ，同样地，当 N 为 $1/2$ 时，估计器达到 MCRB 下界。

M&M 估计器[142] 则采用相关序列相位差分方式进行频率估计，其表达式可以表示为：

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi T} \sum_{m=1}^N w(m) \times [\arg\{R(m+1)\} - \arg\{R(m)\}]_{2\pi} \quad (7.13)$$

式(7.13)尽管用了差分计算，但 $R(m)$ 相角范围仍然受限，从而降低了估计器的估计范围。采用与相角差分运算等效方式，对序列点进行差分再取相角，可以得到一种频率鉴别范围更宽的改进 M&M 估计器结构，其表达式为：

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi(N-1)T} \arg\left\{\sum_{m=1}^{N-1} [R(m+1)R(m)^*]\right\} \quad (7.14)$$

改进后的 M&M 估计器频偏估计范围可以达到 $|\Delta f| \leq 1/2T$ ，从而更适合大频偏下载波频率估计。观测窗口为 33 时，几种估计器频率估计曲线对比如图 7.6 所示：

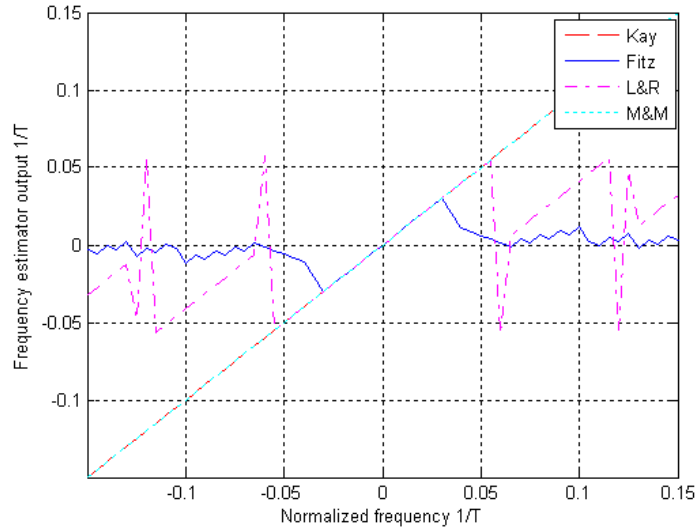


图 7.6 各估计器频率估计曲线

图 7.7 给出估计窗口为 33 时，不同估计器在不同信噪比下的估计性能比较(仿真采用频偏为 0.01 倍数据速率，每个点 200 组数据序列)。

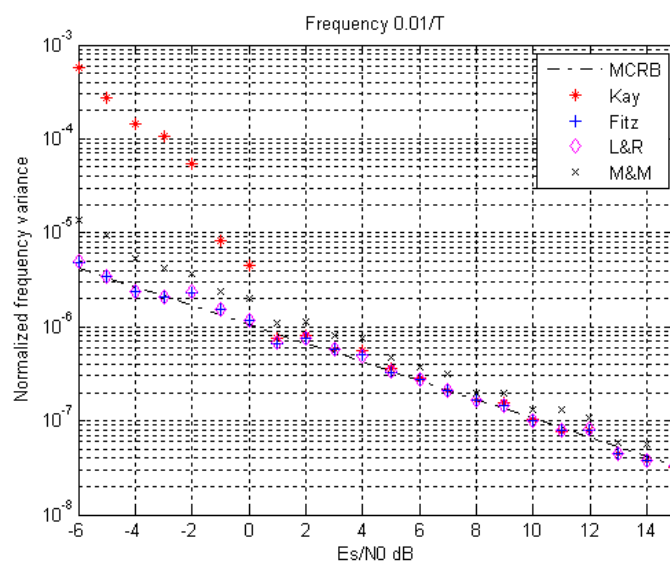


图 7.7 不同估计器噪声性能比较

由图 7.7 可以看出, Kay 估计器噪声性能较差, 在估计窗口为 33 时, 符号信噪比在 1dB 左右达到估计门限。估计门限以下, 估计器性能迅速恶化。Fitz 估计器和 L&R 估计器噪声性能接近, 且都能达到 MCRB 下限。改进后的 M&M 估计器在信噪比 0dB 以上时, 性能接近 MCRB 下限, 当信噪比低于 0dB 时, 性能略有恶化, 但即使在 -5dB 时, 噪声方差也小于 10^{-5} , 符合信号解调需求。

对于低轨卫星 DS-CDMA 信号, 当捕获完成后, 载波频偏最大值一般在 0.3 倍数据速率左右, 由前面分析可知, 仅有基于点差分和相关序列差分的估计器可以达到该要求。图 7.8 给出 Kay 估计器和改进 M&M 估计器在不同频率时估计曲线对比仿真(每个频点采用一个长度为 33 的估计序列)。

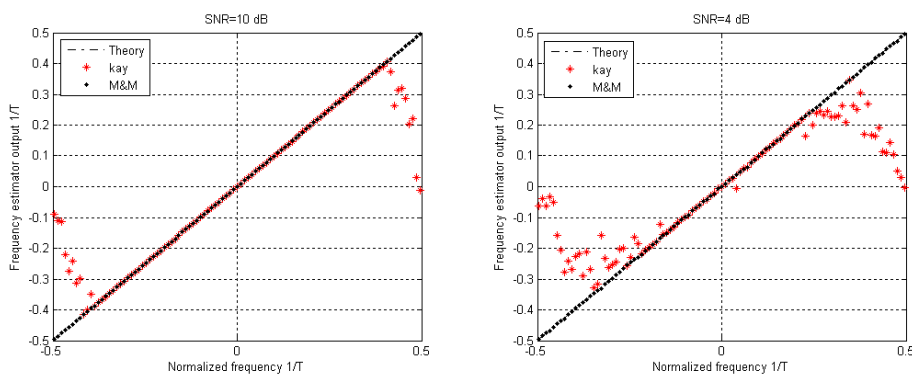


图 7.8 不同估计器噪声性能比较

由图 7.8 可以看出, 在高信噪比时, 两种估计器均能达到(或接近) $(-\frac{1}{2T}, \frac{1}{2T})$ 估计范围, 但当信噪比降低至 4dB 时, Kay 估计器有效估计范围大大降低, 而改进后的 M&M 估计器仍能保证 $(-\frac{1}{2T}, \frac{1}{2T})$ 范围内的各频点正确估计。图 7.9 给出不同频偏下, 两种估计器噪声性能对比。

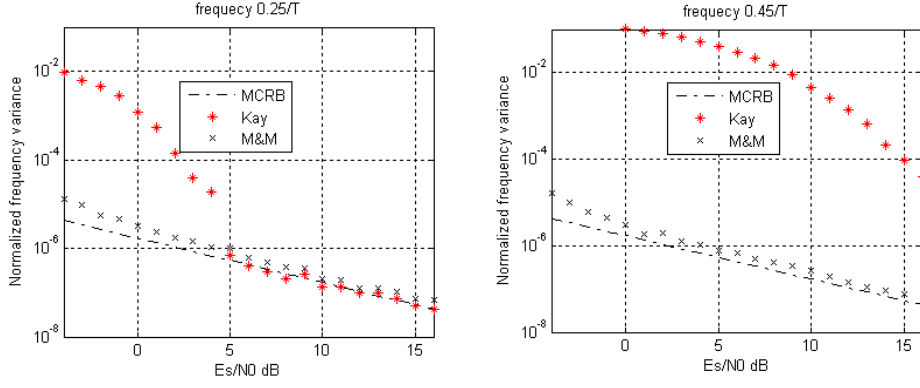


图 7.9 不同频率下估计器噪声性能对比

图 7.9 可以看出，在大频偏下，Kay 估计器性能恶化严重，而改进后的 M&M 估计器在不同的频率上，估计性能一致，其均接近 MCRB 下界，从而更适合图 7.4 所示的卫星接收机前向同步设计。

§ 7.3.3 基于 FFT 的频率估计器

除了差分方式外，FFT 也是常用得一种载波估计方式，文献[143] 较早提出了应用 FFT 对单载波频率和相位进行最大似然估计，其推导过程和前面捕获部分相似，对频率的最大似然估计可化简为最大化似然函数：

$$L(\hat{\omega}) = \left| \sum_{k=1}^L z(k) e^{-j\hat{\omega}kT} \right|^2 \quad (7.15)$$

而相位最大似然估计则为：

$$\hat{\theta} = \arg[L(\hat{\omega}) e^{-j\hat{\omega}t_0}] \quad (7.16)$$

除了对载波频率和相位估计外，还可以给出(非归一化下)信号幅度的最大似然估计为：

$$\hat{a} = |L(\hat{\omega})| \quad (7.17)$$

对于式(7.15)，其结构和 DFT 运算一致。对于离散点，DFT 运算给出：

$$F(n) = \frac{1}{L} \sum_{k=0}^{L-1} z(k) e^{-j\frac{2\pi}{L}nk} \quad (7.18)$$

对比式(7.18)和式(7.15)可知，可以近似选取 DFT 运算模最大点作为频率估计值，即：

$$\hat{\omega} \approx \frac{2\pi\hat{n}}{LT} \quad (7.19)$$

当载波频率并不恰好在某一个 FFT 的 bin 对应的频点时，直接对信号进行 FFT 运算会带来较大的能量损失；当 L 较小时，式(7.19)近似处理也会带来较大的估计误差，为提高估计精度，一般需采用时域插零或频域内插[144]处理。

FFT 频率估计器噪声性能可以达到 MCRB 下界，且有 $(-\frac{1}{2T}, \frac{1}{2T})$ 的载波频率估计范围，因而也常应用于大多普勒频移和低信噪比下载波参数估计[145]。与改进

M&M 估计器相比, 两者具有相同的频率估计范围, 且在普通信噪比条件下, 噪声性能也基本接近。然而当 L 值较小时, FFT 估计器实现的复杂度大于后者, 故本文设计中, 采用改进 M&M 估计器进行频率估计。

除了 FFT 外, 自适应滤波和最小二乘估计也可以应用于载波频率估计[146]。

§ 7.4 无数据辅助载波参数估计

前节讨论了数据辅助下的载波频率估计方法, 然而数据辅助仅适用于对前导字或导频进行同步参数估计, 对于普通情况, 载波参数估计需在有调制数据下进行。此时, 数据辅助的方法不再适用; 而面向判决方式和无数据辅助方式是调制数据下参数估计的两种常用方式。本节对普通设计中更常采用的无数据辅助方式进行讨论, 并比较该方式相对于数据辅助方式的性能损失。

§ 7.4.1 调制数据剥离

对于 PSK 调制, 无数据辅助下, 调制数据剥离有两种常用方式: M 次方去调制[95]和 $V \&V$ 去调制[147]。不考虑噪声项, 归一化复包络 PSK 调制信号可以表示为:

$$x(k) = c_k e^{j(2\pi\Delta f k T + \theta)} \quad (7.20)$$

式中, M 元调制数据可以表示为:

$$c_k = e^{j\frac{2\pi}{M}(m-1)} \quad (m = 1, 2, \dots, M) \quad (7.21)$$

M 次方去调制通过对接收复信号作 M 次方操作实现, 由式(7.20)可以看出, 调制数据经 M 次方操作后结果为 1; 而残余载波经 M 次方操作后, 载波频率和相位都分别扩大为原来的 M 倍。上面过程数学表达式如下:

$$\begin{aligned} \tilde{x}(k) &= [c_k e^{j(2\pi\Delta f k T + \theta)}]^M \\ &= e^{jM(2\pi\Delta f k T + \theta)} \end{aligned} \quad (7.22)$$

式(7.22)函数形式与单载波一致, 运用前节的数据辅助参数估计方法或其他单载波参数估计方式可以给出载波频率和相位的估计值。

由于 M 次方非线性操作引入了较大的平方损耗(或 M 次方损耗), 在噪声存在下, 载波参数估计性能较差, 很难达到 MCRB 下界。 $V \&V$ 去调制方法是相对于 M 次方去调制的一种改进方式, 其表达式可以表示为:

$$\tilde{x}(k) = F[\rho(k)] \cdot e^{jM\phi(k)} \quad (7.23)$$

式(7.23)中

$$\rho(k) = |x(k)| \quad (7.24)$$

$$\phi(k) = \arg[x(k)] \quad (7.25)$$

$$F[\rho(k)] = \rho^n(k) \quad n \leq M \quad (7.26)$$

由上面各式可以看出, $V \&V$ 方式对幅值和相位采用两种不同的非线性操作,

通过选取适当的幅值乘方次数可以在一定程度上降低信号平方损耗。当取 $n = M$ 时， $V \& V$ 去调制和 M 次方去调制一致。

§ 7.4.2 频率与相位估计性能

对 QPSK 调制信号，取式(7.22)中， $M = 4$ ，并分别取式(7.26)中 $n = 1$ 和 $n = 2$ ，可以得到三种不同的去调制结果。选取估计序列长度为 $L = 65$ ，运用 7.3 节给出的改进 M&M 估计器，在高信噪比下，可以得到频率估计曲线如图 7.10 所示：

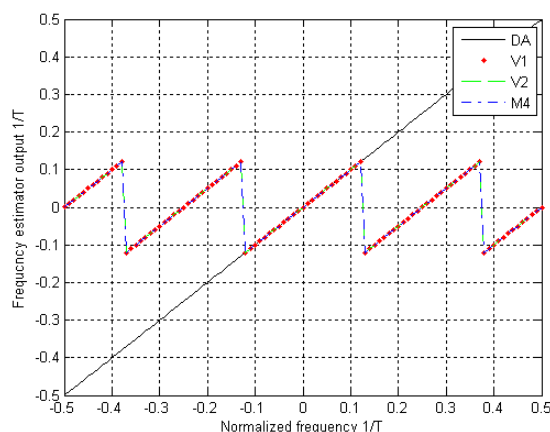


图 7.10 频率估计曲线

由图 7.10 可以看出，相对于数据辅助方式，QPSK 信号去调制后，频率估计范围为原来的 $\frac{1}{4}$ 。在有效估计范围内，无数据辅助方式和数据辅助方式均给出频率无偏估计。

三种情况下载波频率估计噪声性能仿真如图 7.11 所示：

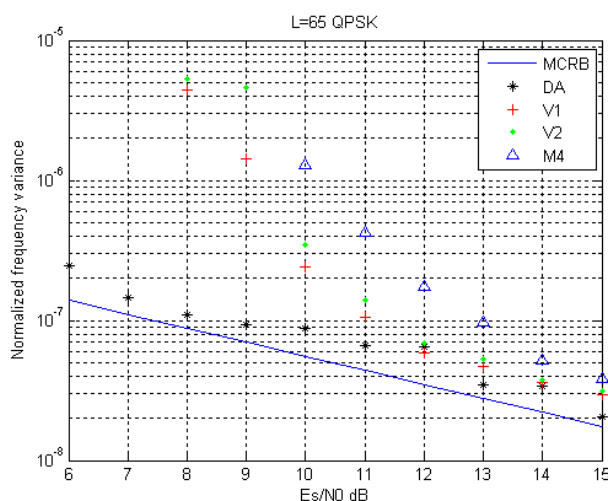


图 7.11 不同去调制下 M&M 频率估计器噪声性能对比

由图 7.11 可以看出，三种方式在高信噪比下估计器噪声性能均与数据辅助下一致，且接近 MCRB 下界。但当信噪比降低时， M 次方去调制和 $V \& V$ 去调制性能都迅速恶化。三种去调制方式中，取 $n = 1$ 时的 $V \& V$ 方式具有较好估计性能，其门限信噪比为 10dB 左右，基本符合普通系统解调需求，若要得到更低的解调门限，

则需增加估计序列长度 L 或采用其他性能更好的估计方式。

相对于载波频率估计，载波相位估计实现较容易。文献[84]给出数据辅助下，载波相位最大似然估计表达式为：

$$\hat{\theta} = \arg \left\{ \sum_{k=0}^{L-1} c_k^* x(k) \right\} \quad (7.27)$$

无数据辅助方式下，经式(7.22)或式(7.23)去调制后，取观察窗口为 $L = 2N + 1$ ，对中心点相位估计可以给出：

$$\hat{\theta}(k) = \frac{1}{M} \arg \left\{ \sum_{l=k-N}^{k+N} \tilde{x}(l) \right\} \quad (7.28)$$

与频率估计一致，无数据辅助载波相位估计有效范围也缩小为数据辅助下的 $\frac{1}{M}$ 倍。取观察窗口长度为 65，对于 QPSK 调制，载波相位估计曲线如图 7.12 所示：

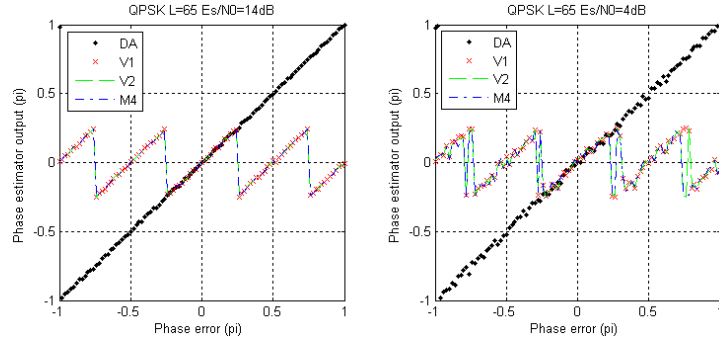


图 7.12 载波相位估计曲线

图 7.12 给出高信噪比和低信噪比下，数据辅助和无数据辅助方式载波相位估计。对于 QPSK 信号，无数据辅助下，其相位无偏估计范围为 $(-\frac{\pi}{4}, \frac{\pi}{4})$ ，且随信噪比降低，边界模糊区扩大。图 7.13 给出不同去调制方式下，式(7.28)相位估计器噪声性能对比。

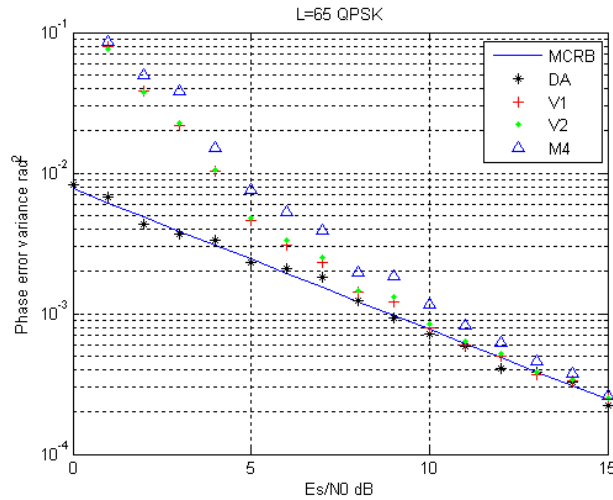


图 7.13 不同去调制下相位估计器噪声性能对比

由图 7.13 可以看出, 数据辅助方式下, 相位估计噪声方差达到 MCRB 下界。无数据辅助方式在信噪比较高时, 相位估计噪声方差也接近 MCRB 下界, 但随着信噪比的降低, 估计性能变差。相比而言, 取式(7.26)中 $n=1$ 具有较好的估计性能, 当 $L=65$ 时, 估计器在符号信噪比为 5dB 左右达到估计门限。

§ 7.4.3 相位扩展和周期滑动

无论是采用 M 次方去调制还是 $V \& V$ 去调制, 无数据辅助下载波相位估计范围均缩小为数据辅助方式下的 $\frac{1}{M}$ 。与反馈同步方式下相位模糊类似, 前馈方式也可以采用前导特征字或差分调制解决初始相位模糊; 然而在残余频偏存在时, 相位估计范围约束将引起信号接收过程中的数据翻转, 对此一般采用扩展滤波 [148] 实现对相位估计范围扩展, 扩展滤波器一般结构如图 7.14 所示:

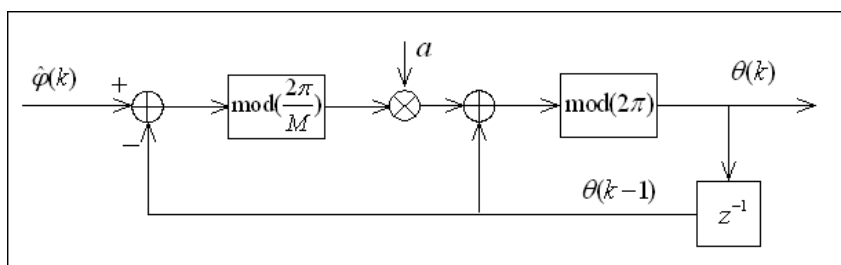


图 7.14 扩展滤波器

图 7.14 所示扩展滤波器结构与 Kalman 滤波器相似, 且引入了反馈支路。系数 $a \leq 1$, 且当 $a=1$ 时, 输出 $\theta(k)$ 为输入估计相位 $\hat{\phi}(k)$ 的实时扩展; 当 $a < 1$ 时, 输出 $\theta(k)$ 为输入估计相位的扩展与滤波。由于扩展滤波反馈支路的存在, 当信号信噪比过低或估计窗口过短时, 扩展滤波输出也会出现周期滑动现象[149], 图 7.15 给出低信噪比下, 对 QPSK 信号载波相位估计的扩展滤波输出仿真。

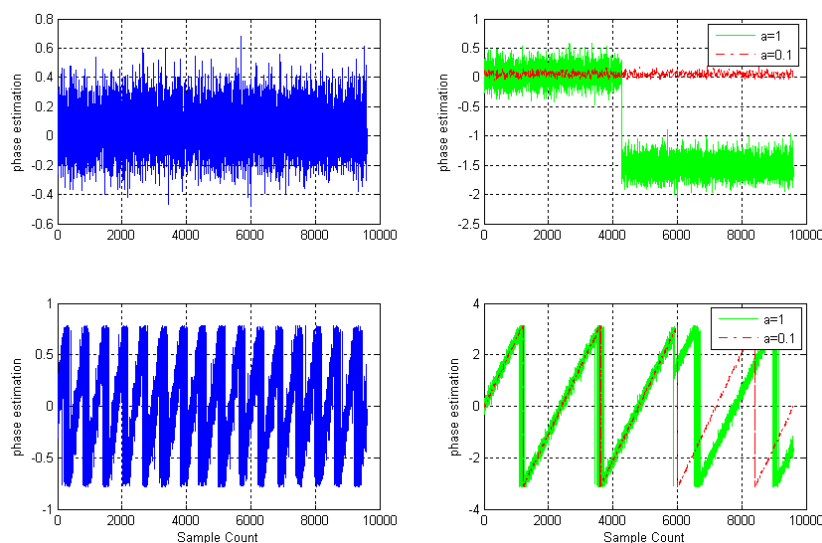


图 7.15 相位扩展与周期滑动

图 7.15 中, 上面两幅图为无频偏存在下相位估计值 $\hat{\phi}$ (左上) 和扩展滤波输出

θ (右上)。当取滤波系数 $a=1$ 时, 扩展输出值在第 4200 点出现 $-\frac{\pi}{2}$ 相位滑动, 而取 $a=0.1$ 的仿真则保持对相位的较好估计。

下面两幅图为有频偏存在下, 扩展滤波输入输出比较。由图可以看出, 输入相位范围为 $\left(-\frac{\pi}{4}, \frac{\pi}{4}\right]$, 经扩展后, 相位范围变为 $(-\pi, \pi]$, 且当 $a=1$ 时, 在第 5900 点出现 $-\frac{\pi}{4}$ 相位滑动, 而 $a=0.1$ 对应输出未发生周期滑动现象。

由上面仿真可以看出, 扩展滤波可以实现无数据辅助相位估计的扩展, 滤波系数的取舍与反馈方式时带宽选取相似, 可以通过改变参数 a 对系统实现优化: 初始估计可取 $a=1$ 实现对相位的实时扩展, 随着估计序列的增加, 减小系数 a 以实现估计值的滤波, 并有效降低扩展相位的周期滑动[149]。

§ 7.5 判决辅助同步电路设计

判决辅助方式下的载波参数估计通常仅应用于解调受载波频差影响较小的差分调制系统[84]; 对于非差分系统, 当载波参数估计不够准确时, 数据判决会出现很大偏差, 因而普通通信系统较少采用判决辅助的载波参数估计。

然而对于特定的通信系统, 通过设计数据帧和估计器结构可以实现非差分方式下的判决辅助载波参数估计。本节即对该问题进行讨论, 提出一种在突发模式下, 基于前导字辅助同步的 PSK 信号判决辅助载波参数估计。该方式估计性能与数据辅助方式接近, 但不需要确知数据信息, 因而特别适合于突发信号解调。

§ 7.5.1 判决辅助载波参数估计结构及分析

假定系统时钟同步, 帧结构为确知数据的前导字部分加应用数据部分, 不失一般性, 假定前导字为全一, 数据采用 QPSK 调制。与前节讨论一致, 接收机数字下变频后归一化信号可以表示为:

$$x(k) = c_k e^{j(2\pi\Delta f k T + \varphi)} + n(k) \quad (7.29)$$

判决辅助参数估计的关键问题是对式(7.29)中 c_k 进行判决, 而判决的基础是对载波参数进行正确估计; 即对新接收的调制数据, 估计器需给出其对应的载波预测估计, 进而对信号进行判决, 判决后信号输入观察窗口, 联合观测窗口内历史数据完成对中心点的载波参数估计。具体地说, 判决辅助载波参数估计可以分为以下几个步骤进行:

a) 前导字载波参数估计

解调前导字可以采用数据辅助方式给出载波频率和载波相位估计(\hat{f} , $\hat{\varphi}$)。

b) 载波恢复与数据解调

根据载波频率和载波相位估计值(\hat{f} , $\hat{\varphi}$)对估计窗口内的中心点、中心段或整个

窗口内载波恢复，并解调数据。

c) 载波预测与数据判决

根据载波频率和载波相位估计值(\hat{f} , $\hat{\phi}$)对估计窗口的下一个点、下一个段或下一个窗口内载波进行预测，并利用预测载波进行数据解调。

d) 移动窗口估计

将观察窗口移动一个点、一个段或移至下一个新的观察窗口，由 c) 步骤给出的判决解调数据进行载波判决辅助，并启动载波频率和相位估计器进行新的参数估计，最后返回步骤 b) 和步骤 c) 进行下一轮解调与判决。

对于上面步骤，当选取对中心点估计和按点移动时，可以得到图 7.16 所示解调结构。

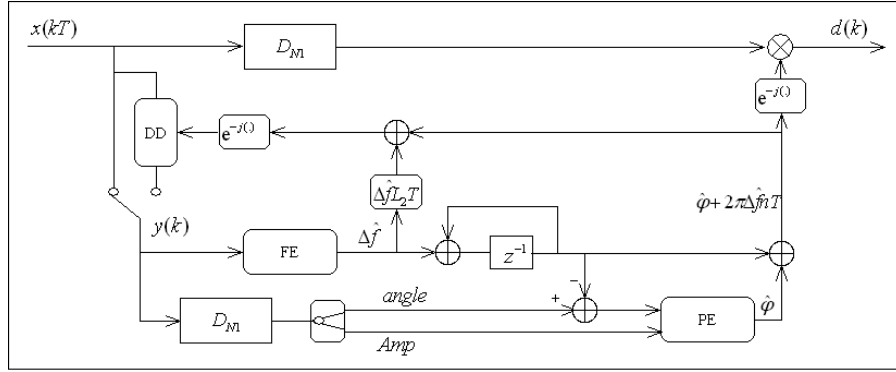


图 7.16 面向判决解调结构

图 7.16 中，第一行为解调信号流，输入信号经长度为 N_1 的 FIFO 延时后与本地估计载波 $e^{j(2\pi\Delta\hat{f}nT + \hat{\phi})}$ 进行数据解调，解调后数据输出至外部接收机解码即可得到恢复数据。输入数据向下支路为参数估计器输入部分，包括前导部分的直接输入和数据部分的判决输入(图中 DD)。图中第三行载波频率估计模块(FE)对输入信号 $y(k)$ 进行观察窗口为 $L_1 = 2N_1 + 1$ 频率估计，这里采用前节改进 M&M 估计器，给出载波频率估计值 $\Delta\hat{f}$ 。图中第四行，数据经长度为 N_1 的 FIFO 延时后由极坐标变换器将输入复信号变换为幅值与相位两部分，其中相位部分与频率估计积分值求差后，连同幅值信号一起输入相位估计模块，经正交坐标变换后由式(7.27)给出观察窗口为 $L_2 = 2N_2 + 1$ 的载波相位估计值 $\hat{\phi}$ 。相位估计值和频率估计积分值相加给出本地相位估计输出至数据解调，本地相位估计和相位预测量 $\Delta\hat{f}L_2T$ 相加给出当前输入信号载波参数预测，并输出至判决模块进行载波判决解调。

判决模块实现以下算法：

① 对输入信号进行解调

$$\hat{c}_k = x(k) e^{-j(2\pi\Delta\hat{f}nT + \hat{\phi} + \Delta\hat{f}L_2T)} \quad (7.30)$$

② 给出解调数据判决量复共轭

$$p(k) = [d(\hat{c}_k)]^* \quad (7.31)$$

式中， $d(\cdot)$ 代表对数据进行硬判决

③给出判决辅助下的载波恢复

$$y(k) = p(k) \times x(k) \quad (7.32)$$

解调输出模块实现以下算法

$$d_k = x_{DN1}(k) e^{-j(2\pi\hat{\Delta}fT + \hat{\phi})} \quad (7.33)$$

§ 7.5.2 判决辅助载波参数估计性能仿真

图 7.16 结构中，由于载波频率估计误差会传递至载波相位估计，为了得到较好的估计性能，可以取载波频率估计窗口长度为载波相位估计窗口长度的 2 倍，仿真选取频率估计窗口为 $L_1 = 65$ ，相位估计窗口为 $L_2 = 33$ 。当数据信噪比为 5dB 时，输入数据和载波参数估计结果如图 7.17 所示：

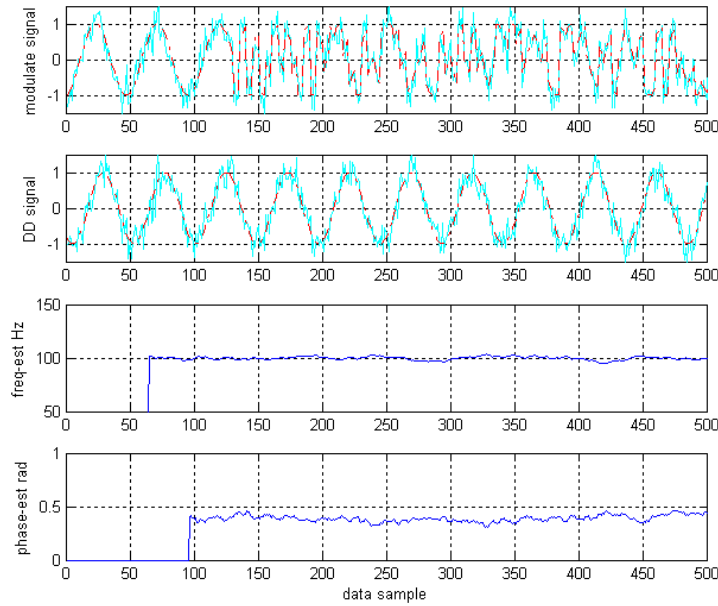


图 7.17 估计器载波参数估计

图 7.17 中，第一幅图为输入信号 $x(k)$ 的实部，包括 130 个符号的全一前导和后续数据。第二幅为输入信号(经判决辅助后)恢复的载波信号 $y(k)$ 实部。第三幅为载波频率估计值 $\hat{\Delta}f$ (频率估计器在第 L_1 时刻给出载波频率估计)，最后一幅为载波相位估计值 $\hat{\phi}$ (相位估计器在第 $L_1 + L_2 - 1$ 时刻给出载波相位估)。

图 7.18 给出上面过程中，数据解调仿真结果。

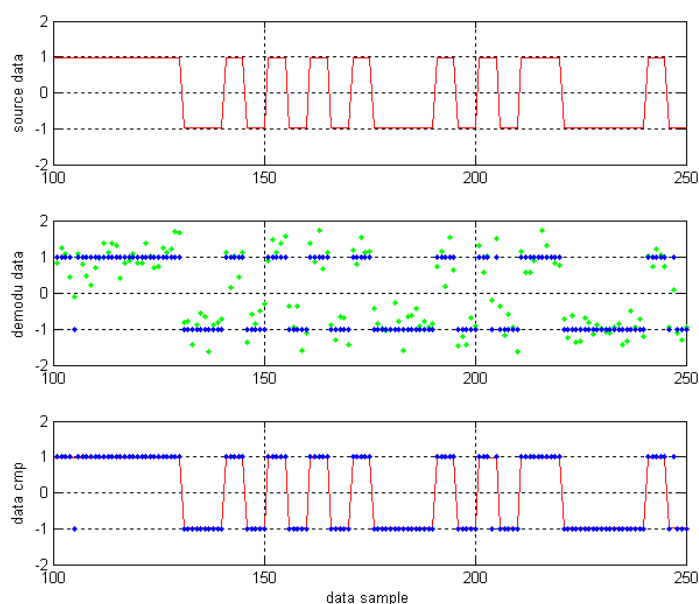


图 7.18 数据解调仿真

图 7.18 中，第一幅图为输入原始数据(I 路)(为了便于观察，调制数据选取每 5 个数据为一组的随机数)，第二幅图给出(I 路)解调数据和硬判决结果，第三幅为硬判决数据与原始数据对比(图中可以看出 3 个误码点)。

与前节相似，为了对估计器性能进行评估，可以给出不同信噪比下频率噪声仿真如图 7.19 所示。

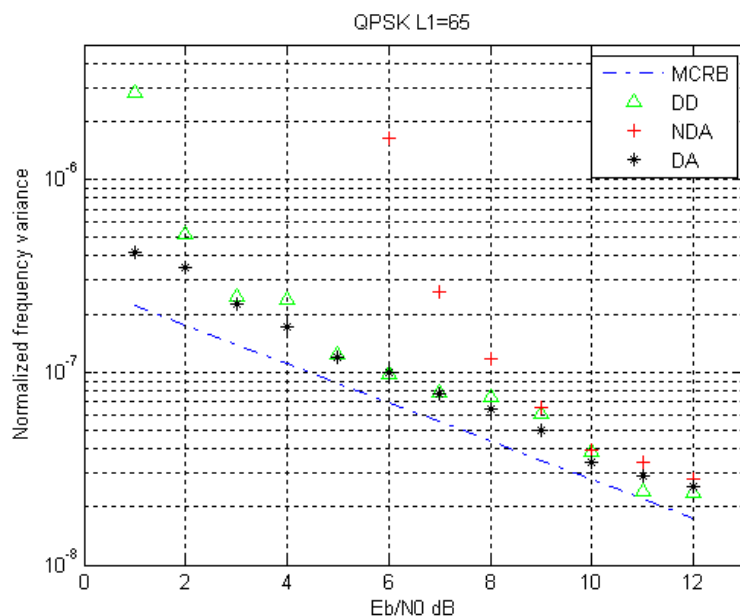


图 7.19 DD 估计器频率估计性能

图 7.19 可以看出，判决辅助下载波频率估计性能与数据辅助下性能相似，均可以接近 MCRB 下限。可以看出，当取频率估计窗口长为 65 时，估计器门限信噪比(QPSK 调制下)为 1dB 左右，比数据辅助方式恶化约 6dB，但相对于无数据辅助方式，其估计门限提高约 7dB，从而更适合普通通信系统数据解调。

判决辅助估计器相位估计噪声性能仿真如图 7.20 所示：

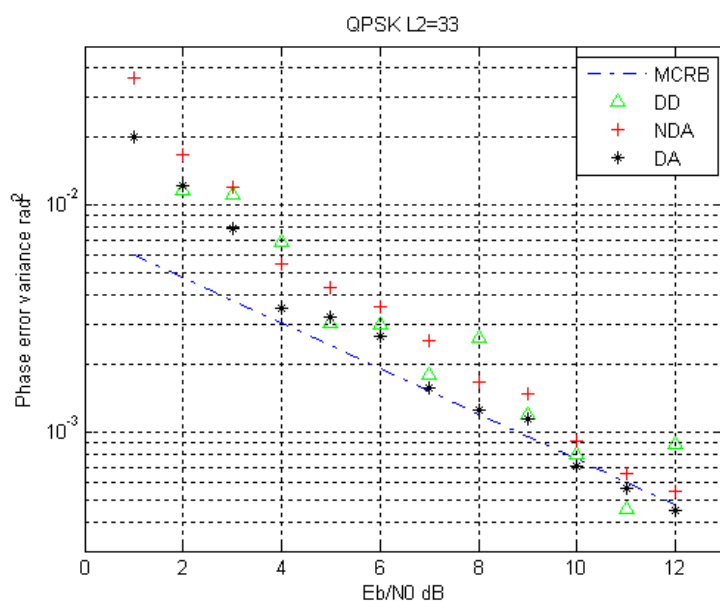


图 7.20 DD 估计器相位估计性能

由图 7.20 可以看出，判决辅助估计器载波相位估计由于受频率估计误差影响，其性能相对于数据辅助方式较差，与无数据辅助方式接近，且估计门限(1dB)也接近。然而本文提出的面向判决辅助结构可以同时给出载波频率和相位估计，而无数据辅助方式需先对载波频率进行估计，然后再给出载波相位估计，前级频率估计误差和损耗也将直接传递至相位估计，从而导至无数据辅助下数据解调不仅需消耗更长的符号延时和硬件复杂度，其解调门限信噪比和解调性能也不如面向判决方式。

下面给出 QPSK 调制下，取估计窗口长度为 65 时，判决辅助载波同步与无数据辅助载波同步解调曲线对比如图 7.21 所示：

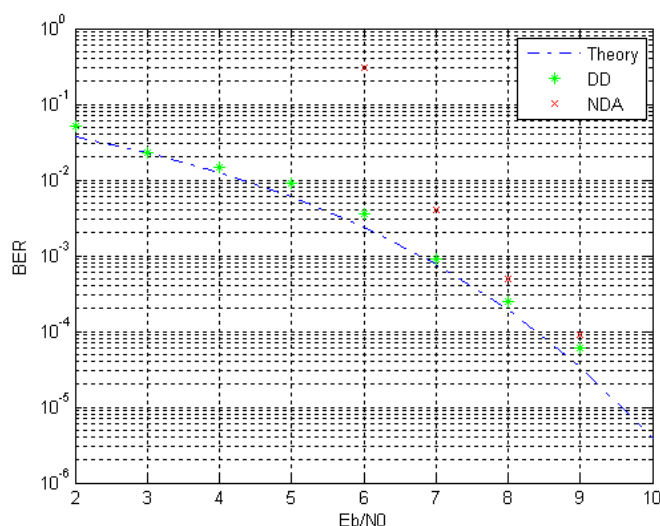


图 7.21 判决辅助与无数据辅助解调曲线对比

由图 7.21 可以看出，在信噪比较高时，两种估计方式解调性能相似，且都能接近理论值。但当信噪比降低时，无数据辅助方式很快达到解调门限，门限下方，解调性能迅速恶化；与之相对，判决辅助方式具有较低的门限信噪比，且误码率始终与理论值一致。

另外, 值得指出, 本小节信噪比 E_b/N_0 直接针对调制符号, 若运用编码前数据信噪比, 则符号信噪比按码率折算。假定码率为 2:1, 则数据信噪比为 2dB 对应符号信噪比为-1dB。此时需增加估计窗口长度, 以使估计门限低于符号信噪比。

§ 7.6 DS-CDMA 信号快速同步解决方案与性能分析

对比第六章反馈同步方式和本章前馈同步方式可以看出, 反馈方式设计相对简单, 硬件消耗小, 但同步时间长; 而前馈方式算法相对复杂, 硬件消耗大, 但同步时间短。

考虑到载波同步参数估计器工作在频率相对较低的数据速率上, 通过合适的硬件设计可以实现时钟复用从而降低实际硬件消耗。相对载波同步, 反馈方式 PN 码同步工作效率较高, 且解调对时钟误差容忍较大。如前节所述, 低轨卫星信号快速同步方案可以设计为 PN 码反馈同步, 载波前馈同步。

对于载波前馈同步, 估计器可以设计为数据辅助、无数据辅助和判决辅助三种方式。其中无数据辅助性能较差, 数据辅助性能最好而判决辅助性能次之。考虑到突发信号前导部分为确知信息, 从而可以将载波参数估计器设计为结合数据辅助和判决辅助的混合方式。

在采用判决辅助载波参数估计后, 图 7.4 所示的 CDMA 接收机同步部分结构可以改进为图 7.22 所示形式:

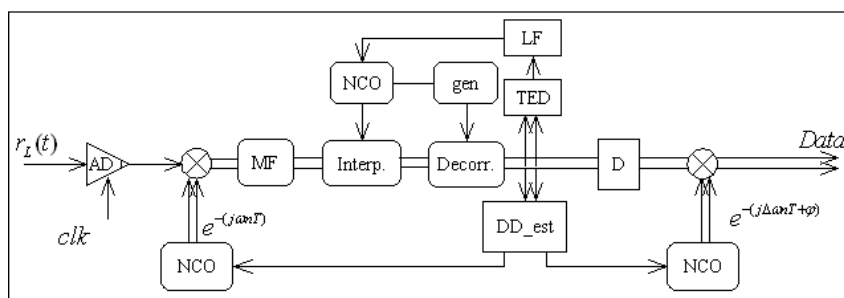


图 7.22 面向判决方式 DS-CDMA 接收机快速同步结构

图 7.22 结构中, 中频 DS-CDMA 信号经 AD 采样后, 首先进行下变频操作, 将信号由中频搬移至基带, 码元匹配滤波器完成对扩频码的匹配, 匹配后信号经内插滤波器对信号进行重采样, 最后, 重采样信号以 2 倍码片速率进入解扩器进行 PN 码解扩。

PN 码同步采用反馈结构。E 路和 L 路解扩数据进入码相位误差鉴别器, 输出码相位误差鉴别值经环路滤波后进入码 NCO, 码 NCO 输出两个重要信号:

- 1) 输出延时估计 $\hat{\tau}$ 至内插滤波器完成信号重采样。
- 2) 输出 PN 码时钟信号驱动码产生器产生 PN 码。

载波同步采用反馈和前馈组合结构。对于短数据方式, 为了减小载波频差导致解扩信号能量衰减, 第一次载波频率估计反馈至前节 NCO 完成解扩前载波频率校正。后续数据则可以直接采用图 7.16 判决辅助前向估计结构对剩余载波频差和载波相位进行进一步精确估计, 最后完成数据解调。载波同步解调总共需 $(2L_1 + L_2)$ 个全

一前导字, 通常在该范围内, 变带宽实现的 PN 码反馈环路已达到合适的同步精度。

另外, 若采用按块估计方式对整个估计窗口内信号载波进行估计, 可以兼顾第一次反馈估计与后续前馈估计, 且频率估计、相位估计和预测同时完成, 从而仅需

消耗长度为 L_1 的前导字。然而与仅对中心估计相比，对整个观察窗口载波估计在窗口两端估计性能较差，解调性能也有一定降低。

假定数据速率为 4.8Kbps, 调制方式为 QPSK, 解调符号门限信噪比为 2dB。由 7.5 节分析可知, 选取频率估计窗口 $L_1 = 65$ 、相位估计窗口 $L_2 = 33$, 判决辅助估计器可以达到设计门限需求。由第六章分析可知, 此时反馈方式的 PN 码环路可以达到同步精度需求。

图 7.23 给出不同方式下, 解调器对数据速率为 4.8Kbps 的 DS-CDMA-QPSK 调制信号解调性能仿真。

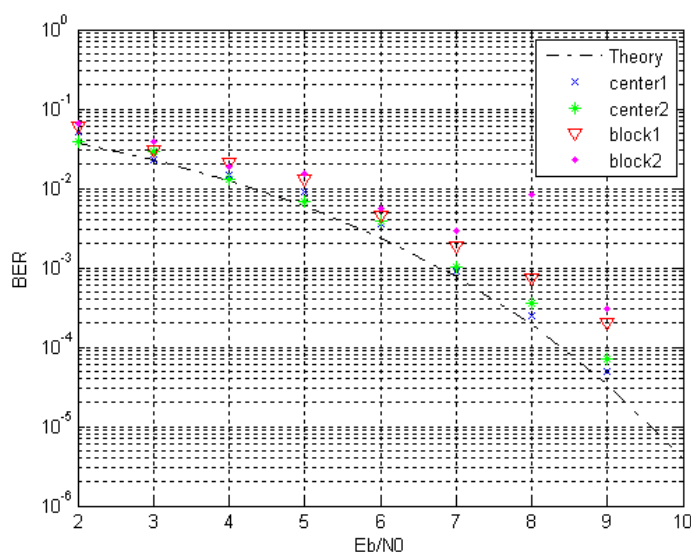


图 7.23 面向判决解调性能仿真

图 7.23 中, center1 代表无多普勒变化率下对中心估计的误码率仿真, center2 则表示最大多普勒变化率最大为 100Hz/s 时误码率仿真, block1 和 block2 则代表按块估计时, 对应的误码率仿真。由图可以看出, 仅对中心估计时, 解调器性能较好, 在高低信噪比下均接近理论解调极限。而对整个观察窗口进行估计时, 解调器有一定的解调性能损耗, 该损耗在存在多普勒变化率和高信噪比时反映更明显。

由上面分析可以看出, 基于载波前向估计、PN 码反馈同步的 DS-CDMA 信号同步方案可以实现在数据信噪比为 2dB 时, 仅需二百个左右前导字消耗即可完成同步过程。

相比之下, 相同信噪比时, 无数据辅助方式需消耗上千个 bit 同步时间[145]; 而普通锁相环路则同步时间更长。可见本文给出判决辅助结构是低轨卫星 DS-CDMA 信号快速同步的一种有效解决方案。

综上所述, 低轨卫星 DS-CDMA 信号载波快速同步解决方案可以按以下步骤进行:

(1) 门限信噪比计算

根据调制方式、编码方式以及链路预算计算解调数据门限信噪比及判决符号信噪比。

(2) 估计器选择

根据频偏范围选择合适的载波频率估计器(大多普勒下, 可选改进 M&M 估计

器)。

(3) 估计窗口长度设定

根据估计器性能和门限信噪比要求, 设定估计窗口长度, 使估计器门限信噪比低于信号门限信噪比。

(4) 载波参数估计

将设定估计器类型、估计窗口长度代入本章讨论的判决反馈估计结构进行载波参数估计, 完成载波同步过程。

第(3)步中, 窗口的选择还受动态条件约束, 特别是在多普勒变化率存在下, 应尽量减小频率估计误差对相位估计器影响。采用本节判决辅助方式, 其估计窗口较短, 通常情况下是满足动态需求的。以 100Hz/s 载波多普勒为例, 当估计窗口为 64 时, 对 4.8kbps 的 QPSK 信号, 在估计窗口内, 载波频率仅变化 2.6Hz , 远小于数据速率, 对相位估计器引入相位误差可以忽略。

另外, PN 码快速同步过程可采用第五章变带宽方式实现, 环路带宽在捕获过程选取较大值实现快速同步, 而跟踪过程选取较小值降低噪声影响。PN 码同步精度提高可以通过选取平方损耗较小的误差鉴别器、环路滤波载波辅助设计和内插校正电路实现。

§ 7.7 本章小结

本章讨论了 DS-CDMA 信号前向快速同步。从数据辅助方式出发, 对不同的频率估计器进行比较, 给出一种改进 M&M 估计器, 其频率估计范围可以达到数据速率的一半, 而噪声性能接近 MCRB 下界。针对无数据辅助方式噪声性能差和反馈方式同步时间长的缺点, 本章给出一种面向判决载波参数估计方法, 其估计性能接近 MCRB 下限, 可以较好解决大载波频偏和低信噪比情况下的信号快速同步问题, 最后本章给出低轨卫星 DS-CDMA 信号快速同步结构和解决方案。

第八章 全文总结

由于客观存在的卫星和地面用户之间的相对运动,多普勒效应是低轨卫星系统区别于地面系统的主要特征之一。对于 DS-CDMA 信号,载波多普勒效应增加了捕获的不确定度,PN 码相对滑动限制了驻留时间;另外,载波和 PN 码多普勒动态特性还约束了环路参数或信号估计方式。

为了降低功耗和提高使用寿命,低轨卫星系统一般信号功率较低;有的系统采用高增益信道编码将解调门限降低到 1dB 左右。同时,为了提高系统效率或降低被截获可能性,一些突发短数据信息须采用尽可能少的前导头。

高动态、低信噪比和快速同步作为一个相互制约的整体对低轨卫星扩频信号同步提出了挑战。本文即以低轨卫星上行突发信号接收为背景对快速捕获和快速同步技术进行研究,主要研究内容如下:

(1) 分析了基于匹配滤波的相干积分信号检测,推导了相干积分时间、判决门限与平均捕获时间关系,并研究了一种以门限信噪比下平均捕获时间最小、高信噪比性能均衡的检测积分时间和判决门限参数设置方法。

(2) 由于大多普勒频移下,相干积分将导致扫描频点数的增加,实际中更常采用相干与非相干积分联合的检测方式。对于该方式下系统优化设计,本文采用等效相干处理方式,引入非相干累加平方损耗,以接收机工作特性为基础给出一种简洁且相对准确的平方损耗计算公式,并以之为桥梁,给出非相干方式下信号捕获的一种简易设计原则。另外,该章还对码滑动现象进行分析,提出一种改变累加路线的解决方案。

(3) 讨论了基于 FFT 和匹配滤波联合的二维并行捕获结构与实现方法,并分析了并行捕获模式下插零、码滑动和判决量选取等问题。相对于单独的 PN 码并行捕获技术,FFT 与匹配滤波联合的二维并行捕获在牺牲一定硬件消耗的基础上将捕获时间进一步降低。结合卫星载波多普勒分布不均匀的特点,给出一种基于后验概率的判决量选取方式。

(4) 分析了 DS-CDMA 信号跟踪与同步技术。对反馈同步方式中的误差鉴别器、环路滤波和误差校正三个部分,误差鉴别器主要分析了非线性函数下平方损耗及归一化设计等。环路滤波讨论了环路捕获、跟踪和噪声性能,并针对低轨卫星 DS-CDMA 信号接收给出一种变带宽同步方法。误差校正部分,对比分析了几种不同的时钟校正电路,研究了基于 Lagrange 内插的同步精度问题。

(5) 研究了基于参数估计的前向同步技术,给出一种改进 M&M 估计器设计方案,其频率估计范围可以达到数据速率的一半,而噪声性能接近 MCRB 下界。给出一种数据反馈判决,载波参数前向估计的判决辅助估计结构,并将其应用于带前导的突发 DS-CDMA 系统信号接收。与无数据辅助方式相比,该结构同步性能达到较大改善,在普通信号接收信噪比范围内达到 MCRB 下界。

现代通信系统中设计中,除了要解决信号带宽和发射功率之间的矛盾外,系统性能和硬件消耗之间的折中设计也至关重要。对于接收机同步电路,反馈方式下硬件资源消耗较小,但同步时间较长,前向估计同步时间较短,但硬件消耗较大。为了实现突发信号快速同步,通常需牺牲一定的硬件消耗。本文第五章二维并行捕获和第七章判决辅助同步相结合即为低轨卫星突发 DS-CDMA 信号快速同步的一种有效解决方案。

对于低轨卫星 DS-CDMA 信号,在解调信噪比为 1~2dB 左右时,通过联合二维信号捕获和前向判决辅助载波同步与反馈 PN 码同步,可以实现在数百个前导辅助下完成信号同步过程。相对于传统的基于串行捕获或 PN 码并行捕获以及载波反馈同步或无数据辅助前向同步方式,本文方案可以将同步时间降低一个量级以上,符合突发短数据快速同步需求。

另外,FPGA(或 ASIC)与处理器(PowerPC、DSP 等)结合使用是实现数字接收机的较好方式。FPGA 通常可用于处理解扩前高速信号,如下变频、滤波、相关以及快速捕获等,而处理器则可以较灵活地应用于解扩后数据处理,如环路反馈控制、载波参数估计和数据帧处理等。

限于篇幅,本文主要讨论了接收机同步理论与实现结构,对于具体实现电路,IEEE 提供了较多的参考设计,如文献[150] [151] [152] [153]等。另外,对于 AD 采样量化与接收机内部处理位数在很大程度上决定了接收机硬件消耗,对于扩频信号接收,其实仅采用较小的量化 bit 数和较低的处理位宽即可达到很高的性能指标,相关分析可见参考文献[154] [155]。

最后值得指出,对于星上接收机,抗辐射研究也很有意义,特别是对基带处理器影响较大的单粒子效应[156],常用的处理方法有 TMR 设计、编码以及重构等[157] [158]。通过适当的设计,可以实现商业器件的航天化加固,并进一步提高星上收发设备的可靠性。

参考文献

- [1] 张更新,张杭.卫星移动通信系统.北京:人民邮电出版社,2001.
- [2] 余金培, 杨根庆, 梁旭文. 现代小卫星技术与应用. 上海: 上海科学普及出版社, 2004.
- [3] Gilhousen, K.S. Jacobs, I.M. Padovani, R. Weaver, L.A., Jr. , "Increased capacity using CDMA for mobile satellite communication," IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Volume: 8, May 1990, page(s): 503-514
- [4] De Gaudenzi, R. Giannetti, F. Luise, M., "Advances in satellite CDMA transmission for mobile and personal communications," Proceedings of the IEEE, Volume: 84, Jan 1996 page(s): 18-39
- [5] Papathanassiou, A. Salkintzis, A.K. Mathiopoulos, P.T. , "A comparison study of the uplink performance of W-CDMA and OFDM for mobile multimedia communications via LEO satellites," Personal Communications IEEE, Volume: 8, Jun 2001, page(s): 35-43
- [6] Boudreau, D. Caire, G. Corazza, G.E. De Gaudenzi, "Wide-band CDMA for the UMTS/IMT-2000 satellite component," IEEE Transactions on Vehicular Technology, Volume: 51, Mar 2002, page(s): 306-331
- [7] Scholtz R., "The Origins of Spread-Spectrum Communications," IEEE Transactions on Communications, Volume: 30, May 1982, page(s): 822- 854
- [8] "System and method for generating signal waveforms in a CDMA cellular telephone system," Qualcomm Inc., Jan. 1992, Patent PCT/US91/04400-WO 92/00639
- [9] De Gaudenzi, R. Elia, C. Viola, R. , "Bandlimited quasi-synchronous CDMA: a novel satellite access technique for mobile and personal communication systems," IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Volume: 10, Feb 1992, page(s): 328-343
- [10] De Gaudenzi, R.F. Gianetti, M. Luise, Signal. Synchronisation for Direct-Sequence Code-Division. Multiple Access Radio Modems, ETT, Vol 9, No. 1, January-February 1998, pp. 73-89.
- [11] B. Sklar. Digital Communication: Fundamentals and Applications. Second Edition. Pearson Education, Inc. January 2001
- [12] Monte Paul, Carter Steve, " The Globalstar air interface - Modulation and access, " AIAA International Communications Satellite Systems Conference, 15th, San Diego, CA, Feb 28-Mar 3, 1994 p. 1614-1621
- [13] Anderson , John B., Digital transmission engineering IEEE Press : Wiley-Interscience, c2005.
- [14] Corazza, G.E. Vanelli-Coralli, A., "Burst vs. continuous pilot acquisition in wideband CDMA cellular mobile systems, " Wireless Communications and Networking Conference, 1999. WCNC. 1999 IEEE, vol.3, 1999, On page(s): 1080-1084
- [15] Wang, Y.-P.E. Ottosson, T. , "Cell search in W-CDMA," IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Volume: 18, Aug 2000, page(s): 1470-1482
- [16] Corazza, G.E. De Gaudenzi, R., "Pilot-aided coherent uplink for mobile satellite CDMA networks," IEEE Transactions on Communications, Volume: 47, May 1999, page(s): 773-783

- [17] F. Ling, E. Bruckner, A. Seston: Analysis and performance capacity of coherent DS-CDMA reverse link communications. "Proceedings of the IEEE VTC '95", Chicago, Illinois, July 25-28, 1995, p.912-916.
- [18] Lee, J. S. CDMA systems engineering handbook, Artech House, 1998.
- [19] Corazza, G.E. Caini, C., "Satellite diversity exploitation in mobile satellite CDMA systems," Wireless Communications and Networking Conference, 1999. WCNC. 1999 IEEE, page(s): 1203-1207
- [20] Hong M, Madhow U. Blind adaptive multiuser detection. IEEE Trans. on Inform. Theory, 1995, 41 (6): 944~960,
- [21] Romero-Garcia, J. de Gaudenzi, R. Giannetti, F. Luise, M., "A frequency error resistant blind CDMA detector," IEEE Transactions on Communications, Volume: 48, Jul 2000, page(s): 1070-1076,
- [22] 梁继业 "卫星扩频通信中一种简化的窄带干扰抑制方法" 《电路与系统学报》, 2004, 第9卷 第6期
- [23] 何龙科. 低轨卫星星座 CDMA 移动通信信道衰落对抗技术研究. 中国优秀硕士学位论文全文数据库(博士), 2005
- [24] Karaliopoulos, M.S. Pavlidou, F.-N., "Modelling the land mobile satellite channel: a review," Electronics & Communication Engineering Journal, Volume: 11, Oct 1999, page(s): 235-248
- [25] Theodore S. Rappaport, 周文安译, 无线通信原理, 电子工业出版社 2006年7月
- [26] Loo, Chun, "A statistical model for a land mobile satellite link," IEEE Transactions on Vehicular Technology. Vol. 34, no. 3, Aug. 1985, pp. 122-127.
- [27] Corazza, G.E. Vatalaro, F., "A statistical model for land mobile satellite channels and its application to non-geostationary orbit systems," IEEE Transactions on Vehicular Technology, Volume: 43, Aug 1994, page(s): 738-742,
- [28] Patzold, M. Killat, U. Laue, F. Yingchun Li, "On the statistical properties of deterministic simulation models for mobile fading channels," IEEE Transactions on Vehicular Technology, Volume: 47, Feb 1998, page(s): 254-269,
- [29] C. Berrou and A. Glavieux, "Near optimum error correcting coding and decoding: Turbo-codes," IEEE Trans. Commun., vol. 44, Oct. 1996, pp. 1261-1271,.
- [30] Vatalaro, F: "Generalised Rice-lognormal channel for wireless communications", Electron. Lett, October 1995, 31, PP. 1899-1900
- [31] Lutz, E. Cygan, D., "The land mobile satellite communication channel-recording, statistics, and channel model," IEEE Transactions on Vehicular Technology, Volume: 40, May 1991, page(s): 375-386,
- [32] Ali, I. Al-Dhahir, N., "Doppler characterization for LEO satellites" IEEE Transactions on Communications, Volume: 46, Mar 1998, page(s): 309-313,
- [33] Povey, G.J.R. Talvitie, J., "Doppler compensation and code acquisition techniques for LEO satellite mobile radio communications," Fifth International Conference on Satellite Systems for Mobile Communications and Navigation, 1996., May 1999, page(s): 16-19,
- [34] S.M. Kay "Fundamentals of Statistical Signal Processing" Englewood Cliffs: Prentice-Hall, 1993
- [35] M.K. Simon "Spread Spectrum Communications handbook" McGraw-Hill

Companies, Inc. 2002

- [36] Sage GF "Serial synchronization of pseudonoise systems," IEEE Trans Commun, Vol. 12, 1964, P. 123-127,
- [37] Polydoros, A. Weber, C. "A Unified Approach to Serial Search Spread-Spectrum Code Acquisition--Part I: General Theory," IEEE Transactions on Communications, Volume: 32, May 1984, page(s): 542- 549,
- [38] Polydoros, A. Weber, C. "A Unified Approach to Serial Search Spread-Spectrum Code Acquisition-- Part II: A Matched-Filter Receiver," IEEE Transactions on Communications, Volume: 32, May 1984, page(s): 550- 560,
- [39] Kaplan, E.D. 著 邱致和译 "GPS 原理与应用" 电子工业出版社, 2002
- [40] Milstein, L. Gevargiz, J. "Rapid Acquisition for Direct Sequence Spread-Spectrum Communications Using Parallel SAW Convolvers," IEEE Transactions on Communications, Volume: 33, Jul 1985, page(s): 593- 600,
- [41] Su, Y.T. "Rapid code acquisition algorithm employing PN matched filters," IEEE Transactions on Communications, Volume: 36, Jun 1988 page(s): 724-733,
- [42] Fanucci, L. de Gaudenzi, R. "VLSI implementation of a signal recognition and code acquisition algorithm for CDMA packet receivers," IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Volume: 16, Dec 1998 page(s): 1796-1808 ,
- [43] Nielsen, A.O. "WCDMA initial cell search," Vehicular Technology Conference, 2000. IEEE VTS-Fall VTC 2000. 52nd, Volume: 1, 2000 page(s): 377-383
- [44] Coenen, A.J.R.M. "Novel fast GPS/GLONASS code-acquisition technique using low update rate FFT," Electronics Letters, Volume: 28, Apr 1992 page(s): 863-865,
- [45] Spillard, C.L. "A serial-parallel FFT correlator for PN code acquisition from LEO satellites," IEEE 5th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications, Volume: 2, Sep 1998 page(s): 446-448 ,
- [46] Macros Katz, "code acquisition in advanced networks" Ph.D. Dissertation , Department of Electrical and Information Engineering, University of Oulu, 2002
- [47] Ward, R. "Acquisition of Pseudonoise Signals by Recursion-Aided Sequential Estimation," IEEE Transactions on Communications, Volume: 25, Aug 1977 page(s): 784- 794,
- [48] W.K. Alem, "Advanced techniques for direct sequence spread spectrum acquisition," Ph.D. Dissertation, Department of Electrical Engineering, University of Southern California, February 1997
- [49] HOLMES, J K "Acquisition time performance of PN spread-spectrum systems," IEEE Transactions on Communications. Vol. COM-25, Aug. 1977 pp. 778-784.
- [50] Peterson R, Ziemer R & Borth D "Introduction to spread spectrum Communications," Prentice-Hall, Inc., USA. 1995
- [51] Char-Dir Chung "Differentially coherent detection technique for direct-sequence code acquisition in a Rayleigh fading mobile channel," IEEE Transactions on Communications, Volume: 43, Apr 1995 page(s): 1116-1126 ,
- [52] Zarrabizadeh, M.H. "A differentially coherent PN code acquisition receiver for CDMA systems," IEEE Transactions on Communications, Volume: 45, Nov 1997 page(s): 1456-1465,
- [53] Jia-Chin Lin "Differentially coherent PN code acquisition based on a matched filter

- for chip-asynchronous DS/SS communications,"IEEE Global Telecommunications Conference, Volume: 1, 2001 page(s): 669-673,
- [54]DiCarlo, D. Weber, C. "Statistical Performance of Single Dwell Serial Synchronization Systems," IEEE Transactions on Communications, Volume: 28, Aug 1980 page(s): 1382- 1388,
- [55]DiCarlo, D. Weber, C."Multiple Dwell Serial Search: Performance and Application to Direct Sequence Code Acquisition,"IEEE Transactions on Communications, Volume: 31, May 1983. page(s): 650- 659,
- [56] Simsa, J. Triska, I. "Comparison of multiple-dwell code acquisition detector rules in DS-SS serial search by envelope correlator,"IEEE Third International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications, Jul 1994 page(s): 614-618 vol.2,
- [57]J.V.DeFranco and W.L.Rubin,"Radar detection",Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1980
- [58]Davidovici, S."A New Rapid Acquisition Technique for Direct Sequence Spread-Spectrum Communications,"IEEE Transactions on Communications, Volume: 32, Nov 1984 page(s): 1161- 1168,
- [59]Tantaratana, S."Noncoherent sequential acquisition of PN sequences for DS/SS communications with/without channel fading,"IEEE Transactions on Communications, Volume: 43, Apr 1995 page(s): 1738-1745,
- [60]H.L.Van Trees "Detection, Estimation, and Modulation" Part 1 ,New York: Willy, 1968
- [61]Helstrom,C.W "Statistical Theory of signal detection". Pergamon, London, 1968
- [62] Neyman,J and Pearson,E.S, "On the problem of the most efficient tests of statistical hypotheses, " Phil.Trans.Roy.Soc. London, Series A 231,289-337
- [63]Rappaport, S.S."On practical setting of detection thresholds" Proceedings of the IEEE, Volume: 57, Aug. 1969 page(s): 1420- 1421,
- [64]Glisic, S.G."Automatic decision threshold level control (ADTLC) indirect-sequence spread-spectrum systems based on matched filtering"IEEE Transactions on Communications, Volume: 36, Apr 1988 page(s): 519-527,
- [65]Jin Young Kim "Performance of matched-filter acquisition for a DS/SSMA system in a frequency-selective fading channel,"IEEE 46th Vehicular Technology Conference, Volume: 1, May 1996 On page(s): 596-600 ,
- [66]Davisson, L.D."Fast single-element PN acquisition for the TDRSS MA system,"IEEE Transactions on Communications, Volume: 36, Nov 1988 page(s): 1226-1235,
- [67]Chawla, K.K. "Parallel acquisition of PN sequences in DS/SS systems,"IEEE Transactions on Communications, Volume: 42, May 1994 page(s): 2155-2164,
- [68]Meyr H "Performance analysis for general PN spread-spectrum acquisition techniques," IEEE Trans On Communications, Volume: 31, 1983 Page(s):1317-1319,
- [69] Si-Ming Pan Madill,"A unified time-domain analysis of serial search with application to spread spectrum receivers," IEEE Transactions on Communications, Volume: 43, Dec 1995 page(s): 3046-3054,
- [70]Corazza, G.E. "On the MAX/TC criterion for code acquisition and its application to DS-SSMA systems," IEEE Transactions on Communications, Volume: 44, Sep 1996

- page(s): 1173-1182,
- [71]A.J.Viterbi, "CDMA:Principles of Spread Spectrum Communication," Addison-Wesley Publishing, 1995
- [72]Shi, Z.-L."Automated threshold control for acquisition in spread spectrumpacket radio communication,"IEEE International Conference on Communications, Volume: 1, May 1993 page(s): 478-482 ,
- [73]Iinatti, J.H.J."On the threshold setting principles in code acquisition of DS-SSsignals,"IEEE Journal onSelected Areas in Communications,Volume: 18, Jan 2000 page(s): 62-72,
- [74] Skolnik,M.I. "Introduction to radar systems," McGraw-Hill, New York,1962
- [75]Barton,D.K. "Modern radar system analysis," Artech House, Norwood, MA, 1988
- [76] James Bao-Yen Tsui "Fundamental of Global Positioning System Receivers," John Willy& Son, New Jersey, 2005
- [77]Ritcey, J.A. "Detection analysis of the MX-MLD with noncoherent integration," IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Volume 26, May 1990 Page(s):569 - 576 ,
- [78]Glisic, S.G. "New PN code acquisition scheme for CDMA networks with lowsignal-to-noise ratios," IEEE Transactions on Communications, Volume 47, Feb 1999 Page(s):300 - 310,
- [79] Cheng Unjeng "Spread-spectrum code acquisition in the presence of Doppler shift and data modulation," IEEE Trans.Commun.,38(2):241-250.,1990
- [80]S M Spangenberg,G J R Povey. "Code acquisition for LEO satellite mobile communication using a serial-parallel correlator with FFT for Doppler estimation," Proceedings of CSDSP. 1998.
- [81]Fraai, D.M.; Reichman, A."Fast acquisition CDMA receiver for burst transmission system,"Proceedings of the 2004 11th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems, Dec. 2004 Page(s): 342 - 345,
- [82]Chawla, K.K. "Parallel acquisition of PN sequences in DS/SS systems" IEEE Transactions on Communications, Volume: 42, May 1994 On page(s): 2155-2164,
- [83]Hurd, W.J."High Dynamic GPS Receiver Using Maximum Likelihood Estimationand Frequency Tracking" IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Volume: AES-23, July 1987 On page(s): 425-437,
- [84]U.Mengali and A D'Andrea "Synchronizaiton Techniques for Digital Receivers," Plenum Press, New York, 1997
- [85]Mohamed K.Nezami "Synchronization in Wireless Communication System," Artech House, Boston, 2004
- [86]John G. Proakis, Digital Communications, 3rd Ed., New York, McGraw-Hill Inc., 1995,
- [87] O.Shimbo "The probability of error due to intersymbol interface and Gaussian noise in digital communication system" IEEE Trans.Commun. Technology,COM-19, April 1971.
- [88]K.Buket "Effect of random carrier phase and timing errorson the detection of narrow-band M-PSK and bandlimited DS/SS" IEEE Trans.Commun. COM-43, April 1995.

- [89] Parkvall, S. "The impact of timing errors on the performance of linear DS-CDMA receivers" IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Volume: 14, Oct 1996 On page(s): 1660-1668,
- [90] L.E. Franks "Carrier and bit synchronization in data communication – A tutorial review" IEEE trans. Commun. Com-28, Aug 1980
- [91] F.M. Gardner "demodulator reference recovery techniques suited for digital implementation" ESA/ESTEC contract NO.6847/86/NL/DG, 1989
- [92] Meyr, H. and Ascheid, G. "Synchronization in Digital Communication" Wiley Interscience, New York, 1990
- [93] Meyr, H. "Digital Communication receivers" Wiley New York, 1998
- [94] Gardner, F.M. "Phase Lock Techniques" Wiley, New York, 1979
- [95] Lindsey, W.C. and Simon, M.K. "Telecommunication Systems Engineering" Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1973
- [96] K. H. Mueller and M. S. Muller, "Timing Recovery in Digital Synchronous Data Receivers," IEEE Transactions on Communications, vol. COM-24, May 1976 pp.516-531,.
- [97] F. M. Gardner, "A BPSK/QPSK Timing Error Detector for Sampled Receivers," IEEE Transactions on Communications, vol. COM-34, May 1986. pp. 423-429,
- [98] F.M. Gardner, "Interpolation in digital modems-part I" IEEE Trans. Commun., vol. 14, No 6, May 1993. pp. 501-507,
- [99] F.M. Gardner, "Interpolation in digital modems-part II" IEEE Trans. Commun., vol. 14, No 6, Jun 1993. pp. 998-1008,
- [100] Aldo D'Andrea, Umberto Mengali, and Ruggero Reggiannini, "The modified Cramer-Rao bound and its applications to synchronization problems" IEEE Trans. Commun. vol. 42, No. 2/3/4, Feb/Mar/Apr 1994. pp. 1391-1399,
- [101] J.J. Spilker, "Delay-lock tracking of binary signals," IEEE. Trans. Space Electron. Telemetry, vol. SET-9, Mar. 1963. pp. 1-8,
- [102] Simon, M. "Noncoherent Pseudonoise Code Tracking Performance of Spread Spectrum Receivers" IEEE Transactions on Communications, Volume: 25, Issue: 3, Mar 1977 On page(s): 327- 345 ,
- [103] Hartmann, H.P. , "Analysis of a Dithering Loop for PN Code Tracking" IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Volume: AES-10, Issue: 1, Jan. 1974 On page(s): 2-9,
- [104] Hinedi, S. , "NASA's next generation all-digital deep space network breadboard receiver" IEEE Transactions on Communications, Volume: 41, Issue: 1, Jan 1993 On page(s): 246-257,
- [105] Hopkins, P.M., "Double Dither Loop for Pseudonoise Code Tracking" IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Volume: AES-13, Issue: 6, Nov. 1977 On page(s): 644-650 ,
- [106] LaFlame, D. "A Delay-Lock Loop Implementation Which is Insensitive to Arm Gain Imbalance" IEEE Transactions on Communications, Volume: 27, Issue: 10, Part 1, Oct 1979 On page(s): 1632- 1633 ,
- [107] Yost, R. Boyd, R. "A Modified PN Code Tracking Loop: Its Performance Analysis and Comparative Evaluation" IEEE Transactions on Communications, Volume:

- 30, Issue: 5, Part 2, May 1982 On page(s): 1027- 1036,
- [108] Natali, F. "AFC Tracking Algorithms" IEEE Transactions on Communications, Volume: 32, Issue: 8 Aug 1984 On page(s): 935- 947,
- [109]张厥盛, 郑继禹, 万心平 锁相技术, 西安: 西安电子科技大学出版社, 1992.
- [110]A.J.Viterbi, "Principle of coherent communications" New York: McGraw-Hill, 1966
- [111]W.C.Lindsey, "Synchronization Systems in Communication and Control" Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1972
- [112]R. C. Tausworthe, "Cycle slipping in phase-locked loops." IEEE Trans. Commun. Technol., vol. COM-15. June 1967. pp. 417-421,
- [113]Ascheid, G. Meyr, H., "Cycle Slips in Phase-Locked Loops: A Tutorial Survey", IEEE Transactions on Communications, Volume: 30, Issue: 10, Oct 1982 page(s): 2228- 2241,
- [114] De Jonghe, G. Moeneclaey, M. "The effect of the averaging filter on the cycle slipping of NDA feedforward carrier synchronizers for MPSK", IEEE International Conference on Communications, Jun 1992 On page(s): 365-369 vol.1,
- [115] T.Jesupret, M.Moeneclaey and G.Ascheid, "Digital Demodulator synchronization" ESA Final report, ESTEC Contract No 8437/89/NL/RE, June 1991
- [116] Aghamohammadi, A. Meyr, H. Ascheid, G. "Adaptive synchronization and channel parameter estimation using an extended Kalman filter" IEEE Transactions on Communications, Volume: 37, Issue: 11 Nov 1989 On page(s): 1212-1219 ,
- [117] A. Fuxjaeger and R. Iltis, "Adaptive parameter estimation using parallel Kalman filtering for spread spectrum code and doppler tracking," IEEE Trans. Communications, vol. 42, no. 6, 1994 pp. 2227-2230,
- [118] Wannasarnmaytha, A. Hara, S. Morinaga, N. "Two-step Kalman-filter-based AFC for direct conversion-type receiver in LEO satellite communications" IEEE Transactions on Vehicular Technology, Volume: 49, Issue: 1 Jan 2000 On page(s): 246-253 ,
- [119] Donald R. Stephens, Phase-locked Loops for Wireless Communications. 2nd.Edition. Y2002. Kluwer
- [120] T.Alberty and V.Hespelt, "A new pattern jitter free frequency error detector" IEEE Trans. Commun. COM-37, 159-163, Feb.1989
- [121] Nielsen, P.T. "On the Acquisition Behavior of Binary Delay-Lock Loops" IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Volume: AES-11, Issue: 3 May 1975 On page(s): 415-418 ,
- [123] Braasch, M.S. van Dierendonck, A.J. "GPS receiver architectures and measurements", Proceedings of the IEEE ,Volume: 87, Issue: 1 , Jan 1999 On page(s): 48-64 ,
- [124] J J Spilker, "Delay lock tracking binary signals," IEEE Trans. Space Electron. Telemetry, Vol 9, Mar 1963 pp.1-8,.
- [125] Ormondroyd, R.F."The acquisition performance of delay-lock loops in noise" Sixth International Conference on Radio Receivers and Associated Systems, Sep 1995 On page(s): 192-197,
- [126] Biederman, L. Holmes, J. K." Delay-lock-loop mean time to lose lock ", National Telecommunications Conference, Los Angeles, Volume 3. New York, p. 34:2-1 to

34:2-6,1977

- [127] A. L. Welty and B. Z. Bobrovsky, "Mean time to lose lock for a coherent second-order PN-code tracking loop-the singular perturbation approach," IEEE Journal on Selected Areas in Communication, Vol: 8 Issue: 5, June 1990 pp.809-818,
- [128] Brown, D. H.; Hurd, W. J. "DSN advanced receiver: Breadboard description and test results" Jet Propulsion Lab., The Telecommunications and Data Acquisition Report,1987
- [129]Hinedi,S."NASA's next generation all-digital deep space network breadboardreceiver" Jet Propulsion Lab., IEEE Transactions on Communications, Volume: 41, Jan 1993 page(s): 246-257,
- [130] H. Meyr, M. Oerder, A. Polydoros, "On sampling rate, analog prefiltering, and sufficient statistics for digital receivers", IEEE Trans. on Comm., Volume 42, Dec 1994 Page(s):3208 – 3214,
- [131] R.W.Schafer "A digital signal processing approach to interpolation" Proc.IEEE, v.61 June 1973 page(s):692-702,
- [132] Rice, M. Harris, F. "Polyphase filterbanks for symbol timing synchronization in sampled data receivers" Proceedings IEEE MILCOM. Volume: 2, Oct. 2002 On page(s): 982- 986 vol.2
- [133] Farrow, C.W. "A continuously variable digital delay element" IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Jun 1988 On page(s): 2641-2645 vol.3 ,
- [134] Daeyoung Kim Narasimha, M.J. Coc, D.C. "Design of optimal interpolation filter for symbol timing recovery" IEEE Transactions on Communications, Volume: 45, Jul 1997 Issue: 7 On page(s): 877-884,
- [135]Gaudenzi R D, Luise M, Viola R. "A digital chip timing recovery loop for band-limited directsequence spread-spectrum signals". IEEE Trans. on Communications, 1993 COM-41(11): 1760-1769,
- [136]S.Million, "The performance of the all-digital dat transion tracking loop using nonlinear analysis" IEEE transactions on communications, April 1995 VOL 43,
- [137] Lovell, B.C. Williamson, R.C. "The statistical performance of some instantaneous frequencyestimators" IEEE Transactions on Signal Processing, Volume: 40, Issue: 7 Jul 1992 On page(s): 1708-1723 ,
- [138] Classen, F. Meyr, H. Sehier, P. "Maximum likelihood open loop carrier synchronizer for digital radio" IEEE International Conference on Communications, Volume: 1, May 1993 On page(s): 493-497 vol.1,
- [139] Kay, S. "A fast and accurate single frequency estimator" IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing ,Volume: 37, Issue: 12 Dec 1989 On page(s): 1987-1990,
- [140] M.P.Fitz, "Planar filtered techniques for burst mode carrier synchronization" Conf.Rec. GLOBECOM'91, Phoenix, Arizona, Dec.2-5,1991, paper 12.1
- [141] Luise, M. Reggiannini, R. "Carrier frequency recovery in all-digital modems for burst-modedtransmissions" IEEE Transactions on Communications, Volume: 43, Issue: 234, Apr 1995 On page(s): 1169-1178 ,
- [142] Umberto Mengali and M. Morelli, "Data-Aided frequency Estimation for burst digital transmission" IEEE Trans. Commun., vol. 43, No. 1, Jan 1997 pp. 23-25,.

- [143] Rife, D. Boorstyn, R. "Single tone parameter estimation from discrete-time observations" IEEE Transactions on Information Theory, Volume: 20, Issue: 5 On page(s): 591- 598, Sep 1974
- [144] Jonghyung Kwun; Dae-Ki Hong; "A simple frequency and phase offset estimation for burst mode transmission" Vehicular Technology Conference, IEEE 59th, Volume 2, Issue , May 2004 Page(s): 1110 - 1113 Vol.2 ,
- [145] D'Amico, A.A. D'Andrea, A.N. Regiannini, R. "Efficient non-data-aided carrier and clock recovery for satellite DVB at very low signal-to-noise ratios" IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Volume: 19, Issue: 12, Dec 2001 On page(s): 2320-2330 ,
- [146] Mohamed K Nezami, Wireless digital receiver techniques, Atlanta, Ga. Noble Pub., 2004.
- [147] Viterbi, A. "Nonlinear estimation of PSK-modulated carrier phase with application to burst digital transmission" IEEE Transactions on Information Theory, Volume: 29, Issue: 4, Jul 1983 On page(s): 543- 551 ,
- [148] Oerder, M. Meyr, H. "Digital filter and square timing recovery" IEEE Transactions on Communications, Volume: 36, Issue: 5 May 1988 On page(s): 605-612 ,
- [149] De Jonghe, G. Moeneclaey, M. "Cycle slip analysis of the M-th power NDA feedforward carrier synchronizer for M-PSK using narrowband postfiltering" IEEE Conference on Satellite Communications Nov 1993 On page(s): 384-388,
- [150] Fanucci, L.; de Gaudenzi, R.; Giannetti, F.; Luise, M. "VLSI implementation of a signal recognition and code acquisition algorithm for CDMA packet receivers" Selected Areas in Communications, IEEE Journal on, Volume 16, Issue 9, Dec 1998 Page(s): 1796 - 1808,
- [151] Yik-Chung Wu; Tung-Sang Ng "FPGA implementation of digital timing recovery in software radioreceiver" Circuits and Systems, 2000. IEEE APCCAS 2000. The 2000 IEEE Asia-Pacific Conference on, 2000 Page(s): 703 - 707,
- [152] Cerato, B.; Colazzo, L. "Parametric FPGA early-late DLL implementation for a UMTS receiver" Signals, Systems and Computers, 2002. Conference Record of the Thirty-Sixth Asilomar Conference on Volume 2, Nov. 2002 Page(s): 1069 - 1072 vol.2,
- [153] Chugh, M.; Bhatia, D.; Balsara, P.T. "Design and Implementation of Configurable W-CDMA Rake Receiver Architectures on FPGA" Parallel and Distributed Processing Symposium. Proceedings. 19th IEEE , International, April 2005 Page(s): 145b - 145b,
- [154] Davisson, L.D.; Flikkema, P.G. "Fast single-element PN acquisition for the TDRSS MA system" IEEE Transactions on Communications, Volume 36, Issue 11, Nov 1988 Page(s): 1226 - 1235,
- [155] R. De Gaudenzi, F. Giannetti, and M. Luise "The influence of signal quantization on the performance of digital receivers for CDMA radio networks" Proc IEEE GLOBECOM, San Francisco, CA, Nov. 1994
- [156] <http://radhome.gsfc.nasa.gov/radhome/see.htm>
- [157] Xilinx XAPP197: Triple Module Redundancy Design Techniques for Virtex FPGAs, <http://www.xilinx.com/bvdocs/appnotes/xapp197.pdf>
- [158] Czajkowski, D.R. Samudrala, P.K. Pagey, M.P. "SEU mitigation for reconfigurable FPGAs" IEEE Aerospace Conference, On page(s): 7 , March 2006

作者攻读博士学位期间发表论文

1. 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数字锁相环设计》电子与信息学报 2005 年 8 月 第 27 卷第 8 期
2. 帅涛 刘会杰 梁旭文《通讯扩频序列混合并行捕获预检测积分时间和判决门限最优设计》中国科学院研究生院学报 2007 年 5 月 第 24 卷第 3 期
3. 帅涛 任前义 刘会杰 梁旭文 杨根庆《低轨卫星扩频系统中的 PN 码混合并行捕获技术研究》通信学报 2007 年 10 月 第 28 卷第 10 期
4. 帅涛 陈晓挺 刘会杰 梁旭文《一种用于 PN 码捕获的低硬件消耗匹配滤波器设计》上海航天 (已录)
5. 帅涛 陈晓挺 刘会杰 梁旭文《信号检测中的平方损耗分析》通信学报 (已投)
6. 帅涛 赵国栋 刘会杰 梁旭文《一种适用于大频偏估计的改进频率估计器研究》电子学报报 (已投)
7. Shuai Tao Liu Hui-jie Liang Xu-wen Yang Gen-qing "Decision-direct estimation of carrier frequency and phase for burst mod PSK signals" IEEE Transactions on Communications (拟投)

致谢

首先,我要感谢我的导师杨根庆研究员和梁旭文研究员。杨老师知识广博、为人谦虚,在我攻读博士学位期间给了我方向性的指导,使我受益非浅。梁老师治学严谨、待人真诚,给我提供了宽松的科研环境。两位导师不仅对我的课题研究进行了悉心指导,教给了我做科研的方法,还给了我很多生活上的关怀,教会了我许多做人做事的道理。

其次我要感谢上海微小卫星工程中心通信技术室主任刘会杰研究员,作为我们的项目负责人,他给了我很多具体的指导,和他一起探讨通常使许多难题明朗化,诸多科研问题也迎刃而解。

感谢德国不伦瑞克工业大学的 Michalik 教授和不来梅应用大学的 Hinsenkamp 教授。在德国的课题研究期间,他们给了我许多有益的指导。

我的论文工作离不开微小卫星工程中心诸多同事的帮助,他们是李守臣研究员、沈学民研究员、余金培研究员、翟昌继研究员、沈来申老师、易峥嵘、龚文斌、蒋虎、包乌云、吴昊、江玉洁、张炜、姚晔、朱孝武、周依林、李国通、张军、田宇、周素华等,谢谢你们的帮助。

另外,感谢国家天文台艾国祥院士、施浒立研究员,陕西天文台郭际研究员、吴海涛研究员,南京通信工程学院甘仲民教授、李广侠教授,总参五十五所孙少凡教授,航天 504 所王宇研究员,邮电一所丁炎严研究员,浙江大学张朝阳教授等,感谢你们在项目合作中给我的指导和帮助。

还要感谢我的同窗好友任前义以及李杨、何龙科、梁继业、付文武、邹一沙、崔汉明、沈雷、赵国栋、李龙、陈晓挺、贾博奇、刘翔、曾媛、朱丽、金萍、梁广等师兄弟和师妹们的通力合作,我们共同营造了一个活跃、轻松的学习环境。

我衷心感谢我的父亲母亲,感谢他们这么多年来对我的悉心照顾、谆谆教诲和无私奉献。

最后,我要感谢我的妻子周眉女士,是她在我课题研究期间对我一如既往的理解和支持,我才能顺利完成我的学业。

作者简介

姓名： 帅涛
性别： 男
籍贯： 四川
出生年月： 1979.7

学习经历：

1995.9 ~ 1998.7 四川省崇州市崇庆中学
高中
1998.9 ~ 2002.7 西安交通大学
通信工程专业 学士
2002.9 ~ 2008.2 中国科学院上海微系统与信息技术研究所
通信与信息系统 硕士、博士

参加研究课题情况：

项目名称：某定位系统精码接收机研制(2003/10 - 2005/7)

项目描述：卫星转发式定位

参与方式：参与转发式定位方案论证，承担精码接收机研制工作，负责信号接收和定位算法仿真，并实现接收机 FPGA 部分程序编程和 DSP 部分程序流程分析与调试。项目组率先完成精码接收机研制工作，并配合大系统作相关测试，最后顺利完成项目验收。

项目名称：星地通信演示系统(2005/8 - 2005/12)

项目描述：模拟星地通信系统通信交换方式，对低轨卫星 CDMA 通信、抗干扰和星地交换等关键技术进行论证分析。

参与方式：作为项目后期组织人主要负责对各个技术攻关小组后期工作整理，协调各子模块系统集成与联试，并完成验收测试工作。

项目名称：卫星模拟器星上转发器研究(2006/2 - 2006/12)

项目描述：模拟低轨卫星实际工作环境，实现高动态下突发异步 CDMA 信号接收和同步 CDMA 信号广播发送。

参与方式：作为项目技术负责人，主要负责项目输入输出分析、实现方案论证和工作节点把握，并对相关关键技术和关键模块进行分析、设计与实现。模拟器实现优于技术指标。

项目名称：星上通信平台抗辐射技术研究(2007/1 - 2007/12)

项目描述：上海微小卫星工程中心与德国不来梅应用大学和不伦瑞克工业大学合作项目，以工业级器件为基础对抗辐射加固技术及高速处理技术进行研究和航天化设计。

参与方式：作为中方组织人，负责主持会议、组织讨论及与德方交流和工作协调。

参与平台冗余与重构设计研究，完成收发信机 TMR 设计与实现，参与平台辐射测试实验。

**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：_____