

密级：_____



中国科学院大学
University of Chinese Academy of Sciences

博士学位论文

基于 SRAM 型 FPGA 的星载鲁棒接收处理技术研究

作者姓名：_____ 丁晟

指导教师：_____ 梁旭文 研究员

_____ 中国科学院上海微系统与信息技术研究所

学位类别：_____ 信息与通信工程

学科专业：_____ 通信与信息系统

培养单位：_____ 中国科学院上海微系统与信息技术研究所

二零一三年一月

Research on On-board Robust Receiving Techniques

Based-on SRAM-FPGA

By

Ding Sheng

A Dissertation Submitted to

Graduate University of Chinese Academy of Sciences

In partial fulfillment of the requirement

For the degree of

Doctor of Information and Communication Engineering

Shanghai Institute of Microsystem and Information

Technology

January 2013

致 谢

在论文即将完成之际，向所有关心、支持和帮助过我的老师、同学、亲友致以衷心的感谢。

衷心感谢我的导师梁旭文研究员。感谢梁老师多年来对我的培养、教导和关怀！本文从选题、研究直至论文的撰写都得到了梁老师的精心指导和帮助。梁老师严谨的治学态度、宽厚坚实的理论功底、开阔的学术视野和务实的工作作风深深地启迪了我，让我终身受益。在此向梁老师致以最诚挚的谢意！

特别感谢刘会杰研究员。刘老师治学严谨认真、为人和蔼友善。在项目研究过程中，刘老师的言传身教使我对航天科研工作有了深刻的了解。刘老师忘我的工作热情和敏锐的、富有创造性的分析能力是我学习的楷模。在我论文书写的过程中，刘老师的建议也为我的论文润色许多。

诚挚地感谢龚文斌研究员。龚老师在通信、电子领域知识渊博，工程经验丰富，平易近人，是我们的良师益友。在实验室管理、学习研究和生活上为我们付出了大量的心血。

感谢易争荣副研究员。易老师执着钻研的学术态度、丰富的学术知识、对事物本质深刻的理解，给我带来莫大的教益。

感谢国防科技大学张传胜老师在项目合作期间给予我诸多有益的指导及有价值的资料。

感谢赵国栋、陈晓挺和刘翔师兄，感谢你们帮助我进步提高，犹记得刚进入小卫星大家庭时赵国栋师兄手把手指导我具体的工程实践；感谢我的同窗好友李理敏、顾菁华、刘俊、赵君伟，和你们在一起的快乐时光，是我生命中最美好的记忆之一；感谢漆庄平、姜泉江、任前义、贾铂奇、梁广、马陆、吕源、赵星惟、胡泽鑫、姜兴龙、庞岩、肖寅、谢卓辰、赵璐璐、宋海伟、陈毅君、周峰、王勇勇、刘利子、高攀、浦锦毅、吴康、庞博、刘洁、章仁婷等实验室的兄弟姐妹，感谢他们在学习、工作和生活中给予的各种帮助。

感谢所研究生部余翔波老师、罗琦老师、邵天浩老师和小卫星人事部周素华老师在工作 and 生活上不厌其烦的关心和帮助，让我们这些身在外地的学子时时刻刻都感受到大家庭的温暖。

最后，我还要感谢我的家人。感谢父母对我的养育之恩以及他们在我求学生涯上所倾注的大量心血。感谢我的妻子朱霞女士，感谢她对我工作和学业的支持，在生活中给予我的照料和包容。感谢我的女儿丁思彤小朋友，活泼可爱的小家伙给我们的生活平添了很多乐趣，女儿成长的岁月也是我不断修正、进步成熟的过程。

基于 SRAM 型 FPGA 的星载鲁棒接收处理技术研究

丁晟(通信与信息系统)

指导老师：梁旭文 研究员

摘 要

星载通信信号处理平台是卫星的核心部件之一，SRAM 型 FPGA 因其功能配置时的多样性与重复性，海量数据处理时的灵活性与高效性，被广泛的应用到航天器电子系统中，承担空间环境下的复杂信号处理任务。

基于 SRAM 型 FPGA 的星载扩频信号处理平台，受卫星轨道的影响，卫星与地面设备存在较大的相对运动及相对距离，面临高动态、低信噪比等不利条件的影响；另外，由于 SRAM 型 FPGA 对单粒子翻转等空间辐射效应比较敏感，必须采取有效的容错方案对接收机进行加固。因此，不同于地面通信系统的接收处理，星载接收机需要提高在卫星轨道及空间环境背景下的鲁棒性。

本文以空间辐射环境下的卫星通信信号处理为应用背景，以高性能星载鲁棒接收机设计为出发点，围绕基于 SRAM 型 FPGA 的星载扩频接收机基带处理相关技术展开研究，主要研究内容如下：

(1) 卫星扩频信号鲁棒检测技术。针对卫星扩频系统中由于剩余载波频偏、采样偏差等因素导致检测性能下降问题，根据能量扩散特性，研究了两种相邻检测单元检测算法，在此基础之上提出了相邻检测单元—双检测变量（TC-DTD）方法，该检测方法在任意剩余频偏、采样偏差条件下均具有良好的检测性能并具有良好的鲁棒性。

(2) 低精度冗余（RPR）容错技术研究。基于马尔可夫状态模型理论分析了 RPR 的可靠性，给出了其可靠性表达式；分析了 RPR 系统的估计误差随机分布特性，经理论推导给出了 RPR 系统噪声方差解析式，并在此基础上对 RPR 系统判决门限进行优化。

(3) 基于单比特冗余的鲁棒数字前端。经理论推导给出了模数转换器（ADC）、数控振荡器（NCO）及数字滤波器数据精度造成的相干信噪比衰减的解析式，给出了不同指标条件下的优化字长组合，在此基础上提出了基于单比特冗余的鲁棒数字前端并分析其可靠性与信噪比损失。

(4) 基于 S-DMRwRP 的鲁棒 PLL。理论分析了有限字长效应对载波跟踪环路跟踪精度的影响，结合 RPR 容错技术及锁定检测的环路状态指示特点提出了基于

S-DMRwRP 的鲁棒 PLL 并分析其可靠性与相位精度损失。

关键词：现场可编程门阵列；鲁棒性；扩频接收机；单粒子效应；低精度冗余

Research on On-board Robust Receiving Techniques

Based-on SRAM-FPGA

Ding Sheng(Communication and Information System)

Directed by: Prof. Liang Xuwen

Abstract

Satellite-based communication signal processing platform is one of the key components of the satellites. Because of the variety of function configuration and the flexibility and efficiency of data processing, SRAM based FPGA is extensively utilized in space-born electric systems and applied to complex signal processing under space environment.

Under the effect of the satellite orbit, there exists large movement and distance between the satellite and the land equipment. The on-board spread spectrum signal processing platform undergoes the adverse condition of high dynamics and low SNR. Moreover, the receiver should be hardened due to the SEU sensitivity of SRAM based FPGA. Thus, different from the land communication system, the robustness of the on-board receiver should be enhanced.

To deal with the satellite communication signal processing under space radiation environment and to design an high performance on-board robust receiver, this thesis focuses on the relevant technologies of base-band signal processing of on-board spread spectrum receiver based on SRAM-FPGA. The main contents in this thesis include:

(1)Robust detection technology for satellite spread spectrum signal. In view of the loss of the detection performance caused by the residual carrier offset and the sampling offset, two twin-cell detection schemes are studied according to the property of energy spread. Then, TC-DTD scheme is proposed based on the former research. Results show that TC-DTD scheme performs well under any residual frequency or sampling offset and possesses good robustness.

(2)Study on reduced precision redundancy. The reliability is analysed based on the Marcov state modle and the reliability expression is given. The distribution property of the estimation error of the RPR system is analysed and the expression of the variance of the RPR noise is deduced. Then, the threshold of the RPR system is optimized based on the

former research.

(3)Robust digital front-end design based on mono-bit redundancy. The loss expressions of the coherent SNR of the ADC, the NCO and the digital filter affected by the data precision are given. The optimized word-length arrays are presented under different SNR targets. Then, the robust digital front-end based on mono-bit redundancy is proposed and analysed.

(4)Robust PLL design based on S-DMRwRP. The effect of the word length on the carrier tracking loop is analysed. The robust PLL based on the S-DMRwRP is proposed and analysed by the combination of RPR and the ability of loop state indication of the lock detector.

Keywords: Field Programmable Gate Arrays (FPGA); Robustness; Spread-spectrum (SS) receiver; Single Event Effect (SEE); Reduced precesion redundancy (RPR)

目 录

致 谢	V
摘 要	VI
ABSTRACT	VIII
目 录	X
缩 略 词	XIII
图 目 录	XV
表 目 录	XVIII
第一章 绪论	1
1.1 引言	1
1.2 FPGA 及其在空间系统中的应用	1
1.3 卫星信号接收处理的鲁棒性需求	3
1.3.1 卫星轨道的影响	3
1.3.2 空间辐射环境的影响	6
1.4 现有技术及存在问题	11
1.4.1 高动态低信噪比信号接收处理技术	11
1.4.2 常用抗单粒子容错技术	12
1.4.3 论文的研究意义	18
1.5 论文主要研究内容和创新点	18
第二章 星载扩频接收机基本理论	22
2.1 引言	22
2.2 数字接收机中的信号处理	22
2.3 扩频信号捕获技术	24
2.3.1 捕获原理	24
2.3.2 检测器结构	25
2.3.3 检测性能	27
2.3.4 检测损耗	28
2.4 扩频信号同步技术	29
2.4.1 同步基本参数	29
2.4.2 载波同步误差影响	29
2.4.3 时钟同步误差影响	30
2.4.4 同步处理算法分类与结构	31
2.5 本章小结	32
第三章 基于相邻检测单元的鲁棒检测技术	33
3.1 引言	33
3.2 系统模型	33

3.3	相邻检测单元检测 (TCD) 算法.....	37
3.3.1	能量扩散特性.....	37
3.3.2	相邻检测单元检测算法.....	39
3.3.3	性能分析.....	40
3.3.4	仿真验证与分析.....	43
3.4	相邻单元一双检测变量检测 (TC-DTD) 算法	45
3.4.1	检测结构.....	45
3.4.2	性能分析.....	46
3.4.3	检测变量权重.....	48
3.4.4	仿真验证.....	49
3.5	本章小结	53
第四章	低精度冗余 (RPR) 容错技术研究.....	54
4.1	引言	54
4.2	SEU 对 SRAM-FPGA 接收机性能的影响	54
4.3	RPR 及其可靠性分析.....	56
4.3.1	RPR 类型与结构.....	56
4.3.2	马尔可夫模型与可靠性分析.....	59
4.4	RPR 容错技术噪声分析.....	64
4.4.1	低精度模块估计误差.....	64
4.4.2	RPR 系统噪声.....	65
4.5	RPR 检测门限优化设计.....	67
4.5.1	低精度估计误差分布.....	67
4.5.2	检测门限优化.....	69
4.6	本章小结	72
第五章	基于单比特冗余的鲁棒数字前端设计与分析	73
5.1	引言	73
5.2	有限数据精度的量化噪声特性	73
5.2.1	量化噪声的统计特性.....	73
5.2.2	量化噪声对数字信号处理的影响.....	76
5.3	数字前端数据精度对相干信噪比的影响	77
5.3.1	相关解扩输出信号与相干信噪比.....	77
5.3.2	ADC 数据精度影响分析.....	79
5.3.3	NCO、滤波数据精度影响分析.....	84
5.3.4	综合仿真与字长设计.....	88
5.4	单比特冗余数字前端设计与分析	90
5.4.1	方案设计.....	90
5.4.2	FPGA 资源占用与功耗状况.....	91
5.4.3	可靠性分析.....	92
5.4.4	信噪比损失分析.....	95
5.5	本章小结	96
第六章	基于 S-DMRWRP 的鲁棒 PLL 设计与分析	98
6.1	引言	98

6.2	PLL 环路设计	98
6.2.1	环路模型及其参数	98
6.2.2	环路锁定检测	100
6.3	有限数据精度对环路跟踪性能的影响	102
6.3.1	锁相环误差模型	102
6.3.2	鉴相器量化误差影响	103
6.3.3	环路滤波器数据精度影响	108
6.4	基于 S-DMRWRP 的鲁棒 PLL	109
6.4.1	方案设计	109
6.4.2	FPGA 资源占用与功耗状况	111
6.4.3	可靠性分析	113
6.4.4	相位精度损失分析	116
6.5	本章小结	117
第七章	总结与展望	119
7.1	论文主要研究成果	119
7.2	工作展望	120
参考文献	121
作者攻读博士学位期间发表的论文	132
作者简历	133

缩 略 词

ADC	Analog Digital Convention	数模转换
AGC	Automatic Gain Control	自动增益控制
ASIC	Application Specific Integrated Circuit	专用集成电路
BER	Bit Error Rate	误码率
BPSK	Binary Phase Shift Keying	二相频移键控
CDMA	Code Division Multiple Access	码分多址
CLB	Configurable Logic Block	可编程逻辑单元
DD	Decision Directed	面向判决
DFE	Digital Front End	数字前端
DLL	Delay Lock Loop	延时锁定环(码环)
DMR	Dual Module Redundancy	双模冗余
DSP	Digital Signal Processing	数字信号处理
	Digital Signal Processor	数字信号处理器
DSSS	Direct Sequence Spread System	直接序列扩频系统
EDAC	Error Detection and Correction	错误检测与纠错
FFT	Fast Fourier Transformation	快速傅里叶变换
FIR	Finite Impulse Respons	有限冲激响应
FPGA	Field Programmable Gate Array	现场可编程门阵列
GPS	Global Positioning System	全球定位系统
LEO	Low Earth Orbit	低轨道(卫星)
LSB	Least Significant Bit	最低位
MEO	Medium Earth Orbit	中轨道(卫星)
MSB	Most Significant Bit	最高位
ND	Noncoherent Detection	非相干检测
NCO	Numerical Controlled Oscillator	数控振荡器
PDF	Probability Distribution Function	概率分布函数
PLL	Phase Lock Loop	锁相环
PMF	Probability Mass Function	概率质量函数
RPR	Reduced Precision Redundancy	低精度冗余
SDR	Software Defined Radio	软件定义无线电
SEE	Single Event Effects	单粒子效应

SEU	Single Event Upset	单粒子翻转
SNR	Signal to Noise Ratio	信号噪声功率比
SRAM	Static Random Access Memory	静态随机存储器
TCD	Twin-cell Detection	相邻检测单元检测
TC-DTD	Twin-cell Double Thresholds Detection	相邻单元-双门限检测
TID	Total Dose Ionizing	总剂量效应
TMR	Triple Module Redundancy	三模冗余
VLSI	Very Large Scale Integration	超大规模集成电路

图 目 录

图 1.3-1 卫星和用户位置几何关系	4
图 1.3-2 最大多普勒频移与轨道高度、信号频率间对应关系	5
图 1.3-3 最大信号强度差与轨道高度对应关系	6
图 1.3-4 (a)高仰角时相对信号幅度 (b)低仰角时相对信号幅度	6
图 1.3-5 空间辐射环境	7
图 1.3-6 SEE 分类	8
图 1.3-7 (a)配置存储器决定的逻辑功能与布线; (b)LUT 位翻转情况; (c)布线矩阵位翻转情况	10
图 1.4-1 双 FPGA 容错架构	13
图 1.4-2 TMR 典型结构	14
图 1.4-3 部分重配置	14
图 1.4-4 EDAC 结构	15
图 1.4-5 三模冗余结合擦洗防护方法	16
图 1.4-6 不同加固方式下系统可靠性	17
图 1.4-7 Xilinx VirtexII 抗 SEU 试验结果	17
图 1.5-1 论文结构框图	20
图 2.2-1 数字通信系统模型	23
图 2.2-2 信号处理通道结构图	24
图 2.3-1 二维信号搜索	24
图 2.3-2 扩频信号捕获原理图	25
图 2.3-3 基于匹配滤波器的检测结构	26
图 2.3-4 时域并行 FFT 法结构图	26
图 2.3-5 频域并行 FFT 法结构图	27
图 2.3-6 非相干检测量概率密度	27
图 2.4-1 基于反馈环路的扩频信号同步	31
图 3.2-1 非相干检测结构	34
图 3.2-2 采样偏差对归一化输出能量的影响	35
图 3.2-3 采样偏差造成的能量衰减	35
图 3.2-4 剩余频偏对归一化输出能量的影响	36
图 3.2-5 剩余频偏造成的能量衰减	36
图 3.3-1 (a)传统二维搜索示意图 (b)存在能量扩散时二维搜索示意图	37
图 3.3-2 (a)检测器输出($\Delta_i = 1, \delta = 0$) (b)检测器输出($\Delta_i = 1, \delta \neq 0$)	38
图 3.3-3 相邻检测单元能量随 δ 变化曲线	39
图 3.3-4 相邻检测单元检测算法 1 结构框图 (TCD1)	40
图 3.3-5 相邻检测单元检测算法 2 结构框图 (TCD2)	40
图 3.3-6 $\delta = 0$ 时 ND、TCD1、TCD2 检测概率	43
图 3.3-7 $\delta = 0.5$ 时 ND、TCD1、TCD2 检测概率	44
图 3.3-8 ND、TCD1、TCD2 鲁棒特性曲线	45
图 3.3-9 ND、TCD1、TCD2 平均检测概率	45
图 3.4-1 TC-DTD 检测结构	46

图 3.4-2 $\delta=0$ 时 TC-DTD、ND、TCD1、TCD2 检测概率	50
图 3.4-3 $\delta=0.5$ 时 TC-DTD、ND、TCD1、TCD2 检测概率	50
图 3.4-4 TC-DTD 与 ND 平均检测概率	51
图 3.4-5 TC-DTD、ND、TCD1、TCD2 鲁棒特性曲线	51
图 3.4-6 (a)比例因子曲线($E_c/N_0=-24\text{dB}$) (b)比例因子曲线($E_c/N_0=-20\text{dB}$)	52
图 3.4-7 (a) γ 对性能影响($E_c/N_0=-24\text{dB}$) (b) γ 对性能影响($E_c/N_0=-20\text{dB}$)	53
图 4.2-1 不同类型 SEU 对 BER 性能影响	55
图 4.2-2 存在 SEU 的接收机等效噪声模型	56
图 4.3-1 TMR 基本结构	57
图 4.3-2 RPR 基本结构	57
图 4.3-3 RPR 判决结构图	58
图 4.3-4 优化后的 RPR 判决结构	59
图 4.3-5 RPR 系统状态空间图	59
图 4.3-6 不同主模块翻转率条件下 RPR 可靠性	62
图 4.3-7 不同低精度模块翻转率条件下 RPR 可靠性	63
图 4.3-8 不同 α 时 RPR 可靠性	63
图 4.4-1 (a)低精度模块量化噪声均值 (b)低精度模块量化噪声方差	65
图 4.5-1 不同低精度字长条件下估计误差的 PMF	69
图 4.5-2 (a)GPS 轨道 RPR 噪声方差 (b)特定 σ_q^2 时 RPR 噪声方差	71
图 4.5-3 (a)LEO 轨道 RPR 噪声方差 (b)特定 σ_q^2 时 RPR 噪声方差	72
图 5.2-1 信号处理等效量化噪声结构	75
图 5.2-2 包含噪声一与噪声二的数字信号处理系统	76
图 5.2-3 噪声二导致的信噪比损失曲线	77
图 5.3-1 信号检测过程	77
图 5.3-2 扩频接收信号处理框图	78
图 5.3-3 单比特量化结构图	80
图 5.3-4 B 比特量化结构图	81
图 5.3-5 不同量化比特条件下信噪比损失	84
图 5.3-6 NCO 基本原理与组成结构	84
图 5.3-7 NCO 量化误差模型	85
图 5.3-8 不同字长条件下信噪比损失随输入信噪比变化	86
图 5.3-9 不同系数量化位数对滤波器幅频响应的影响	87
图 5.3-10 ASIC、FPGA 平台实现滤波器的字长效应	88
图 5.3-11 单比特量化条件下信噪比损失	89
图 5.3-12 多比特量化条件下信噪比损失	90
图 5.4-1 基于 RPR 的数字前端结构图	91
图 5.4-2 FPGA 资源占用对比图	92
图 5.4-3 功耗对比图	92
图 5.4-4 GPS 轨道可靠性对比	94
图 5.4-5 LEO 轨道可靠性对比	94
图 5.4-6 单比特数字前端信噪比损失	95
图 5.4-7 不同轨道条件单比特冗余数字前端信噪比损失	96

图 6.2-1 锁相环路等效相位模型	98
图 6.2-2 二阶环相位模型	99
图 6.2-3 BPSK、QPSK 解调数据	102
图 6.3-1 有限字长背景下锁相环等效误差模型	102
图 6.3-2 不同信噪比条件下 DD 鉴相器平均输出	104
图 6.3-3 不同信噪比条件下 ATAN 鉴相器平均输出	104
图 6.3-4 DD 鉴相器不同字长导致的相位精度损失	106
图 6.3-5 ATAN 鉴相器输出概率密度函数	107
图 6.3-6 ATAN 鉴相器不同字长导致的相位精度损失	108
图 6.4-1 (a)SEU 对前馈系统影响 (b)SEU 对反馈系统影响	109
图 6.4-2 无防护、TMR 及 DMR 可靠性曲线	110
图 6.4-3 基于 S-DMRwRP 的鲁棒 PLL 结构图	111
图 6.4-4 FPGA 资源占用对比图 (DD 鉴相器)	112
图 6.4-5 功耗对比图 (DD 鉴相器)	112
图 6.4-6 FPGA 资源占用对比图 (ATAN 鉴相器)	113
图 6.4-7 功耗对比图 (ATAN 鉴相器)	113
图 6.4-8 GPS 轨道可靠性对比	115
图 6.4-9 LEO 轨道可靠性对比	116
图 6.4-10 不同轨道条件基于 S-DMRwRP 的 DD-PLL 精度损失	117
图 6.4-11 不同轨道条件基于 S-DMRwRP 的 ATAN-PLL 精度损失	117

表 目 录

表 1.2-1 采用 FPGA 处理平台的卫星	2
表 1.2-2 主要 FPGA 生厂商系列产品	3
表 1.3-1 内外俘获带粒子中心位置和积分通量	7
表 1.3-2 Xilinx Virtex-4 SX-55 FPGA 单粒子翻转特性	10
表 3.2-1 特殊采样偏差情形下检测能量衰减值	35
表 3.3-1 系统参数	43
表 4.2-1 匹配滤波器四类 SEU 百分比	55
表 4.2-2 定时跟踪环四类 SEU 百分比	56
表 4.3-1 三种 RPR 方式特点	58
表 4.4-1 RPR 系统四种情形及其对应概率与方差	66
表 6.3-1 两类常用鉴相器	103

第一章 绪论

1.1 引言

自 1957 年前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，极大地推动了人类社会的进步^{[1][2]}。


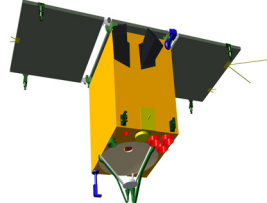
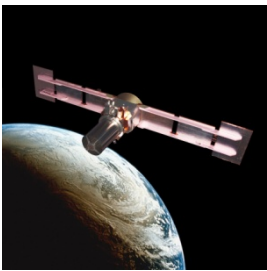
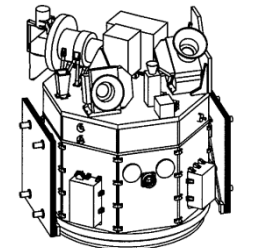

卫星一旦进入太空，需借助无线电技术与地面站或者其他航天器取得联系，无线电技术是空间技术的重要组成部分^[3]。随着现代通信技术、计算机技术、航天技术和半导体集成电路技术的不断发展，基于超大规模集成电路（VLSI: Very Large Scale Integration）的软件定义无线电技术（SDR: Software Defined Radio）具有可编程性、可重构性、可扩展性、灵活性、模块化等优点，不但有助于缓解无线电设备生存周期不断缩短、研制费用不断上升的压力，而且有助于解决新旧体制并存、各种系统之间难以互连所带来的困难局面，因此引起了各国航天领域的广泛关注。

上海微小卫星工程中心在 SDR 平台的空间应用及工程实践方面做出了许多积极的探索研究工作，其协作相关单位研制的基于现场可编程逻辑门阵列（FPGA: Field Programmable Gate Array）的星载扩频信号处理平台，已经在某卫星有效载荷中得到了成功应用，并实现了在轨运行的验证。

1.2 FPGA 及其在空间系统中的应用

随着当今电子工业的飞速发展，数字电子系统在空间领域中的应用也是日新月异，超大规模集成电路，尤其是欧美近年来逐步开始大量采用的 FPGA 和数字信号处理器（DSP: Digital Signal Processor），依靠其强大的信号处理能力和优越的接口性能逐渐取代传统的单片机，成为星载高速信号处理平台的重要组成部分。与 DSP 相比，FPGA 因其在功能配置时的多样性与重复性，海量数据处理时的灵活性与高效性等方面具有优势，多用于承担空间环境下的通信信号处理、飞行控制等任务，表 1.2-1 列出了部分已经发射成功的应用 FPGA 处理平台的卫星及其相关信息^{[7]-[13]}。

表 1.2-1 采用 FPGA 处理平台的卫星

卫星	发射时间	国家/机构	参考图	描述
FedSAT	2002	澳大利亚 昆士兰科技大学		世界上第一颗应用 FPGA 可重构设计的卫星
Flying Laptop	2007	德国 斯图加特大学		完全基于 FPGA 的星上可重构计算
Tacsat-2	2006	美国 空军研发实验室		搭载基于 FPGA 平台的低功耗收发信机 并通过 TMR+Scrubbing 加固
SmartSat	2008	日本 信息与通信技术研究所		基于 FPGA 的星载软件无线电, 支持高速数据通信及在线可重构
CFESat	2007	NASA Los Alamos 实验室		验证 FPGA 等商业器件在空间进行高吞吐率数据处理的可行性以及多种容错技术的容错能力

FPGA 的硬件体系结构和制造工艺从出现之初至今一直在不断完善, 日趋成熟。总的来说, 目前主流 FPGA 均是基于大小不同的逻辑块阵列, 逻辑块大体上由基本门、多路器、查找表组成。布线结构组合了多种不同长度的线段, 通过用户编程将资源进行互连。根据制造工艺的不同, 目前主流 FPGA 分为三大类: SRAM 型 FPGA, 反熔丝型 FPGA 以及 FLASH 型 FPGA^[11], 对应的生产商及主要产品如表 1.2-2 所示。其中, SRAM 型 FPGA 可以根据不同功能需要反复编程, 而且性能与容量上也远远高

于反熔丝和 FLASH 型 FPGA。本文主要研究基于 SRAM 型 FPGA 的星载扩频信号处理技术，如不加特殊说明，下文所述及的 FPGA 均指 SRAM 型 FPGA。

表 1.2-2 主要 FPGA 生厂商系列产品

FPGA	Xilinx	Altera	Actel
SRAM-FPGA	Virtex	Stratix	N/A
	Spartan	Arria GX	
		Cyclone	
Flash-FPGA	N/A	N/A	IGLOO
			ProASIC
			RTProASIC
Antifuse-FPGA	N/A	N/A	Axcelerator
			SX-A, eX, MX
			RTAX, RTSX

1.3 卫星信号接收处理的鲁棒性需求

鲁棒是 Robust 的音译，也就是健壮、强壮的意思，鲁棒性（robustness）就是系统的健壮性，是指系统在一定（结构、大小）的参数摄动下，维持某些性能的特性。

基于 SRAM 型 FPGA 的星载接收机，由于其所处环境的特殊性，与地面通信系统处理设备存在一定的差异，它必须克服卫星轨道及太空环境等外部因素对接收处理性能（检测性能、误码率等）的影响，即保证接收机对轨道及空间环境的性能鲁棒性。本节以下部分将分述卫星轨道及空间环境对卫星接收系统的影响。

1.3.1 卫星轨道的影响

1.3.1.1 多普勒频移

与地面通信系统相比，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，这个相对运动引起较大的载波多普勒频移和多普勒频移变化。

多普勒频移的大小与卫星轨道类型、轨道高度、地面终端在地球上的纬度、终端与地球之间的相对关系等因素有关，椭圆轨道的多普勒频移一般很难用精确的公式来表达^[3]。对于圆轨道，则可以建立比较精确的数学模型。图 1.3-1 给出了卫星、地面用户和卫星轨道之间的关系。假设卫星过顶在 S 点，地面用户在 A 点，卫星轨道高度为 h ，底面半径为 R 。

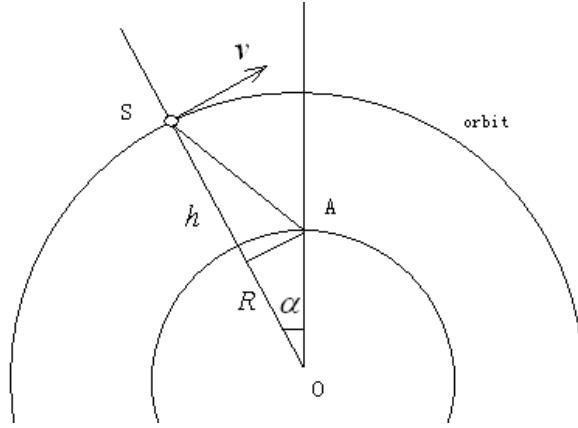


图 1.3-1 卫星和用户位置几何关系

文献[14]给出了在卫星相对地面用户在不同的最大仰角轨道的归一化多普勒特性曲线，在卫星过顶角度为 30 到 90 度之间，各条多普勒特性曲线相差不大。

多普勒频移值 f_d (Hz)可由公式(1.3-1)计算

$$f_d = f_0 \frac{v_D}{c} = \frac{v}{\lambda} \cos \theta \quad (1.3-1)$$

其中， v_D 表示收发端之间的径向相对运动速度， f_0 表示载波频率， c 为光速， v 为收发端的相对运动速度， λ 表示载波波长， θ 为运动速度方向与收发端径向之间的夹角，并且， $v_D = v \cos \theta$ ， $\lambda = c / f_0$ 。由式(1.3-1)可见，工作载波频率 f_0 越高，径向运动速度 v_D 越大，多普勒频移就越大。

由图 1.3-1 所示数学模型中的三角形边角之间的关系，可知

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

由(1.3-1)和(1.3-2)可以推导出多普勒效应表达式为

$$f_d = f_0 \times \frac{v}{c} \times \frac{R \times \sin \alpha}{\sqrt{(R+h)^2 + R^2 - 2(R+h)R \cos \alpha}} \quad (1.3-3)$$

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

$$\varphi = \arctan \left[-\frac{43802}{\pi} \times \sqrt{\frac{\mu}{(R+h)^3}} \right] \quad (1.3-4)$$

其中, μ 为地球重力常数 ($3.986005 \times 10^{14} \text{ m}^3 / \text{s}^2$), 地球半径值 R 为 $6.371 \times 10^6 \text{ m}$ 。图 1.3-2 分别给出了在卫星载波信号在 400MHz、800MHz、1.2GHz 和 1.5GHz 时最大多普勒频移随卫星轨道高度的变化示意图。

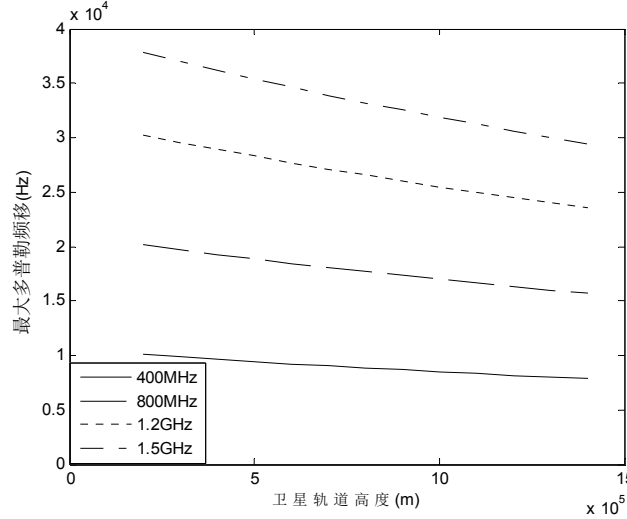


图 1.3-2 最大多普勒频移与轨道高度、信号频率间对应关系

从图 1.3-2 可以看出, 多普勒频移随着卫星轨道高度的升高而逐渐降低, 在卫星轨道高度大于 1000Km 时, 几条曲线的斜率逐渐减小, 即多普勒频移的变化逐渐减小。随着载波频率的升高, 多普勒频移数值则逐渐增大。假定卫星轨道高度为 1000Km, 当载波频率为 400MHz 时, 最大多普勒频移仅为 8KHz 左右, 当载波频率达到 1.5GHz 时, 最大多普勒频移值增大到将近 32KHz。

1.3.1.2 距离产生的变化

对中低轨道卫星而言, 由于轨道偏心率 e_s 很小 ($<1\%$), 将其轨道近似认为是正圆形轨道, 在此假设下为了简化分析, 设地面设备位于赤道附近, 且通信的最低仰角为 0 度, 则有星地间最大距离为

$$d_{\max} = \sqrt{(R+h)^2 - R^2} \quad (1.3-5)$$

最小距离出现在卫星过顶时刻, 有

$$d_{\min} = h \quad (1.3-6)$$

由于自由空间信号传播损耗为^[1]

$$L_f = \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 \quad (1.3-7)$$

可得信号传播损耗与距离的平方成正比, 图 1.3-3 给出了不同卫星轨道高度条件下卫星接收信号最大强度差, 可见卫星轨道高度越低, 其对应的最大信号强度差越大, 对于轨道高度为 800km 的低轨卫星, 最大信号强度差约为 12dB。

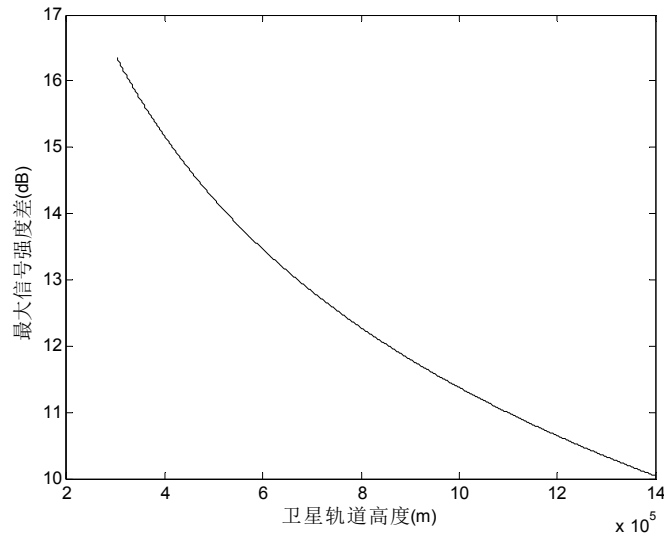


图 1.3-3 最大信号强度差与轨道高度对应关系

另外，由于多径信道的影响，信号将产生小尺度衰落，在开阔地环境下，信道莱斯因子为 10-20dB^[15]。卫星由于仰角不同，衰落特性表现出一定的差异。低仰角时，信道多径条件比较复杂，导致信道多普勒扩展（Doppler Spread）较宽，多径平均功率较大；高仰角时，由于多径分量较少，多普勒扩展相对较窄，多径平均功率相对较小。图 1.3-4 分别给出了高仰角（取莱斯因子 $K=20\text{dB}$ ，多普勒扩展 $B_d=50\text{Hz}$ ）、低仰角（取莱斯因子 $K=10\text{dB}$ ，多普勒扩展 $B_d=100\text{Hz}$ ）情况下接收信号相对幅度，可以看出，低仰角时衰落相对高仰角时更快、动态范围也更大，此时信号幅度相差约 10 dB，考虑到距离不同导致的信号幅度差异，则对于轨道高度为 800km 的低轨卫星，信号强度动态范围约为 22dB。

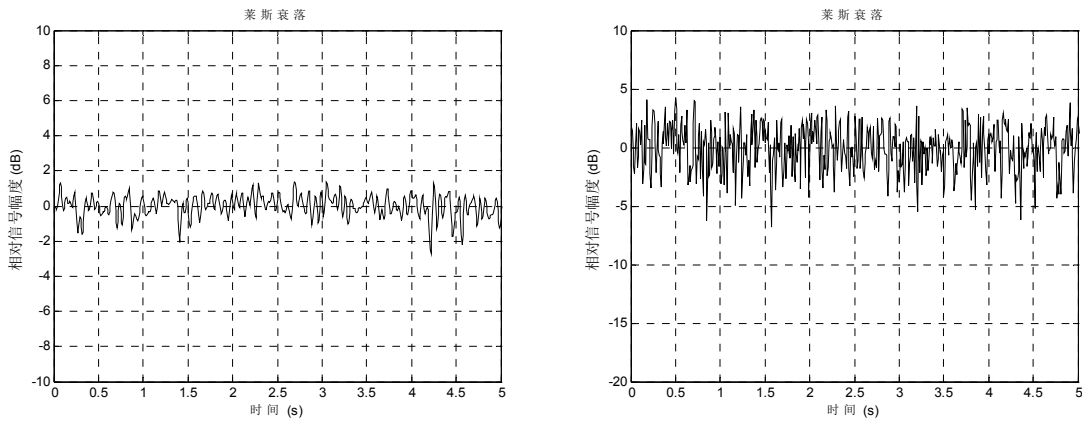


图 1.3-4 (a)高仰角时相对信号幅度

(b)低仰角时相对信号幅度

1.3.2 空间辐射环境的影响

在空间环境中，分布着来自广袤宇宙深处的大量粒子，其中主要包括：质子、电子、 α 粒子、重离子、 γ 射线等，这些粒子造成的辐射和冲击会对空间电子设备造成诸多影响。按照辐射带分布和辐射来源，空间辐射粒子主要分为地球俘获带、太阳宇

宇宙射线和银河宇宙射线，如图 1.3-5 所示^[64]。

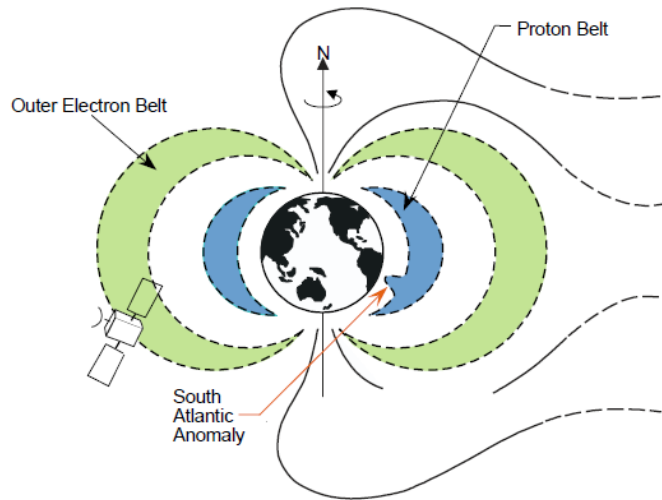


图 1.3-5 空间辐射环境

➤ 地球俘获带

地球俘获带是指在近地空间被地磁场俘获的高强度带电粒子区域，主要由电子、质子以及少量的重离子组成。这些粒子（主要是电子）沿着地磁场磁力线螺旋运动，并在地磁两极之间来回振荡，同时伴随着东西方向漂移，形成内俘获带和外俘获带。内外俘获带粒子的位置、能量和通量的对应关系如表 1.3-1 所示。

表 1.3-1 内外俘获带粒子中心位置和积分通量

地球俘获带	粒子种类	能量范围 (Mev)	最大积分通量 (个/cm ² ·s)	中心位置海拔高度 (km)
内俘获带	质子	0-4	10 ⁵ -10 ⁶	5000
		4-15	2×10 ⁴ -10 ⁵	4000
		15-35	4×10 ³ -2×10 ⁴	3500
		35-50	<4×10 ³	3000
	电子	>0.5	10 ⁸	3000
外俘获带	质子	30-10 ³	<10	—
		>30	<10	
		>45keV	2×10 ⁸	21000
		45keV-500keV	2×10 ⁷	

➤ 太阳宇宙射线

太阳宇宙射线主要指太阳发生耀斑时喷射出的高能带电粒子，这些粒子可在很短时间内达到很高的强度，其能量一般在 10~10000MeV。绝大部分的太阳宇宙射线是质子，其次是 α 粒子，少量是电子，因此，太阳宇宙射线又称为太阳质子。能量大于 2MeV 的太阳质子全部进入同步轨道。在太阳活动比较频繁的年份，太阳质子事件多达 10 余次，平时也有数次。由于太阳宇宙射线具有较高能量，强度又相当大，所以

对航天器的危害也比较大。

➤ 银河系宇宙射线

银河宇宙射线是宇宙空间中能量较高的带电粒子，主要是质子（约 85%）和 α 粒子（约 13%），能量从几个 MeV 到几个 GeV，但通量小，约为几个粒子/cm²·s。银河宇宙射线中离子通量随原子序数增大而呈减小趋势，核子数大于铁的离子在银河宇宙射线中所占比重急剧下降。太阳活动峰年和谷年之间，能量低于 1×10^4 的离子能谱有明显差别。

辐射与空间电子系统相互作用能够引起总剂量效应（TID: Total Dose Ionizing）和单粒子效应等辐射效应（SEE: Single Event Effects）^{[63][64]}，造成系统材料和器件的损伤和故障。

➤ 总剂量效应

空间高能粒子入射到物体时，将部分或全部能量转移给吸收体，带电粒子所损失的能量也就是吸收体所吸收的辐射总剂量。当吸收体是卫星所用的电子元器件时，它将受到总剂量损失，称为总剂量效应。总剂量效应会导致各种电子元器件和功能材料的性能漂移、功能衰退，严重时完全失效或损坏。仅就卫星信息处理平台而言，在典型的任务周期和环境条件下，辐射总剂量的影响可以忽略。

➤ 单粒子效应

单粒子效应主要由于高能粒子入射到半导体集成电路中，在其轨迹上形成一条电离通道并发生能量转移和沉积并被敏感节点收集所导致的。形成过程比较复杂，不同粒子对于不同材料的作用机理也各不相同的，但是最终的结果和表现形式是大致相同的。根据现行的国际标准（JEDEC89A、ASTM 1192 等），SEE 主要的表现形式及分类如图 1.3-6 所示。

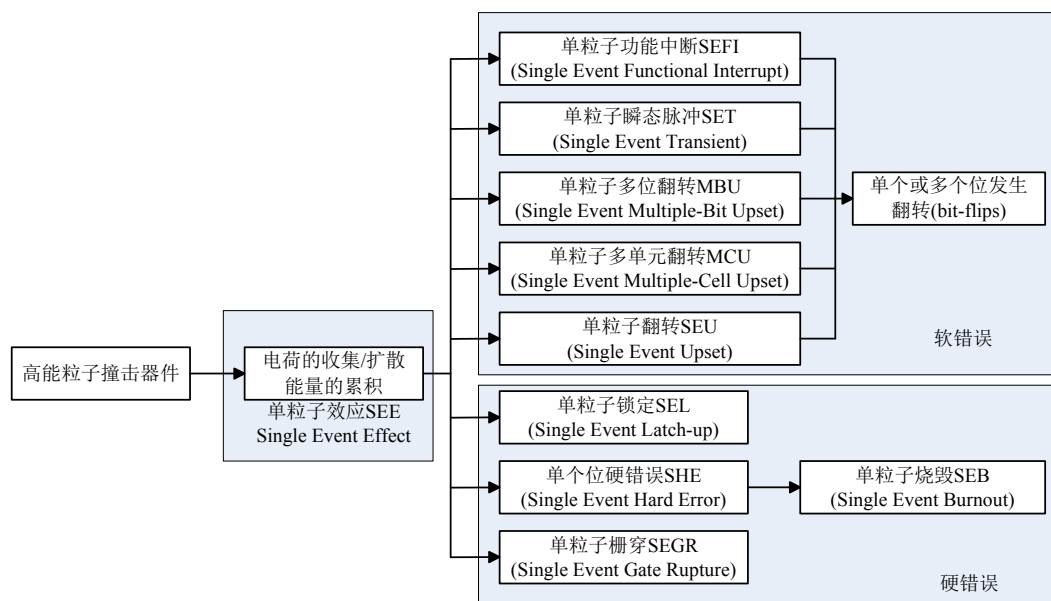


图 1.3-6 SEE 分类

一般把 SEU、MBU、MCU、SET 以及 SEFI 所导致器件的存储单元(如触发器、锁存器、存储器、寄存器等)发生的“位翻转”现象统称为“软错误”(SE: Soft Error),因为这类现象可以通过重写或复位的方式进行修复,不需要重新上电来纠正,也不会造成半导体器件永久性的损坏。对器件造成永久破坏性的 SEE 则被称为“硬错误”(HE: Hard Error),如 SEL、SEB 和 SEGR 等。由于 SE 的表现形式就是可恢复的单粒子翻转,在很多文献、报告及标准中,将“SEU”与“SE”互相通用,为了避免造成概念上的模糊,本文中的 SEU 泛指由各种 SEE 引起的,并可通过重新写入或复位等方式进行修复的“位翻转”现象,即软错误。

航天实践表明,单粒子效应是造成航天器故障的主要因素^[65]。1975 年 D.Binder 等人首次发现通信卫星上的一个双极性 JK 触发器由于空间环境中单个重离子电离作用而发生异常翻转。随后,越来越多的航天器故障记录都被证实与单粒子效应有直接关系:美国哈勃太空望远镜经过南大西洋异常区时由于发生单粒子翻转,需要进行经常性的程序刷新并重载导航控制软件;由于姿态和轨道控制器中发生单粒子翻转,日本的 SUPERBIRD 通信卫星推进器自行点火而导致整星坠毁;美国 MSTI 和 IRON9906 卫星分别于 1993 年和 1997 年也因发生严重单粒子翻转而提前结束寿命;1989 年 10 月 19 日的太阳质子事件期间,美国 TDRS-1 卫星的 RAM 存储器记录到 239 次单粒子翻转事件;我国于 1988 年和 1990 年发射的风云一号 A、B 两颗气象卫星,都曾因姿态和轨道控制分系统的微处理器多次发生单粒子翻转而导致整星提前退役。

基于 SRAM 型 FPGA 的星载设备,以 Xilinx 公司的 FPGA 应用最多。本文以 Xilinx 公司的 Virtex 系列高性能 SRAM 型 FPGA 为例进行研究,下文中的 SRAM 型 FPGA 主要是指此类器件。

Virtex 系列 SRAM 型 FPGA 的主要组成为:配置存储器(Configurable Memory)、可编程逻辑单元(CLB: Configurable Logic Block)、可编程输入输出(Programmable IOB)、块存储器(Block RAM)、布线资源(Routing Resource)、乘法器(Multiplier)、数字时钟管理模块(DCM: Digital clock Manager)、配置状态机(Configuration State Machine)、上电复位状态机(POR: Power on Reset)等。

配置存储器决定了 FPGA 所实现的逻辑类型及各逻辑功能之间的连接关系,如图 1.3-7(a)所示,当配置存储器出现位翻转(即 SEU)时将会导致电路功能出现改变,图 1.3-7(b)为 FPGA 中查找表(LUT)位翻转导致 LUT 实现功能错误(与门变为或非门),图 1.3-7(c)为 FPGA 布线矩阵出现位翻转所导致的连线错误(如开路、短路、桥接等)。

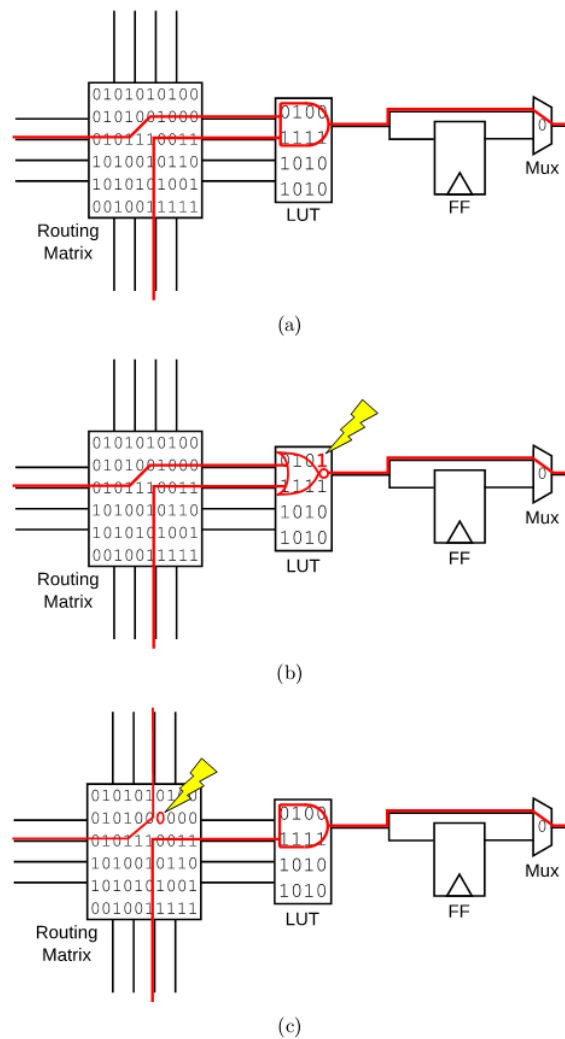


图 1.3-7 (a)配置存储器决定的逻辑功能与布线；(b)LUT 位翻转情况；(c)布线矩阵位翻转情况

除了上述配置存储器单粒子翻转引发的系统故障外，SEE 导致的 FPGA 故障模式还包括用户存储器与触发器 SEU 引起的故障、接口电路 SEFI 引起的故障以及时序和组合电路 SET 引起的故障。因此，为了保系统稳定可靠地工作，必须采用一定的单粒子效应防护技术对系统进行加固。表 1.3-2 给出了 Xilinx Virtex-4 SX-55 FPGA 在不同轨道的翻转率^[93]。

表 1.3-2 Xilinx Virtex-4 SX-55 FPGA 单粒子翻转特性

轨道	轨道高度 (km)	倾角 (degree)	器件翻转率 (SEU/device/s)	配置位翻转率 (SEU/bit/s)
GEO	35786	0	3.46×10^{-3}	1.52×10^{-10}
GPS	20200	55	3.03×10^{-3}	1.34×10^{-10}
Molniya	39305/1507	63.2	3.30×10^{-3}	1.45×10^{-10}
Polar	833	98.7	8.01×10^{-4}	3.53×10^{-11}
LEO	560	35	2.16×10^{-5}	9.52×10^{-13}

1.4 现有技术及存在问题

1.4.1 高动态低信噪比信号接收处理技术

根据本章 1.3.1 小节的结论, 由于轨道的影响, 到达星载接收机的信号存在较大的多普勒频偏与信号幅度动态范围, 这些不利因素的存在将严重影响接收机的性能鲁棒性, 给接收信号处理带来了严峻的挑战。

为了对抗多普勒效应, 从系统、发射端及接收端等不同角度有多重措施, 主要包括^[3]:

- 1) 地面站-卫星闭环频率控制;
- 2) 星上多普勒频移预校正;
- 3) 地面终端频偏的预补偿;
- 4) 进行系统设计时, 工作频率可适当选低一些;
- 5) 普遍采用差分调制, 并且不用相干检测;
- 6) 解调器具有校正多普勒效应的功能。

本文主要研究从扩频系统接收端角度对抗多普勒效应, 即上述第六点, 下文总结了扩频接收机现有的高动态低信噪比检测、同步处理技术, 并给出了存在的待解决问题。

对于低轨卫星高动态弱信号检测, 文献[30]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[35]和[37]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[38]给出了该结构的一种更加详细的实现方案。文献[36]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。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^{[29][30]}以简化接收机设计。

对于低信噪比扩频信号同步, 现有的研究主要致力于改进锁相环的结构及滤波器设计从而达到抑制噪声的目的。文献[117]根据分析多种噪声的谱特性阐明了低信噪比条件下多种环路结构的性能; 文献[118]为了抑制热噪声效应, 提出了一种基于环

路带宽快速自适应的锁相环；文献[119]研究了基于卡尔曼滤波的锁相环，并证明了其在低信噪比环境下的适用性。

存在问题：现有的星载接收信号处理技术在理论、检测器结构及策略等方面的研究与应用已经很成熟，但对剩余多普勒频偏、剩余码相位（采样偏差）对接收机影响及相应的处理研究较少，从本文第三章的研究结论可知，上述因素对接收机的鲁棒性影响很大。现有的技术中，通常通过减小扫频间距、提高采样率来对抗剩余多普勒频偏与采样偏差，但该方案提高了系统复杂度与功耗，且从统计角度并不能减小捕获时间；文献[42][48]提出了相邻检测单元检测方案，但该方案对检测概率的性能增益不大；文献[54]提出了抛物线差值法来减小采样偏差的影响，但该方法复杂度较高，不适用于硬件实现。

1.4.2 常用抗单粒子容错技术

针对 SRAM 型 FPGA 不同类型的单粒子效应故障，工程中存在相应的单粒子效应故障检测与加固设计方法。常用的防护技术分述如下^{[63][64][74]}。

1) 整个电子设备全屏蔽

在电子设备的外面专门附加一层具有一定厚度的抗辐射材料进行屏蔽，减缓设备所受的辐射效应。采用不同的材料可以获得不同的抗辐射性能，常采用的材料有铝、铅、钽和某些脂类化合物等。

2) 系统级冗余

双机冗余是目前国内外航天器经常采用的可靠性设计方法。充分利用软、硬件容错技术相结合的优势，对星载设备系统级或部件级硬件体系进行冗余结构设计，在主机发生故障的临界状态，启动备份机代替主机工作以达到容错目的。我国的东方红 3 号人造卫星以及嫦娥一号探月卫星均采用了双机容错系统。

3) 器件级冗余

器件级的冗余一般就是同时使用 2 片或 3 片同样的器件（如 FPGA）完成完全相同的工作和配置，对它们的结果进行表决以防止错误的发生。双 FPGA 容错如图 1.4-1 所示。

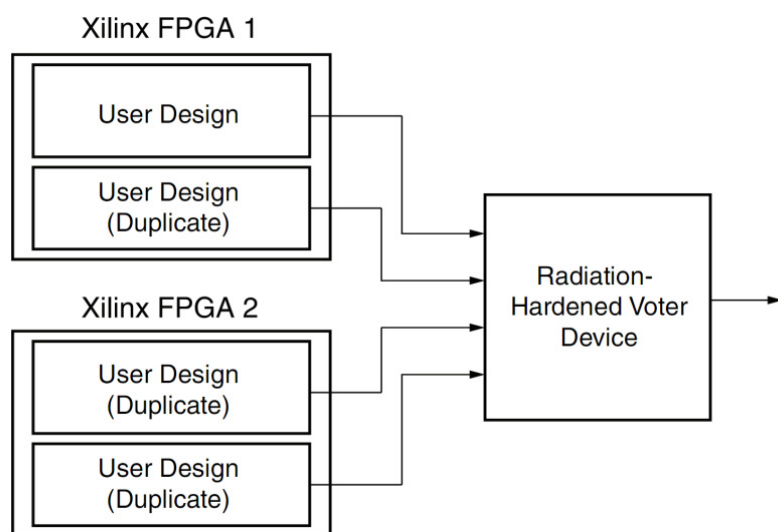


图 1.4-1 双 FPGA 容错架构

每片 FPGA 都包含相同的两份设计，这样就有四份运行结果同时输送给抗辐射的表决器。如果其中一个运行结果与其它三份不同，则表决器会忽略从这个出错 FPGA 发来的所有结果直到它被重新同步；如果剩下的这片 FPGA 的两份运行结果也不相同，则需要重新启动两片 FPGA。

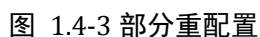
相似的，三器件冗余的例子更加普遍。每片 FPGA 包含一份相同的设计，如果某一个出错，则忽略其直到被重新同步。

4) 三模冗余 (TMR)

硬件的三模冗余设计在电子器件容错领域早已使用多年。一般来说，通过三倍逻辑，表决输出结果可以屏蔽偶然发生的错误事件，这也是最传统的三模冗余设计。TMR 的典型结构如图 1.4-2 所示。TMR 方法优点在于速度快，在一定程度上提高了系统的可靠性；缺点是三倍硬件备份，故质量、面积、功耗都会增加，并且产生的错误只能屏蔽，不能修复。为了应付各种不同的故障，TMR 有许多改良版，比较常见的有：将输出表决器也做三模冗余以防止表决器本身发生故障；增加反馈回路以避免时序逻辑中翻转的积累。



系统上电时通过配置电路将配置比特流写入 FPGA 当中，配置比特流包含了配置存储单元的所有信息。SEU 引起的配置存储单元发生错误，会给系统造成不可预料的影响。因此周期性的重新写入配置比特流很有必要。Scrubbing 能够在不影响 FPGA 运行的前提下修复配置存储空间数据的比特反转，提高存储器的抗 SEU 能力。Xilinx 公司的实验结果表明，当擦除频率 10 倍于单粒子翻转的频率时，能够有效降低配置存储单元发生比特翻转的概率。



6) 错误检测与纠错 (EDAC)

星载 FPGA 系统中的纠错码信息冗余技术是借鉴通信中的信道编码理论而加以应用的。如图 1.4-4 所示, 信息冗余的基本原理是经过信源编码后的信息码元序列附加上监督码元后进行存储, 这些监督码元与信息码元存在某种确定的相互关联。读取方可以通过监督码元与信息码元之间的关联是否与编码时一致而判断传输过程(存储到读取之间这个过程)中是否出错, 或发现出错的码元后根据编码算法而将其纠正。一般采用既能检错又能纠错的编码方法, 如 CRC 循环校验码、汉明码等。采用的编码方案应该是在确定码长的情况下至少能够纠正一位, 因为连续发生两位 SEU 的概率比单个 SEU 的概率要低的多(但随着 RAM 密度的增加, 这种情况越有可能出现)。

信息冗余纠检错技术能够纠错和检错, 但是冗余的信息本身不具备自我保护功能。一旦冗余的信息本身遭受 SEU 影响, 则不能够保证系统的数据可靠性和安全性; 而且通过附加的硬件资源即 ECC 电路, 以及长时间的 ECC 纠检错过程, 资源消耗增加, 处理速度下降。

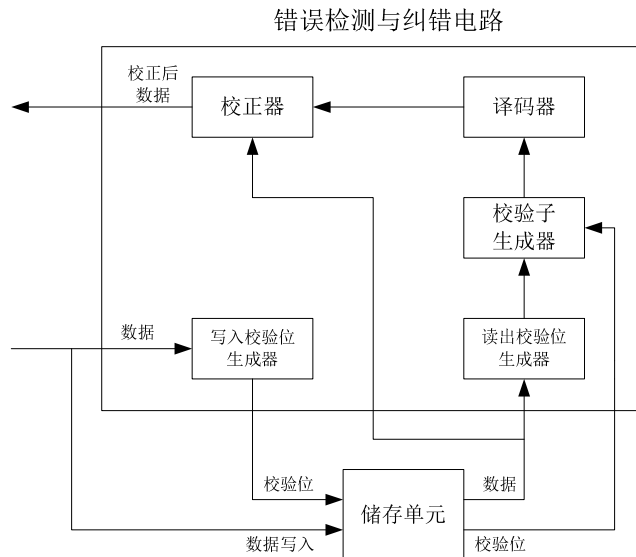


图 1.4-4 EDAC 结构

7) 系统监控与重配置

利用 CPLD 或者 Actel 高可靠性的反熔丝 FPGA 负责从非易失大容量存储器中读取 Xilinx FPGA 的配置数据对其进行配置, 然后在运行期间, 对最容易受辐射效应影响的配置存储器进行回读操作, 并与标准数据进行比对以检查是否发生了翻转。如果发现错误, 则重配置整个或部分器件。澳大利亚的 FedSat-1 号卫星就使用了回读对比检测方法来检错, 如果发现有翻转, 则重配置整个 FPGA。

在上述众多单粒子效应防护方法中, 三模冗余技术能够屏蔽 SEU 对系统的影响但无法对错误进行纠正, Scrubbing 可以修复因 SEU 而发生错误的逻辑单元但不能解决由 SEU 效应导致的错误传播效应。若将这两种方法结合则可以充分利用二者的特

点，有效地对单粒子翻转进行屏蔽与修复，保证系统可靠运行。截至目前，TMR 结合擦洗的防护方法已在众多星载 FPGA 抗辐射平台中得以应用，比如：Los Alamos National Laboratory 的 Cibola Flight Experiment (CFE) 卫星；NASA 的 GRACE 卫星；TACSAT-2 卫星等等，取得了很好的效果。该方案如图 1.4-5 所示。

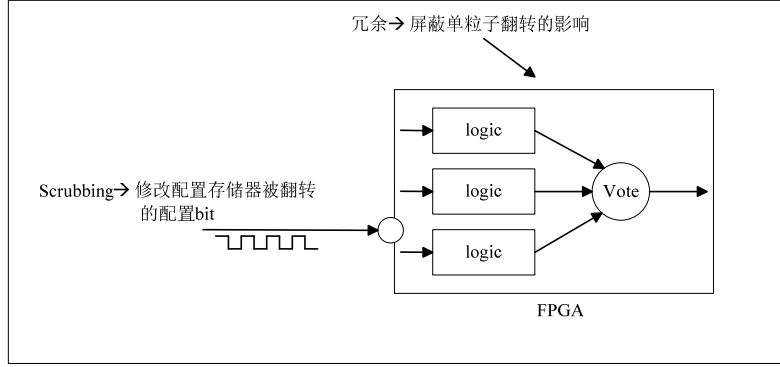


图 1.4-5 三模冗余结合擦洗防护方法

通过 Markov 状态转移图建模，可以得到不同情况下系统的可靠性^[93]。当不采取任何加固措施时，系统可靠度为

$$R_1(t) = e^{-\lambda t} \quad (1.4-1)$$

当仅采取 TMR 加固，可靠度为

$$R_2(t) = 3e^{-2\lambda t} - 2e^{-3\lambda t} \quad (1.4-2)$$

当采取冗余结合 Scrubbing 加固措施时，可靠度为

$$R_3(t) = \frac{(\mu + 5\lambda) \sinh\left(\frac{1}{2}t\sqrt{\mu^2 + 10\lambda\mu + \lambda^2}\right) e^{-\frac{1}{2}(\mu+5\lambda)t}}{\sqrt{\mu^2 + 10\lambda\mu + \lambda^2}} + \cosh\left(\frac{1}{2}t\sqrt{\mu^2 + 10\lambda\mu + \lambda^2}\right) e^{-\frac{1}{2}(\mu+5\lambda)t} \quad (1.4-3)$$

式中， λ 为失效率， μ 为 Scrubbing 的修复率，图 1.4-6 给出了当 $\lambda = 0.001$ 、 $\mu = 0.1$ 时三种情形下系统的可靠度，可以看出，TMR 结合擦洗防护技术的可靠性远远高于无防护及仅采用 TMR 防护技术的可靠性，这从理论角度证明了 TMR 结合 Scrubbing 加固方案可以有效降低单粒子翻转问题。从图 1.4-6 还可以发现一个有趣的现象，TMR 容错方式的可靠性在一段时间后开始低于无防护措施的可性，这是因为随着单粒子翻转的累积，TMR 引入的冗余（两倍备份与判决模块）对于系统的可靠性起负面作用^[93]，因此，TMR 需要结合 Scrubbing 才能对可靠性带来质变。

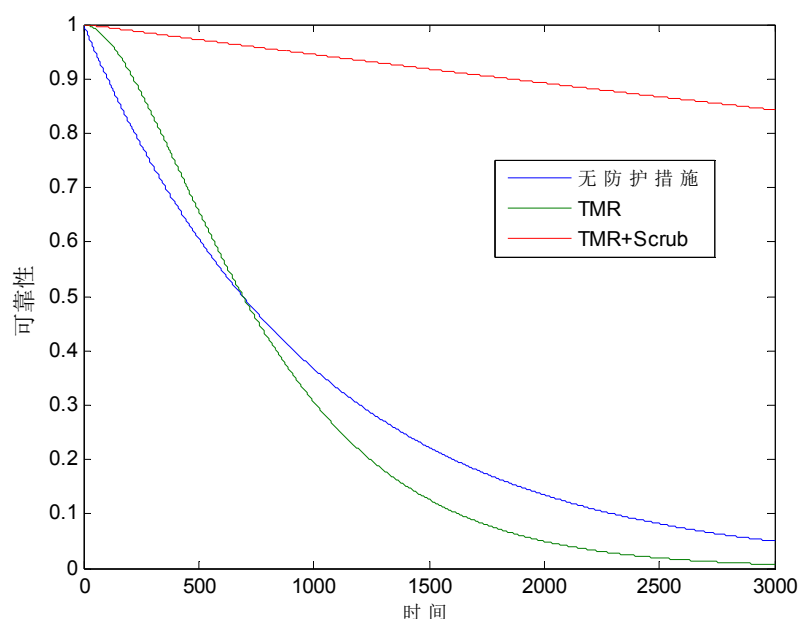


图 1.4-6 不同加固方式下系统可靠性

图 1.4-7 为 NASA 和 Xilinx 对 VirtexII 器件（Xc2v1000）进行抗 SEU 试验获得的结果。

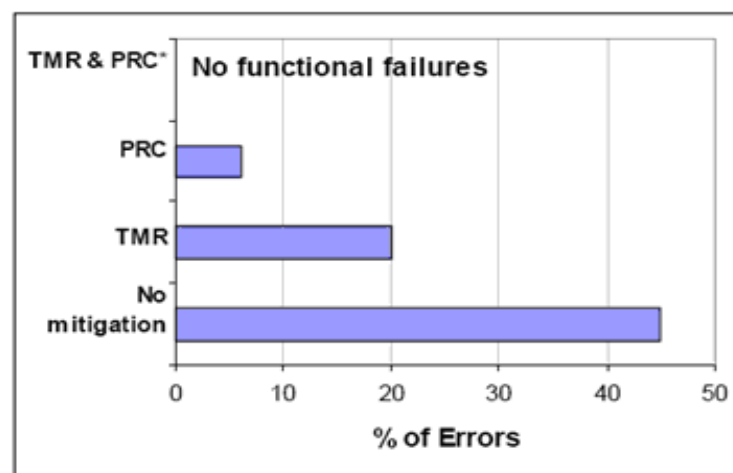


图 1.4-7 Xilinx VirtexII 抗 SEU 试验结果

从图 1.4-7 可见，任何措施都不采取的情况下，在单粒子翻转试验中，出现错误的概率约为 45%；采用擦洗方法，出现错误的概率约为 5%；采用 TMR 方法，出现错误的概率约为 20%；采用 TMR +Scrubbing 方法，没有发生错误（条件：刷新的频率大于单粒子翻转的频率）。这从实际应用角度证明了 TMR+Scrubbing 方案可以有效降低单粒子翻转问题。

存在问题：现有的星载电子系统抗辐射加固技术主要是普遍意义上的容错方案，针对具体系统的容错方案设计不多，在不同的系统中，单粒子翻转导致的错误模式存在一定的差异，因此需要针对特定的系统研究设计特定的容错方案。将传统的

TMR 方案应用于星载信号接收处理中,将导致面积与功耗的急剧增加,通常情况下,加固后的面积与功耗是加固前的 3-5 倍,因此,对星载接收机全部采用 TMR 容错对于资源受限的卫星系统是不能接收的。

1.4.3 论文的研究意义

性能、鲁棒性和成本三者相互制约的难题一直是星载电子系统发展的巨大挑战,在卫星应用背景中,要求其能在满足性能指标的前提下以较低成本实现快速集成及测试,同时能够适应轨道与空间环境,达到预期的运行寿命。

星载通信信号处理平台是卫星的核心部件之一,其处理能力和可靠性直接决定卫星能否高效可靠的完成预定使命。FPGA 由于具有功能强大、可重复编程、开发周期短、体积小等显著优势,越来越多地被应用到航天领域,成为星载信号处理和控制的關鍵部件。

本文在上述的背景下研究和解决的主要问题是:分析了在扩频信号检测中由于剩余多普勒频偏及采样偏差对检测性能的影响,根据能量扩散特性提出了一种基于相邻检测单元双检测变量的检测方法(TC-DTD: Twin Cell-Double Thresholds Detection),提高了检测性能以及检测的鲁棒性;针对单粒子效应对基于 SRAM 型 FPGA 平台的星载接收机的影响,研究分析了低精度冗余(RPR: Reduced Precision Redundancy)容错技术的可靠性,理论分析了改容错技术的噪声方差并从理论上对判决门限进行了优化设计;为了以较小的代价达到提高空间辐射环境下星载接收机的鲁棒性的目的,利用 RPR 容错技术对星载扩频接收机进行抗辐射加固设计,研究了在星载数字信号处理平台上实现扩频信号处理时有限精度效应对扩频接收机数字前端的影响,给出了满足不同性能指标要求的数据精度设计,提出了基于单比特冗余的鲁棒数字前端;研究了载波跟踪环鉴相器输出数据精度、环路滤波器系数字长及滤波器运算误差等对环路跟踪精度的影响,提出了基于 S-DMRwRP(State based Dual Modular Redundancy with Reduced Precision)的鲁棒 PLL(Phase Lock Loop)。本文的研究能够解决基于 SRAM 型 FPGA 平台的星载扩频信号接收处理中由于卫星轨道及空间环境影响引起的接收机性能鲁棒性下降问题,为星载接收机的高效、可靠地工作提供了支撑,具有重要的理论意义和工程应用价值。

1.5 论文主要研究内容和创新点

本文以空间辐射环境下的卫星通信信号处理为应用背景,以高性能星载鲁棒接收机设计为出发点,围绕基于 SRAM 型 FPGA 的星载扩频接收机基带处理相关的关键技术展开研究。

全文内容安排如下:

第一章:绪论

介绍论文的研究背景、意义，以及本论文的主要研究工作和创新点。

第二章：星载扩频接收机理论基础

基于数字接收机中的信号处理，重点介绍了扩频信号捕获技术（包括捕获原理、检测结构、检测性能及检测损耗）与同步技术（包括载波同步、时钟同步误差影响及同步算法分类和结构）。

第三章：基于相邻检测单元的鲁棒检测技术

首先给出了系统模型，在此基础上分析了剩余频偏、采样偏差所引入的相干积累损耗，然后根据剩余频偏、采样偏差引起的检测能量扩散特点提出了两种基于相邻检测单元检测（TCD: Twin-cell Detection）算法，理论推导这两种检测算法的检测性能并进行比较；最后，根据对传统非相干检测方法、TCD1 与 TCD2 的分析比较结论提出了相邻检测单元-双检测变量（TC-DTD）检测算法并分析其检测性能。

第四章：低精度冗余（RPR）容错技术

首先介绍了 SEU 对 SRAM-FPGA 接收机的影响并进行分类，在此基础之上给出了 RPR 的类型与结构，通过建立马尔可夫（Markov）模型分析了 RPR 的可靠性；然后对 RPR 引入的噪声进行分析，包括低精度模块量化噪声以及 RPR 噪声，通过噪声模型对 RPR 的关键参数—检测门限进行了优化设计。

第五章：基于单比特冗余的鲁棒数字前端设计与分析

首先给出了有限精度量化特性，分析了量化噪声对数字信号处理系统的性能影响；然后，分析数字前端有限字长效应对接收机相干信噪比的影响，给出了不同性能指标下的数据精度方案；最后结合 RPR 容错技术与数字前端数据精度特性提出了基于单比特冗余的鲁棒数字前端并分析其性能。

第六章：基于 S-DMRwRP 的鲁棒 PLL 设计与分析

首先给出了数字锁相环的设计基本要素，主要包括环路模型以及环路锁定检测；然后理论分析了有限数据精度对数字锁相环跟踪性能的影响，重点研究了面向判决、反正切这两种鉴相方式输出量化噪声导致的相位精度损失；最后综合 RPR 容错技术以及锁定检测的环路状态指示特点提出了 S-DMRwRP 鲁棒 PLL 并分析其性能。

第七章：结束语

对论文研究成果进行了回顾总结；并对下一步要开展的工作进行了规划和展望。

论文第一章与第二章是全文的基础，给出了本文的研究背景、意义及相关技术基础，第三、四、五、六章分别针对具体的问题进行深入研究，其中，第三章主要针对星载接收机高动态背景，致力于提高接收机在卫星轨道背景下存在剩余频频与采样偏差等不利因素影响的检测鲁棒性；第四、五、六章主要针对空间辐射背景下接收信号的鲁棒处理，第四章研究了适用于数字信号处理系统的 RPR 容错技术，第五、六章

将 RPR 容错技术应用于星载接收机，对接收机数字前端及载波跟踪环进行加固处理。第七章对全文进行总结并进行展望。论文各章结构关系见图 1.5-1。

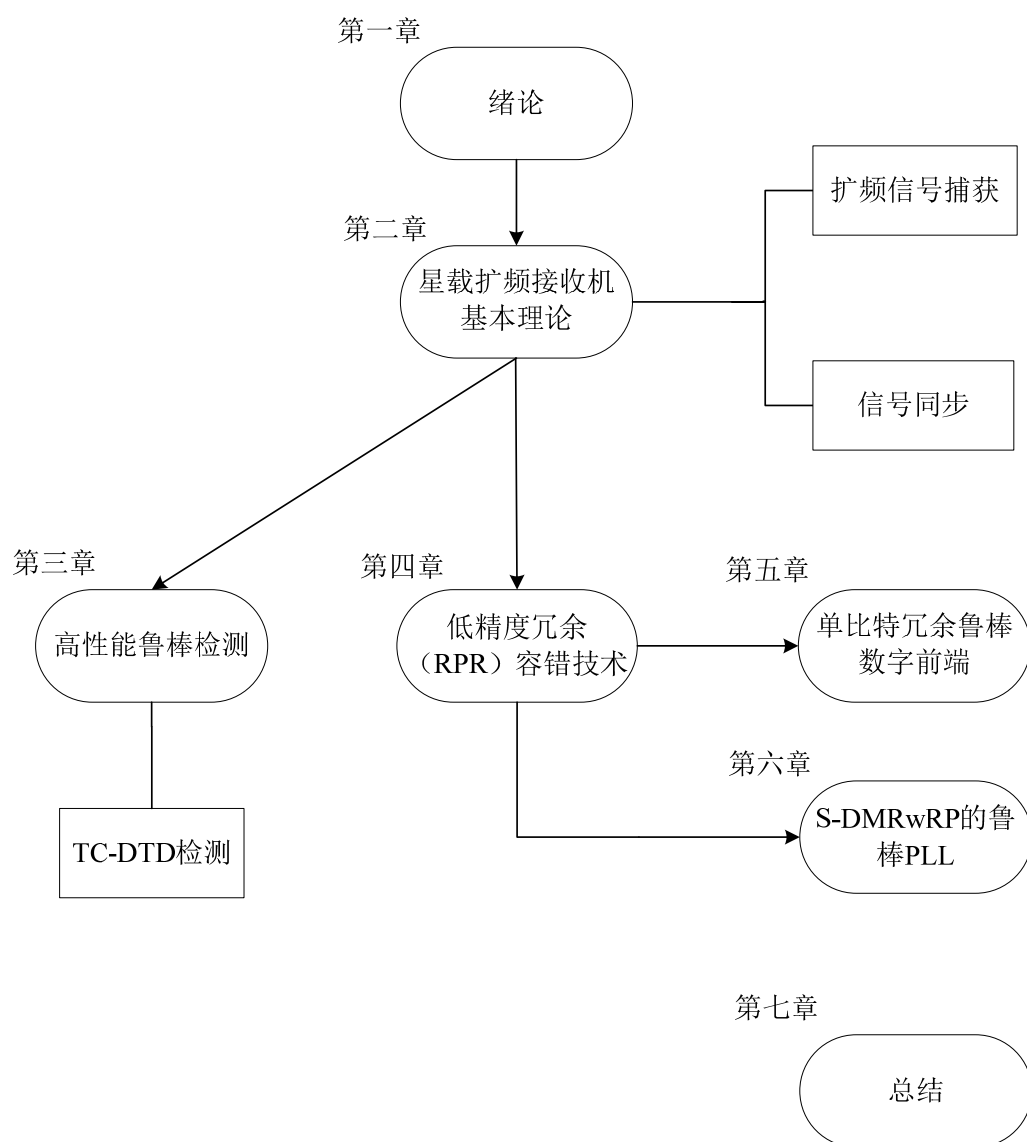


图 1.5-1 论文结构框图

本文的主要创新点包括：

1、针对卫星扩频系统中由于剩余载波频偏、采样偏差等因素导致检测性能下降问题，根据能量扩散特性，研究比较了两种相邻检测单元检测算法（TCD1、TCD2），给出了这两种方法的检测性能；提出了相邻检测单元—双检测变量（TC-DTD）方法，给出了该方法的检测性能，通过比较证明了该检测方法具有良好的检测性能且受剩余载波频偏与采样偏差影响较小。

2、研究分析低精度冗余（RPR）容错技术。根据 RPR 系统的特点建立 Markov 状态模型，给出了 RPR 系统可靠性公式；理论推导出 RPR 系统的噪声方差，并对判决门限进行优化。

3、针对采用传统三模冗余容错技术防护单粒子翻转所引起的高成本（3-5 倍的资源消耗与功耗）问题，结合扩频信号接收处理及 RPR 的特点，提出了基于单比特冗余的鲁棒数字前端。经理论推导给出了 ADC 量化、载波 NCO 及滤波器有限字长效应引起的接收机相干信噪比损耗的闭合表达式。研究讨论了不同字长组合方案对系统性能的影响，给出了不同指标要求下的最优字长组合。采用单比特字长对扩频系统数字前端进行抗辐射加固，以较低的代价提高了前端的鲁棒性。

4、提出了基于 S-DMRwRP 的鲁棒 PLL。分析研究了载波跟踪环鉴相器输出精度、环路滤波器系数字长及滤波器运算误差等对环路跟踪精度的影响。利用锁定检测对环路状态的指示能力，仅对环路进行一倍低精度冗余备份，判决器综合锁定检测状态及载波 NCO 输出数据对环路故障进行检测、定位与屏蔽，有效地提高了 PLL 的鲁棒性。

第二章 星载扩频接收机基本理论

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。对扩频信号接收，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。

本章主要介绍了扩频信号捕获技术（包括捕获原理、检测结构、检测性能及检测损耗）和同步技术（包括同步基本参数及同步算法的分类与结构）。

2.2 数字接收机中的信号处理

在无线数字传输中，发端信息以特定的数字波形传送，若信道无失真，则接收端收到的波形是完全确知的，但问题是发送信号的参考时刻在哪里，解调器在什么时刻采样最佳，当传输路径的长度随时间变化时如何跟踪最佳采样时刻等等。如果把这些作为参考量，那么除了发送信息和参考量外其他都是已知的。由于信息是依靠载波的幅度或相位传送，因此接收端首先需要恢复载波。如果接收机利用了载波相位来检测信号，则称为相干检测，反之，如果没有利用相位参考信息，则称为非相干检测。在数字通信中，尽管解调侧重于波形的恢复，而检测侧重于码元的判决，但是解调和检测经常可以互用。对于常用的相干解调来说，信号通过本地参考信号的相干接收得到含有信息的同相和正交两路基带信号。若本地参考信号与接收信号存在频率或相位的偏差，将给基带信号带来误差最终将影响信号的判决过程。因此在无线数字通信中，解决信号接收中的本地参考信号问题也是非常重要的，其参数的获取和跟踪是同步技术中的重要内容。

无线通信系统都可以由图 2.2-1 所示的模型来描述。

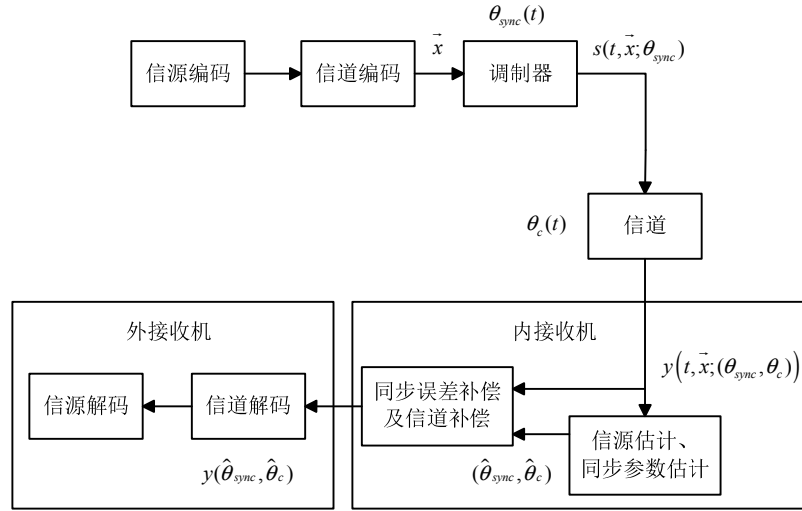


图 2.2-1 数字通信系统模型

信源在传输前都要经过数据压缩（信源编码）以及增加冗余（信道编码），最终进入调制器的是离散二进制序列 \vec{x} 。信息论指出信源的极限压缩率是信源的“熵”，在信道上传输的最大速率是信道容量。而对于图 2.2-1 所示的通信系统，离散序列 \vec{x} 经过调制器成为时间连续信号 $s(t, \vec{x}; \theta_{sync})$ ，此时发送信号不仅与 \vec{x} 有关还加入了同步参数 $\theta_{sync}(t)$ ，在经过信道后，又加入信道参数 $\theta_c(t)$ ，使得接收到的连续信号的形式为 $y(t, \vec{x}; (\theta_{sync}, \theta_c))$ ，增加了未知参数 $(\theta_{sync}, \theta_c)$ 。在 Meyr 的模型^[121]中接收机分为两部分即内接收机和外接收机，图 2.2-1 中已经标示出这两部分。内接收机的任务就是对未知参数 $(\theta_{sync}, \theta_c)$ 的估计与补偿并产生序列 $y(\hat{\theta}_{sync}, \hat{\theta}_c)$ 。使得在外接收机处理时不存在任何的未知参数。而外接收机的任务就是判决与最佳译码。

本论文重点关注的是内接收机的实现，如果说信息论中信道容量的概念为实际系统的传输速率制定理论上限，那么内接收机的作用就是针对各种实际信道使得实际的传输能够接近信道容量。因此其核心任务就是同步参数与信道参数的估计与补偿。为了达到这个目标，首先需要利用采样序列 $\vec{y}(kT_s, \vec{x}; \theta)$ 得到未知参数的估计值 $(\hat{\theta}_{sync}, \hat{\theta}_c)$ ，这包括符号同步和载波恢复，它是接收机正常运行的基础；然后是参数补偿，用估计得到的参数来代替实际的未知参数 $(\theta_{sync}, \theta_c)$ 。

上述有关内接收机的内容是按照定时恢复和载波恢复这两种不同的内容进行区分的，其实还可以按照捕获和跟踪这两个阶段对内接收机的算法进行划分。在定时恢复过程中就会涉及到捕获和跟踪两个阶段，载波恢复过程也同样如此。只不过在一般的数字接收机中，捕获和跟踪的过程可以融合在定时恢复算法或载波恢复算法中实现，而对扩频接收机来说，捕获和跟踪的过程是无法融合在定时恢复或者载波恢复中一起实现的，必须分阶段完成，其信号处理通道结构如图 2.2-2 所示。

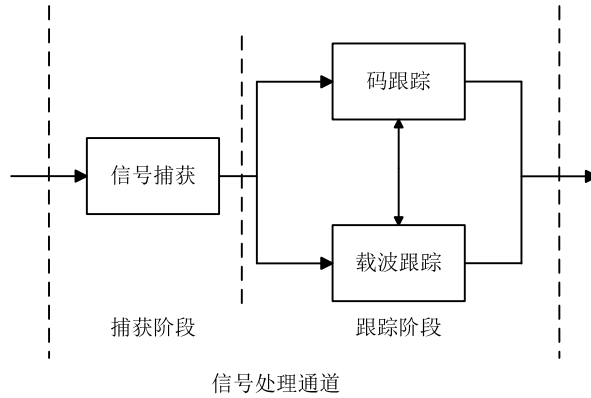


图 2.2-2 信号处理通道结构图

2.3 扩频信号捕获技术

2.3.1 捕获原理

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。低轨卫星扩频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 2.3-1 所示。

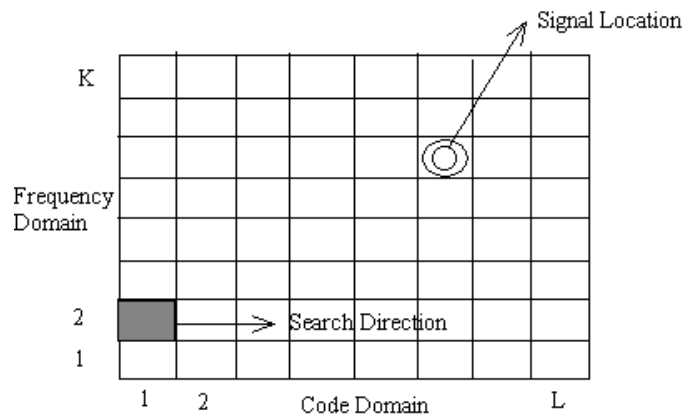


图 2.3-1 二维信号搜索

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 $1 - P_{fa}$ 。

综合上面论述，扩频信号捕获的一般结构可以定义如图 2.3-2 所示：

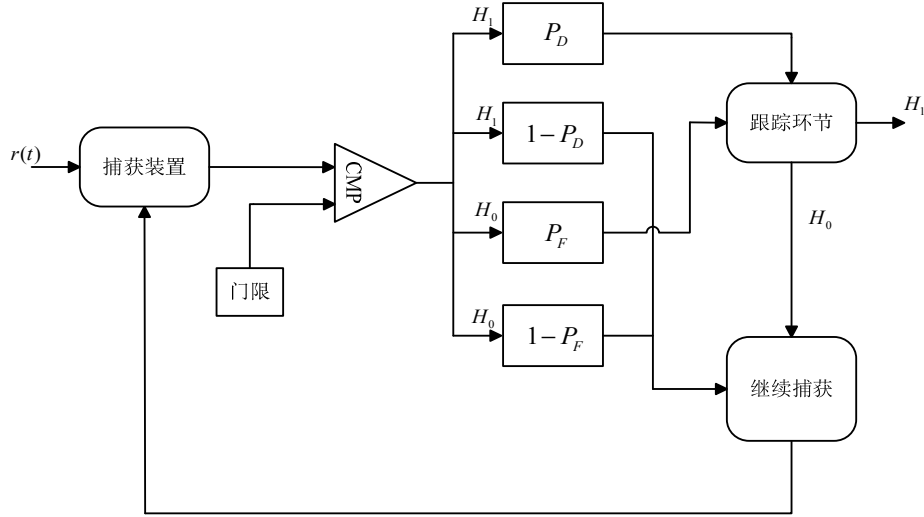


图 2.3-2 扩频信号捕获原理图

图 2.3-2 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。

2.3.2 检测器结构

检测器作为捕获的硬件实体部分，是捕获的一个重要单元，通过对检测器得出的检测变量进行判决，进而判定当前检测单元为 H_0 或 H_1 。人们针对检测结构提出了各种不同的实现方法，主要可分为：滑动相关法^{[61][62]}、匹配滤波器法^{[16][57]}、时域并行 FFT 法^[58]和频域并行 FFT 法^{[35][40]}。

滑动相关法的工作流程为：当需要检测某个搜索单元时，调整本地伪码和载波频率至该搜索单元，然后进行相干累加处理；累加结果进行检波、非相干积累和判决等操作；若未检测到信号，则调整本地码相位和载波频率，继续下一个搜索单元的处理。显然，滑动相关法的检测速率与其积累时间成反比。为了提高检测速率，可采用多个累加器并行处理的方式。

当信号为实信号时，比较相关和卷积运算的计算公式可以看出，它们仅存在时间上的反转这个区别，当接收到一个实的扩频信号时，可以设计一个滤波器，使其单位冲激响应为该扩频信号中所用扩频码在时间上的反转，当输入数据与本地码完全匹配时产生最大的相干累加值，所以被称为匹配滤波器法。匹配滤波器法的实现结构如图 2.3-3 所示。接收数据首先与本地载波相乘实现正交下变频，然后依次“流入”移位寄存器；本地复现码作为滤波器的系数保持不变，滤波器的输出即为相干累加值；当完成全部码相位的搜索后，调整本地载波频率，继续下一个频率单元的搜索。

由于采用了并行流水处理结构，匹配滤波器法每个采样时钟均可计算一个相位的相关累加值，故其检测速率为 $1/T_c$ 。

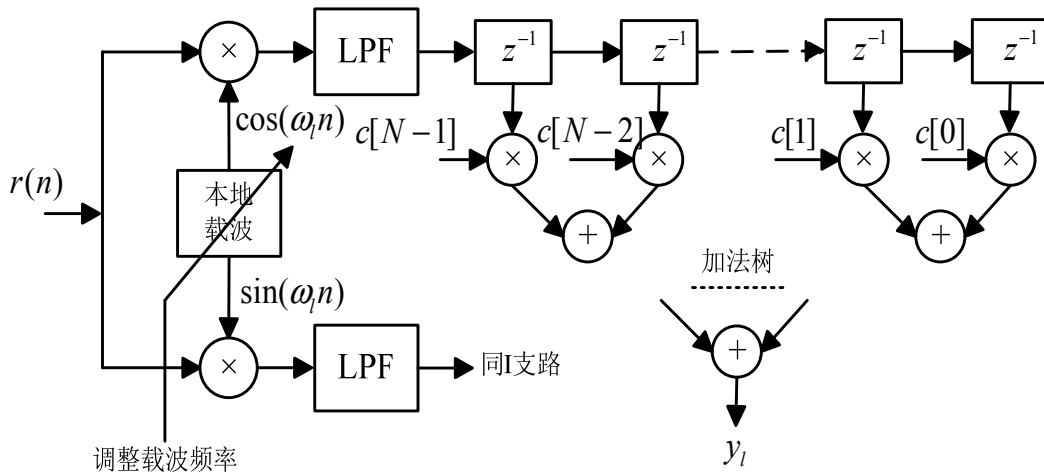


图 2.3-3 基于匹配滤波器的检测结构

近年来，随着频域处理技术的成熟，采用 FFT 对数据进行频域处理有着独特的优势。目前基于 FFT 的扩频信号检测结构主要有两种。

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

为了搜索所有 N 个伪码相位，需要在时域中做 N 次相关，共需 N^2 次乘法。将时域内的相关运算变换到频域内的相乘后，搜索所有伪码相位只需要做一次 FFT 变换和 FFT 逆变换，乘法数变为 $2N \log_2 N$ ，使整个过程的运算次数大大减少，从而减少捕获时间。时域并行 FFT 检测结构如图 2.3-4 所示。

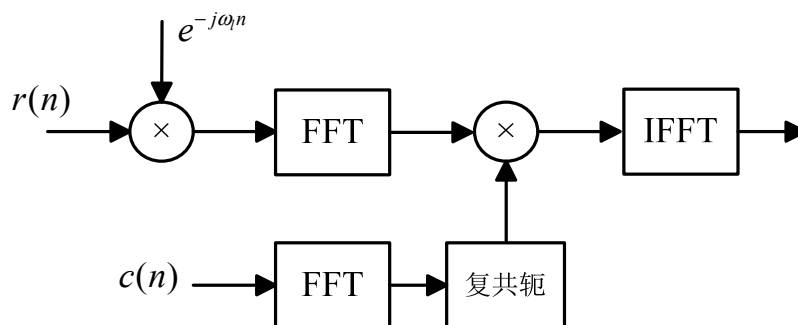


图 2.3-4 时域并行 FFT 法结构图

第二种是利用 FFT 对多普勒频移进行分析。这种方法的基本原理是：使本地伪码与接收信号的伪码相位保持相对滑动，当本地伪码与输入信号伪码相位一致时，本地伪码与输入信号相乘（也可以进行部分相关处理，这将引入一定的能量损耗），得到带载波伪基带信号，对其进行 FFT 处理，出现谱峰，谱峰对应的值就是多普勒频移。

值，其结构如图 2.3-5 所示。

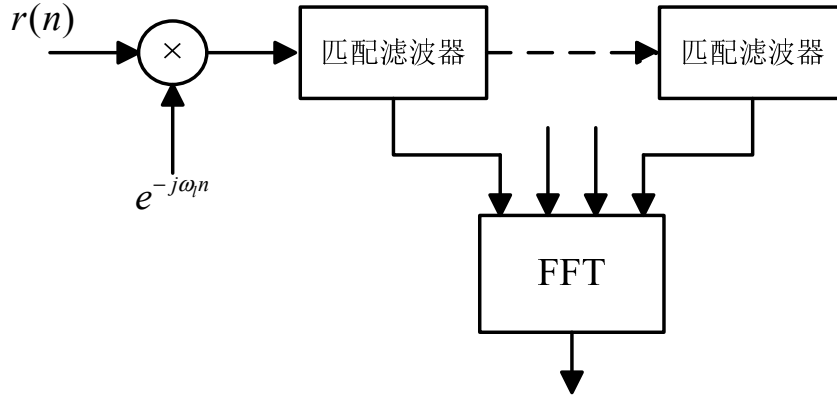


图 2.3-5 频域并行 FFT 法结构图

2.3.3 检测性能

若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 2.3-6 所示。

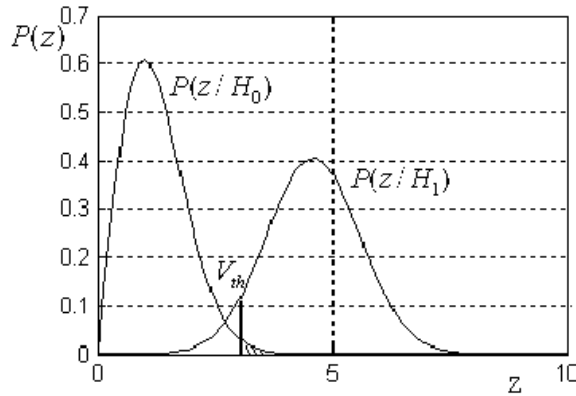


图 2.3-6 非相干检测量概率密度

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

$$P_d = \Pr\{z \geq V_{th} / H_1\} \quad (2.3-1)$$

而虚警概率则为 $P(z/H_0)$ 在门限右边(图中阴影)部分，即

$$P_{fa} = \Pr\{z \geq V_{th} / H_0\} \quad (2.3-2)$$

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。

由于在信号捕获的搜索过程中需要对多个码相位和载波频率进行判决，只要它们的误差在一定的范围内都可认为捕获成功。当检测量互相独立时，系统总的检测概率

可写成^[52]

$$P_D = 1 - \prod_{\Delta\tau_m < \tau_w, \Delta f_l < f_w} [1 - P_d(\tau_m, f_l)] \quad (2.3-3)$$

式中, τ_m , f_l 分别对应时域和频域第 m 和 l 个检测单元, τ_w 、 f_w 分别表示后端跟踪处理所能够允许的伪码相位和载波频率误差范围。

相应地, 系统总的虚警概率可表示为

$$P_{FA} = 1 - (1 - (P_{fa}(T_{th}))^N \quad (2.3-4)$$

式中, N 为总检测单元数。

2.3.4 检测损耗

在实际的系统中, 由于信号处理通道的不理想, 检测能量存在一定的损耗, 这将导致检测性能的降低。

首先, 信号传播过程中, 由于卫星与地面设备间的相对运动产生的多普勒频偏以及由于距离延迟产生的码相位偏差将对相干能量产生不同程度的损耗, 本文第三章将作具体分析。

其次, 接收信号一般需要经过带通滤波器、ADC 数字采集等电路。这些前端处理会产生一定的损耗, 其中主要包括滤波器损耗和 ADC 量化损耗。假设带通滤波器的频率响应为 $H_b(f) = H_l(f - f_c)$, $H_l(f)$ 为带通滤波器的等效低通滤波器频率响应。当采样率远高于信号带宽时, 带通滤波器引入的相干损耗可表示为^[51]

$$L_f = \frac{\left(\int_{-\infty}^{\infty} S_{PN}(f) H_l(f) df \right)^2}{\int_{-\infty}^{\infty} S_{PN}(f) |H_l(f)|^2 df} \quad (2.3-5)$$

其中 $S_{PN}(f)$ 为扩频码的功率谱密度, 可表示为

$$S_{PN}(f) = T_c \left(\frac{\sin(\pi f T_c)}{\pi f T_c} \right)^2 \quad (2.3-6)$$

式中 T_c 为码片宽度, 根据式(2.3-5)即可计算滤波器引入的损耗。当带通滤波器为双边带带宽等于 $2/T_c$ 的理想滤波器时, 滤波器损耗约为 0.41dB。ADC 数字采集电路会产生量化损耗, 对于 ADC 量化损耗将在本文第五章作具体分析。

另外, 当在 FPGA 平台对基带信号进行处理时, 由于采样偏差、有限字长效应等的影响, 相干能量也会出现一定程度的衰减, 本文第三章讨论了采样偏差对检测性能的影响并提出了消除该影响的相邻检测单元检测方法, 第五章研究了有限字长效应对检测性能的影响。

2.4 扩频信号同步技术

扩频系统内接收机中,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。

2.4.1 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 ADC 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:

$$s(nT) = e^{j(2\pi\nu(nT+\bar{\tau})+\theta)} \sum_i c_i g(nT + \bar{\tau} - iT - \tau) + w(nT) \quad (2.4-1)$$

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, $g(t)$ 为成型函数, $\bar{\tau}$ 为 ADC 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。

2.4.2 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、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

$$P_{ld} = P_l \times \cos^2(\theta) \quad (2.4-2)$$

由误码率与信噪比关系,可以给出此时的误码率表达式为

$$p(e/\theta) = Q\left(\cos(\theta)\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) \quad (2.4-3)$$

对于 QPSK 调制方式,其判决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

$$\begin{aligned} p(e/\theta) = & \frac{1}{2} \times Q\left((\cos(\theta) + \sin(\theta))\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) \\ & + \frac{1}{2} \times Q\left((\cos(\theta) - \sin(\theta))\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) \end{aligned} \quad (2.4-4)$$

由式(2.4-3)和式(2.4-4)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, 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:

$$p(\theta) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_\theta} \exp\left(-\frac{(\theta - \theta_m)^2}{2\sigma_\theta^2}\right) \quad (2.4-5)$$

可以给出在载波同步误差存在下, 实际误码率公式为

$$P(e) = \int_{-\infty}^{\infty} p(e/\theta) p(\theta) d\theta \quad (2.4-6)$$

文献[130][131]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。

2.4.3 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。扩频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

$$p(e/\tau) = Q\left(|\sin c(\tau)| \sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) \quad (2.4-7)$$

由式(2.4-7)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

$$P(e) = \int_{-1}^1 p(e/\tau) p(\tau) d\tau \quad (2.4-8)$$

文献[131]给出了基于泰勒展开方式的同步误差与误码分析, 文献[132]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。

2.4.4 同步处理算法分类与结构

从估计器与参数调整模块的关系的角度，同步处理算法可以分为前馈处理算法与反馈处理算法。前馈系统中，估计器从接收信号中得到估计参数并将该参数送入参数调整模块；反馈系统中，估计器根据参数调整模块的输出计算得出一个误差信号并将其反馈回参数调整模块。

根据外部信息参与辅助估计与否可以将同步处理算法分为三类^[121]：非数据辅助（NDA: non-data-aided）、数据辅助（DA: data-aided）以及面向判决（DD: decision-directed）。其中，非数据辅助方法仅利用输入信号进行参数估计，数据辅助方法利用已知符号信息（如同步前导）辅助进行参数估计，而面向判决方法利用判决结果辅助进行参数估计。NDA 与 DA 方法可以通过前馈或反馈结构实现，由于判决结果必须在参数调整之后才能得到，DD 方法仅能通过反馈结构实现。

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，它具有结构简单、技术成熟、适用性强等特点；而前馈算法具有同步时间短、工作效率高等优点，但也存在很多不足，比如载波精确跟踪问题将导致无法使用载波相位测量法、算法无法在高动态的情况下正确运行等。综合考虑二者特点及应用环境，本文主要研究对象为基于锁相环的反馈同步。

基于反馈环路的扩频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。基于反馈环路的扩频信号同步一般结构如图 2.4-1 所示。

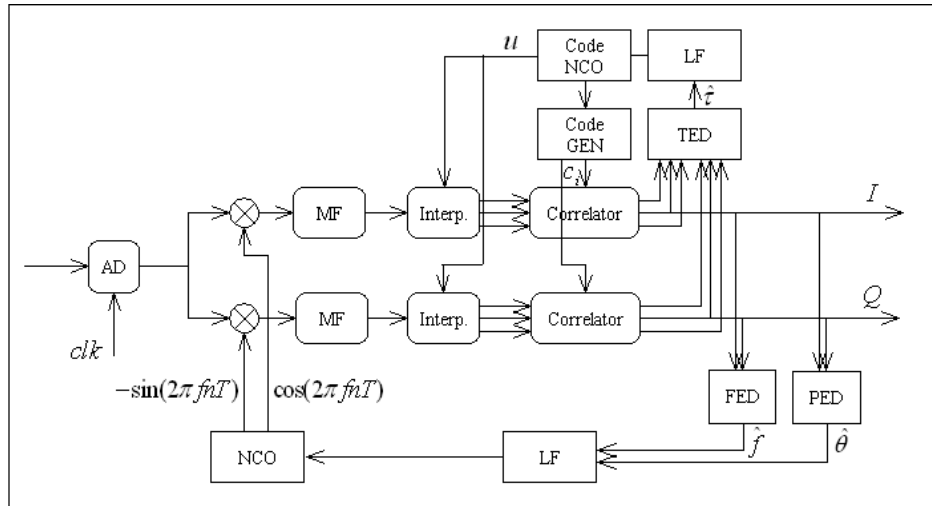


图 2.4-1 基于反馈环路的扩频信号同步

图 2.4-1 中，中间为通道部分，信号依次经过 ADC 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。

2.5 本章小结

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

首先概述了通信信号接收处理过程，然后介绍了扩频信号捕获原理，对几种检测结构进行了归纳并给出了检测性能衡量方法以及检测中出现的各种损耗；最后给出了同步的基本参数，描述了载波同步误差及时钟同步误差对接收性能的影响，并给出同步的实现结构。

第三章 基于相邻检测单元的鲁棒检测技术

3.1 引言

捕获过程完成扩频信号的粗同步，它是信号正确解调、解扩的前提，同时也是扩频接收机设计的关键技术之一。捕获是一个检测过程，通过对待测空间（时域、频域）各检测单元进行驻留，得到该检测单元的检测量与预设门限进行比对，大于门限则表明捕获成功，否则进入下一检测单元。检测单元作为待测空间的一个子空间，具有一定的范围，因此不可避免地存在剩余频偏、剩余码相位偏差（在数字实现时表现为采样偏差），这些因素将导致检测信噪比不同程度的损失，从而影响捕获性能的鲁棒性。

本章首先给出了系统模型，在此基础上分析了剩余频偏、采样偏差对检测性能的影响；然后根据剩余频偏、采样偏差引起的检测能量扩散特点分析比较了两种相邻检测单元检测（TCD）算法；最后在上述工作基础上提出了相邻单元一双检测变量（TC-DTD）检测算法并分析该算法的检测性能。

3.2 系统模型

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 ADC 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，设用于上行信号捕获的前导为全‘1’，可得滤波后信号为

$$x(nT_s) = \sqrt{P} e^{j(2\pi\Delta f n T_s + \varphi)} \sum_{i=-\infty}^{+\infty} c_i g(nT_s - iT_c - \tau T_c) + \eta(nT_s) \quad (3.2-1)$$

式中， P 为信号功率； Δf 为多普勒及晶振误差等引起的剩余频差； φ 为在区间 $[0, 2\pi)$ 内均匀分布的随机相位； T_s 为接收端匹配滤波后输出数据周期； T_c 为码片宽度； τ 为经 T_c 归一化后的传输延迟； $c_i \in \{-1, +1\}$ 为周期为 L 的扩频码的第 i 个码片； $g(nT_s)$ 为码片成型函数（通信系统中，为了消除码间干扰，通常采用带限成型函数，本文采用升余弦函数）； $\eta(nT_s)$ 为零均值独立同分布的复高斯变量，实部与虚部方差均为 σ_0^2 。

采用离散序列 x_n 来表示 $x(nT_s)$ ，且令 $T_s = T_c$ ，可得

$$x_n = \sqrt{P} e^{j(2\pi\Delta F n + \varphi)} \sum_{i=-\infty}^{+\infty} c_i g(n - i - \tau) + \eta_n \quad (3.2-2)$$

其中， $\Delta F = \Delta f T_s$ 。

信号 x_n 经如图 3.2-1 所示的能量判决非相干检测器，且相干累加长度为 N ，检测

器输出值为

$$\begin{aligned}
 z_k = |y_k|^2 &= \left| \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_n c_{n-k} \right|^2 \\
 &= \left| \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} [\sqrt{P} e^{j(2\pi\Delta F n + \varphi)} \sum_{i=-\infty}^{+\infty} c_i g(n-i-\tau) + \eta_n] \cdot c_{n-k} \right|^2 \\
 &= \left| \sqrt{P} R(\tau-k) \frac{\sin(\pi\Delta F N)}{N \sin(\pi\Delta F)} e^{j\Phi} + w_k \right|^2
 \end{aligned} \tag{3.2-3}$$

式中， $R(x) = \frac{\text{sinc}(x) \cos(\alpha\pi x)}{1-4(\alpha x)^2}$ 为升余弦成型函数^[6]，其中 α 为滚降因子，

$\text{sinc}(x) = \frac{\sin(\pi x)}{\pi x}$ ； $\Phi = 2\pi\Delta F \frac{N-1}{2} + \varphi$ ； $w_k = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \eta_n c_{n-k}$ 为噪声项，根据中心极限定

理， w_k 为零均值独立同分布的复高斯变量，且实部与虚部方差相等，表达式为

$$\begin{aligned}
 \sigma^2 &= \text{var}(\text{Re}(w_k)) = \text{var}(\text{Im}(w_k)) \\
 &= \frac{1}{N^2} E \left(\left[\sum_{n=0}^N \text{Re}(\eta_n) c_{n-k} \right]^2 \right) \\
 &= \frac{\sigma_0^2}{N}
 \end{aligned} \tag{3.2-4}$$

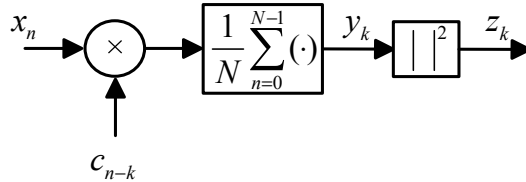


图 3.2-1 非相干检测结构

根据式(3.2-3)，不考虑噪声影响，与理想条件下（无频偏、无采样偏差）输出能量 P 相比，该式多了两个衰减项

$$D_1(\tau) = R^2(\tau-k) \tag{3.2-5}$$

$$D_2(\Delta F) = \left| \frac{\sin(\pi\Delta F N)}{N \sin(\pi\Delta F)} \right|^2 \approx \left| \frac{\sin(\pi\Delta F N)}{\pi\Delta F N} \right|^2 = \text{sinc}^2(\Delta F N) \tag{3.2-6}$$

$D_1(\tau)$ 为采用升余弦成型滤波时采样偏差对检测器输出能量的影响，取滚降系数 $\alpha = 0.5$ ，则采样偏差对归一化输出能量的影响如图 3.2-2 所示。

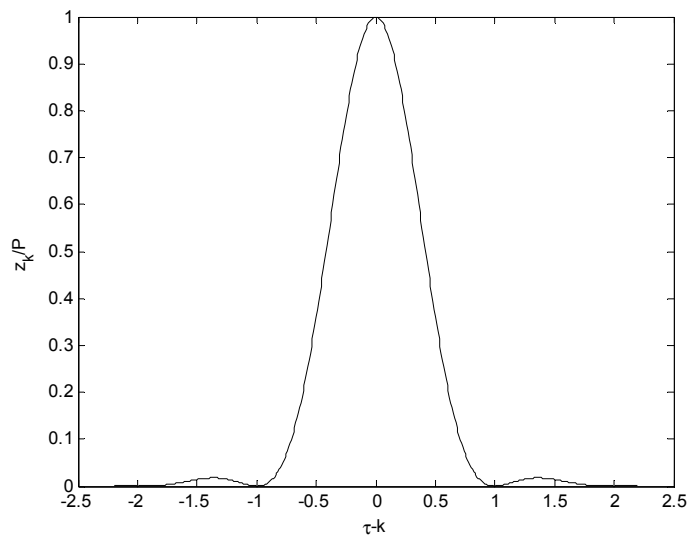


图 3.2-2 采样偏差对归一化输出能量的影响

由图 3.2-2 可见，在采样偏差存在的条件下（ $\tau - k \neq 0$ ），检测器输出能量将存在不同程度的衰减，当偏差达到一个码片时检测能量衰减至 0。图 3.2-3 给出了采样偏差从 0 到 1 取值变化时检测器能量衰减（以 dB 表示）。

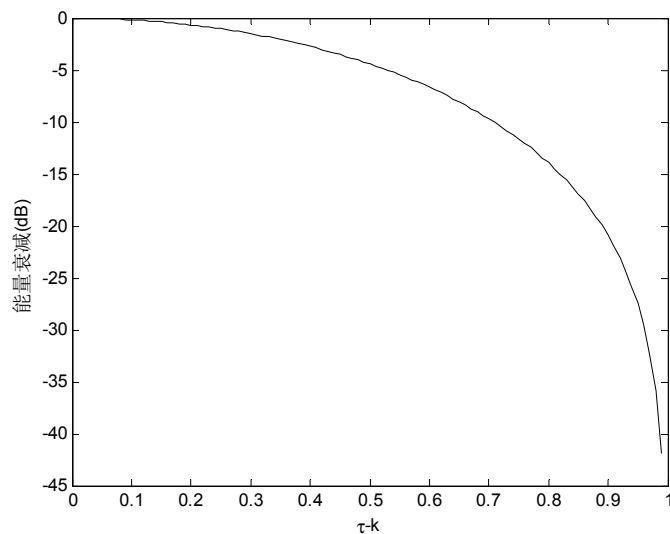


图 3.2-3 采样偏差造成的能量衰减

根据图 3.2-2 与图 3.2-3，表 3.2-1 给出了几个特殊采样偏差情形下的检测能量衰减。

表 3.2-1 特殊采样偏差情形下检测能量衰减值

采样偏差	0	1/8	1/7	1/6	1/5	1/4	1/3	1/2
能量衰减	0	0.2561	0.335	0.457	0.6605	1.0392	1.8763	4.4339

因此，对于单采样的捕获结构，最差情况下，当采样点位于两个码片峰值之间，即采样偏差为 0.5 时，其对应的能量衰减约为 4.4dB。

式(3.2-6)中, $D_2(\Delta F)$ 为剩余频偏对检测器输出能量的影响, 可以看出, 能量衰减与相干累加长度 N 有关。设扩频码速率为 1.2288Mcps, 相干累加长度 $N=512$, 则剩余频偏对归一化检测能量影响如图 3.2-4 所示。

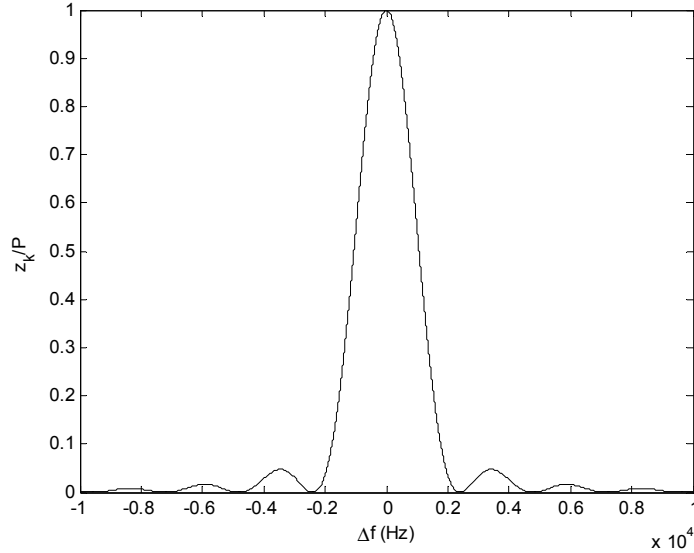


图 3.2-4 剩余频偏对归一化输出能量的影响

由图 3.2-4 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 ± 2.4 KHz 内为信号主瓣。若以 dB 表示, 频偏造成的能量衰减如图 3.2-5 所示。

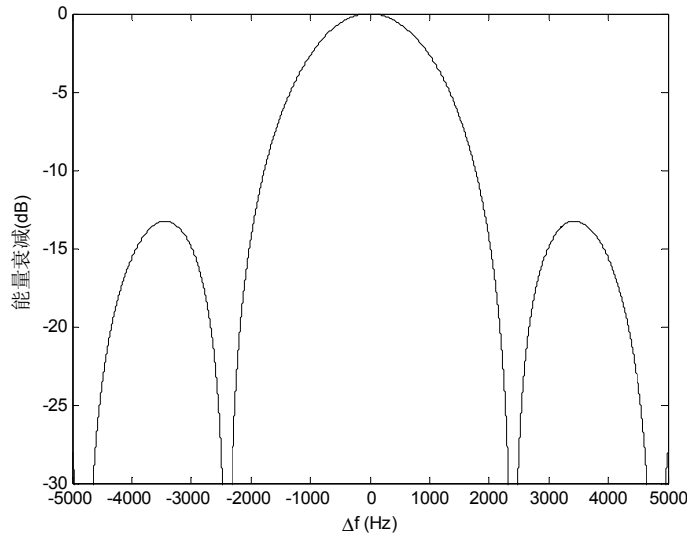


图 3.2-5 剩余频偏造成的能量衰减

可见, 第一个旁瓣的能量衰减了 13dB, 在频偏为 1.2KHz 的时候, 即相对频偏为 1/2 时, 能量约衰减了 4dB。因此, 在相干累加长度为 N 时, 为了保证多普勒频偏造成的信号能量损失小于 4dB, 载波频率的搜索间隔必须满足 $\Delta_f < \frac{1}{NT_c}$, 载波频率

搜索间隔越小，对信号造成的衰减也就越小，单元检测概率也相应提高，但这样会造成系统复杂度以及捕获时间的增加。

3.3 相邻检测单元检测（TCD）算法

本文 3.2 节分析了剩余频偏、采样偏差对检测能量的不利影响，即能量衰减，本节首先讨论分数倍剩余频偏、采样偏差产生的另一个效应——能量扩散特性，然后利用该特性研究了两种不同的相邻检测单元检测算法并分析其检测性能，最后给出了仿真验证结果。

3.3.1 能量扩散特性

由于卫星与地面设备之间存在高速相对运动导致的较大的多普勒动态范围，扩频信号捕获是一个二维搜索过程。在没有先验信息的条件下，需要将多普勒动态范围、扩频码周期长度构成的二维平面划分成多个检测单元并对每个检测单元进行驻留检测。典型的二维搜索过程如图 3.3-1(a)所示。

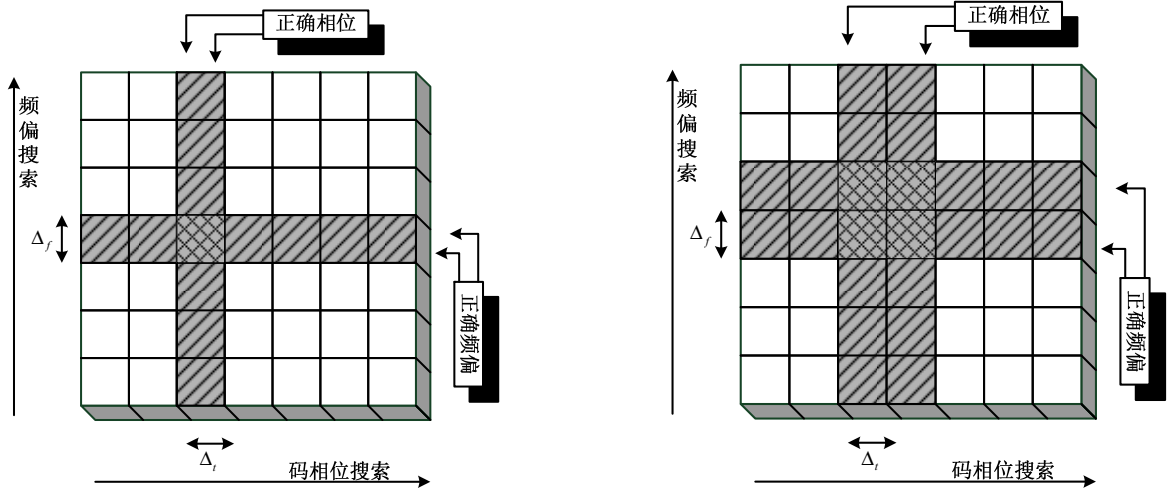


图 3.3-1 (a)传统二维搜索示意图

(b)存在能量扩散时二维搜索示意图

图中， Δ_i 与 Δ_f 分别表示码相位搜索间隔和频率搜索间隔，实际应用中，一般取 $\Delta_i = \frac{1}{2^n}$ ， $\Delta_f = \frac{1}{2^n NT_c}$ ， n 为非负整数。令传输延迟 $\tau = (p + \delta)\Delta_i$ 、剩余频偏 $\Delta f = (q + \zeta)\Delta_f$ ，其中 p 、 q 为整数， $\delta \in [0, 1)$ 为经 Δ_i 归一化的采样偏差， $\zeta \in [0, 1)$ 为经 Δ_f 归一化的分数倍剩余频偏，则式(3.2-5)与(3.2-6)可以重新表达如下

$$D_1(p, \delta) = R^2 \left(\frac{p + \delta}{2^n} - k \right) \quad (3.3-1)$$

$$D_2(q, \zeta) = \text{sinc}^2\left(\frac{q + \zeta}{2^n}\right) \quad (3.3-2)$$

不考虑噪声及剩余频偏影响，以码片宽度为间隔（即取 $\Delta_t = 1$ ）搜索码相位的检测器归一化输出如图 3.3-2 所示。图中，横坐标下的箭头表示检测器输出时刻。可以看出，在码同步完成（ $p=k$ ）的前提下，检测器输出存在两种情况：在理想情况下，无采样偏差（ $\delta = 0$ ），此时有且仅有一个相关峰，如图 3.3-2(a)所示；当存在采样偏差（ $\delta \neq 0$ ）时，相关能量出现衰减并主要分散到相邻两个检测单元，如图 3.3-2(b)所示。在实际应用中， δ 在区间 $[0, 1)$ 服从均匀分布，因此图 3.3-2(b)所示的情形较为常见，此时分散到相邻检测单元的检测量为

$$\left. \begin{aligned} z_p &= P \cdot R^2(\delta) \\ z_{p-1} &= P \cdot R^2(1 - \delta) \end{aligned} \right\} \quad (3.3-3)$$

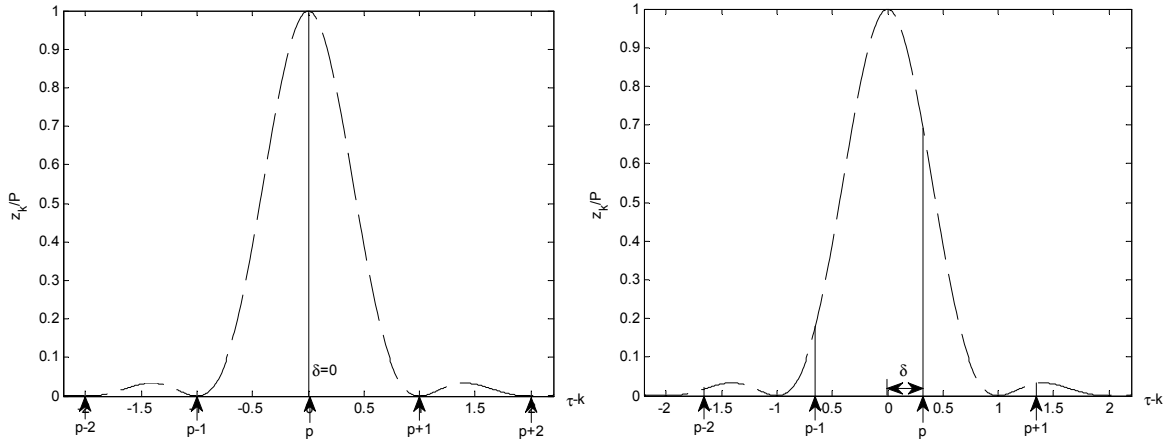
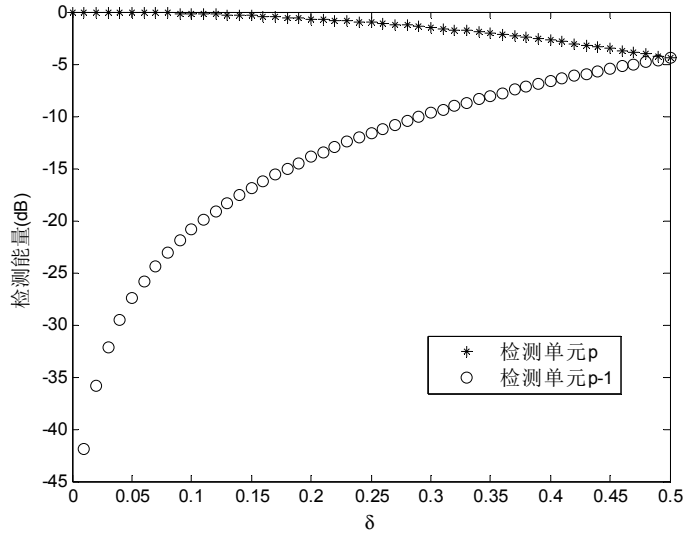


图 3.3-2 (a)检测器输出($\Delta_t = 1, \delta = 0$)

(b)检测器输出($\Delta_t = 1, \delta \neq 0$)

图 3.3-3 示出了当滚降因子 $\alpha = 0.5$ 时分散到相邻检测单元的能量随采样偏差 δ 变化的情况，可以看出，当 δ 较小时，相关能量主要集中在检测单元 p 内，随着 δ 增大，检测单元 p 内能量逐渐减小，同时检测单元 $p-1$ 内能量逐渐增大，当 $\delta = 0.5$ 时，相关能量均等地分散于检测单元 p 与 $p-1$ 中。


 图 3.3-3 相邻检测单元能量随 δ 变化曲线

与码相位搜索类似，频偏搜索过程也存在能量扩散现象，不考虑噪声及采样偏差的影响，以相干累加长度为间隔（即取 $\Delta_f = \frac{1}{NT_c}$ ）搜索频偏，当频率同步完成（ $q=0$ ）时，分散到相邻检测单元的检测量为

$$\left. \begin{aligned} z_p &= P \cdot \text{sinc}^2(\zeta) \\ z_{p-1} &= P \cdot \text{sinc}^2(1-\zeta) \end{aligned} \right\} \quad (3.3-4)$$

综上所述，当以预先设定的搜索间隔对扩频码相位、频偏范围进行二维搜索时，由于采用偏差及分数倍剩余频偏的存在，检测器的输出能量将出现衰减并扩散到相邻的检测单元中，此时的二维搜索过程如图 3.3-1(b)所示。

3.3.2 相邻检测单元检测算法

采用传统非相干检测方法（如图 3.2-1 所示）对扩频信号进行捕获，当检测单元为 H_1 单元时，由于采样偏差及（或）分数倍剩余频偏的存在，检测信噪比根据偏差大小将出现不同程度的衰减，从而导致捕获性能降低，在偏差较大的情况下，较易出现漏警。

为了降低采样偏差、分数倍剩余频偏对系统捕获性能的影响，提高检测的鲁棒性，根据偏差引起的能量扩散特性，从式(3.3-3)、(3.3-4)可以直观看出，若将相邻检测单元合并得到一个新的检测变量进行检测，则分散到相邻检测单元上的能量将被有效地累加，从而提高检测信噪比^{[43]-[47]}。

本文以针对采样偏差影响的扩频信号检测为例，根据合并方式不同提出两种相邻检测单元检测算法，针对分数倍剩余频偏影响的检测算法与之类似。

➤ 相邻检测单元检测算法一（TCD1）

TCD1 的结构框图如图 3.3-4 所示，该方法首先将相关器相邻输出相加，即将相邻码相位对应的相关输出叠加，然后将叠加值取模平方并送入比较判决模块进行门限判决，TCD1 的检测变量为

$$u_k = |y_k + y_{k-1}|^2 \quad (3.3-5)$$

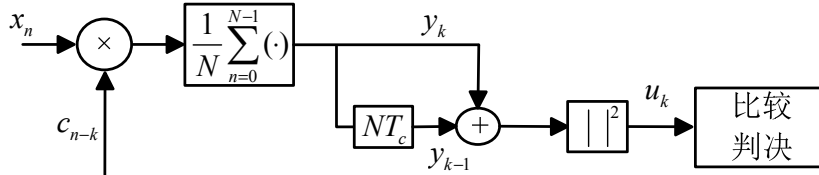


图 3.3-4 相邻检测单元检测算法 1 结构框图（TCD1）

➤ 相邻检测单元检测算法二（TCD2）

TCD2 的结构框图如图 3.3-5 所示，该方法将相邻非相干检测值相加进行检测，TCD2 的检测变量为

$$v_k = z_k + z_{k-1} \quad (3.3-6)$$

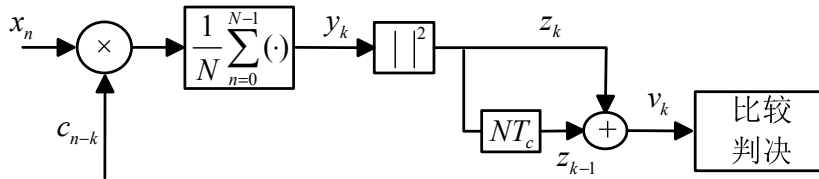


图 3.3-5 相邻检测单元检测算法 2 结构框图（TCD2）

3.3.3 性能分析

对于特定的检测算法，常用 Neyman-Pearson 准则来衡量其性能，即在虚警概率恒定的条件下，分析比较其检测概率。只有已知不同情况下（ H_0 、 H_1 ）检测变量的概率密度函数，才能得到该检测算法的虚警概率、检测概率。本文理论推导了 TCD1、TCD2 的虚警概率、检测概率。为了方便比较，给出了存在采样偏差条件下传统非相干检测方法的虚警概率、检测概率。

3.3.3.1 虚警概率

当驻留检测单元为 H_0 单元时，采用传统非相干检测（ND），由于检测变量 z_k 为两个零均值方差相同的高斯变量的平方和， z_k 服从指数分布，其概率密度函数为

$$p_{z_k}(x | H_0) = \frac{1}{2\sigma^2} \exp\left(-\frac{x}{2\sigma^2}\right) \quad (3.3-7)$$

同理，TCD1 的检测变量 u_k 也服从指数分布，其概率密度函数为

$$p_{u_k}(x|H_0) = \frac{1}{4\sigma^2} \exp\left(-\frac{x}{4\sigma^2}\right) \quad (3.3-8)$$

由于 TCD2 的检测变量 v_k 为四个零均值同方差高斯变量的平方和， v_k 服从自由度为 4 的中心 χ^2 分布，其概率密度函数为

$$p_{v_k}(x|H_0) = \frac{x}{4\sigma^4} \exp\left(-\frac{x}{2\sigma^2}\right) \quad (3.3-9)$$

设 ND、TCD1、TCD2 三种检测方法的判决门限分别为 β_{ND} 、 β_{TCD1} 、 β_{TCD2} ，则可得三种检测方法的虚警概率为

$$\begin{aligned} P_{fa}^{ND} &= \Pr(z_k > \beta_{ND} | H_0) \\ &= \int_{\beta_{ND}}^{\infty} \frac{1}{2\sigma^2} e^{-\frac{x}{2\sigma^2}} dx \\ &= \exp\left(-\frac{\beta_{ND}}{2\sigma^2}\right) \end{aligned} \quad (3.3-10)$$

$$\begin{aligned} P_{fa}^{TCD1} &= \Pr(u_k > \beta_{TCD1} | H_0) \\ &= \int_{\beta_{TCD1}}^{\infty} \frac{1}{4\sigma^2} e^{-\frac{x}{4\sigma^2}} dx \\ &= \exp\left(-\frac{\beta_{TCD1}}{4\sigma^2}\right) \end{aligned} \quad (3.3-11)$$

$$\begin{aligned} P_{fa}^{TCD2} &= \Pr(v_k > \beta_{TCD2} | H_0) \\ &= \int_{\beta_{TCD2}}^{\infty} \frac{x}{4\sigma^4} e^{-\frac{x}{2\sigma^2}} dx \\ &= \left(1 + \frac{\beta_{TCD2}}{2\sigma^2}\right) \exp\left(-\frac{\beta_{TCD2}}{2\sigma^2}\right) \end{aligned} \quad (3.3-12)$$

3.3.3.2 检测概率

当驻留检测单元为 H_1 单元时，采用传统非相干检测 (ND)，检测变量 $z_k = |y_k|^2$ (其中 $\text{Re}(y_k) \sim N(\sqrt{PR}(\delta)\cos\Phi, \sigma^2)$ ， $\text{Im}(y_k) \sim N(\sqrt{PR}(\delta)\sin\Phi, \sigma^2)$)，服从自由度为 2 的非中心 χ^2 分布，其概率密度函数为

$$p_{z_k}(x|H_1) = \frac{1}{2\sigma^2} \exp\left(-\frac{x + PR^2(\delta)}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{\sqrt{PR^2(\delta)x}}{\sigma^2}\right) \quad (3.3-13)$$

式中， $I_0(x)$ 为第一类零阶修正贝塞尔函数 $I_0(x) = \int_0^{2\pi} \exp(x \cos \theta) \frac{1}{2\pi} d\theta$ 。

对于 TCD1，检测变量 $u_k = |y_k + y_{k-1}|^2$ ，有 $\text{Re}(y_k + y_{k-1}) \sim N(\sqrt{P}[R(\delta) + R(1-\delta)]\cos\Phi, 2\sigma^2)$ ，

$\text{Im}(y_k + y_{k-1}) \sim N(\sqrt{P}[R(\delta) + R(1-\delta)]\sin\Phi, 2\sigma^2)$ ，与 z_k 相同， u_k 服从自由度为 2 的非中心 χ^2 分

布，其概率密度函数为

$$p_{u_k}(x|H_1) = \frac{1}{4\sigma^2} \exp\left(-\frac{x + P[R(\delta) + R(1-\delta)]^2}{4\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{\sqrt{P[R(\delta) + R(1-\delta)]^2 x}}{2\sigma^2}\right) \quad (3.3-14)$$

对于 TCD2，检测变量 v_k 为四个均值一定方差相同的高斯变量的平方和，因此 v_k 服从自由度为 4 的非中心 χ^2 分布，其概率密度函数为

$$p_{v_k}(x|H_1) = \frac{1}{2\sigma^2} \sqrt{\frac{x}{P[R^2(\delta) + R^2(1-\delta)]}} e^{-\frac{x + P[R^2(\delta) + R^2(1-\delta)]}{2\sigma^2}} I_1\left(\frac{\sqrt{P[R^2(\delta) + R^2(1-\delta)]x}}{\sigma^2}\right) \quad (3.3-15)$$

分别对三种检测方法的检测变量 z_k ， u_k ， v_k 进行门限判决，可得在特定采样偏差 δ 条件下，其对应的检测概率分别为

$$\begin{aligned} P_d^{ND} &= \Pr(z_k > \beta_{ND} | H_1) \\ &= \int_{\beta_{ND}}^{\infty} p_{z_k}(x|H_1) dx \\ &= Q_1\left(\sqrt{\frac{PR^2(\delta)}{2\sigma^2}}, \sqrt{\frac{\beta_{ND}}{\sigma^2}}\right) \end{aligned} \quad (3.3-16)$$

$$\begin{aligned} P_d^{TCD1} &= \Pr(u_k > \beta_{TCD1} | H_1) \\ &= \int_{\beta_{TCD1}}^{\infty} p_{u_k}(x|H_1) dx \\ &= Q_1\left(\sqrt{\frac{P[R(\delta) + R(1-\delta)]^2}{4\sigma^2}}, \sqrt{\frac{\beta_{TCD1}}{2\sigma^2}}\right) \end{aligned} \quad (3.3-17)$$

$$\begin{aligned} P_d^{TCD2} &= \Pr(v_k > \beta_{TCD2} | H_1) \\ &= \int_{\beta_{TCD2}}^{\infty} p_{v_k}(x|H_1) dx \\ &= Q_2\left(\sqrt{\frac{P[R^2(\delta) + R^2(1-\delta)]}{2\sigma^2}}, \sqrt{\frac{\beta_{TCD2}}{\sigma^2}}\right) \end{aligned} \quad (3.3-18)$$

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

式(3.3-16)、(3.3-17)、(3.3-18)均为特定采样偏差条件下的检测概率计算表达式，在实际应用中， δ 在区间[0,1)服从均匀分布，可得三种检测方法的平均检测概率表达式为

$$\bar{P}_d^{ND} = 2 \cdot \int_0^{0.5} Q_1\left(\sqrt{\frac{PR^2(\delta)}{2\sigma^2}}, \sqrt{\frac{\beta_{ND}}{\sigma^2}}\right) d\delta \quad (3.3-19)$$

$$\bar{P}_d^{TCD1} = \int_0^1 Q_1\left(\sqrt{\frac{P[R(\delta) + R(1-\delta)]^2}{4\sigma^2}}, \sqrt{\frac{\beta_{TCD1}}{2\sigma^2}}\right) d\delta \quad (3.3-20)$$

$$\bar{P}_d^{TCD2} = \int_0^1 Q_2\left(\sqrt{\frac{P[R^2(\delta) + R^2(1-\delta)]}{2\sigma^2}}, \sqrt{\frac{\beta_{TCD2}}{\sigma^2}}\right) d\delta \quad (3.3-21)$$

3.3.4 仿真验证与分析

为了验证相邻检测单元检测算法的性能，考虑如表 3.3-1 所列参数的扩频系统，检测中，采用全周期相关，即相干累加长度 $N = L = 1024$ ，采用恒虚警概率准则设定判决门限，各检测方法虚警概率恒定为 0.01。

表 3.3-1 系统参数

数据速率	1.2Kbps
调制方式	BPSK
扩频码速率	1.2288Mcps
扩频码周期	1024
成型函数	0.5 升余弦
编码方式	2/1/7 卷积码
捕获前导字	全 1 调制

图 3.3-6 给出了理想情况 ($\delta = 0$) 下 TCD1、TCD2 与传统非相干检测方法在不同信噪比下的检测概率。由图可见，仿真结果与理论推导结果能够很好地吻合，当 $\delta = 0$ 时，由于无采样偏差，传统非相干检测输出为一个无能量衰减的相关峰，检测性能最优；在该条件下，TCD1 与 TCD2 以不同的方式将相邻检测单元合并进行检测，二者的检测变量均不同程度地叠加了噪声，这将导致检测性能下降，其中，TCD1 的性能下降最严重，相比 ND 检测性能下降约 3dB。

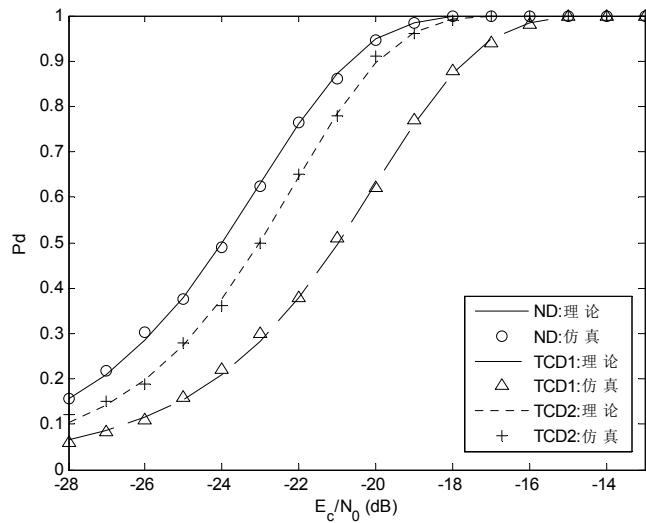


图 3.3-6 $\delta = 0$ 时 ND、TCD1、TCD2 检测概率

图 3.3-7 给出了最坏情况 ($\delta = 0.5$) 下 TCD1、TCD2 与传统非相干检测方法在不同信噪比下的检测概率。由图可见,理论结果与仿真结果能够很好地吻合,当 $\delta = 0.5$ 时,采样偏差最大,该情况下检测能量衰减 4.4 个 dB 并均等地分散于相邻检测单元, TCD1、TCD2 由于将分散到相邻检测单元的能量合并进行检测,提高了检测信噪比,检测性能优于传统非相干检测方法,其中, TCD2 由于平方损耗的影响,性能增益低于 TCD1。

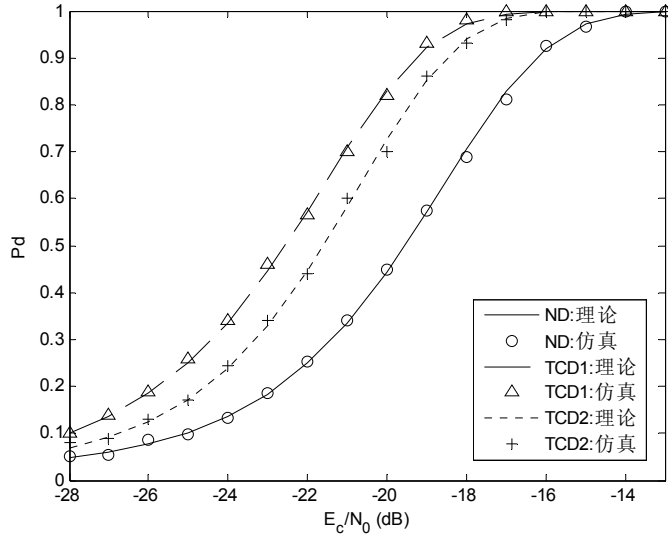


图 3.3-7 $\delta = 0.5$ 时 ND、TCD1、TCD2 检测概率

为了比较不同采样偏差对检测方法检测性能的影响,即检测方法对于采样偏差的敏感度,定义敏感因子如下

$$\rho = \frac{(P_d)_{\delta=0}}{(P_d)_{\delta=0.5}} \quad (3.3-22)$$

ρ 可以表征检测方法的鲁棒性,当 $\rho = 1$ 时,表明检测方法在理想情况与最坏情况下检测概率相同,检测性能不受采样偏差的影响,鲁棒性最优。因此 ρ 的取值越接近于 1,该检测方法的鲁棒性越好,反之鲁棒性越差。

图 3.3-8 给出了 ND、TCD1、TCD2 三种检测方法在不同信噪比条件下对采样偏差的鲁棒性曲线,可以看出, TCD1 与 TCD2 鲁棒性能相近且均优于传统非相干检测方法。

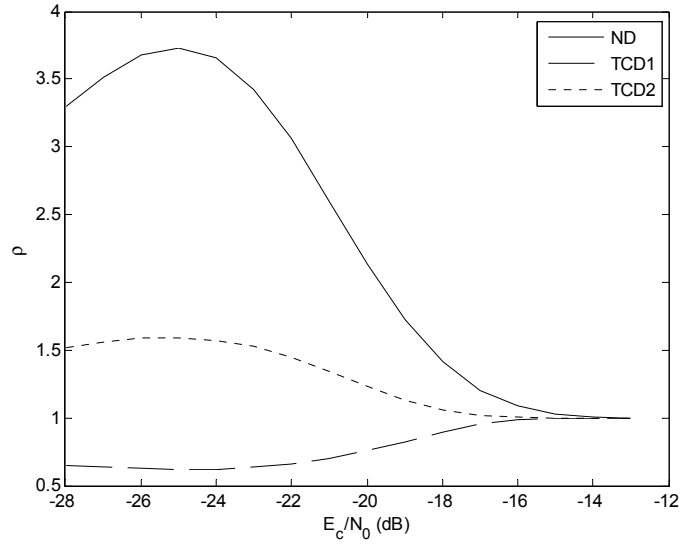


图 3.3-8 ND、TCD1、TCD2 鲁棒特性曲线

图 3.3-9 给出了当 δ 在区间 $[0,1)$ 内均匀分布时 ND、TCD1、TCD2 三种检测方法在不同信噪比条件下的平均检测概率，可以看出，在低信噪比时传统非相干检测方法检测性能略优于 TCD1 及 TCD2；在高信噪比条件下，TCD2 的检测性能最优。

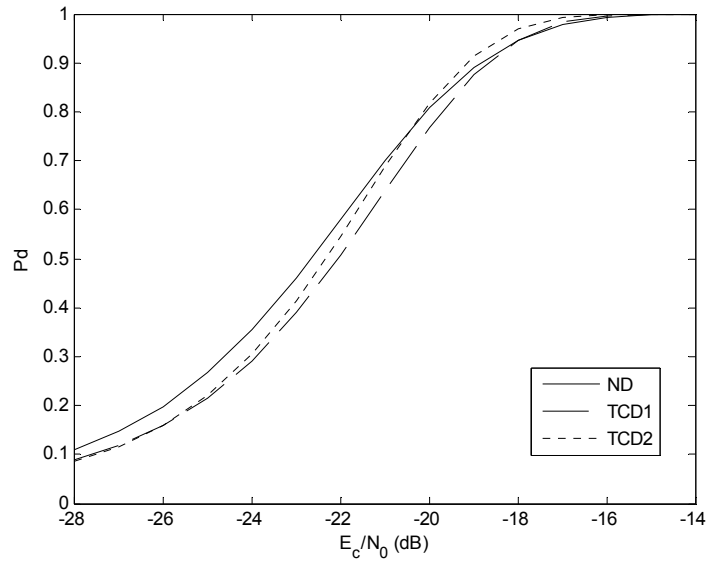


图 3.3-9 ND、TCD1、TCD2 平均检测概率

3.4 相邻单元—双检测变量检测（TC-DTD）算法

3.4.1 检测结构

根据 3.3 节分析，理想情况（ $\delta=0$ ）下，不考虑噪声影响，传统非相干检测输出为一个无衰减的相关峰，此时该方法检测性能最优；在存在采样偏差（ $\delta \neq 0$ ）的条

件下,传统非相干检测输出能量出现衰减并扩散到相邻检测单元,当采样偏差较大时,相邻检测单元检测方法由于将相邻检测单元合并进行检测,提高了检测信噪比,其性能优于传统检测方法,且 TCD1 的性能增益大于 TCD2。相邻单元—双检测变量检测 (TC-DTD) 算法利用该特点,其结构如图 3.4-1 所示。

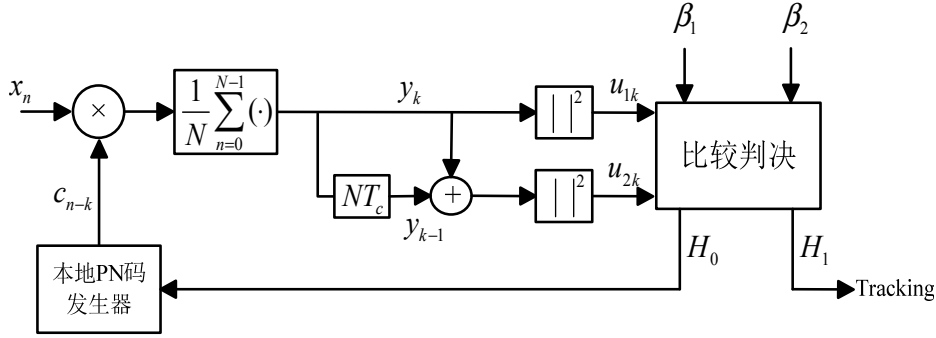


图 3.4-1 TC-DTD 检测结构

由图 3.4-1 所示的 TC-DTD 检测结构可见,该结构包含上下两条检测支路,上支路的处理过程与图 3.2-1 所示的传统非相干检测一致,下支路采用图 3.3-4 所示的 TCD1 结构,因此,TC-DTD 的检测变量为

$$u_{1k} = z_k \quad (3.4-1)$$

$$u_{2k} = |y_k + y_{k-1}|^2 \quad (3.4-2)$$

当采样偏差较小 (δ 接近于 0) 时, u_{1k} 几乎没有信噪比损失,用来作为检测变量将得到较优的检测性能;当采样偏差较大 (δ 接近于 0.5) 时,由于将分散到相邻检测单元的能量合并起来进行检测,采用 u_{2k} 作为检测变量将得到较优的检测性能。TC-DTD 将 u_{1k} 、 u_{2k} 作为双检测变量进行联合检测,从直观角度看将利用二者在两种极端采样偏差条件下的优势,保持较高的检测性能。由于采用双变量检测,因此当 u_{1k} 或 u_{2k} 超过其对应的预设门限 β_1 或 β_2 时,则判定捕获成功,否则对下一个码相位进行检测。

3.4.2 性能分析

由于 TC-DTD 采用双变量 u_{1k} 、 u_{2k} 联合检测,可得该方法的虚警概率与检测概率表达式为

$$\begin{aligned} P_{fa} &= 1 - \Pr(u_{1k} < \beta_1, u_{2k} < \beta_2 | H_0) \\ &= 1 - \int_0^{\beta_1} \int_0^{\beta_2} p^0(u_{1k}, u_{2k}) du_{1k} du_{2k} \end{aligned} \quad (3.4-3)$$

$$\begin{aligned}
 P_d &= 1 - \Pr(u_{1k} < \beta_1, u_{2k} < \beta_2 | H_1) \\
 &= 1 - \int_0^{\beta_1} \int_0^{\beta_2} p^1(u_{1k}, u_{2k}) du_{1k} du_{2k}
 \end{aligned} \quad (3.4-4)$$

其中, $p^0(u_{1k}, u_{2k})$ 与 $p^1(u_{1k}, u_{2k})$ 分别为在 H_0 与 H_1 条件下检测变量 u_{1k} 与 u_{2k} 的联合概率密度函数。由于 u_{1k} 与 u_{2k} 之间存在相关性, 为了得到 TC-DTD 的检测性能, 必须首先求得二者的联合概率密度函数。

设变量 $f_1 = \text{Re}(y_k)$, $f_2 = \text{Re}(y_k + y_{k-1})$, $g_1 = \text{Im}(y_k)$, $g_2 = \text{Im}(y_k + y_{k-1})$, 它们构成列向量 $\mathbf{X} = [f_1, f_2, g_1, g_2]^T$, 则其方差对应的列向量为 $[\sigma^2, 2\sigma^2, \sigma^2, 2\sigma^2]^T$, 不失一般性, 令其均值对应的列向量为 $\mathbf{m}_x = [m, m+n, 0, 0]^T$, 可得协方差矩阵

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} \sigma^2 & \sigma^2 & 0 & 0 \\ \sigma^2 & 2\sigma^2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \sigma^2 & \sigma^2 \\ 0 & 0 & \sigma^2 & 2\sigma^2 \end{bmatrix} \quad (3.4-5)$$

根据协方差矩阵 \mathbf{K} 可得 f_1 、 f_2 、 g_1 、 g_2 的联合概率密度按函数为

$$\begin{aligned}
 p_X(f_1, f_2, g_1, g_2; m, n) &= \frac{1}{(2\pi)^2 (\det \mathbf{K})^{1/2}} \exp\left[-\frac{1}{2}(\mathbf{X} - \mathbf{m}_x)' \mathbf{K}^{-1}(\mathbf{X} - \mathbf{m}_x)\right] \\
 &= \frac{1}{\sigma^4 \cdot (2\pi)^2} \exp\left(-\frac{1}{2\sigma^2} [2(f_1 - m)^2 - 2(f_1 - m)(f_2 - m - n) \right. \\
 &\quad \left. + (f_2 - m - n)^2 + 2g_1^2 - 2g_1g_2 + g_2^2]\right)
 \end{aligned} \quad (3.4-6)$$

将 $f_1 = \sqrt{u_{1k}} \cos \theta_1$, $f_2 = \sqrt{u_{2k}} \cos \theta_2$, $g_1 = \sqrt{u_{1k}} \sin \theta_1$, $g_2 = \sqrt{u_{2k}} \sin \theta_2$ 代入式(3.4-6), 并求得可得雅可比变换 J

$$\begin{aligned}
 J &= \begin{vmatrix} \frac{\partial \sqrt{u_{1k}} \cos \theta_1}{\partial u_{1k}} & \frac{\partial \sqrt{u_{2k}} \cos \theta_2}{\partial u_{1k}} & \frac{\partial \sqrt{u_{1k}} \sin \theta_1}{\partial u_{1k}} & \frac{\partial \sqrt{u_{2k}} \sin \theta_2}{\partial u_{1k}} \\ \frac{\partial \sqrt{u_{1k}} \cos \theta_1}{\partial u_{2k}} & \frac{\partial \sqrt{u_{2k}} \cos \theta_2}{\partial u_{2k}} & \frac{\partial \sqrt{u_{1k}} \sin \theta_1}{\partial u_{2k}} & \frac{\partial \sqrt{u_{2k}} \sin \theta_2}{\partial u_{2k}} \\ \frac{\partial \sqrt{u_{1k}} \cos \theta_1}{\partial \theta_1} & \frac{\partial \sqrt{u_{2k}} \cos \theta_2}{\partial \theta_1} & \frac{\partial \sqrt{u_{1k}} \sin \theta_1}{\partial \theta_1} & \frac{\partial \sqrt{u_{2k}} \sin \theta_2}{\partial \theta_1} \\ \frac{\partial \sqrt{u_{1k}} \cos \theta_1}{\partial \theta_2} & \frac{\partial \sqrt{u_{2k}} \cos \theta_2}{\partial \theta_2} & \frac{\partial \sqrt{u_{1k}} \sin \theta_1}{\partial \theta_2} & \frac{\partial \sqrt{u_{2k}} \sin \theta_2}{\partial \theta_2} \end{vmatrix} \\
 &= \frac{1}{4}
 \end{aligned} \quad (3.4-7)$$

可得变量 u_{1k} , u_{2k} , θ_1 , θ_2 的联合概率密度函数为

$$\begin{aligned}
 p(u_{1k}, u_{2k}, \theta_1, \theta_2; m, n) &= p_X(\sqrt{u_{1k}} \cos \theta_1, \sqrt{u_{2k}} \cos \theta_2, \sqrt{u_{1k}} \sin \theta_1, \sqrt{u_{2k}} \sin \theta_2; m, n) |J| \\
 &= \frac{1}{4\sigma^4 \cdot (2\pi)^2} \exp\left[-\frac{1}{2\sigma^2}(2u_{1k} + u_{2k} + m^2 + n^2)\right] \\
 &\quad \times \exp\left[\frac{(m-n)\sqrt{u_{1k}}}{\sigma^2} \cos \theta_1 + \frac{n\sqrt{u_{2k}}}{\sigma^2} \cos \theta_2 + \frac{\sqrt{u_{1k}u_{2k}}}{\sigma^2} \cos(\theta_1 - \theta_2)\right]
 \end{aligned} \tag{3.4-8}$$

式(3.4-8)中, 对 θ_1, θ_2 在取值范围内积分, 可得检测变量 u_{1k} 与 u_{2k} 的联合概率密度函数为

$$\begin{aligned}
 p(u_{1k}, u_{2k}; m, n) &= \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} p(u_{1k}, u_{2k}, \sqrt{u_{1k}} \theta_1, \theta_2; m, n) d\theta_1 d\theta_2 \\
 &= \frac{1}{4\sigma^4 \cdot (2\pi)^2} \exp\left[-\frac{1}{2\sigma^2}(2u_{1k} + u_{2k} + m^2 + n^2)\right] \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} \exp\left[\frac{(m-n)\sqrt{u_{1k}}}{\sigma^2} \cos \theta_1 \right. \\
 &\quad \left. + \frac{n\sqrt{u_{2k}}}{\sigma^2} \cos \theta_2 + \frac{\sqrt{u_{1k}u_{2k}}}{\sigma^2} \cos(\theta_1 - \theta_2)\right] d\theta_1 d\theta_2
 \end{aligned} \tag{3.4-9}$$

当驻留单元为 H_0 单元时, 由于无信号, 有 $m = n = 0$, 虚警概率为

$$\begin{aligned}
 P_{fa} &= 1 - \Pr(u_{1k} < \beta_1, u_{2k} < \beta_2 | H_0) \\
 &= 1 - \int_0^{\beta_2} \int_0^{\beta_1} p(u_{1k}, u_{2k}; 0, 0) du_{1k} du_{2k} \\
 &= 1 - \int_0^{\frac{\beta_2}{\sigma^2}} \int_0^{\frac{\beta_1}{\sigma^2}} \frac{1}{4} e^{-\left(x+\frac{y}{2}\right)} I_0(\sqrt{xy}) dx dy
 \end{aligned} \tag{3.4-10}$$

当驻留单元为 H_1 单元时, 有 $m^2 = PR^2(\delta)$, $n^2 = PR^2(1-\delta)$, 则检测概率为

$$\begin{aligned}
 P_d &= 1 - \Pr(u_{1k} < \beta_1, u_{2k} < \beta_2 | H_1) \\
 &= 1 - \int_0^{\beta_2} \int_0^{\beta_1} p(u_{1k}, u_{2k}; \sqrt{z_p}, \sqrt{z_{p-1}}) du_{1k} du_{2k}
 \end{aligned} \tag{3.4-11}$$

式(3.4-11)的求解非常复杂, 其闭合解析式很难得到, 因此, 本文采用蒙特卡罗积分来求解检测概率 P_d 。

3.4.3 检测变量权重

由于 TC-DTD 是一种双变量检测方法, 因此在检测过程中, 随着检测变量 u_{1k} 与 u_{2k} 的权重不同, 检测性能也将存在一定差异。在 TC-DTD 中, 门限 β_1 与 β_2 之间的关系决定了检测变量在检测中的权重, 若 $\beta_1 \ll \beta_2$, 则 u_{1k} 在检测中起主导作用, 它对检测性能的影响将大于 u_{2k} , 反之 u_{2k} 的权重大于 u_{1k} 。

根据式(3.3-10)、(3.3-11)可知门限与虚警概率存在对应关系，因此定义权重因子

$$\gamma = \frac{P_{fa}^u}{P_{fa}^l} = \exp\left(\frac{\beta_2 - 2\beta_1}{4\sigma^2}\right) \quad (3.4-12)$$

其中， P_{fa}^u 为 TC-DTD 检测结构上支路的虚警概率， P_{fa}^l 为下支路的虚警概率， γ 的大小将反映 u_{1k} 与 u_{2k} 在检测中所起的作用。当 $\gamma = +\infty$ 时，在检测中仅将 u_{1k} 用作检测变量， u_{2k} 对检测结果无贡献，此时，TC-DTD 将转化为传统检测结构，根据上文分析，这种情况在 δ 在 0 附近变化时性能较优；当 $\gamma = 0$ 时，与 $\gamma = +\infty$ 的情况相反，在检测中仅 u_{2k} 有效， u_{1k} 对检测结果无贡献，此时 TC-DTD 将转化为 TCD1 检测结构，这种情况在 δ 在 0.5 附近变化时性能较优。

在实际应用中，由于采样偏差 δ 在区间 $[0,1)$ 内均匀分布，因此，为了得到较优的平均检测性能， γ 的理想取值为

$$\gamma_{opt} = 1 \quad (3.4-13)$$

此时， u_{1k} 与 u_{2k} 在检测中所起的作用相等。

3.4.4 仿真验证

为了验证相邻 TC-DTD 算法的性能，仍然考虑如表 3.3-1 所列参数的扩频系统，检测中，采用全周期相关，即相干累加长度 $N = L = 1024$ ，采用恒虚警概率准则设定判决门限，虚警概率恒定为 0.01。

图 3.4-2 给出了当权重因子 $\gamma = 1$ 时，采样偏差为理想情况（ $\delta = 0$ ）下 TC-DTD 与传统非相干检测方法、TCD1 以及 TCD2 在不同信噪比下的检测概率。由图可见，对于 TC-DTD 的检测性能，仿真结果与理论推导结果能够很好地吻合，由于检测变量 u_{2k} 的影响，TC-DTD 检测性能仅略低于传统非相干检测方法，但要高于 TCD1 与 TCD2 的检测性能。

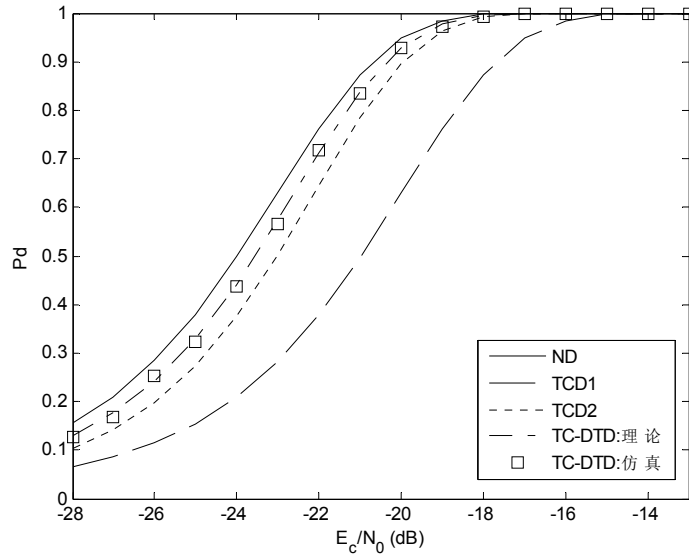

 图 3.4-2 $\delta=0$ 时 TC-DTD、ND、TCD1、TCD2 检测概率

图 3.4-3 给出了当权重因子 $\gamma=1$ 时, 采样偏差为最坏情况 ($\delta=0.5$) 下 TC-DTD、与传统非相干检测方、TCD1 以及 TCD2 在不同信噪比下的检测概率。由图可见, 对于 TC-DTD 的检测性能, 理论结果与仿真结果能够很好地吻合, 当 $\delta=0.5$ 时, 采样偏差最大, 该情况下由于检测变量 u_{lk} 的影响, TC-DTD 检测性能仅略低于 TCD1, 但高于传统非相干检测方法与 TCD2 的检测性能。

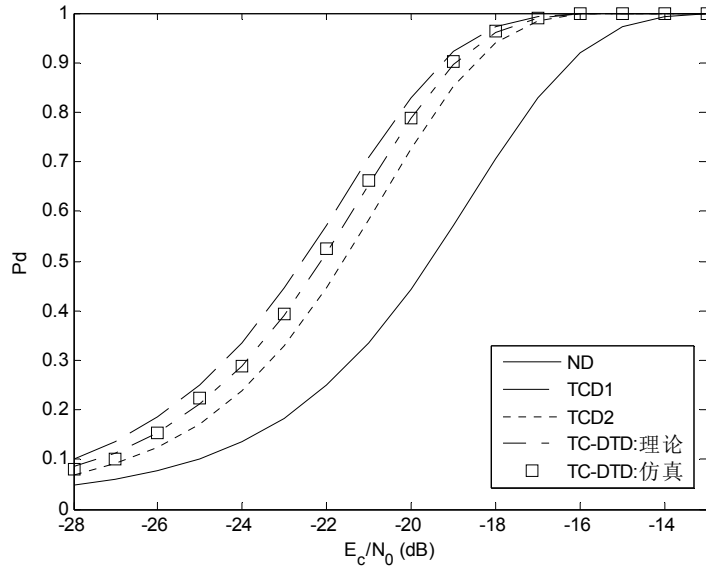

 图 3.4-3 $\delta=0.5$ 时 TC-DTD、ND、TCD1、TCD2 检测概率

图 3.4-4 给出了当权重因子 $\gamma=1$, δ 在区间 $[0,1)$ 内均匀分布时 TC-DTD 与 ND 在不同信噪比条件下的平均检测概率, 结合图 3.3-9 的结果可以得到, TC-DTD 的平均检测性能优于其他三种检测方法。

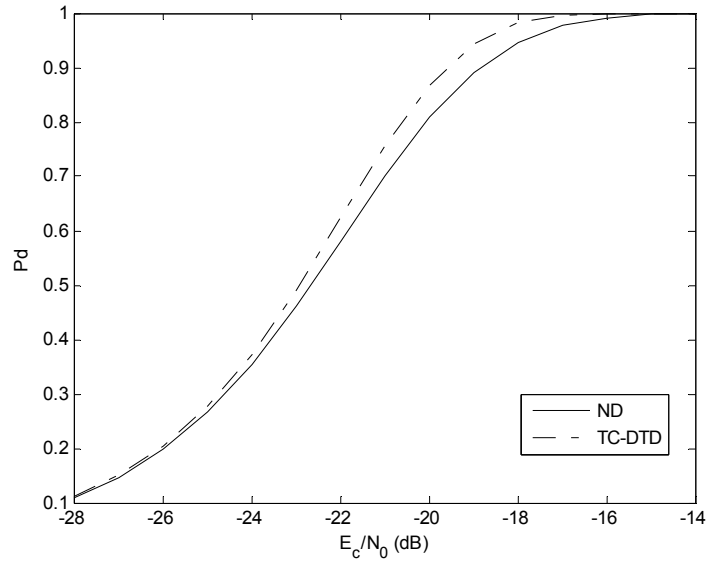


图 3.4-4 TC-DTD 与 ND 平均检测概率

图 3.4-5 给出了当权重因子 $\gamma=1$ 时, 根据式(3.3-22)敏感因子所得的 TC-DTD 与传统非相干检测方法、TCD1 以及 TCD2 的鲁棒特性曲线, 由图可见, TC-DTD 对于采样偏差的敏感度与 TCD1 及 TCD2 相近, 具有良好的鲁棒性。

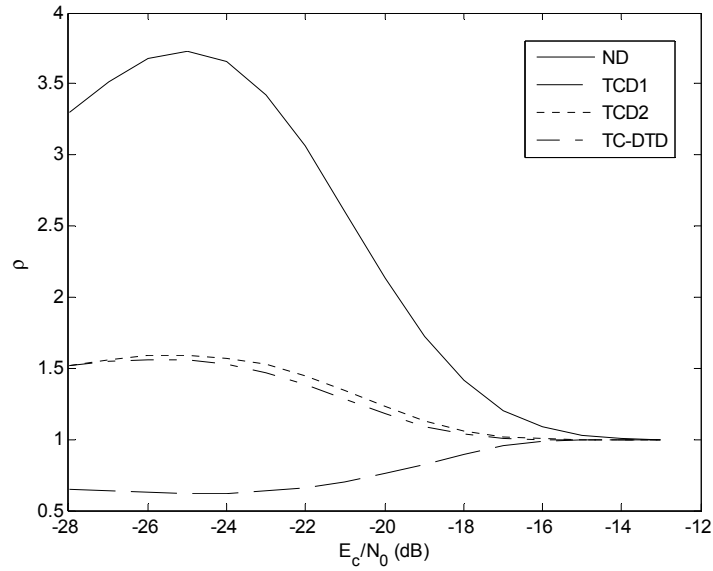


图 3.4-5 TC-DTD、ND、TCD1、TCD2 鲁棒特性曲线

为了得到在不同采样偏差条件下本文提出检测方法与传统非相干检测方法的性能, 定义性能比例因子

$$\lambda(\delta) = \frac{(P_d)_{proposed}}{(P_d)_{ND}} \quad (3.4-14)$$

根据式(3.4-14)，当 $\lambda(\delta) > 1$ 时，表明在该采样偏差条件下，提出的检测方法检测性能优于传统非相干检测方法，当 $\lambda(\delta) < 1$ 时，表明在该采样偏差条件下，提出的检测方法检测性能不及传统非相干检测方法。图 3.4-6(a)(b)分别给出了信噪比 $E_c/N_0 = -24$ 及 -20dB ，权重因子 $\gamma = 1$ 时，在不同采样偏差条件下 TC-DTD、TCD1 及 TCD2 相对传统非相干检测方法的检测性能比例因子曲线。由图可以得到三种检测方法的性能比较：

- $\lambda(\delta) > 1$ 时的 δ 取值范围：TC-DTD>TCD1>TCD2，表明随着采样偏差的逐渐增大，TC-DTD 的检测性能最先超过传统检测方法，TCD1 次之，TCD2 最后；
- $\lambda(\delta) < 1$ 时检测性能：TC-DTD>TCD2>TCD1，表明当检测性能低于传统非相干检测方法性能时，TC-DTD 性能最好，与传统非相干检测方法性能接近，TCD2 次之，TCD1 性能最差；
- $\lambda(\delta) > 1$ 时检测性能：TCD1>TC-DTD>TCD2，表明当检测性能高于传统非相干检测方法性能时，TCD1 性能最优，TC-DTD 性能次之，但与 TCD1 接近，TCD2 性能最差。

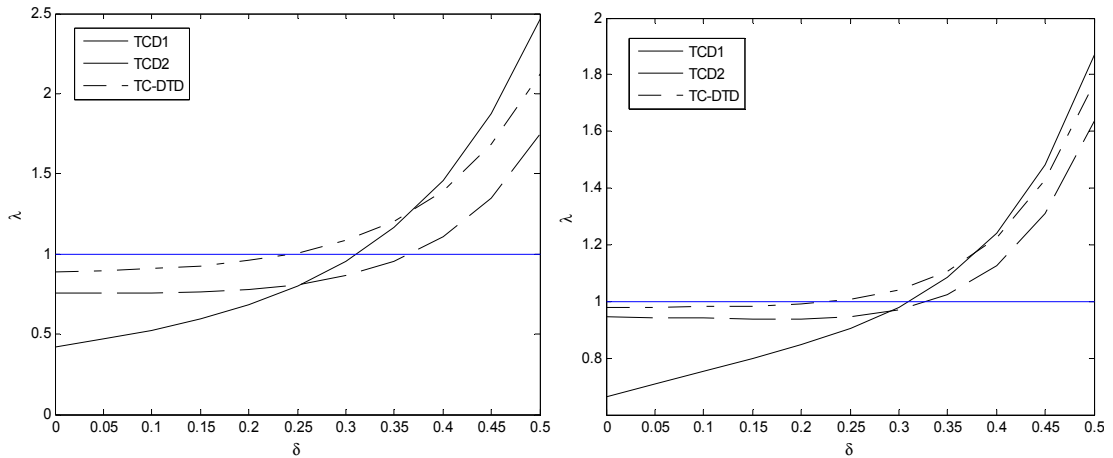
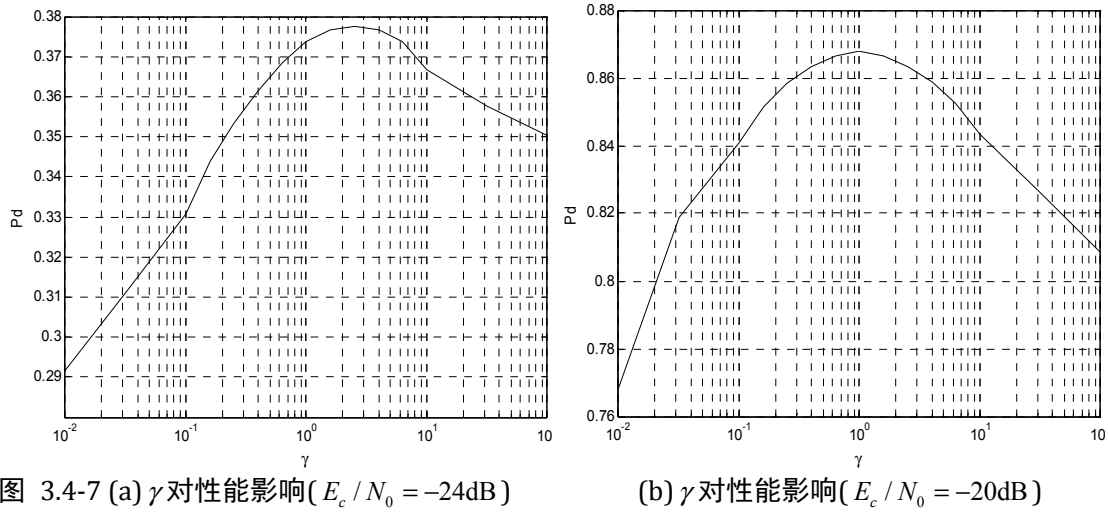


图 3.4-6 (a)比例因子曲线($E_c/N_0 = -24\text{dB}$)

(b)比例因子曲线($E_c/N_0 = -20\text{dB}$)

图 3.4-7(a)(b)分别给出了信噪比 $E_c/N_0 = -24$ 及 -20dB 条件下，TC-DTD 平均检测性能（ δ 在区间 $[0,1]$ 内均匀分布）随权重因子 γ 变化趋势。由图可见，与预期结果相同，当 $\gamma = \gamma_{opt} = 1$ 时 TC-DTD 的检测性能较优，且在高信噪比时性能最优，随着 γ 的取值逐渐减小或增加，TC-DTD 的检测性能逐渐降低，且趋近于 TCD1 的检测性能（ $\gamma \ll 1$ ）或传统非相干检测方法的检测性能（ $\gamma \gg 1$ ）。



3.5 本章小结

本章针对扩频系统捕获中由于剩余载波频偏、采样偏差等因素导致检测性能下降问题,根据能量扩散特性,以针对采样偏差的设计为例,分析研究了两种相邻检测单元检测算法 (TCD1、TCD2),理论推导了这两种方法的检测性能并进行比较,结果表明当无采样偏差或采样偏差较小时,传统非相干检测由于无能量衰落性能最优,TCD1 性能最差;当存在较大的采样偏差时,TCD1 性能最优,传统非相干检测性能最差。另外,还得到 TCD1 与 TCD2 鲁棒性能相近,均优于传统非相干检测方法的结论。

根据在不同采样偏差条件下非相干检测输出特性以及 TCD1 和 TCD2 在的检测性能差异,提出了相邻检测单元一双检测变量 (TC-DTD) 方法,理论推导该方法的检测性能,分析双变量的权重设置,仿真结果表明,当检测变量权重因子取 1 时,TC-DTD 在任意采样偏差条件下均具有良好的检测性能,平均检测概率优于传统非相干检测、TCD1 与 TCD2 三种检测方法,且具有良好的鲁棒性,在卫星扩频通信、地面移动通信系统中均具有较好的应用前景。

第四章 低精度冗余 (RPR) 容错技术研究

4.1 引言

在空间电子系统中,为了对抗空间辐射效应,最典型的如单粒子翻转 (SEU) 效应,提高系统的鲁棒性,常采用冗余技术对系统进行加固设计,最常见的冗余技术为三模冗余 (TMR)。TMR 在提高系统对 SEU 鲁棒性的同时,也带来了资源与功耗大幅增加 (通常为加固前的 3-5 倍) 的负面影响,将系统进行全 TMR 加固对于资源受限的星上条件几乎是不可能的。因此,在不影响系统性能 (或仅轻微降低系统性能) 的前提下研究设计低代价的容错技术对于提高星载电子设备的鲁棒性极具意义。本章以基于 SRAM 型 FPGA 的星载接收机为应用背景,对低精度冗余 (RPR) 容错技术进行了研究,首先介绍了 SEU 对 SRAM-FPGA 接收机的影响并进行分类,在此基础上介绍了 RPR 的类型与结构;然后通过建立马尔可夫模型分析了 RPR 的可靠性;最后对 RPR 引入的噪声进行分析,包括低精度模块量化噪声以及 RPR 噪声并通过噪声模型对 RPR 的判决门限进行了优化设计。

4.2 SEU 对 SRAM-FPGA 接收机性能的影响

对于一般 FPGA 电子系统,为了简化分析,通常认为一旦发生 SEU,系统将发生故障^[63]。本文 1.3.2 小节简述了 SEU 的故障模式,不同类型的 SEU 对系统的功能、状态将产生不同的影响。另一方面,任何基于 FPGA 平台的电子系统均不会完全占用整片 FPGA 的所有资源,若未被占用的配置 bit 位发生翻转,这种情况对系统的正常工作不会产生任何影响。因此,对于特定的系统,特定的 SEU 对该系统的影响也不尽相同,需要进行具体研究。

基于 FPGA 的数字接收机,是一类特定的数字信号处理系统,Brian H. Pratt 通过单粒子故障注入实验对 SEU 造成的接收机误码性能进行研究,得到如图 4.2-1 所示的误码曲线图^[92]。

根据图 4.2-1 所示的结果,可以根据 SEU 对接收机误码性能影响不同将其分为四类:第一类 SEU 对接收机几乎没有影响 (性能损失低于 0.2dB),这类 SEU 主要包括未被接收机利用的配置位、数据的有效最低位 (LSB) 等发生翻转;第二类 SEU 造成接收机误码性能损失 1 个 dB 左右,这类 SEU 主要包括数据的中间 bit 等发生翻转;第三类 SEU 会产生一个高误码率的性能界,当信噪比增加时接收机误码率向该性能界逼近,这类 SEU 主要包括数据的高位发生翻转;第四类 SEU 导致 1/2 的接收机误码率 (即完全错误),这类 SEU 主要包括时钟分布网络、全局复位或数据的有效最高位 (MSB) 发生翻转。在这四类 SEU 中,第一类与第二类 SEU 对接收机的影响可以

等效为一般高斯白噪声对接收机的影响，第三类与第四类 SEU 对接收机的影响是不可容忍的，将这类 SEU 对应的配置 bit 定义为高危 bit。

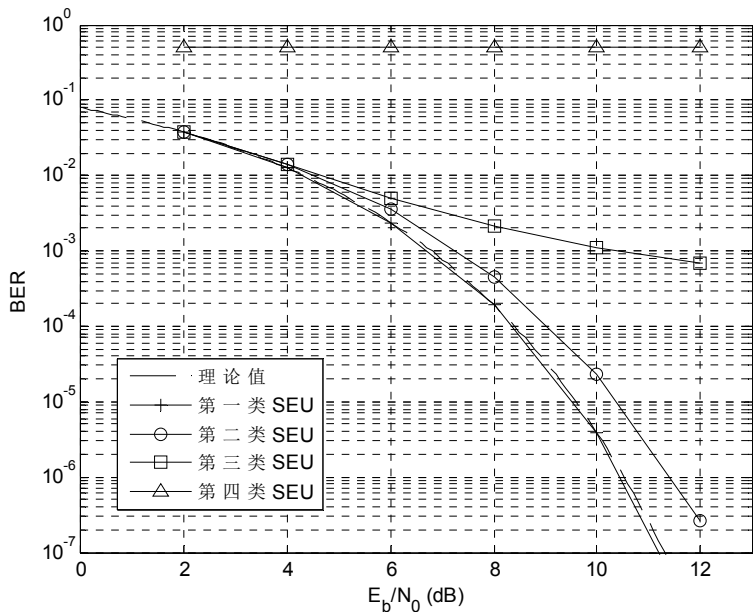


图 4.2-1 不同类型 SEU 对 BER 性能影响

表 4.2-1^[93]给出了采用不同方式实现的接收机匹配滤波器四类 SEU 对应的配置 bit 数，从该表可以发现，对于不同的滤波器实现方式，在四类 SEU 中，第一类与第二类 SEU 总是占绝大多数，高危 bit 数所占用的比例较小，最差情况下高危 bit 数为滤波器占用配置 bit 总数的 16.62%。

表 4.2-1 匹配滤波器四类 SEU 百分比

设计方式	Slices/ DSP 48s	第一类 Bits	第二类 Bits	第三类 Bits	第四类 Bits	Bit 总数	高危 Bit 数
16b logic $\alpha = 1.0$	712/0	34829 (81%)	5612 (13%)	1638 (3.8%)	899 (2.1%)	42978	2537 (5.90%)
16b logic $\alpha = 0.25$	1029/0	50798 (73%)	14479 (21%)	2908 (4.2%)	1022 (1.5%)	69207	3930 (5.68%)
8b logic $\alpha = 1.0$	194/0	3158 (33%)	4914 (51%)	768 (7.9%)	841 (8.7%)	9681	1609 (16.62%)
8b logic $\alpha = 0.25$	297/0	2210 (12%)	12445 (70%)	1816 (10%)	908 (5.1%)	17779	2724 (15.32%)
16b DSP48 $\alpha = 1.0$	554/13	22047 (75%)	5498 (19%)	867 (2.9%)	1118 (3.8%)	29530	1985 (6.72%)
16b DSP48 $\alpha = 0.25$	554/13	24140 (60%)	13861 (34%)	1263 (3.1%)	1031 (2.6%)	40295	2294 (5.69%)

上述 SEU 的影响与占用比例均是针对前向系统（匹配滤波器），表 4.2-2^[93]给出了在反馈系统（数字定时跟踪环）中不同 SEU 所占的比例，可以看出，与滤波器的情况类似，高危 bit 数所占比例较小，仅为 6.24%。

表 4.2-2 定时跟踪环四类 SEU 百分比

设计方式	Slices	第一类 Bits	第二类 Bits	第三类 Bits	第四类 Bits	Bit 总数	高危 Bit 数
解调 (含同步)	1410	75783	14335	4450	1548	96116	5998 (6.24%)

根据上述数据及分析，在绝大多数情况下，SEU 对接收机的影响与高斯白噪声相当，可以将其等效为 SEU 噪声，如图 4.2-2 所示。由于接收机本身具有一定的抗噪能力，且通过某些信号处理方法（如信道编码）可以提高接收机的误码性能，因此在满足性能指标要求的前提下，这类 SEU 可以认为是能够容忍的。对基于 FPGA 平台的接收机进行抗辐射加固，首先要考虑引起第三类与第四类 SEU 的高危 bit，即重点考虑时钟分布网络、全局复位以及数据的高有效位。

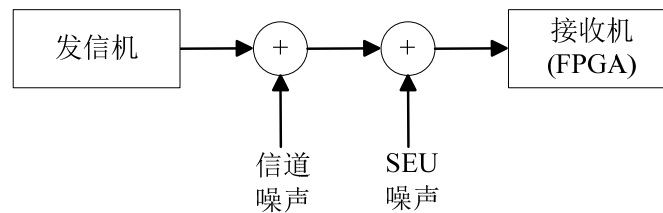


图 4.2-2 存在 SEU 的接收机等效噪声模型

4.3 RPR 及其可靠性分析

4.3.1 RPR 类型与结构

冗余设计方法是被公认为比较可靠的抗辐射效应的方法。常用的冗余设计为三模冗余法（TMR），其基本结构如图 4.3-1 所示，输入数据同时送入三个实现相同功能的模块，将各个模块输出的数据送到一个多数表决器，进行三选二多数有效选举的判定，从而可以保证输出数据的正确。

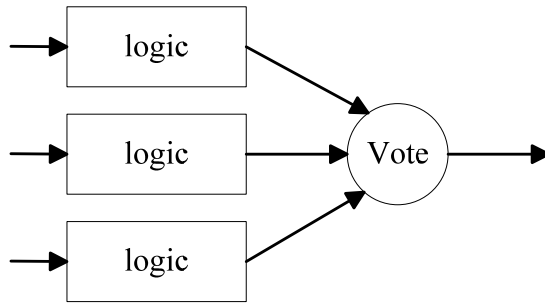


图 4.3-1 TMR 基本结构

TMR 方法由于采用三倍硬件备份，且需要表决器进行输出判决，故质量、面积、功耗都会增加（通常为加固前的 3-5 倍），这对资源受限的星载设备是不利的。根据 4.2 节分析，SEU 对通信系统的影响根据程度不同可以分为四类，其中绝大多数比特翻转（第一类、第二类）对系统的影响可以等效为噪声。因此，在允许引入一定噪声的条件下，以较小的代价来提高系统的鲁棒性的容错技术对接收机这类数字信号处理系统具有较好的实用性及应用前景。RPR 即是一种利用 SEU 在数字处理系统中噪声特性的低代价的冗余加固技术，其基本结构如图 4.3-2 所示。

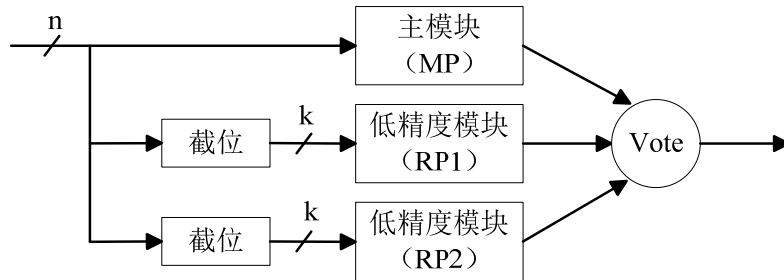


图 4.3-2 RPR 基本结构

由图可见，与 TMR 类似，RPR 也通过两个模块对原模块（主模块）进行冗余加固并经过表决器选择最终输出。与 TMR 不同的是，RPR 的两个冗余模块并非原模块的简单复制，而是采用两个低精度模块（图中 RP1 与 RP2）对原模块（图中 FP）输出进行估计，表决器根据三路结果以及某一准则选择其中之一作为输出结果。

根据低精度模块的设计方式以及表决器的判决方式，RPR 可以分为三类，文献 [97][98] 介绍了基于门限的 RPR 容错技术 (T-RPR)，文献 [95] 介绍了基于上下界的 RPR 容错技术 (B-RPR)，文献 [93] 提出了一种仅对数据高位比特 (MSB) 进行冗余加固的低精度三模冗余 (RP-TMR) 容错技术。表 4.3-1 列出了三种 RPR 方式的优缺点，可以看出，相对其他两种方式，T-RPR 具有适用性强，实现简单等特点，更适应于 FPGA 平台，本文所研究的 RPR 容错技术正是基于 T-RPR，如不加特殊说明，文中所出现的 RPR 均为 T-RPR 容错方式。

表 4.3-1 三种 RPR 方式特点

RPR 类型	优点	缺点
T-RPR	低精度模块简单直观 门限设置灵活	判决模块占用资源相对较多 对所有输入均用同一门限判决 判决模块占用资源相对较多
B-RPR	误差边界较紧	对虚警事件敏感 低精度模块实现复杂
RP-TMR	判决模块占用资源少 更易于今后软件自动化实现	低精度模块设计不灵活 阻碍 FPGA 中快速进位链工作

判决模块是 RPR 容错技术的关键，判决模块中门限的设置决定了 RPR 系统的工作性能及容错能力，判决模块的实现方式决定了 RPR 相对 TMR 在资源与功耗方面的优越程度。判决模块的输出表达式为

$$y_{rpr}[n] = \begin{cases} y_m[n] & |y_m[n] - y_{r1}[n]| \leq T_h \\ y_m[n] & |y_m[n] - y_{r1}[n]| > T_h, y_{r1}[n] \neq y_{r2}[n] \\ y_{r2}[n] & |y_m[n] - y_{r1}[n]| > T_h, y_{r1}[n] = y_{r2}[n] \end{cases} \quad (4.3-1)$$

其中， $y_{rpr}[n]$ 为 RPR 系统的判决输出， $y_m[n]$ 、 $y_{r1}[n]$ 与 $y_{r2}[n]$ 分别对应主模块及两个低精度模块的输出。图 4.3-3 示出了判决模块的实现结构，当主模块与低精度模块 1 之差的绝对值高于门限 T_h 且两个低精度模块输出相等时，将低精度模块 2 的输出作为 RRP 判决输出，其余情况均输出主模块结果。

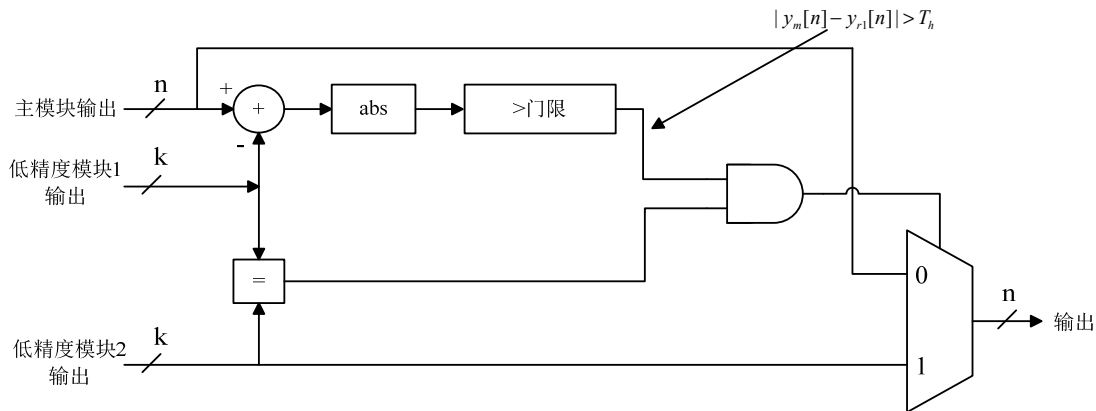


图 4.3-3 RPR 判决结构图

为了使判决模块占用更少的硬件资源，Shim 对其进行优化^[98]，优化后的判决模块结构如图 4.3-4 所示。该结构实现的前提为判决门限 T_h 的值为 2 的整数次幂，图中，通过 m 位与非门及或门来判断主模块与低精度模块之差是否超过门限 T_h ， m 的大小由 T_h 决定。

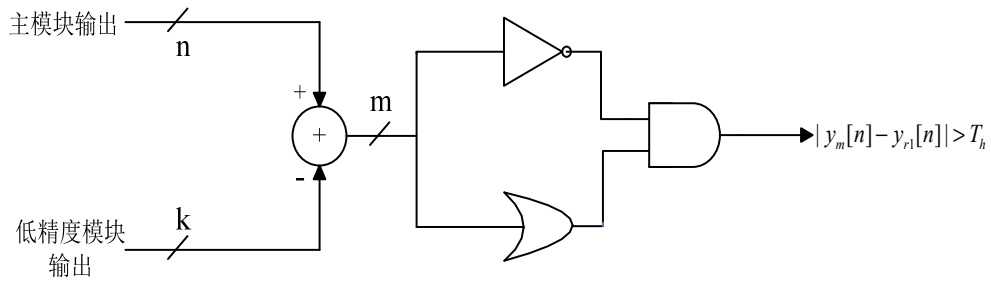


图 4.3-4 优化后的 RPR 判决结构

4.3.2 马尔可夫模型与可靠性分析

确定一个系统的可靠性通常有两种方法，第一种是实验方法，将 N 个相同的系统投入运行，然后记录在运行一段时间后失效的系统数，即可得到系统可靠性。实验方法有两个大问题难以解决，一是为了使试验结果可信需要相当数量的系统投入试验，而这往往是经济上难以承受的；二是试验需要的时间极长。对于这种情况，只能采取另外一种方法，即分析方法。可靠性分析的方法是根据已知的各种基本单元的可靠度，按照一定的规则和模型去分析和获得整个系统的可靠度。分析可靠性的方法包括组合模型法和马尔可夫模型方法，其中马尔可夫模型方法由于适用范围广被较多地用来分析系统可靠性，本文通过对 RPR 系统建立马尔可夫模型来分析其可靠性。

马尔可夫过程是研究系统“状态”与“状态”之间的相互转移的关系，图 4.3-5 给出了 RPR 系统的状态空间图。为了简化分析，不考虑动态刷新或重构等修复功能对系统的影响。

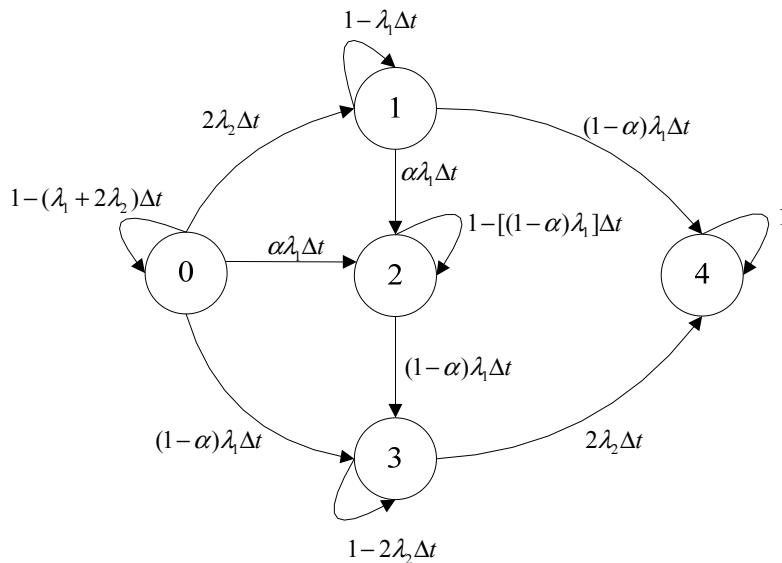


图 4.3-5 RPR 系统状态空间图

图 4.3-5 所示的 RPR 系统具有 5 种状态，状态 0 为正常工作状态（即主模块、低

精度模块均正常工作); 状态 1 为低精度模块发生单粒子翻转后的状态, 此状态下 RPR 输出不受影响; 状态 2 为主模块发生单粒子翻转且该翻转仅引入较小误差的状态, 设这类 SEU 的比率为 α ; 状态 3 为主模块发生单粒子翻转且该翻转导致主模块失效的状态, 则此类 SEU 的比率为 $1-\alpha$; 状态 4 为失效状态。

初始情况下系统处于状态 0, 当系统开始工作以后, 有可能向状态 1、状态 2 或状态 3 转移。假设主模块的单粒子翻转率为 λ_1 , 低精度模块单粒子翻转率为 λ_2 , 由于系统具有 2 个低精度模块, 因此在 Δt 时间内, 由状态 0 向状态 1 转移的概率为 $2\lambda_2\Delta t$, 由状态 0 向状态 2 转移的概率为 $\alpha\lambda_1\Delta t$, 由状态 0 向状态 3 转移的概率为 $(1-\alpha)\lambda_1\Delta t$, 则停留在状态 0 的概率为 $1-(\lambda_1+2\lambda_2)\Delta t$ 。

在状态 1 下, 若主模块发生单粒子翻转且该翻转仅引入较小误差, 则在 Δt 内, 状态 1 向状态 2 转移的概率为 $\alpha\lambda_1\Delta t$; 若主模块发生单粒子翻转且该翻转导致主模块失效, 则在 Δt 内, 状态 1 向状态 4 转移的概率为 $(1-\alpha)\lambda_1\Delta t$; 进一步可得在 Δt 时间内系统仍停留在状态 1 的概率为 $1-\lambda_1\Delta t$ 。

在状态 2 下, 若主模块发生单粒子翻转且该翻转导致模块失效, 则在 Δt 内, 由状态 2 向状态 3 转移的概率为 $(1-\alpha)\lambda_1\Delta t$; 进一步可得在 Δt 时间内系统仍停留在状态 2 的概率为 $1-(1-\alpha)\lambda_1\Delta t$ 。

在状态 3 下, 若低精度模块发生故障则系统失效, 则在 Δt 内状态 3 向状态 4 转移的概率为 $2\lambda_2$; 进一步可得在 Δt 时间内系统仍停留在状态 3 的概率为 $1-2\lambda_2\Delta t$ 。

状态 4 为系统失效状态, 系统进入状态 4 后仍停留在该状态的概率为 1。

令 $p_i(t)$ 及 $p_i(t+\Delta t)$ 分别代表系统在 t 时刻和 $t+\Delta t$ 时刻处于状态 i 的概率 ($i=0,1,\dots,4$), 根据图 4.3-5 可得 RPR 系统状态转移矩阵为

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} 1-(\lambda_1+2\lambda_2) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 2\lambda_2 & 1-\lambda_1 & 0 & 0 & 0 \\ \alpha\lambda_1 & \alpha\lambda_1 & 1-(1-\alpha)\lambda_1 & 0 & 0 \\ (1-\alpha)\lambda_1 & 0 & (1-\alpha)\lambda_1 & 1-2\lambda_2 & 0 \\ 0 & (1-\alpha)\lambda_1 & 0 & 2\lambda_2 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.3-2)$$

状态方程系数矩阵为

$$\mathbf{A} = \mathbf{T} - \mathbf{I} = \begin{bmatrix} -(\lambda_1+2\lambda_2) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 2\lambda_2 & -\lambda_1 & 0 & 0 & 0 \\ \alpha\lambda_1 & \alpha\lambda_1 & -(1-\alpha)\lambda_1 & 0 & 0 \\ (1-\alpha)\lambda_1 & 0 & (1-\alpha)\lambda_1 & -2\lambda_2 & 0 \\ 0 & (1-\alpha)\lambda_1 & 0 & 2\lambda_2 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.3-3)$$

状态方程为

$$\begin{bmatrix} \dot{p}_0(t) \\ \dot{p}_1(t) \\ \dot{p}_2(t) \\ \dot{p}_3(t) \\ \dot{p}_4(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -(\lambda_1 + 2\lambda_2) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 2\lambda_2 & -\lambda_1 & 0 & 0 & 0 \\ \alpha\lambda_1 & \alpha\lambda_1 & -(1-\alpha)\lambda_1 & 0 & 0 \\ (1-\alpha)\lambda_1 & 0 & (1-\alpha)\lambda_1 & -2\lambda_2 & 0 \\ 0 & (1-\alpha)\lambda_1 & 0 & 2\lambda_2 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_0(t) \\ p_1(t) \\ p_2(t) \\ p_3(t) \\ p_4(t) \end{bmatrix} \quad (4.3-4)$$

将式(4.3-4)展开后可得

$$\begin{cases} \dot{p}_0(t) = -(\lambda_1 + 2\lambda_2)p_0(t) \\ \dot{p}_1(t) = 2\lambda_2 p_0(t) - \lambda_1 p_1(t) \\ \dot{p}_2(t) = \alpha\lambda_1 p_0(t) + \alpha\lambda_1 p_1(t) - (1-\alpha)\lambda_1 p_2(t) \\ \dot{p}_3(t) = (1-\alpha)\lambda_1 p_0(t) + (1-\alpha)\lambda_1 p_2(t) - 2\lambda_2 p_3(t) \\ \dot{p}_4(t) = (1-\alpha)\lambda_1 p_1(t) + 2\lambda_2 p_3(t) \end{cases} \quad (4.3-5)$$

对式(4.3-5)进行拉氏变换, 得线性方程组

$$\begin{cases} sp_0(s) - p_0(0) = -(\lambda_1 + 2\lambda_2)p_0(s) \\ sp_1(s) - p_1(0) = 2\lambda_2 p_0(s) - \lambda_1 p_1(s) \\ sp_2(s) - p_2(0) = \alpha\lambda_1 p_0(s) + \alpha\lambda_1 p_1(s) - (1-\alpha)\lambda_1 p_2(s) \\ sp_3(s) - p_3(0) = (1-\alpha)\lambda_1 p_0(s) + (1-\alpha)\lambda_1 p_2(s) - 2\lambda_2 p_3(s) \\ sp_4(s) - p_4(0) = (1-\alpha)\lambda_1 p_1(s) + 2\lambda_2 p_3(s) \end{cases} \quad (4.3-6)$$

由于初始条件下系统工作于状态 0, 显然有 $p_0(0)=1$, $p_1(0)=p_2(0)=p_3(0)=p_4(0)=0$, 由式(4.3-6), 可得

$$\begin{cases} p_0(s) = \frac{1}{s + \lambda_1 + 2\lambda_2} \\ p_1(s) = \frac{2\lambda_2}{(s + \lambda_1)(s + \lambda_1 + 2\lambda_2)} \\ p_2(s) = \frac{\alpha\lambda_1}{(s + \lambda_1)(s + \lambda_1 - \alpha\lambda_1)} \\ p_3(s) = \frac{\lambda_1(1-\alpha)(s^2 + 2\lambda_1 s + 2\alpha\lambda_1\lambda_2 + \lambda_1^2)}{(s + \lambda_1)(s + 2\lambda_2)(s + \lambda_1 + 2\lambda_2)(s + \lambda_1 - \alpha\lambda_1)} \\ p_4(s) = \frac{2\lambda_1\lambda_2(1-\alpha)(2s^2 + 3\lambda_1 s - \alpha\lambda_1 s + 2\lambda_2 s + \lambda_1^2 + 2\lambda_1\lambda_2)}{s(s + \lambda_1)(s + 2\lambda_2)(s + \lambda_1 + 2\lambda_2)(s + \lambda_1 - \alpha\lambda_1)} \end{cases} \quad (4.3-7)$$

对式(4.3-7)进行拉氏反变换, 可得 RPR 可靠性为

$$\begin{aligned} R_{RPR}(t) &= 1 - p_4(t) \\ &= \frac{(1-\alpha)\lambda_1}{\lambda_1 - 2\lambda_2} e^{-\lambda_1 t} - (1-\alpha)e^{-(\lambda_1 + 2\lambda_2)t} - \frac{2\lambda_2}{(1-\alpha)\lambda_1 - 2\lambda_2} e^{-(1-\alpha)\lambda_1 t} \\ &\quad + \frac{(1-\alpha)(\lambda_1^2 - 4\lambda_1\lambda_2 + 2\alpha\lambda_1\lambda_2 + 4\lambda_2^2)}{(\lambda_1 - 2\lambda_2)[(1-\alpha)\lambda_1 - 2\lambda_2]} e^{-2\lambda_2 t} \end{aligned} \quad (4.3-8)$$

图 4.3-6 示出了当主模块翻转率分别为 $\lambda_1 = 0.01$ 、 $\lambda_1 = 0.001$ 、 $\lambda_1 = 0.0001$ ，低精度模块翻转率 $\lambda_2 = 0.6\lambda_1$ ， $\alpha = 0.4$ 时的 RPR 系统可靠性曲线，与期望结果一致，随着主模块翻转率的降低，系统可靠性则相应增加。

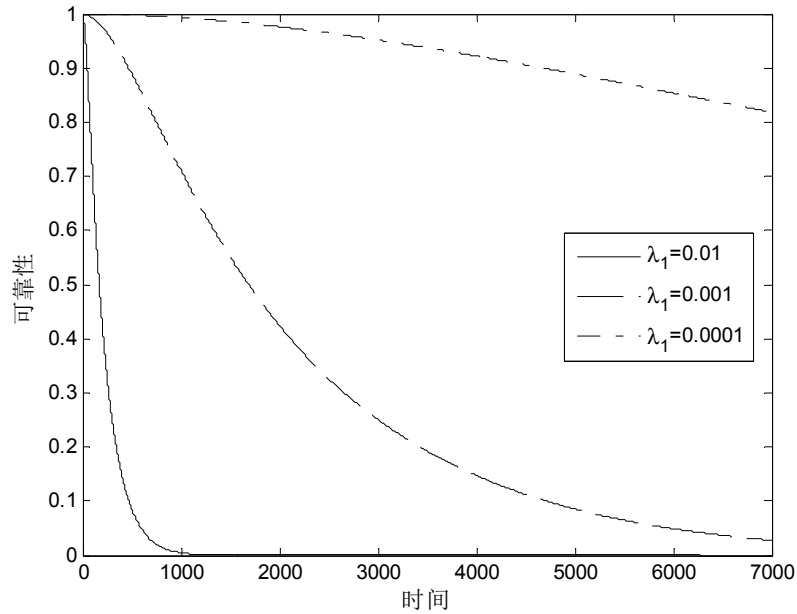


图 4.3-6 不同主模块翻转率条件下 RPR 可靠性

图 4.3-7 示出了当主模块翻转率为 $\lambda_1 = 0.001$ ，低精度模块翻转率分别为 $\lambda_2 = 0.2\lambda_1$ 、 $\lambda_2 = 0.4\lambda_1$ 、 $\lambda_2 = 0.8\lambda_1$ 及 $\lambda_2 = \lambda_1$ ， $\alpha = 0.4$ 时的 RPR 系统可靠性曲线，由图可见，当低精度模块翻转率提高时系统可靠性随之降低，当 $\lambda_2 = \lambda_1$ 时，低精度模块翻转率已与主模块一致，在该条件下可视作 TMR 的特殊情形，但由于对 SEU 进行了分类且采用不同的判决方式，此时给出的系统可靠性高于图 1.4-6 中 TMR 的可靠性。

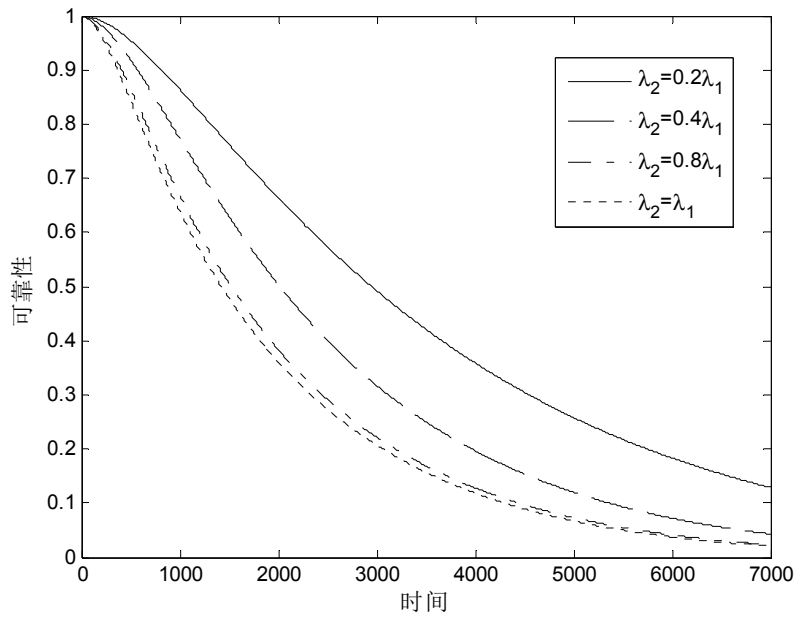


图 4.3-7 不同低精度模块翻转率条件下 RPR 可靠性

图 4.3-8 示出了当主模块翻转率分别为 $\lambda_1 = 0.001$ ，低精度模块翻转率 $\lambda_2 = 0.6\lambda_1$ ， α 值分别取 0.1、0.4 与 0.7 时的 RPR 系统可靠性曲线，由于 α 表征主模块高危 bit 所占比率， α 越大高危 bit 的比例就越小，RPR 系统的可靠性也相应增加。

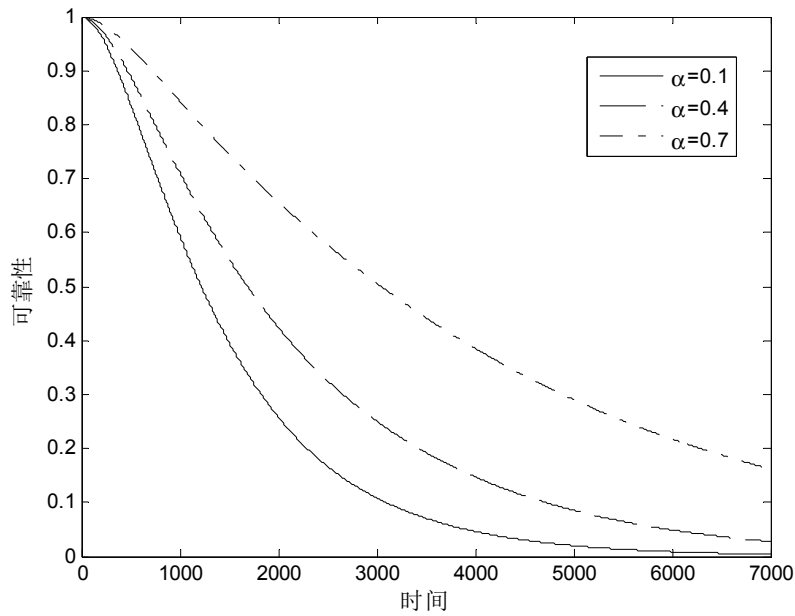


图 4.3-8 不同 α 时 RPR 可靠性

4.4 RPR 容错技术噪声分析

4.4.1 低精度模块估计误差

由于低精度模块采用减小字长的方式来降低系统资源及功耗并对主模块进行估计, 因此不可避免地引入噪声, 本小节分析低精度模块的量化噪声。

本文中假设数据采用补码定点小数表示, 则字长为 $(B+1)$ 的小数 x 为

$$x = -b_0 + \sum_{i=1}^B b_i 2^{-i} \quad (4.4-1)$$

则字长为 (B_r+1) 的小数 x_r 为

$$x_r = -b_0 + \sum_{i=1}^{B_r} b_i 2^{-i} \quad (4.4-2)$$

则低精度模块的量化误差可以表示为

$$q_x = x - x_r = \sum_{i=B_r+1}^B b_i 2^{-i} \quad (4.4-3)$$

从式(4.4-3)可得量化误差为一个非负小数, 其最大值与最小值分别为

$$q_{x,\max} = \sum_{i=B_r+1}^B 2^{-i} = 2^{-B} (2^{B-B_r} - 1) \quad (4.4-4)$$

$$q_{x,\min} = 0 \quad (4.4-5)$$

设 x 与 x_r 的量化宽度分别为 $\Delta_m = \frac{1}{2^B}$ 与 $\Delta_r = \frac{1}{2^{B_r}}$, 则当 x 均匀分布时, q_x 以概率

$\Pr = \frac{1}{2^{B-B_r}} = \frac{\Delta_m}{\Delta_r}$ 在集合 $\{0, \Delta_m, 2\Delta_m, \dots, (2^{B-B_r} - 1)\Delta_m\}$ 中取值, 低精度模块的量化误差的

均值为

$$\begin{aligned} \mu_q = E(q_x) &= \sum_{i=0}^{2^{B-B_r}-1} i\Delta_m \Pr(q_x = i\Delta_m) \\ &= \sum_{i=0}^{\Delta_r/\Delta_m-1} i\Delta_m \frac{\Delta_m}{\Delta_r} \\ &= \frac{1}{2} (\Delta_r - \Delta_m) \end{aligned} \quad (4.4-6)$$

量化误差的方差为

$$\begin{aligned}
 \sigma_q^2 &= E[|x - x_r|^2] \\
 &= \sum_{i=0}^{2^{B_r-B_m}-1} (i\Delta_m)^2 \Pr(q_x = i\Delta_m) \\
 &= \sum_{i=0}^{\Delta_r/\Delta_m-1} (i\Delta_m)^2 \frac{\Delta_m}{\Delta_r} \\
 &= \frac{1}{6} (2\Delta_r^2 - 3\Delta_r\Delta_m + \Delta_m^2)
 \end{aligned} \tag{4.4-7}$$

图 4.4-1 示出了当主模块数据字长为 $(B+1)=16$ 时低精度模块取不同数据字长时的量化误差均值与方差，由图可见，随着 B_r 的增加，RPR 系统低精度模块量化噪声的均值与方差逐渐减小，一般情况下，为了保证较小的系统量化噪声，需要低精度模块的字长足够大。

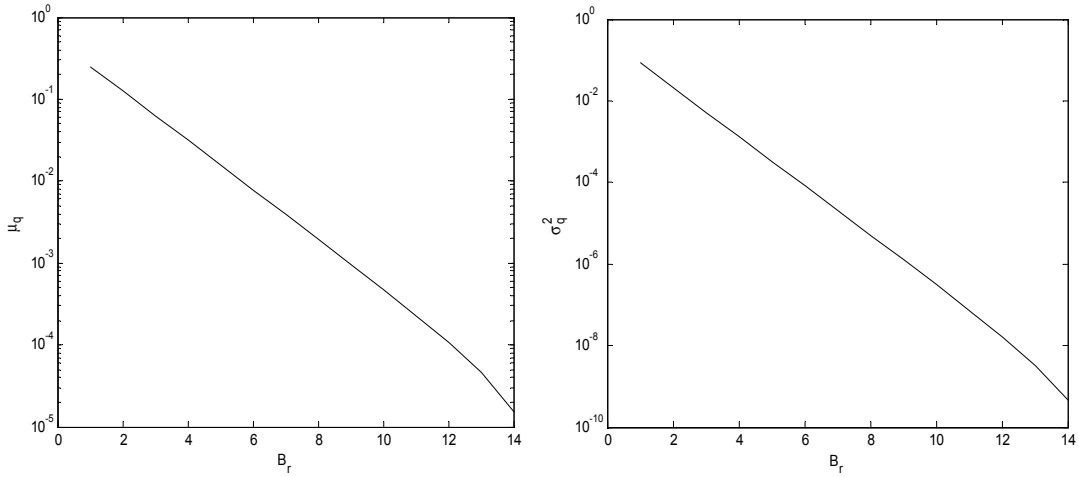


图 4.4-1 (a)低精度模块量化噪声均值

(b)低精度模块量化噪声方差

4.4.2 RPR 系统噪声

由于 RPR 对主模块及低精度模块输出结果进行门限检测，因此检测结果与实际情况的关系存在以下几种情形：

1) 主模块发生 SEU 并被成功检测 (DE: Detected Error)。在该情形下，主模块发生 SEU，且主模块与低精度模块输出之差高于判决门限 T_h ，因此选择低精度模块输出作为 RPR 输出，DE 的概率为

$$\begin{aligned}
 P_{DE} &= \Pr(|y_m - y_r| > T_h, y_m \neq y_{true}) \\
 &= P_e(1 - \alpha)
 \end{aligned} \tag{4.4-8}$$

式中， P_e 为主模块发生错误的概率， α 在 4.3 节中已定义，为主模块发生不被表决器成功检测的翻转比率。在 DE 情形下，RPR 系统的噪声方差即为低精度模块的量化误

差 σ_q^2 。

2) 主模块发生 SEU 但不被检测 (UDE: Undetected Error)。在该情形下, 主模块发生 SEU, 但主模块与低精度模块输出之差低于判决门限 T_h , 因此选择主模块输出作为 RPR 输出, UDE 的概率为

$$\begin{aligned} P_{UDE} &= \Pr(|y_m - y_r| < T_h, y_m \neq y_{ture}) \\ &= P_e \alpha \end{aligned} \quad (4.4-9)$$

在 UDE 情形下, RPR 系统的噪声方差为

$$\sigma_U^2 = E(|y_{ture} - y_m|^2 \mid |y_m - y_r| < T_h) \quad (4.4-10)$$

3) 未发生 SEU 但表决器判决主模块出错 (FA: False Alarm)。在该情形下, 主模块未发生 SEU, 但主模块与低精度模块输出之差高于判决门限 T_h , 因此选择低精度模块输出作为 RPR 输出, FA 的概率为

$$\begin{aligned} P_{FA} &= \Pr(|y_m - y_r| > T_h, y_m = y_{ture}) \\ &= (1 - P_e) \Pr(|y_m - y_r| > T_h) \end{aligned} \quad (4.4-11)$$

在 DE 情形下, 由于选择低精度模块作为 RPR 输出, RPR 系统的噪声方差为低精度模块的量化误差 σ_q^2 。

4) 未发生 SEU 且表决器判决主模块正确 (NE: No Error)。在该情形下, 主模块未发生 SEU, 且主模块与低精度模块输出之差低于判决门限 T_h , 因此选择主模块输出作为 RPR 输出, NE 的概率为

$$\begin{aligned} P_{NE} &= \Pr(|y_m - y_r| < T_h, y_m = y_{ture}) \\ &= (1 - P_e) \Pr(|y_m - y_r| < T_h) \end{aligned} \quad (4.4-12)$$

在 NE 情形下, 由于选择低主模块输出作为 RPR 输出, RPR 系统的噪声方差为 0。综合上述五种情形, 它们对应的概率与 RPR 系统噪声方差总结见表 4.4-1。

表 4.4-1 RPR 系统四种情形及其对应概率与方差

情形	发生概率	系统输出噪声方差
DE	$P_e(1 - \alpha)$	σ_q^2
UDE	$P_e \alpha$	$E(y_{ture} - y_m ^2 \mid y_m - y_r < T_h)$
FA	$(1 - P_e) \Pr(y_m - y_r > T_h)$	σ_q^2
NE	$(1 - P_e) \Pr(y_m - y_r < T_h)$	0

根据表 4.4-1 可得经 RPR 容错处理后系统的 SEU 等效噪声方差表达式为

$$\begin{aligned}\sigma_{RPR}^2 &= P_{DE}\sigma_q^2 + P_{UE}\sigma_U^2 + P_{FA}\sigma_q^2 \\ &= P_e(1-\alpha)\sigma_q^2 + P_e\alpha\sigma_U^2 + (1-P_e)\Pr(|y_m - y_r| > T_h)\sigma_q^2\end{aligned}\quad (4.4-13)$$

设 RPR 系统输出为

$$\tilde{y}[n] = y[n] + w[n] + v[n] \quad (4.4-14)$$

其中, $y[n]$ 为期望输出, $w[n]$ 为噪声经该模块的输出, $v[n]$ 为经 RPR 容错处理后的 SEU 等效噪声, 则 RPR 输出信号的信噪比为

$$SNR_{RPR} = 10 \lg \frac{\sigma_y^2}{\sigma_w^2 + \sigma_{RPR}^2} \quad (4.4-15)$$

式中, σ_y^2 为有用信号功率, σ_w^2 为噪声 $w[n]$ 的方差, σ_{RPR}^2 对应式(4.4-13)给出的 RPR 容错处理后的 SEU 等效噪声方差。为了提高信噪比, 应使 σ_{RPR}^2 足够小, 通常情况下, 为了满足预期性能要求, 设定一个期望信噪比 SNR_d , 则有 $SNR_{RPR} \geq SNR_d$, 可得

$$\sigma_{RPR}^2 \leq 10^{-SNR_d/10} \sigma_y^2 + \sigma_w^2 \quad (4.4-16)$$

4.5 RPR 检测门限优化设计

根据 4.3 节 RPR 对结构的阐述, 可见表决器的检测门限 T_h 是 RPR 系统的重要参数, 检测门限的设置决定了 RPR 系统的性能, 因此需要进行优化设计。

检测门限 T_h 的大小决定了 RPR 系统的检测性能, 当 T_h 设置过高, 将导致主模块更多的 SEU 不能被检测并提高了 UDE 情形下的噪声方差 σ_U^2 , 从而增加了表达式(4.4-13)给出的 RPR 噪声方差的第二项, 对系统带来负面影响; T_h 设置过低将带来两方面的性能恶化: 首先, 随着 T_h 的减小将导致 FA 情形的发生并使其对应的噪声方差随之增加, 即式(4.4-13)第三项的出现及增加。其次, 由于 T_h 减小, 一部分主模块 SEU 将从原先的不被检测转变为被检测从而导致 RPR 选择低精度模块作为输出, 即式(4.4-13)中第一项的数值增加。

Shim 证明了当低精度模块估计误差 q_x 服从均匀分布时, T_h 的最优值为 $q_{x,\max}$ ^[98], 文献[93]通过实验的方法对 T_h 进行优化并得出当 q_x 服从高斯分布时可以适当降低 T_h 的结论, 本文从理论上对 T_h 进行优化。

4.5.1 低精度估计误差分布

经 RPR 容错技术加固的模块, 其估计误差 q_x 受多个量化噪声源的影响, 可以表

示为

$$\begin{aligned} q_x(n) &= \sum_{i=1}^{N_e} b_i'(n) \\ &= \sum_{i=1}^{N_e} \sum_{k=0}^n h_i(k) b_i(n-k) \end{aligned} \quad (4.5-1)$$

其中, h_i 为当输入为 b_i 时输出为 q_x 的系统的冲激响应, 对于线性时不变(LTI)系统, h_i 为常数, 对于非线性时不变系统, h_i 是时变的。因此, 估计误差 q_x 存在如下两种极端情形:

1) 相对其他量化噪声源, 某一量化噪声 b_i' 的方差占据主导。比较典型的例子为对系统运算结果采取截位处理, 这时 RPR 估计误差服从均匀分布;

2) 估计误差由多个量化噪声源构成, 且这些量化噪声对估计误差的贡献几乎等同, 在该情形下, 根据中心极限定理, RPR 估计误差服从正态分布。

根据上述分析, RPR 估计误差可以用特定权值的高斯噪声与均匀分布噪声之和表示, 即

$$q_x = v(\beta \times b_u + (1 - \beta) \times b_n) \quad (4.5-2)$$

式中, b_u 为在区间 $[-1, 1]$ 均匀分布的随机变量; b_n 为均值为 0 方差为 1 的高斯随机变量; v 用来表征估计误差的方差; $\beta \in [0, 1]$ 为权值变量, 它决定了上述两种情形在构成估计误差时所占的比重, 当 $\beta = 1$ 时估计误差服从均匀分布(情形 1), 当 $\beta = 0$ 时估计误差服从正态分布(情形 2)。

文献[93][95]讨论了 RPR 容错技术的适用条件, 由于 RPR 表决器的复杂度较高, 为了体现 RPR 的优势, 一般对复杂的数字信号处理模块进行 RPR 冗余加固, 如滤波器、FFT 等, 对于这类 RPR 系统, 其估计误差由多个量化噪声源构成, 即对应情形 2。因此, 将 $\beta = 0$ 代入式(4.5-2), 可得在实际应用中, RPR 容错技术的估计误差为

$$q_x = v b_n \quad (4.5-3)$$

为了验证上述分析的正确性, 设计一个 25 阶的低通 FIR 滤波器, 其输入数据、滤波器系数字长均为 16 ($B = 15$), 对该滤波器采用 RPR 容错技术进行加固, 图 4.5-1 给出了不同低精度数据字长 ($B_r = 11$ 、 $B_r = 7$ 及 $B_r = 3$) 条件下估计误差的概率质量函数 (PMF: Probability Mass Function)。由图可见, 不论低精度模块字长的变化, 估计误差均服从正态分布, 与本节分析的结论一致。从图 4.5-1 还可以看出, 估计误差的均值、方差大小由低精度数据字长 B_r 决定, 随着低精度字长的增加, 估计误差的幅度相应减小, 低精度模块对主模块估计更准确。

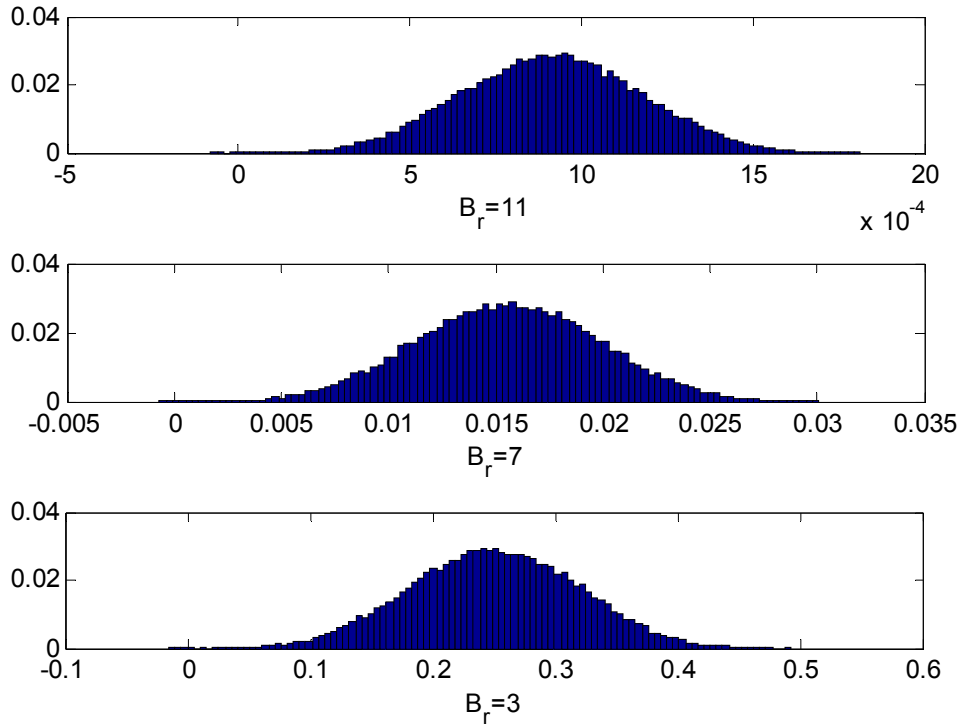


图 4.5-1 不同低精度字长条件下估计误差的 PMF

4.5.2 检测门限优化

根据式(4.4-13)可知, 优化检测门限 T_h 的目的是尽可能降低 RPR 容错处理后的等效 SEU 噪声方差 σ_{RPR}^2 , 从而保证 RPR 输出信噪比最大。式(4.4-14)给出了在 RPR 容错技术保护下系统输出表达式, 与之对应, 当不采用任何加固措施, 在空间辐射环境下, 系统输出为

$$\tilde{y}[n] = \hat{y}[n] + \chi[n] = y[n] + w[n] + \chi[n] \quad (4.5-4)$$

其中, $\chi[n]$ 为空间辐射引起的输出端数据变化。当采用 N 位二进制补码来表示 $\hat{y}[n]$, 可得

$$\hat{y}[n] = -b_0[n] + \sum_{i=1}^N b_i[n] 2^{-i} \quad (4.5-5)$$

定义一个位翻转变量 $f_i[n]$, 当 $f_i[n] = 1$ 时表示 $\hat{y}[n]$ 的第 i 位由于空间辐射影响发生了翻转。给定某一时刻 n 对应的位翻转向量 $\mathbf{f}[n] = [f_0[n], f_1[n], \dots, f_N[n]]$, 则该时刻系统输出可以表示为

$$\begin{aligned} \tilde{y}[n] &= \mathbf{f}[n] \oplus \hat{Y}[n] \\ &= -(b_0[n] \oplus f_0[n]) + \sum_{i=1}^N (b_i[n] \oplus f_i[n]) 2^{-i} \end{aligned} \quad (4.5-6)$$

式中, \oplus 为模二加运算符号。

若位翻转向量 $\mathbf{f}[n]$ 满足独立同分布的条件, 设 $\hat{y}[n]$ 为方差为 σ^2 的高斯随机变量, 则 $\gamma[n]$ 的概率密度函数为^[94]

$$p(\gamma) = \frac{P_e}{2} Q\left(\frac{|\gamma|-1}{\sigma}\right) + (1-P_e)\delta(\gamma), \quad \gamma \in (-2, 2) \quad (4.5-7)$$

其中, $\delta(\cdot)$ 为单位冲激函数。

在 UDE 情形下, 空间辐射导致主模块发生错误但该错误不被 RPR 判决器检测, 由式(4.5-7)可以将 P_{UDE} (见式(4.4-9)) 简化如下

$$\begin{aligned} P_{UDE} &= \Pr(|y_m - y_r| < T_h, y_m \neq y_{true}) \\ &= \Pr(-T_h - q < \gamma < T_h - q, \gamma \neq 0) \\ &= \int_{-T_h-q}^0 p(\gamma) d\gamma + \int_0^{T_h-q} p(\gamma) d\gamma \\ &\approx \frac{1}{2} P_e T_h \end{aligned} \quad (4.5-8)$$

同理在 UDE 情形下, RPR 容错处理后 SEU 等效噪声方差可以进一步推导如下

$$\begin{aligned} \sigma_U^2 &= E(|y_{true} - y_m|^2 | |y_m - y_r| < T_h) \\ &= E(\gamma^2 | -T_h - q < \gamma < T_h - q) \\ &= \frac{\int_q \int_{-T_h-q}^{T_h-q} \gamma^2 p(\gamma) p(q) d\gamma dq}{\int_q \int_{-T_h-q}^{T_h-q} p(\gamma) p(q) d\gamma dq} \end{aligned} \quad (4.5-9)$$

将式(4.5-7)代入式(4.5-9), 可得

$$\begin{aligned} \sigma_U^2 &\approx \frac{\int_q p(q) \int_{-T_h-q}^{T_h-q} \frac{P_e}{4} \gamma^2 d\gamma dq}{\int_q p(q) \int_{-T_h-q}^{T_h-q} \frac{P_e}{4} d\gamma dq} \\ &= \frac{\frac{P_e}{4} \int_q \frac{2T_h^3 + 6T_h q^2}{3} p(q) dq}{\frac{P_e}{4} \cdot 2T_h \int_q p(q) dq} \\ &= \frac{1}{3} T_h^2 + \sigma_q^2 \end{aligned} \quad (4.5-10)$$

根据 4.5.1 小节的结论, RPR 系统的估计误差服从正态分布, 并将式(4.5-8)及式(4.5-10)代入式(4.4-13), 可得简化的 RPR 容错处理后 SEU 等效噪声方差如下

$$\begin{aligned}
 \sigma_{RPR}^2 &= P_{DE}\sigma_q^2 + P_{UE}\sigma_U^2 + P_{FA}\sigma_q^2 \\
 &= P_{DE}\sigma_q^2 + P_{UE} \cdot \left(\frac{1}{3}T_h^2 + \sigma_q^2\right) + (1-P_e)\Pr(|y_m - y_r| > T_h)\sigma_q^2 \\
 &= P_e\sigma_q^2 + \frac{1}{6}P_eT_h^3 + (1-P_e)Q\left(\frac{T_h}{\sigma_q}\right)\sigma_q^2
 \end{aligned} \tag{4.5-11}$$

将门限 T_h 归一化, 令 $\mu = T_h / \sigma_q$, 则有

$$\sigma_{RPR}^2 = P_e\sigma_q^2 + \frac{1}{6}P_e\mu^3\sigma_q^3 + (1-P_e)Q(\mu)\sigma_q^2 \tag{4.5-12}$$

由式(4.5-12)可见, 简化后的 RPR 系统等效噪声方差由 P_e 、 σ_q 以及 μ 决定, 其中 P_e 为主模块发生错误的概率, 它与卫星所处的辐射环境及主模块的面积有关; σ_q 为 RPR 系统低精度模块估计误差, 根据上文分析, 它由输入数据特性及 RPR 系统本身(主模块功能、低精度模块字长 B_r)决定; μ 为归一化门限, 当卫星轨道及 B_r 确定后, 它的设定直接影响 RPR 系统的噪声性能。

根据表 1.3-2 给出的 Xilinx Virtex-4 SX-55 FPGA 芯片在不同轨道的单粒子翻转特性, 结合本节对 RPR 系统噪声的理论推导结论, 图 4.5-2 示出了 GPS 轨道条件下系统 RPR 噪声, 其中 (a) 图为不同归一化门限 μ 与低精度模块估计误差方差 σ_q^2 下的 RPR 噪声方差曲面, (b) 图为三个特定 σ_q^2 ($\sigma_q = 0.1, 0.5, 0.9$) 条件下 RPR 噪声方差曲线, 可以看出, 在 GPS 轨道条件下, RPR 系统的归一化最优门限为 $\mu_{opt} = 3$ 。

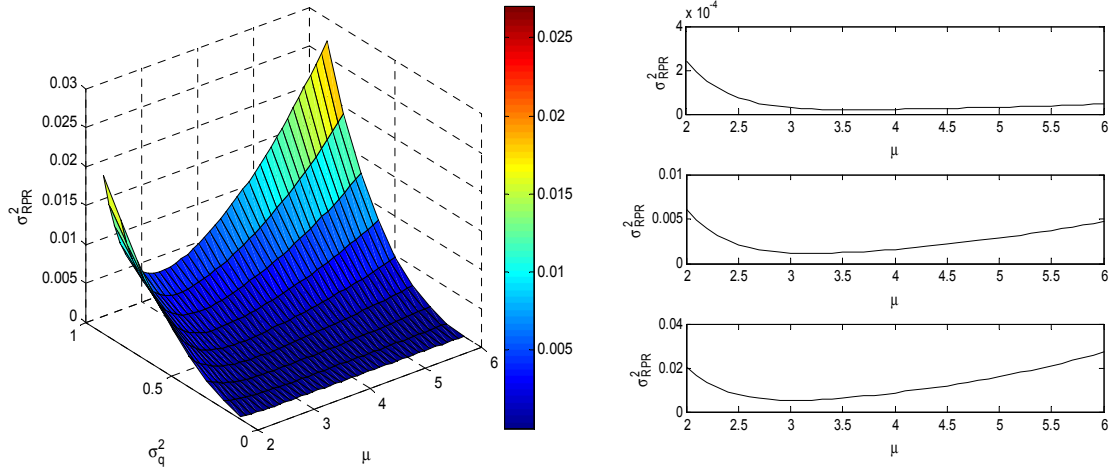


图 4.5-2 (a)GPS 轨道 RPR 噪声方差

(b)特定 σ_q^2 时 RPR 噪声方差

与图 4.5-2 类似, 图 4.5-3 示出了 LEO 轨道条件下系统 RPR 噪声, 可以看出, 此时 RPR 系统的归一化最优门限为 $\mu_{opt} = 4$ 。

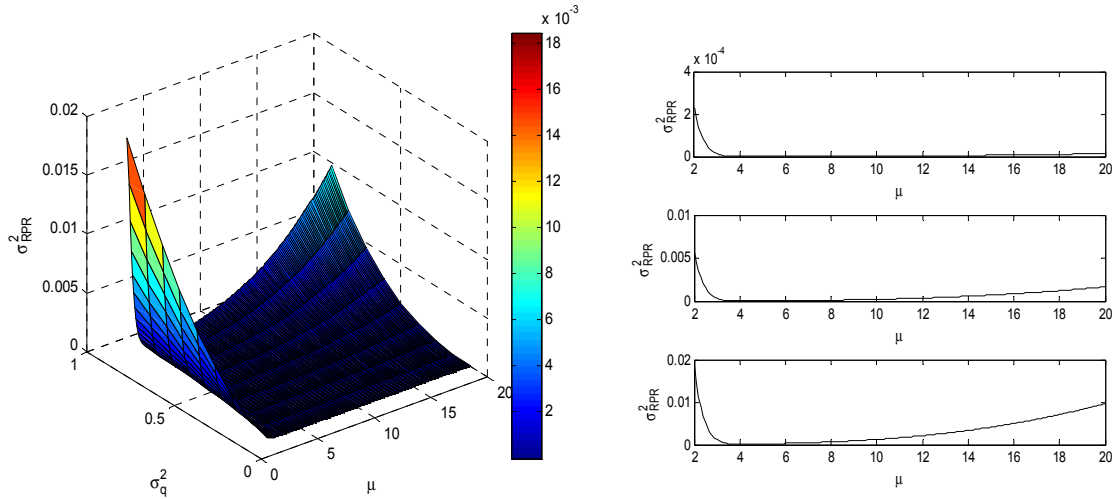


图 4.5-3 (a)LEO 轨道 RPR 噪声方差

(b)特定 σ_q^2 时 RPR 噪声方差

4.6 本章小结

低精度冗余容错技术是一种适用于高复杂度数字信号处理系统的抗单粒子加固方法，相对于传统的三模冗余方法，RPR 以较小的代价来达到提高系统对空间辐射效应的鲁棒性的目的。当前，对于 RPR 的研究和应用主要局限于美国等航天强国，由 Los Alamos 实验室主要参与研制的 CFESat 卫星（2007 年发射升空）将 RPR 容错技术应用于基于 SRAM 型 FPGA 的数字滤波器并对其鲁棒性进行测试，在测试周期内(2010 年 5 月 6 日-12 月 27 日)共发生 140 次 SEU 但没有一次 SEU 影响系统正常工作。可见，RPR 作为一种新兴的容错技术具有较强的研究与应用价值。

本章首先给出了 SEU 对星载接收机的影响并根据影响不同对 SEU 进行分类；根据 SEU 在接收机中表现的噪声特性引入 RPR 容错技术，理论分析其可靠性，噪声方差并优化 RPP 判决门限。

本章的主要贡献包括：

(1) 通过马尔可夫状态模型对 RPR 系统进行建模，推导出 RPR 容错方式的可靠性公式；

(2) 对 RPR 系统中的四种出错模式进行分类归纳，给出每种模式的发生概率及噪声方差，理论分析 RPR 系统的噪声特性，给出系统噪声方差表达式，并对判决门限进行了优化。

第五章 基于单比特冗余的鲁棒数字前端设计与分析

5.1 引言

根据第四章的分析及结论, RPR 是一种适用于数字信号处理系统的容错技术, 它以较少的资源及功耗损失来达到提高系统在辐射环境下鲁棒性的目的, 其代价为引入 RPR 系统噪声。现代通信系统需要进行诸如数字滤波、谱分析等复杂的数字信号处理, 将 RPR 容错技术应用于星载数字接收机, 能够有效地利用 RPR 的特点, 为接收机的高效可靠工作提供保障。本章以及接下来的第六章主要研究基于 RPR 容错技术的星载数字接收机, 本章将 RPR 应用于扩频接收机数字前端, 第六章主要研究基于 RPR 的载波跟踪环路。

数字前端是接收机的关键组成部分, 它直接影响后续信号检测、解调等功能模块的处理性能。本章首先介绍了有限数据精度量化噪声的统计特性, 分析了量化噪声对数字信号处理系统的性能影响; 然后分析扩频接收机数字前端有限字长效应对接收机相干信噪比的影响, 给出了不同性能指标下的数据精度方案; 最后在上述研究的基础上提出了基于单比特冗余的鲁棒数字前端设计并分析其性能。

5.2 有限数据精度的量化噪声特性

5.2.1 量化噪声的统计特性

数据在经过信号处理系统后一般都会使字长增加, 为了控制不断增加的数据字长对资源与功耗的影响, 通常采用截尾或舍入的方法对数据尾数进行处理。

设原数字长为 b_1 , 经过截尾或舍入处理后, 将数据字长减小为 b 位。定点制截尾过程为保留 b 位, 把余下的尾数丢掉。对于正数, 一个 b_1 位正数 x 的十进制数值为

$$x = \sum_{i=1}^{b_1} a_i 2^{-i} \quad (5.2-1)$$

截尾处理后为 b 位字长, 用 $Q_T[\cdot]$ 表示截尾量化处理, 则有

$$Q_T[x] = \sum_{i=1}^b a_i 2^{-i} \quad (5.2-2)$$

则截尾误差 e_T 可以表示为

$$e_T = Q_T(x) - x = - \sum_{i=b+1}^{b_1} a_i 2^{-i} \quad (5.2-3)$$

根据式(5.2-3)可得 e_T 的取值范围为

$$-(2^b - 2^{-b_1}) \leq e_T \leq 0 \quad (5.2-4)$$

一般 $2^{-b} \gg 2^{-b_1}$ ，令 $\Delta = 2^{-b}$ ， Δ 表示最小码位所表示的数值，称为“量化宽度”或“量化步阶”。因此定点正数的截尾误差为负值，满足

$$-\Delta < e_T \leq 0 \quad (5.2-5)$$

对于补码负数，有

$$x = -1 + \sum_{i=1}^{b_1} a_i 2^{-i} \quad (5.2-6)$$

$$Q_T[x] = -1 + \sum_{i=1}^b a_i 2^{-i} \quad (5.2-7)$$

$$e_T = Q_T(x) - x = - \sum_{i=b+1}^{b_1} a_i 2^{-i} \quad (5.2-8)$$

比较式(5.2-3)与式(5.2-8)可见二者是一致的，因此定点补码负数的截尾误差也为负值，满足

$$-\Delta < e_T \leq 0 \quad (5.2-9)$$

对于定点制舍入，它是按最接近的值取 b 位码，因而舍入后各数按 $\Delta = 2^{-b}$ 的间距被量化，即两个数间最小非零差为 2^{-b} ，舍入是选择靠得最近的量化层标准值为舍入后的值，因此不论正数还是负数，其误差总在 $\pm \frac{\Delta}{2}$ 之间。用 e_R 表示舍入误差，可得

$$-\frac{\Delta}{2} < e_R \leq \frac{\Delta}{2} \quad (5.2-10)$$

采用统计分析方法对量化误差 $e(n)$ 进行分析，设定如下^[102]：

- (1) $e(n)$ 是平稳随机序列；
- (2) $e(n)$ 与抽样信号 $x(n)$ 是不相关的；
- (3) $e(n)$ 序列本身的任意两个值之间是不相关的，即 $e(n)$ 是白噪声序列；
- (4) $e(n)$ 在其误差范围内为均匀分布的。

根据上述设定， $e(n)$ 为与信号序列不相干的白噪声序列，即量化噪声，它与信号的关系是相加性的，可以等效为如图 5.2-1 所示的结构。

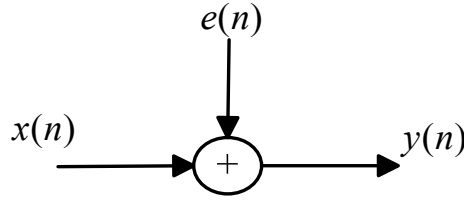


图 5.2-1 信号处理等效量化噪声结构

对于定点舍入情况，误差序列 $e(n)$ 的概率密度函数为

$$p[e(n)] = \begin{cases} \frac{1}{\Delta}, & -\frac{\Delta}{2} < e(n) \leq \frac{\Delta}{2} \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (5.2-11)$$

其均值 m_e 与方差 σ_e^2 分别为

$$m_e = E[e(n)] = \int_{-\Delta/2}^{\Delta/2} ep(e)de = 0 \quad (5.2-12)$$

$$\begin{aligned} \sigma_e^2 &= E[(e(n) - m_e)^2] = \int_{-\Delta/2}^{\Delta/2} [e - m_e]^2 p(e)de \\ &= \int_{-\Delta/2}^{\Delta/2} \frac{1}{\Delta} e^2 de = \frac{\Delta^2}{12} = \frac{2^{-2b}}{12} \end{aligned} \quad (5.2-13)$$

其中， $E[\cdot]$ 表示求数学期望。

对于定点补码截尾情况，误差序列 $e(n)$ 的概率密度函数为

$$p[e(n)] = \begin{cases} \frac{1}{\Delta}, & -\Delta < e(n) \leq 0 \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (5.2-14)$$

其均值 m_e 与方差 σ_e^2 分别为

$$m_e = E[e(n)] = \int_{-\Delta}^0 \frac{1}{\Delta} ede = -\frac{\Delta}{2} = -\frac{2^{-b}}{2} \quad (5.2-15)$$

$$\begin{aligned} \sigma_e^2 &= E[(e(n) - m_e)^2] = \int_{-\Delta/2}^{\Delta/2} [e + \frac{\Delta}{2}]^2 \frac{1}{\Delta} de \\ &= \frac{\Delta^2}{12} = \frac{2^{-2b}}{12} \end{aligned} \quad (5.2-16)$$

设信号 $x(n)$ 的功率为 σ_x^2 ，则信号功率与噪声功率之比为

$$\frac{\sigma_x^2}{\sigma_e^2} = \frac{\sigma_x^2}{2^{-2b}/12} = 12 \cdot 2^{2b} \cdot \sigma_x^2 \quad (5.2-17)$$

采用分贝表示，则为

$$\frac{S}{N} = 10 \log_{10} \frac{\sigma_x^2}{\sigma_e^2} = 6.02b + 10.79 + 10 \log_{10} \sigma_x^2 \text{ [dB]} \quad (5.2-18)$$

由式(5.2-18)可见, 信号功率 σ_x^2 越大, 信噪比越高, 另一方面, 随着字长 b 的增加, 信噪比也增大, 字长每增加一位, 信噪比增加约 6dB。

5.2.2 量化噪声对数字信号处理的影响

根据 5.2.1 小节的结论, 字长 b 越大, 输出信噪比也随之增大, 在实际应用中, 从资源和功耗的角度, 不可能无节制地增加数据字长, 另外, 在特定的系统中, 较少的字长已经能够满足要求, 继续增加字长对性能的改善已经微乎其微。

在数字信号处理系统中, 输入信号一般含有噪声, 设该噪声为噪声一, 则经数据截尾或舍入后引入的量化噪声为噪声二, 如图 5.2-2 所示。

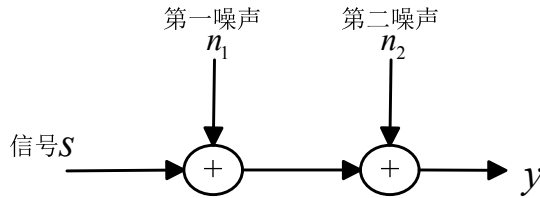


图 5.2-2 包含噪声一与噪声二的数字信号处理系统

设噪声一与噪声二的方差分别为 σ_{n1}^2 与 σ_{n2}^2 , 则二者之差为

$$\delta = 10 \log_{10} \frac{\sigma_{n1}^2}{\sigma_{n2}^2} \text{ [dB]} \quad (5.2-19)$$

图 5.2-3 示出了噪声二（即量化噪声）所导致的信噪比损失随着 δ 的变化曲线。由图 5.2-3 可见, 当 $\delta = 5.9\text{dB}$ 时, 噪声二造成的信噪比损失为 1dB, 当 $\delta = 16.3\text{dB}$ 时, 噪声二造成的信噪比损失为 0.1dB, 当 $\delta = 26.4\text{dB}$ 时, 噪声二造成的信噪比损失为 0.01dB, 随着 δ 的增加, 噪声二造成的信噪比损失越小。

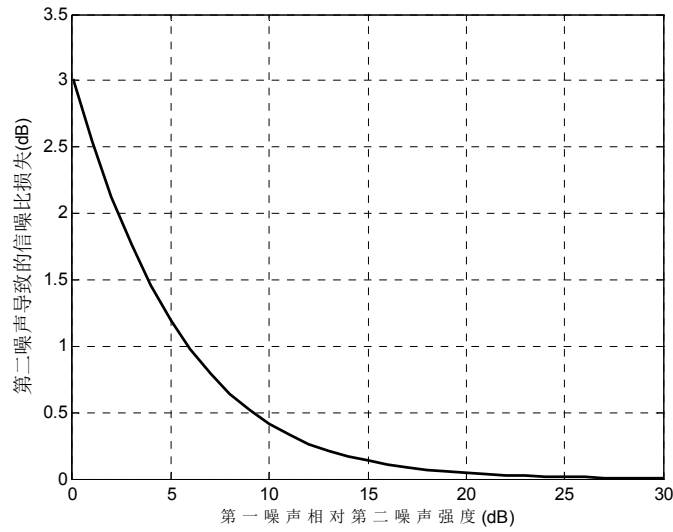


图 5.2-3 噪声二导致的信噪比损失曲线

扩频系统中，在相关之前信号的信噪比都很小，信号“淹没”在噪声之中，在这种情况下数据量化噪声相对输入噪声强度较小，它对信噪比的影响也较小，因此可以使用较少的比特位数来实现。

5.3 数字前端数据精度对相干信噪比的影响

5.3.1 相关解扩输出信号与相干信噪比

在通信系统中，无论是信号检测还是信号解调，均是一个噪声背景下的信号检测过程，如图 5.3-1 所示。图中，输入信号（通常由输入信噪比表征）经信号处理模块处理（通过利用先验信息或采样点累加等方式增强有用信号）后得到一个检测变量，判决模块在特定的判决准则下对该检测变量进行判决，从而判断信号的有无（检测）或对发送信号进行估计（解调）。

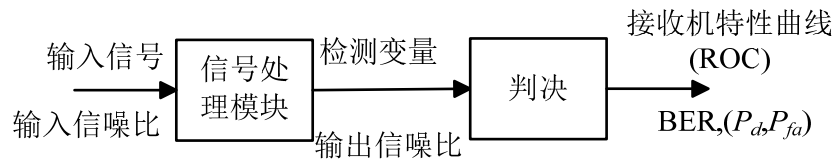


图 5.3-1 信号检测过程

对于扩频信号，其典型的信号处理模块如图 5.3-2 所示。接收信号 $r(t)$ 经采样后可得

$$r(n) = \sqrt{2P} \cos(\omega_c n T_s + \theta) c(n T_s - \tau) d(n T_s - \tau) + \eta(n) \quad (5.3-1)$$

式中， P 为接收信号功率； ω_c 与 θ 分别为接收信号载波频率及相位； T_s 为采样周期；

$c(nT_s - \tau)$ 与 $d(nT_s - \tau)$ 分别为存在传输延迟 τ 的扩频码与数据序列； $\eta(n)$ 为双边功率谱密度为 $N_0/2$ 的加性高斯白噪声序列，噪声功率为

$$\sigma_r^2 = \frac{N_0}{2T_s} \quad (5.3-2)$$

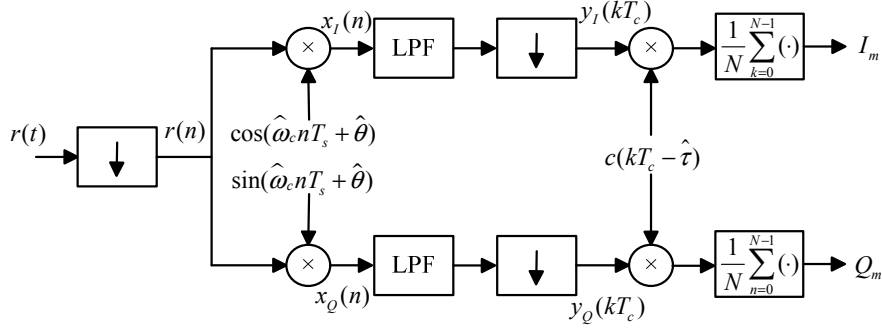


图 5.3-2 扩频接收信号处理框图

$r(n)$ 经正交下变频、滤波下采样后，可得同相、正交信号为

$$\left. \begin{aligned} y_I(kT_c) &= \frac{\sqrt{2P}}{2} \cos(\Delta\omega kT_c + \Delta\theta) c(kT_c - \tau) d(kT_c - \tau) + w(k) \\ y_Q(kT_c) &= \frac{\sqrt{2P}}{2} \sin(\Delta\omega kT_c + \Delta\theta) c(kT_c - \tau) d(kT_c - \tau) + w(k) \end{aligned} \right\} \quad (5.3-3)$$

式中， T_c 为扩频码码片周期； $\Delta\omega = \hat{\omega}_c - \omega_c$ 、 $\Delta\theta = \hat{\theta} - \theta$ 分别为载波频差与相差，其中 $\hat{\omega}_c$ 、 $\hat{\theta}$ 分别为本地载波对接收信号频率与相位的估计值； $w(k)$ 为噪声项，噪声方差为

$$\sigma_n^2 = \frac{N_0}{4T_c} \quad (5.3-4)$$

$y_I(kT_c)$ 与本地码相干累加后，得到变量 U_I ，设 $\hat{\omega}_c = \omega_c$ 、 $\hat{\tau} = \tau$ ，即接收机正确估计接收信号的频率与码相位延迟，且在相关时间内数据符号不变，有 $d(kT_c - \tau) = 1$ ，则 I_m 的均值为

$$\begin{aligned} \mu_{I_m} &= E\left[\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} y_I(kT_c) c(kT_c - \hat{\tau})\right] \\ &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} E[y_I(kT_c) c(kT_c - \hat{\tau})] \\ &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} E\left[\frac{\sqrt{2P}}{2} \cos(\Delta\theta) c(kT_c - \tau) c(kT_c - \hat{\tau})\right] \\ &= \frac{\sqrt{2P}}{2} \cos(\Delta\theta) \end{aligned} \quad (5.3-5)$$

方差为

$$\begin{aligned}
 \text{var}(I_m) &= \text{var}\left[\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} y_I(kT_c) c(kT_c - \hat{\tau})\right] \\
 &= \frac{1}{N^2} \sum_{k=0}^{N-1} E[w^2(k) c^2(kT_c - \hat{\tau})] \\
 &= \frac{\sigma_n^2}{N} = \frac{N_0}{4NT_c}
 \end{aligned} \tag{5.3-6}$$

同理，可得 Q_m 的均值与方差分别为

$$\begin{aligned}
 \mu_{Q_m} &= E\left[\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} y_Q(kT_c) c(kT_c - \hat{\tau})\right] \\
 &= \frac{\sqrt{2P}}{2} \sin(\Delta\theta)
 \end{aligned} \tag{5.3-7}$$

$$\begin{aligned}
 \text{var}(Q_m) &= \text{var}\left[\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} y_Q(kT_c) c(kT_c - \hat{\tau})\right] \\
 &= \frac{\sigma_n^2}{N} = \frac{N_0}{4NT_c}
 \end{aligned} \tag{5.3-8}$$

对于扩频信号检测，由于无法在极低的信噪比条件下估计信号的载波信息，一般采用非相干检测方式，检测变量为 $z_d = I_m^2 + Q_m^2$ ；对于扩频信号解调，在完成载波与码同步后，根据 U_I 的极性判断发送的数据。在理想条件下，相干解扩后信噪比为

$$\begin{aligned}
 SNR_c &= \max_{\Delta\theta} \frac{\mu_{I_m}^2}{\text{var}(I_m)} \\
 &= \max_{\Delta\theta} \frac{2NT_c P \cos^2(\Delta\theta)}{N_0} \\
 &= \frac{2NE_c}{N_0}
 \end{aligned} \tag{5.3-9}$$

式中， SNR_c 为相干信噪比，它直接决定着接收机的检测性能与误码性能，在实际情况下，任何不理想因素（如有限数据精度）会导致相干信噪比的降低，从而影响接收机的检测性能及误码性能。

5.3.2 ADC 数据精度影响分析

由于扩频通信中接收信号“淹没”在噪声之中，由量化误差引入的噪声方差与进入 ADC 前的噪声方差相比较小，根据 5.2.2 小节分析，在这种情况下量化对系统的性能影响较小，因此在满足系统性能指标的条件下采用低比特数甚至单比特对接收扩频信号量化，能够有效降低星载接收机的实现代价，具有重要的意义。

文献[116]研究了 ADC 字长对 GPS 信号捕获的性能影响，但该分析是建立在本文 5.2.1 小节对量化噪声统计特性的四个设定的基础之上的，对于低比特数量化，该模

型存在较大误差, 本文从理论上推导了输入噪声为高斯白噪声背景下不同量化比特数对扩频信号接收处理性能的影响, 给出了解析式。

5.3.2.1 单比特量化

单比特量化相对于其他量化方式是一个比较特殊的情形, 由于不需要 AGC 对输入信号进行幅度调整, 实现简单且代价最小。典型的接收信号单比特量化结构如图 5.3-3 所示。

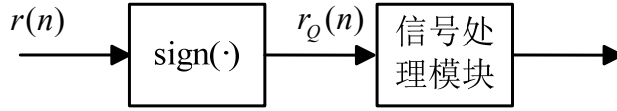


图 5.3-3 单比特量化结构图

图中, 采样信号 $r(n)$ 经 sign 函数进行硬判决从而得到单比特量化结果 $r_Q(n)$, sign 函数的表达式为

$$\text{sign}(x) = \begin{cases} 1 & x > 0 \\ -1 & x < 0 \end{cases} \quad (5.3-10)$$

量化后的信号 $r_Q(n)$ 进入信号处理模块进行图 5.3-2 所示的下变频、滤波以及相干累加处理。

$r_Q(n)$ 是一个取值为 ± 1 的随机变量, 其均值为

$$\begin{aligned} E(r_Q(n)) &= E(\text{sign}(r_n)) \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \text{sign}(r_n) p(r_n) dr_n \\ &= \int_0^{\infty} 1 \cdot \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_r} \exp\left(-\frac{(r_n - y_n)^2}{2\sigma_r^2}\right) dr_n + \int_{-\infty}^0 -1 \cdot \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_r} \exp\left(-\frac{(r_n - y_n)^2}{2\sigma_r^2}\right) dr_n \\ &= \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \text{erf}\left(-\frac{y_n}{\sqrt{2}\sigma_r}\right) - \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \text{erf}\left(-\frac{y_n}{\sqrt{2}\sigma_r}\right) \\ &= \text{erf}\left(\frac{y_n}{\sqrt{2}\sigma_r}\right) \end{aligned} \quad (5.3-11)$$

式中, $\text{erf}(x)$ 表示误差函数, 其定义为

$$\text{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-t^2} dt \quad (5.3-12)$$

对于扩频信号, 有 $|y_n| \ll \sigma_r$, 因此 $E(r_Q(n))$ 可简化为

$$E(r_Q(n)) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^{\frac{y_n}{\sqrt{2}\sigma_r}} e^{-t^2} dt \approx \frac{2}{\sqrt{\pi}} \cdot \frac{y_n}{\sqrt{2}\sigma_r} = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \frac{y_n}{\sigma_r} \quad (5.3-13)$$

$r_Q(n)$ 的方差表达式如下

$$\begin{aligned} \text{var}(r_Q(n)) &= E(r_Q^2(n)) - E(r_Q(n))^2 \\ &= 1 - \frac{2y_n^2}{\pi\sigma_r^2} \approx 1 \end{aligned} \quad (5.3-14)$$

由式(5.3-13)与式(5.3-14)可得, 经单比特量化后接收信号的信噪比为

$$SNR_r = \frac{E^2(r_Q(n))}{\text{var}(r_Q(n))} = \frac{2}{\pi} \frac{y_n^2}{\sigma_r^2} \quad (5.3-15)$$

因此单比特量化信噪比损失为

$$L_{ADC}^1 = \frac{\pi}{2} \quad (5.3-16)$$

5.3.2.2 B 比特量化

与单比特量化不同, 当采用 B 比特量化时, 为使信号不超过 ADC 动态范围, 在量化前需要通过 AGC 对输入信号进行幅度调整, B 比特量化结构如图 5.3-4 所示。

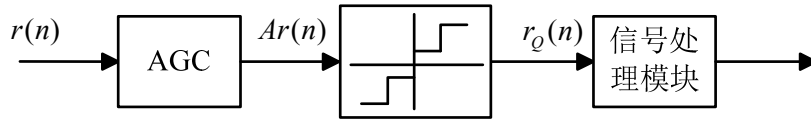


图 5.3-4 B 比特量化结构图

图中, 信号 $r(n)$ 通过 AGC 后被乘以了一个比例因子 (正数 A), $Ar(n)$ 经 B 比特量化后输出为 $r_Q(n) = Q[Ar_n]$, 其中, Q 为量化算子, 不失一般性, 设 $Q(x)$ 满足

$$\begin{aligned} Q(x) &= -(2^B - 1) + 2 \sum_{i=-L}^L u(x-i) \\ &= \begin{cases} 2^B - 1 & x \geq 2^{B-1} \\ 2m - 1 & m - 1 \leq x < m, m \in \{-2^{B-1} + 1, \dots, 0, 1, \dots, 2^{B-1}\} \\ -(2^B - 1) & x < -2^{B-1} \end{cases} \end{aligned} \quad (5.3-17)$$

式中, $L = 2^{(B-1)} - 1$, $u(\cdot)$ 为单位阶跃函数。

可得 $r_Q(n)$ 的均值为

$$\begin{aligned}
E(r_Q(n)) &= E[Q(Ar_n)] \\
&= \int_{2^{B-1}/A-y_n}^{\infty} (2^B-1) \cdot \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_r} \exp\left(-\frac{\eta_n^2}{2\sigma_r^2}\right) d\eta_n \\
&\quad + \sum_{m=-2^{B-1}+1}^{2^{B-1}} \int_{(m-1)/A-y_n}^{m/A-y_n} (2m-1) \cdot \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_r} \exp\left(-\frac{\eta_n^2}{2\sigma_r^2}\right) d\eta_n + \int_{-\infty}^{-2^{B-1}/A-y_n} -(2^B-1) \cdot \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_r} \exp\left(-\frac{\eta_n^2}{2\sigma_r^2}\right) d\eta_n \\
&= \int_{-y_n}^{y_n} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_r} \exp\left(-\frac{\eta_n^2}{2\sigma_r^2}\right) d\eta_n + 2 \int_{1/A-y_n}^{1/A+y_n} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_r} \exp\left(-\frac{\eta_n^2}{2\sigma_r^2}\right) d\eta_n \\
&\quad + \dots + 2 \int_{(2^{B-1}-1)/A-y_n}^{(2^{B-1}-1)/A+y_n} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_r} \exp\left(-\frac{\eta_n^2}{2\sigma_r^2}\right) d\eta_n \\
&= \frac{\text{sign}(y_n)}{\sqrt{2\pi}\sigma_r} \left[\int_{-|y_n|}^{|y_n|} \exp\left(-\frac{\eta_n^2}{2\sigma_r^2}\right) d\eta_n + 2 \sum_{m=1}^{2^{B-1}-1} \int_{m/A-|y_n|}^{m/A+|y_n|} \exp\left(-\frac{\eta_n^2}{2\sigma_r^2}\right) d\eta_n \right] \\
&= \frac{\text{sign}(y_n)}{\sqrt{2\pi}\sigma_r} \sum_{m=-2^{B-1}+1}^{2^{B-1}-1} \int_{m/A-|y_n|}^{m/A+|y_n|} \exp\left(-\frac{\eta_n^2}{2\sigma_r^2}\right) d\eta_n
\end{aligned} \tag{5.3-18}$$

对于扩频信号，有 $|y_n| \ll \sigma_r$ ，因此式(5.3-18)可简化为

$$\begin{aligned}
E(r_Q(n)) &= \frac{\text{sign}(y_n)}{\sqrt{2\pi}\sigma_r} \sum_{m=-2^{B-1}+1}^{2^{B-1}-1} \int_{m/A-|y_n|}^{m/A+|y_n|} \exp\left(-\frac{\eta_n^2}{2\sigma_r^2}\right) d\eta_n \\
&\approx \frac{\text{sign}(y_n)}{\sqrt{2\pi}\sigma_r} \sum_{m=-2^{B-1}+1}^{2^{B-1}-1} 2|y_n| \exp\left[-\frac{(m/A)^2}{2\sigma_r^2}\right] \\
&= \sqrt{\frac{2}{\pi}} \frac{y_n}{\sigma_r} \sum_{m=-2^{B-1}+1}^{2^{B-1}-1} \exp\left[-\frac{(m/A)^2}{2\sigma_r^2}\right]
\end{aligned} \tag{5.3-19}$$

为了得到 $r_Q(n)$ 的方差表达式，首先求得 $r_Q(n)$ 的均方值为

$$\begin{aligned}
E(r_Q^2(n)) &= E[Q^2(Ar_n)] \\
&= \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_r} \left[\int_{2^{B-1}/A-y_n}^{\infty} (2^B-1)^2 \exp\left(-\frac{\eta_n^2}{2\sigma_r^2}\right) d\eta_n \right. \\
&\quad \left. + \sum_{m=-2^{B-1}+1}^{2^{B-1}} \int_{(m-1)/A-y_n}^{m/A-y_n} (2m-1)^2 \exp\left(-\frac{\eta_n^2}{2\sigma_r^2}\right) d\eta_n + \int_{-\infty}^{-2^{B-1}/A-y_n} (2^B-1)^2 \exp\left(-\frac{\eta_n^2}{2\sigma_r^2}\right) d\eta_n \right] \\
&\approx \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_r} \left[2 \int_{2^{B-1}/A}^{\infty} (2^B-1)^2 \exp\left(-\frac{\eta_n^2}{2\sigma_r^2}\right) d\eta_n + 2 \sum_{m=1}^{2^{B-1}} \int_{(m-1)/A}^{m/A} (2m-1)^2 \exp\left(-\frac{\eta_n^2}{2\sigma_r^2}\right) d\eta_n \right] \\
&= \frac{2}{\sqrt{2\pi}\sigma_r} \left[\sum_{m=1}^{2^{B-1}} \int_{(m-1)/A}^{\infty} (2m-1)^2 \exp\left(-\frac{\eta_n^2}{2\sigma_r^2}\right) d\eta_n - \sum_{m=1}^{2^{B-1}-1} \int_{m/A}^{\infty} (2m-1)^2 \exp\left(-\frac{\eta_n^2}{2\sigma_r^2}\right) d\eta_n \right] \\
&= 1 + 2 \sum_{m=1}^{2^{B-1}-1} (2m+1)^2 Q\left(\frac{m/A}{\sigma_r}\right) - 2 \sum_{m=1}^{2^{B-1}-1} (2m-1)^2 Q\left(\frac{m/A}{\sigma_r}\right) \\
&= 1 + 16 \sum_{m=1}^{2^{B-1}-1} m Q\left(\frac{m/A}{\sigma_r}\right)
\end{aligned} \tag{5.3-20}$$

其中, $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty \exp(-\frac{y^2}{2}) dy$ 为高斯 Q 函数, 利用 $|y_n| \ll \sigma_r$ 这一条件, 可得 $r_Q(n)$ 的方差的近似表达式为

$$\begin{aligned} \text{var}(r_Q(n)) &= E(r_Q^2(n)) - E^2(r_Q(n)) \\ &\approx 1 + 16 \sum_{m=1}^{2^{B-1}-1} m Q\left(\frac{m/A}{\sigma_r}\right) \end{aligned} \quad (5.3-21)$$

由式(5.3-19)与式(5.3-21)可得, 经 B 比特量化后接收信号的信噪比为

$$SNR_r = \frac{E^2(r_Q(n))}{\text{var}(r_Q(n))} = \frac{\frac{2}{\pi} \frac{y_n^2}{\sigma_r^2} \left(\sum_{m=-2^{B-1}+1}^{2^{B-1}-1} \exp\left[-\frac{(m/A)^2}{2\sigma_r^2}\right] \right)^2}{1 + 16 \sum_{m=1}^{2^{B-1}-1} m Q\left(\frac{m/A}{\sigma_r}\right)} \quad (5.3-22)$$

因此 B 比特量化信噪比损失为

$$L_{ADC}^B = \frac{\pi}{2} \frac{1 + 16 \sum_{m=1}^{2^{B-1}-1} m Q\left(\frac{m/A}{\sigma_r}\right)}{\left(\sum_{m=-2^{B-1}+1}^{2^{B-1}-1} \exp\left[-\frac{(m/A)^2}{2\sigma_r^2}\right] \right)^2} \quad (5.3-23)$$

图 5.3-5 给出了不同量化比特条件下接收信号经 ADC 量化后的信噪比损失。从图中可以看出, 采用单比特量化时, 输入信号不需要 AGC 进行幅度调理, 信噪比损失恒定约为 1.96dB; 当采用 B 比特量化时, 信噪比损失由比例因子 A 与噪声功率 σ_r 之积决定, 每一个量化位数均有一个最优 $A\sigma_r$ 与之对应, 在该 $A\sigma_r$ 值下信噪比损失最小, 如 $B=2$ 时 $(A\sigma_r)_{opt}=1$, 此时信噪比损失约为 0.55dB。从图 5.3-5 还可以看出, 当 $B=4$ 时, 当 $A\sigma_r$ 取理想值 (2.98) 时信噪比损失已经很小, 约为 0.05dB。

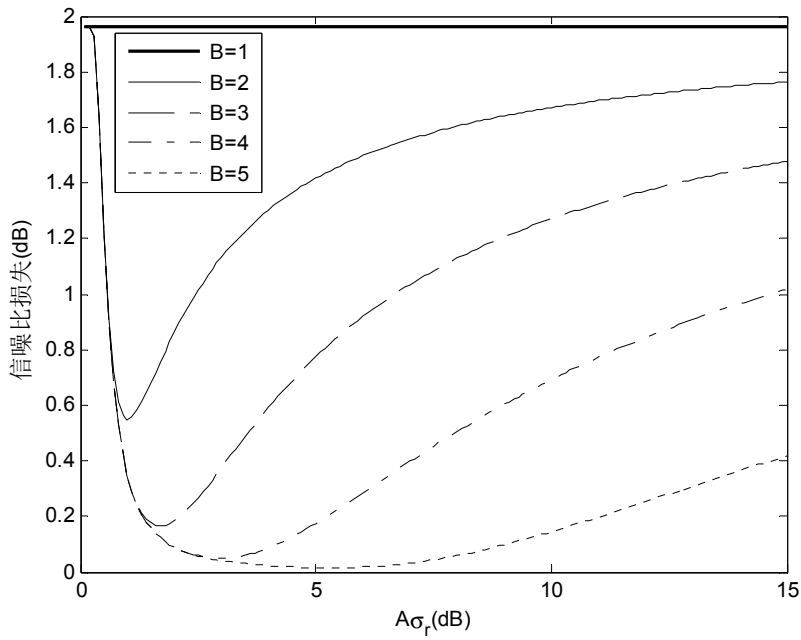


图 5.3-5 不同量化比特条件下信噪比损失

5.3.3 NCO、滤波数据精度影响分析

NCO 与滤波作为数字前端的重要组成部分，它们的有限精度效应将导致信噪比损耗从而影响信号的检测与解调，不失一般性，设数字采用 $(b+1)$ 位补码定点小数表示，二进制小数点后为 b 位。

5.3.3.1 NCO 有限字长效应

传统的 NCO 一般采用 ROM 表来存储正/余弦信号幅值，它主要由频率控制字产生器、相位累加器以及相位/幅度转换表三部分构成，如图 5.3-6 所示。

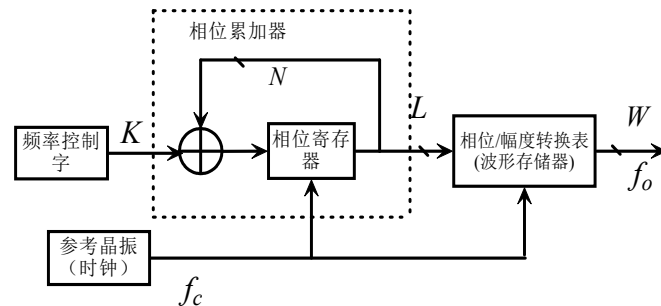


图 5.3-6 NCO 基本原理与组成结构

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

$$f_o = \frac{Kf_c}{2^N} \quad (5.3-24)$$

在数字处理中,任何数据通过有限字长来表征,不可避免存在数据位的截短,从而引起有限字长误差。结合图 5.3-6 NCO 基本原理与组成结构,字长截短影响主要包括以下三个方面:1.频率控制字(K)截短;2.相位截短($L < N$);3.相位/幅度转换表中幅度截短(幅度量化误差)。图 5.3-7 给出了 NCO 的量化误差模型,图中, e_1 、 e_2 、 e_3 分别对应上述三类量化误差。

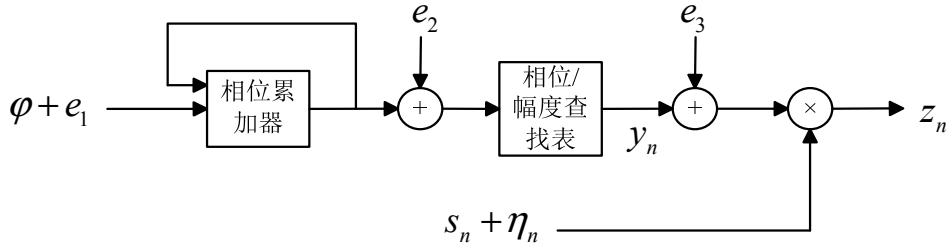


图 5.3-7 NCO 量化误差模型

根据文献 [133] 的结论,频率控制字截断带来的准确度误差为 $\eta_e = \frac{|f_e|}{f_o} \leq \frac{0.5 \times f_c / 2^N}{f_o} = \eta_{upper}$, 当相位累加字长 N 足够大时,由频率控制字舍入导致的

误差可以忽略不计;相位截短($L < N$)将产生杂散频率,杂散频率个数为 $2 \times (2^{R-L} - 1)$,

最大杂散频点幅度和主频幅度相对值为 $\left. \frac{A_n}{A_{\pm K'}} \right|_{\max} \approx 2^{-L} \frac{\frac{\pi}{2^{R-L}}}{\sin(\frac{\pi}{2^{R-L}})}$, 其中, R 为频率控制

字有效位宽,可以通过增大幅度/相位转换表地址数位宽 L ,减少被截短位宽 $R-L$ 来达到减小甚至消除相位截短带来的杂散效应的目的。因此,这里我们仅考虑相位/幅度转换表中幅度量化误差带来的信噪比损失。

图 5.3-7 中,设相位/幅度转换表中正/余弦值的精确值为 y_n ,此时量化误差 $e(n)$ 在一个周期内可以近似为平稳随机白噪声,其均值 $m_e = 0$,方差 $\sigma_e^2 = 2^{-2b} / 12$,可得 NCO 输出信号的信噪比为

$$SNR_{NCO} = \frac{1/2}{2^{-2b}/12} = 6 \times 2^{2b} \quad (5.3-25)$$

设混频前输入的有用信号为 s_n ,噪声为 η_n ,混频输出信号为 z_n ,则经采样量化后的中频信号与本地 NCO 产生的载波信号混频后载噪比损失为

$$\begin{aligned}
L_{NCO} &= \frac{\sigma_e^2 \sigma_s^2 + \sigma_y^2 \sigma_\eta^2 + \sigma_e^2 \sigma_\eta^2}{\sigma_\eta^2 \sigma_y^2} \\
&= 1 + \frac{1}{SNR_{NCO}} (1 + SNR_{in})
\end{aligned} \tag{5.3-26}$$

其中, $SNR_{in} = \sigma_s^2 / \sigma_\eta^2$ 为输入信号的信噪比, 将式(5.3-25)代入式(5.3-26)可得

$$L_{NCO} = 1 + \frac{1}{6} 2^{-2b} (1 + SNR_{in}) \tag{5.3-27}$$

图 5.3-8 给出了不同量化字长条件下 NCO 造成的信噪比损失随输入信噪比的变化。从图中可以看出, 信噪比损失随输入信噪比的变化较小, 由于扩频信号信噪比较低, 可以认为 NCO 量化字长效应不受输入信噪比影响; 当 $b=0$, 即采用单比特量化时, 信噪比损失约为 0.7dB; 当 $b=3$, 即采用 4 比特量化时, 信噪比损失已经很小, 约为 0.01dB。

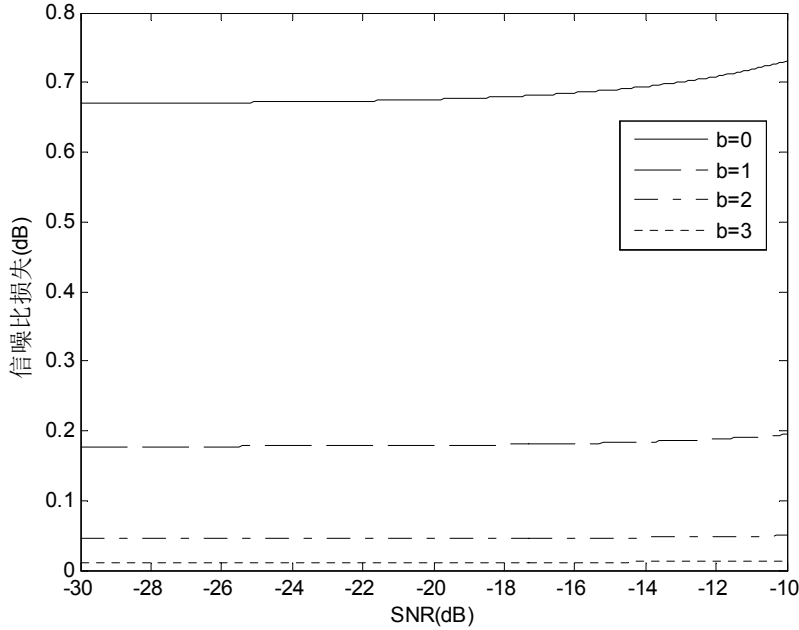


图 5.3-8 不同字长条件下信噪比损失随输入信噪比变化

5.3.3.2 滤波器有限字长效应

滤波器的字长效应主要体现在两个方面: 一是滤波器系数量化效应, 二是滤波器运算中的有限字长效应。在这两方面量化效应中, 滤波器系数的量化仅仅改变滤波器的频率响应, 如增大通带波纹、减小阻带衰减等等, 它不会引入数据流的量化噪声。

通信系统中, 为了避免码间干扰 (ISI), 必须对信号进行成型滤波, 在实际应用中得到广泛应用的是具有奇对称升余弦形状过渡带的一类无串扰波形, 通常称为升余弦滚降信号。考虑到发射机和接收机都需要经过成型滤波, 因此, 在发射端采用平方

根升余弦滚降滤波器, 这样, 接收端成型滤波器同样的冲激响应补偿了发射端带有 ISI 的信号, 因此在整个系统中消除了 ISI 所带来的信号传输失真。平方根升余弦滚降滤波器的冲激响应为^[6]

$$h(t) = \frac{\sin[(1-\alpha)\pi t / T_c] + 4\alpha(t / T_c) \cos[(1+\alpha)\pi t / T_c]}{(\pi t / T_c)[1-(4\alpha t / T_c)^2]} \quad (5.3-28)$$

其中 T_c 是码元符号间隔, α 是滚降系数。平方根升余弦滚降滤波器在本质上为 FIR 滤波器, 设其单位冲激响应为 $h(n)$, 则系数量化引起的滤波器冲激响应的变化为

$$|\Delta h(n)| \leq \frac{1}{2} 2^{-b} \quad (5.3-29)$$

因此,

$$|\Delta H(e^{j\omega})| \leq \frac{1}{2} 2^{-b} N = \frac{N}{2} 2^{-b} \quad (5.3-30)$$

式中, N 为滤波器长度。由式(5.3-30)可见, 系数量化对滤波器的影响还与该滤波器的长度有关, 对于大的 N , 系数量化对滤波器的频率响应的影响越大。设根升余弦成型滤波器 $\alpha=0.3$, 滤波器长度为 40, 分别采用 8bit ($b=7$)、12bit ($b=11$) 对滤波器系数进行量化, 设计出的滤波器频率响应如图 5.3-9 所示。图中, 实现部分为理论值, 虚线部分为系数量化后的频率响应。从图 5.3-9 可以看出, 采用 8bit 量化后滤波器性能出现下降, 阻带衰减减小为约 35dB, 而采用 12bit 量化后, 滤波器性能几乎不受影响。

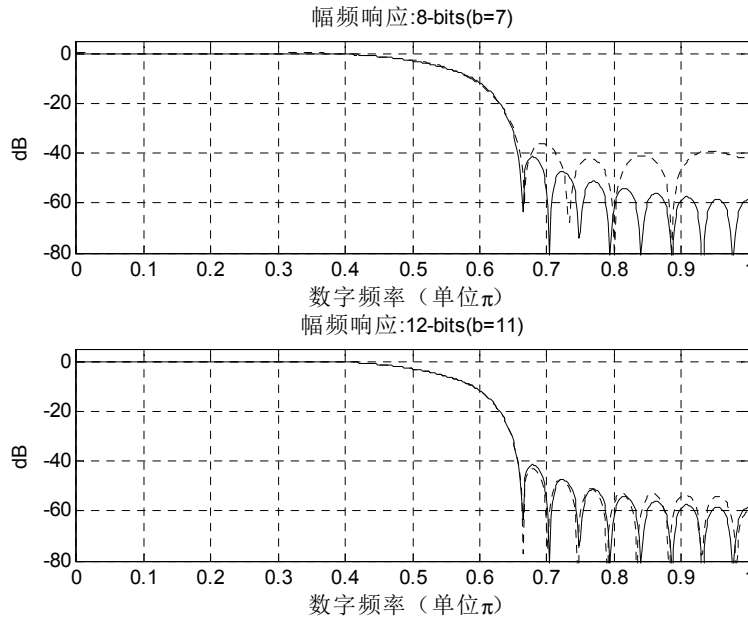


图 5.3-9 不同系数量化位数对滤波器幅频响应的影响

在滤波器运算中, 由于对运算结果进行截位将引入误差, 根据截位位置的不同,

滤波器运算中的字长效应可以分为两类，第一类对滤波器运算的中间结果（系数乘后的结果）位长不作限制，仅对最终运算结果进行截短；第二类对每个系数乘后的结果的字长进行限制。在 ASIC、FPGA 等硬件平台上实现滤波器时，一般采用第一类截位方法^[103]，如图 5.3-10 所示。为了方便分析，不失一般性，将滤波器输入乘以一个比例因子（正数 K ）进行归一化，这样，滤波后数据仍可采用 $(b+1)$ 位补码定点小数表示。

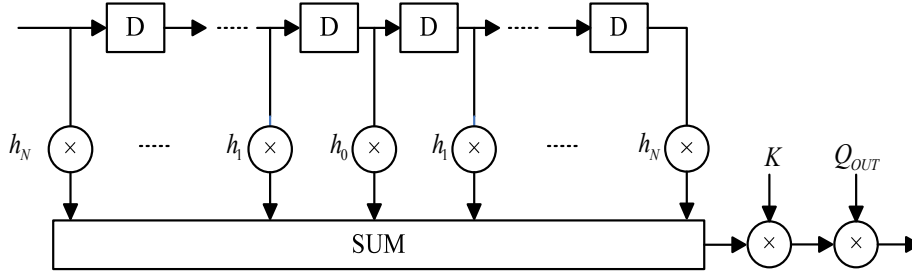


图 5.3-10 ASIC、FPGA 平台实现滤波器的字长效应

设滤波器输出信号 $x(n)$ 和量化误差 $e(n)$ 为随机序列，则

$$\begin{aligned} y(n) &= Kx(n) + e(n) \\ &= Ks(n) + [Kg(n) + e(n)] \end{aligned} \quad (5.3-31)$$

式中， $g(n)$ 为热噪声，则滤波器输出信噪比为

$$SNR_y = \frac{D[Ks(n)]}{D[Kg(n) + e(n)]} \quad (5.3-32)$$

信噪比损失为

$$L_{FIR} = \frac{SNR_x}{SNR_y} = 1 + \frac{2^{-2b}(1 + SNR_x)}{12(K\sigma_g)^2} \quad (5.3-33)$$

式中， σ_g^2 为滤波后的热噪声方差，由于滤波后信号 $x(n)$ 的幅度分布概率与正态分布特性比较接近，则信号幅度超过 3 倍于信号均方根值的概率极小，因此可令 $K = 1/3\sigma_g$ ，则

$$L_{FIR} = 1 + \frac{3}{4} 2^{-2b} (1 + SNR_x) \quad (5.3-34)$$

5.3.4 综合仿真与字长设计

根据上文分析，由于 ADC、NCO 及滤波器的量化字长效应影响，相干解扩后的信噪比可以表示为

$$(SNR_c)^Q = SNR_c - L_{ADC} - L_{NCO} - L_{FIR} \quad [\text{dB}] \quad (5.3-35)$$

根据 5.3.1 小节分析, SNR_c 与接收机捕获性能及误码性能直接相关, 因此只要求得有限字长效应对 SNR_c 的影响, 即可得到它对接收机捕获及解调性能的影响。为了分析不同有限精度组合 (即 ADC、NCO 及滤波器字长) 对相干信噪比 SNR_c 的影响, 对几组典型的字长组合进行仿真分析如下。

当对接收中频信号采用单比特量化时, 不同字长组合造成的相干信噪比损失如图 5.3-11 所示。图中, W_1 、 W_2 与 W_3 分别对应 ADC、NCO 与滤波器的字长, 单比特量化时 $W_1=1$ 。从图 5-14 可以看出, 由于输入信号信噪比很低, 有限字长效应受输入信噪比的影响很小, 可以忽略不计。当 $W_2=1$ 、 $W_3=1$ 时, 信噪比损失约为 5.1dB; 当 $W_2=2$ 、 $W_3=2$ 时, 信噪比损失约为 2.9dB; 当 $W_2=4$ 、 $W_3=4$ 时, 信噪比损失约为 2dB; 当 NCO 与滤波器字长继续增加时, 字长效应对相干信噪比的影响不明显。

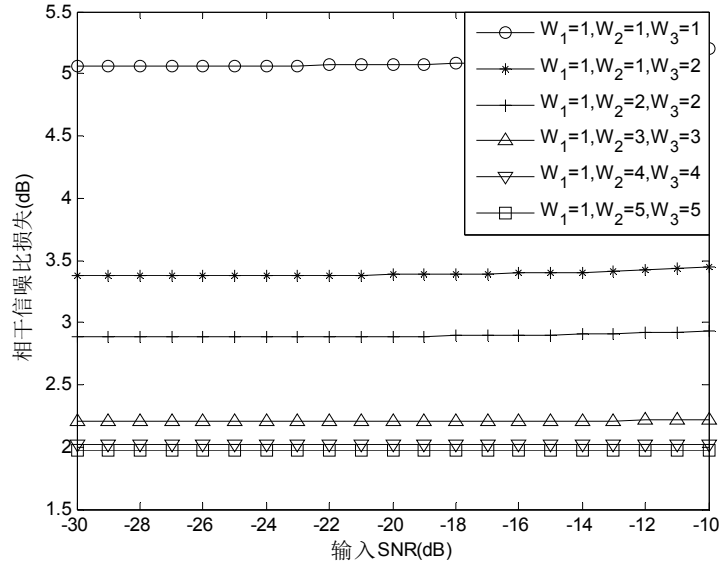


图 5.3-11 单比特量化条件下信噪比损失

图 5.3-12 给出了对接收中频信号采用多比特量化条件下不同字长组合造成的相干信噪比损失。从图 5.3-12 可以看出, 与单比特量化情况相同, 由于输入信号信噪比很低, 有限字长效应受输入信噪比的影响很小, 可以忽略不计。当 $W_1=2$ 、 $W_2=2$ 、 $W_3=2$ 时, 信噪比损失约为 1.5dB; 当 $W_1=2$ 、 $W_2=2$ 、 $W_3=4$ 时, 信噪比损失约为 0.8dB; 当 $W_1=3$ 、 $W_2=4$ 、 $W_3=4$ 时, 信噪比损失约为 0.23dB; 当 $W_1=2$ 、 $W_2=2$ 、 $W_3=4$ 时, 信噪比损失约为 0.8dB; 当 $W_1=4$ 、 $W_2=5$ 、 $W_3=6$ 时, 信噪比损失约为 0.06dB。

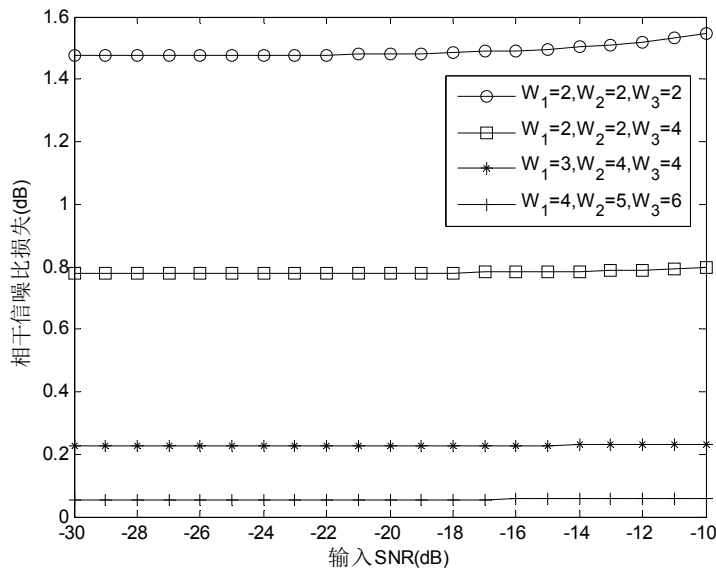


图 5.3-12 多比特量化条件下信噪比损失

根据以上分析，可以得出如下结论：

1) 若要求简化接收机结构，采用单比特量化时，有限字长效应引起的最大相干信噪比损失为 5.1dB，最小相干信噪比损失为 2dB，此时要求 NCO 的字长必须不小于 4 位，滤波器的字长不小于 4 位。

2) 若要求有限字长效应引起的相干信噪比损失小于 2dB，则 ADC 量化字长必须大于 2 位，由图 5.3-11 可得到该性能要求下的一组优化字长配置为： $W_1=2$ 、 $W_2=2$ 、 $W_3=2$ 。这种情况下，字长对接收机捕获及解调性能的影响和 FPGA 资源消耗均在可以接收的范围内。

3) 若要求有限字长效应引起的相干信噪比损失小于 1dB，则 ADC 量化字长必须不小于 2 位，NCO 的字长必须不小于 2 位，滤波器的字长不小于 3 位，这样由图 5.3-11 可以得到此种性能要求下的一组优化字长配置为： $W_1=2$ 、 $W_2=2$ 、 $W_3=4$ 。

4) 若要求有限字长效应引起的相干信噪比损失小于 0.2dB，如高性能接收机，则 ADC 量化字长必须不小于 3 位，NCO 的字长必须不小于 4 位，滤波器的字长不小于 4 位。

5.4 单比特冗余数字前端设计与分析

5.4.1 方案设计

上文对数字前端的有限字长效应进行了理论分析，并给出了不同字长组合带来的信噪比损失。在实际应用中，为了保证系统性能、提高接收机灵敏度，一般采用较高的数据精度将量化字长引起的信噪比损失降至最低。

为了保证数字前端在空间辐射环境下可靠地工作，须对其进行容错加固设计。传

统的 TMR 容错技术将待加固模块进行三倍完全复制，其代价是占用资源与功耗的大幅增加（原设计的 3-5 倍）。本文根据 FPGA 在轨翻转特性及扩频接收机数字前端有限字长效应，通过 RPR 容错技术对数据前端进行加固设计，图 5.4-1 为 RPR 加固结构框图（I 路，Q 路与之相同）。

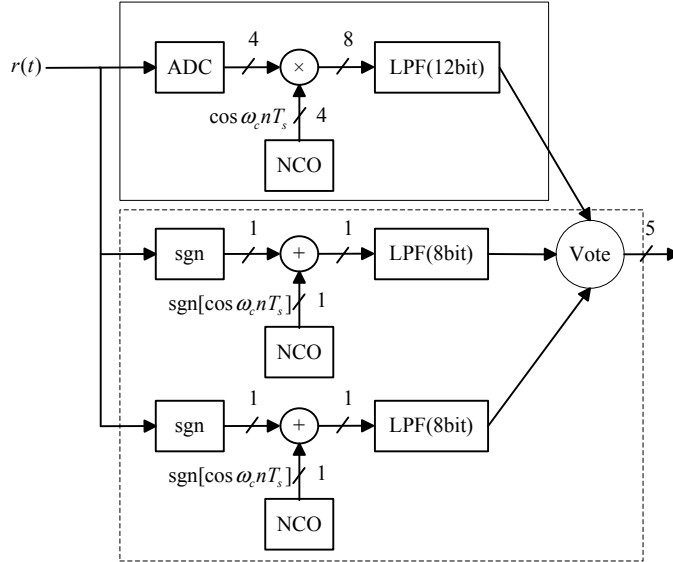


图 5.4-1 基于 RPR 的数字前端结构图

图中，实线框内为加固前的数字前端结构，输入中频信号经 ADC 采样后进行下变频、滤波（系数采用 12bit 量化）处理，为了降低有限字长效应对信噪比的影响，ADC 采用 4bit 量化、NCO 输出的正（余）弦波字长为 4bit，根据 5.3 节的结论，该量化方案造成的信噪比损失不到 0.2dB。图中虚线框内为 RPR 冗余部分，为了降低冗余代价，对数据流采用了单比特设计，1bit 的 ADC 采样信号与 1bit 的本地载波进行模二加后进入数字滤波器（系数采用 8bit 量化），滤波输出信号进入判决模块进行输出选择。由于进入数字滤波器的为单比特数据，因此滤波器中系数乘运算可以采用数据选择器（MUX）实现，这样，以最小的代价完成数字前端的冗余加固，在提高可靠性的同时极大地降低了面积和功耗。

5.4.2 FPGA 资源占用与功耗状况

以 Xilinx 公司 Virtex4 系列 FPGA XC4VSX55 为设计平台，经 ISE 进行综合后，无防护措施、TMR 容错及采用本文提出方案加固后的数字前端的资源占用情况如图 5.4-2 所示，图中，本文方案所对应数据的括号内部分为低精度模块所占用资源数目。从图中可以看出，三模冗余结构实现的数字前端，由于对原设计进行三倍冗余备份，FPGA 资源占用情况大致为传统实现方式的 3 倍。而基于单比特冗余的鲁棒数字前端，由于采用低精度模块对原设计进行冗余备份，无论是 LUT 还是寄存器的占用量，都远远低于三模冗余的设计。

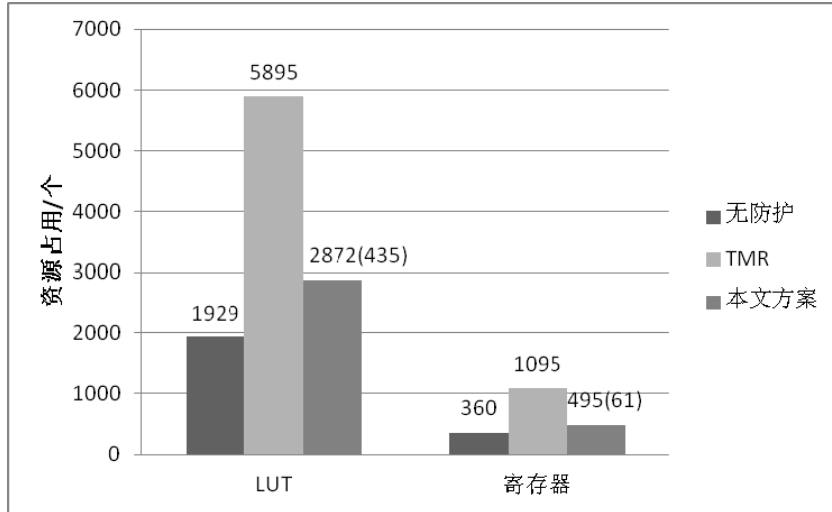


图 5.4-2 FPGA 资源占用对比图

利用 Xilinx 公司提供的 Xpower 工具对无防护措施、TMR 容错及采用本文提出方案加固后的数字前端进行功耗评估，评估结果如图 5.4-3 所示。由图可以看出，无防护的数字前端由于占用资源最少，其功耗相应最小；三模冗余方式的数字前端因为资源占用最大，所以功耗也最高；基于单比特冗余的数字前端功耗介于上述二者之间，证明了本文方案在降低设计功耗方面的有效性。

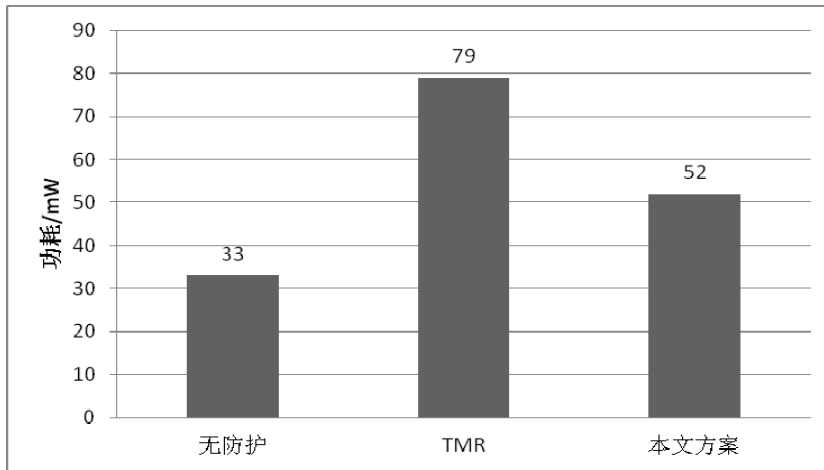


图 5.4-3 功耗对比图

5.4.3 可靠性分析

如图 5.4-2 所示，无任何防护措施的数字前端占用了 1929 个 LUT 和 360 个寄存器。XC4VSX55 型 FPGA 的 LUT 是 4 选 1 型，而 4 选 1 型 LUT 的功能由存储在配置存储器中长度为 2^4 bit 的配置文件决定。因此，如式(5.4-1)和式(5.4-2)所示，无防护数字前端的 LUT 部分占用存储单元数为

$$n_{LUT}^{Plain} = 16 \times 1929 = 30864 \quad (5.4-1)$$

而寄存器部分占用了存储单元数为

$$n_{FF}^{Plain} = 360 \quad (5.4-2)$$

根据本文 4.2 节的结论，在滤波器及同步环路等数字信号处理系统中，造成系统失效的高危比特所占系统配置存储器比重很小，最多约为 17%，因此可得无防护的数字前端可靠性为

$$R_{Plain} = e^{-0.17\lambda \times (n_{LUT}^{Plain} + n_{FF}^{Plain})t} \quad (5.4-3)$$

式中， λ 为存储单元 SEU 的发生率，根据表 1.3-2 的结论，GPS 轨道卫星存储单元的 SEU 发生率 $\lambda_{GPS} = 1.16 \times 10^{-5}$ bit/day，LEO 轨道卫星存储单元的 SEU 发生率 $\lambda_{LEO} = 8.23 \times 10^{-8}$ bit/day。

本文式(1.4-2)给出了经 TMR 容错加固后系统的可靠性表达式，与无任何容错措施数字前端可靠性分析类似，可以得到经三模冗余加固后数字前端的可靠性为

$$R_{TMR} = 3e^{-0.34\lambda \times \frac{n_{LUT}^{TMR} + n_{FF}^{TMR}}{3}t} - 2e^{-0.51\lambda \times \frac{n_{LUT}^{TMR} + n_{FF}^{TMR}}{3}t} \quad (5.4-4)$$

式中， $n_{LUT}^{TMR} = 16 \times 5895 = 94320$ 为三模冗余数字前端 LUT 部分占用存储单元数，

$n_{FF}^{TMR} = 1095$ 为寄存器部分占用了存储单元数。

根据式(4.3-8)所推得的 RPR 系统可靠性表达式，可得基于单比特冗余的数字前端可靠性为

$$R_{RPR} = \frac{0.17\lambda_1}{\lambda_1 - 2\lambda_2} e^{-\lambda_1 t} - 0.17e^{-(\lambda_1 + 2\lambda_2)t} - \frac{2\lambda_2}{0.17\lambda_1 - 2\lambda_2} e^{-0.17\lambda_1 t} + \frac{0.17(\lambda_1^2 - 2.34\lambda_1\lambda_2 + 4\lambda_2^2)}{(\lambda_1 - 2\lambda_2)[0.17\lambda_1 - 2\lambda_2]} e^{-2\lambda_2 t} \quad (5.4-5)$$

式(5.4-5)中， $\lambda_1 = \lambda \cdot (n_{LUT}^M + n_{FF}^M)$ ，其中， $n_{LUT}^M = 16 \times 2002 = 32032$ 为主模块 LUT 部分

占用存储单元数， $n_{FF}^M = 373$ 为主模块寄存器部分占用存储单元数；

$\lambda_2 = \lambda \cdot (n_{LUT}^{RP} + n_{FF}^{RP})$ ，其中， $n_{LUT}^{RP} = 16 \times 435 = 6960$ 为低精度模块 LUT 部分占用存储单

元数， $n_{FF}^{RP} = 61$ 为主模块寄存器部分占用存储单元数。

图 5.4-4 示出了 GPS 轨道无防护措施、TMR 容错及采用本文提出方案加固后的数字前端可靠性对比，可以看出，无防护措施数字前端的可靠性与经 TMR 加固后数字前端的可靠性随时间变化趋势与图 1.4-6 所示相近。从图 5.4-4 还可以看出，基于单比特冗余的鲁棒数字前端由于兼具冗余备份和占用资源少的优势，其可靠性最高。

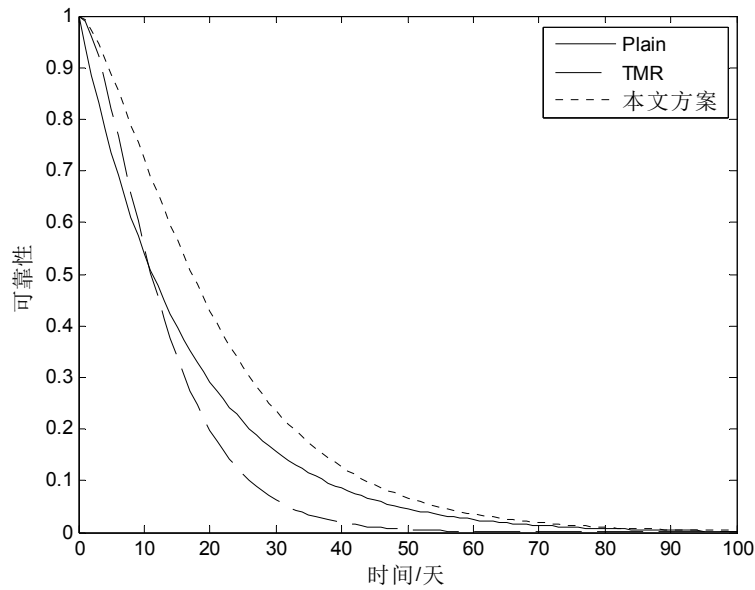


图 5.4-4 GPS 轨道可靠性对比

图 5.4-5 示出了 LEO 轨道无防护措施、TMR 容错及采用本文提出方案加固后的数字前端可靠性对比，可以看出，三种方案的可靠性相对关系与 GPS 轨道相近。由于 LEO 轨道 SEU 翻转率远小于 GPS 轨道 SEU 翻转率，三种方案的可靠性均远高于它们在 GPS 轨道条件下对应的可靠性。对于本文提出的基于单比特冗余的鲁棒数字前端，在不采用动态刷新的条件下，在轨运行两年仍能保持 90%左右的可靠性。

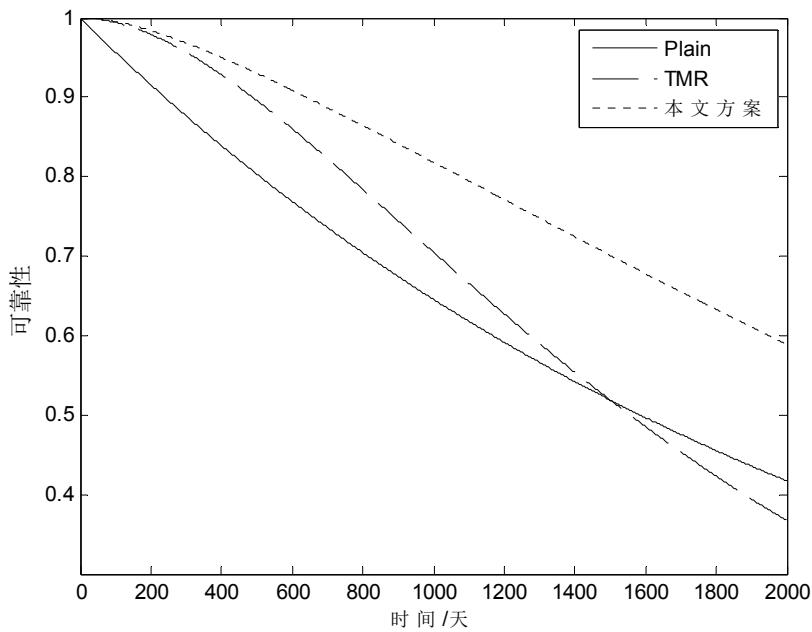


图 5.4-5 LEO 轨道可靠性对比

5.4.4 信噪比损失分析

由于冗余部分采用单比特数据精度，因此不可避免地存在性能损失。根据 5.3 节得到的数字前端有限数据精度对相干信噪比影响的理论分析结果，图 5.4-6 示出了当 ADC 与 NCO 均采用单比特量化时信噪比损失随输入 SNR 的变化曲线，从图中可以看出，输入 SNR 对信噪比损失几乎没有影响，单比特量化造成的信噪比损失约为 2.65dB。

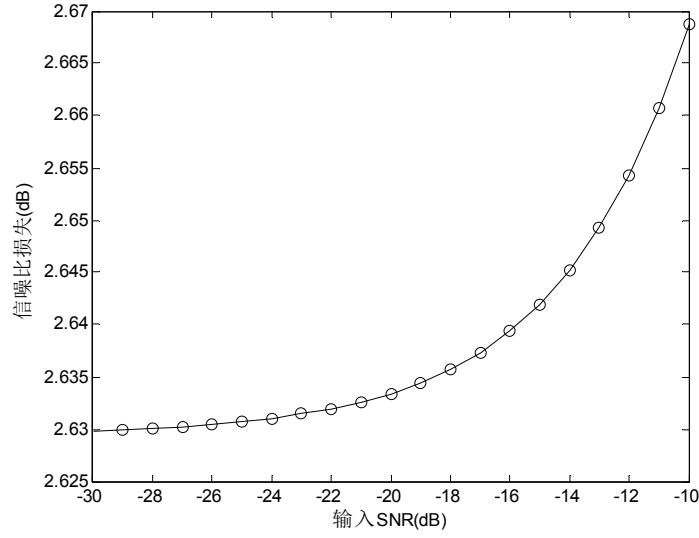


图 5.4-6 单比特数字前端信噪比损失

为了得到单比特冗余数字前端的性能，考虑式(4.5-12)，将估计噪声方差 σ_q^2 替换为估计信噪比损失 L_e ，可得数字前端信噪比损失为

$$\begin{aligned}
 L_{DF} &= P_{DE}L_e + P_{UE}L_u + P_{FA}L_e \\
 &= P_eL_e + \frac{1}{6}P_e(\nu\sqrt{L_e})^3 + (1-P_e)Q(\nu)L_e
 \end{aligned} \tag{5.4-6}$$

式(5.4-6)中， $\nu = T_h / \sqrt{L_e}$ ， $P_e = \lambda(n_{LUT}^M + n_{FF}^M)$ ，其中， $n_{LUT}^M = 16 \times 2002 = 32032$ 为主模块 LUT 部分占用存储单元数， $n_{FF}^M = 373$ 为主模块寄存器部分占用存储单元数。图 5.4-7 示出了不同轨道条件下基于单比特冗余的数字前端信噪比损失曲线。从图中可以看出，单比特冗余数字前端在不同轨道条件下性能损失存在差异，在 GPS 轨道条件下的信噪比损失大于 LEO 轨道条件下的信噪比损失，对判决门限的变化也相对敏感。从图 5.4-7 还可以看出，当判决门限取最优值时，单比特冗余数字前端在两种轨道环境下的信噪比损失均很小，分别为 1.5dB（GPS 轨道）和 0.06dB（LEO 轨道）。

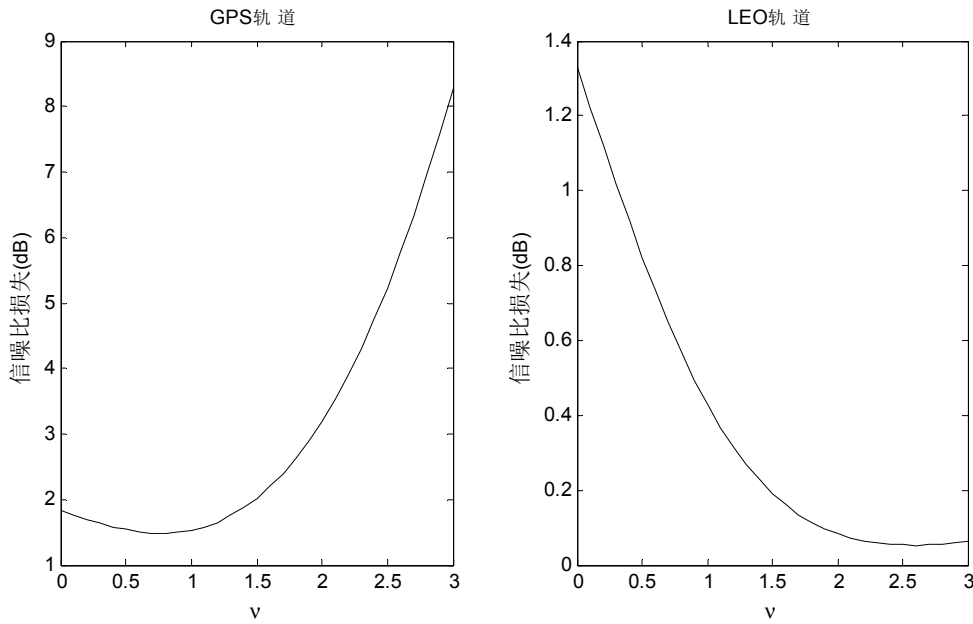


图 5.4-7 不同轨道条件单比特冗余数字前端信噪比损失

5.5 本章小结

数字前端是接收机的关键组成部分，它直接影响后续信号检测、解调等功能模块的处理性能。为了性能指标要求，数字前端的数据（包括 ADC、NCO、滤波等）必须达到一定的精度要求；另外，对于星载接收机的数字前端，为了提高其在空间辐射环境下的鲁棒性，必须采取适合的容错措施进行加固，RPR 容错方式采用低精度数据结构对系统进行加固，以较小的代价达到提高系统鲁棒性的目的，将 RPR 容错应用于星载接收机数字前端，需要在得到数据精度对前端性能影响的前提下设计合理的冗余模块数据精度。本章分析了扩频接收机数字前端有限数据精度对接收机相干信噪比的影响，给出了不同性能指标下的数据精度方案，在上述研究的基础上提出了基于单比特冗余的鲁棒数字前端设计并分析其性能。

本章的主要贡献包括：

(1) 给出截尾与舍入两种数据截位方式的量化噪声统计特性，分析了量化噪声对数字信号处理系统的影响，得出随着量化噪声与输入噪声强度比值不同，量化噪声对系统性能影响大小也不同的结论。

(2) 理论推导了扩频信号接收相干信噪比解析式，基于理论统计模型的分析方法推导 ADC 量化、载波 NCO 及滤波器有限字长效应对接收机相干信噪比的影响并给出了量化信噪比损耗解析式。研究讨论了不同字长组合方案对系统性能的影响，给出了不同相干信噪比损失指标要求 ($> 2\text{dB}$, $< 2\text{dB}$, $< 1\text{dB}$, $< 0.2\text{dB}$) 的优化数据精度组合。

(3) 基于 RPR 容错技术并结合单比特数字前端的性能特性, 提出了单比特冗余数字前端, 并对该方案 FPGA 占用资源、功耗以及可靠性、RPR 噪声进行对比分析。

第六章 基于 S-DMRwRP 的鲁棒 PLL 设计与分析

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。

本章从空间辐射环境下的数字锁相环的鲁棒设计出发，首先给出了数字锁相环的设计基本要素，主要包括环路模型以及环路锁定检测；然后理论分析了有限数据精度对数字锁相环跟踪性能的影响，重点研究了面向判决、反正切这两种鉴相方式输出量化噪声导致的相位精度损失；最后综合 RPR 容错技术以及锁定检测的环路状态指示特点提出了 S-DMRwRP 鲁棒 PLL 并分析其性能。

6.2 PLL 环路设计

6.2.1 环路模型及其参数

无论是载波跟踪环路还是 PN 码跟踪环路，虽然是分别对载波和码进行跟踪，但都是对其相位的跟踪，所以可统一成相同的锁相环模型，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如图 6.2-1 所示^[33]。

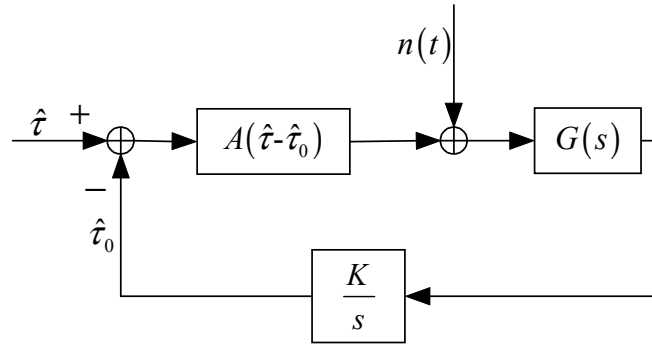


图 6.2-1 锁相环路等效相位模型

上图中， A 为鉴相增益，即鉴相曲线过零点的斜率。 $n(t)$ 为环路等效噪声， $G(s)$ 为环路滤波器传递函数， $\frac{K}{s}$ 为载波或码发生器的传递函数。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

$$G(s) = \frac{1 + s\mu_2}{s\mu_1} \quad (6.2-1)$$

由线性化模型近似，可以给出闭环传递函数

$$H(s) = \frac{AK(1+s\mu_2)}{s^2\mu_1 + AK\mu_2s + AK} = \frac{2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (6.2-2)$$

上式中， K 为环路增益， ω_n 为谐振频率， ζ 为阻尼系数，且有

$$\omega_n = \sqrt{\frac{AK}{\mu_1}} \quad (6.2-3)$$

$$\zeta = \frac{\mu_2}{2} \sqrt{\frac{AK}{\mu_1}} \quad (6.2-4)$$

对模拟二阶环的数字化过程等效于传递函数式(6.2-2)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，这里采用相对简单的脉冲响应不变法来设计数字锁相环。将(6.2-2)中 $\frac{1}{s}$ 替换为 $\frac{T}{1-z^{-1}}$ 可以得到结构简洁的数字环路相位模型。

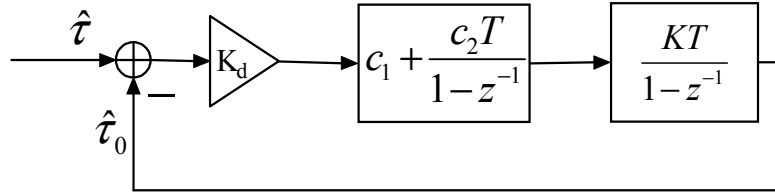


图 6.2-2 二阶环相位模型

图 6.2-2 中， $K_d = A$ 为鉴相器增益。由脉冲响应不变法可以给出环路滤波器参数为

$$c_1 = \frac{2\zeta\omega_n T}{KK_d} \quad (6.2-5)$$

$$c_2 = \frac{\omega_n^2 T^2}{KK_d} \quad (6.2-6)$$

环路对噪声的滤波性能由等效环路带宽确定，其定义为

$$B_L = \int_0^\infty |H(j2\pi f)|^2 df \quad (6.2-7)$$

可以给出二阶环环路噪声带宽为

$$B_L = \frac{\omega_n}{8\zeta} (1 + 4\zeta^2) \quad (6.2-8)$$

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

假定锁相环路输入信号为

$$r(t) = A \cos[2\pi ft + \phi(t)] + n(t) \quad (6.2-9)$$

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为

$$\sigma_\phi^2 = \frac{2N_0 B_L}{A^2} [\text{rad}^2] \quad (6.2-10)$$

定义锁相环环路信噪比为

$$\rho = \frac{1}{\sigma_\phi^2} = \frac{A^2}{2N_0 B_L} = \text{SNR}_i \frac{R_b}{B_L} \quad (6.2-11)$$

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(6.2-11)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

$$\sigma_\phi^2 = \frac{1}{\rho / L_s} \quad (6.2-12)$$

式中, L_s 为平方损耗, 其表达式为

$$L_s = 1 + \frac{1}{2\text{SNR}_i} \quad (6.2-13)$$

对于理想的二阶锁相环, 其快速锁定范围(lock in range)为

$$\Delta f = \frac{\xi \omega_n}{\pi} = 0.42 B_L \quad (\xi = 0.707) \quad (6.2-14)$$

当初始频率误差超过锁相环快速锁定范围时, 锁相环的锁定时间将迅速增加, 环路将经过多次周期滑动才能入锁, 其时间约为

$$T_p = \frac{(\Delta \omega)^2 \xi^2 (1 + \frac{1}{4} \xi^2)^3}{16 B_L^3} \quad (6.2-15)$$

从式(6.2-10)-式(6.2-15)可知, 通常情况下设置环路带宽时, 需保证初始频率偏移在锁相环的快捕带内, 同时又保证环路带宽尽量小, 因此常规的锁相环的环路带宽需要一定折中。

6.2.2 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^{[122]-[125]}。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, 则信号能量均匀分布在 I Q 路,

当环路锁定后, 信号能量集中在 I 路, 如图 6.2-3 左边部分所示。从而锁定检测可以通过 IQ 路能量(或包络)差进行判定

$$LD_{\theta} = \begin{cases} \sum_{k=0}^{L-1} (|I_k| - |Q_k|) \geq \Gamma, & lock \\ else & , unlock \end{cases} \quad (6.2-16)$$

式(6.2-16)中, L 为平滑窗口, 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, IQ 路具有相同的包络, 如图 6.2-3 右边部分所示, 因而锁定检测也可以通过 IQ 路幅度差判决

$$LD_{\theta} = \begin{cases} \sum_{k=0}^{L-1} (|I_k| - |Q_k|) \leq \Gamma, & lock \\ else & , unlock \end{cases} \quad (6.2-17)$$

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

$$LD_{\Delta f} = \begin{cases} \sum_{k=0}^{L-1} |I_k I_{k-1} + Q_k Q_{k-1}| \geq \Gamma, & lock \\ else & , unlock \end{cases} \quad (6.2-18)$$

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

$$LD = \begin{cases} \sum_{k=0}^{L-1} (I_k^2 + Q_k^2) \geq \Gamma, & lock \\ else & , unlock \end{cases} \quad (6.2-19)$$

式(6.2-19)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。

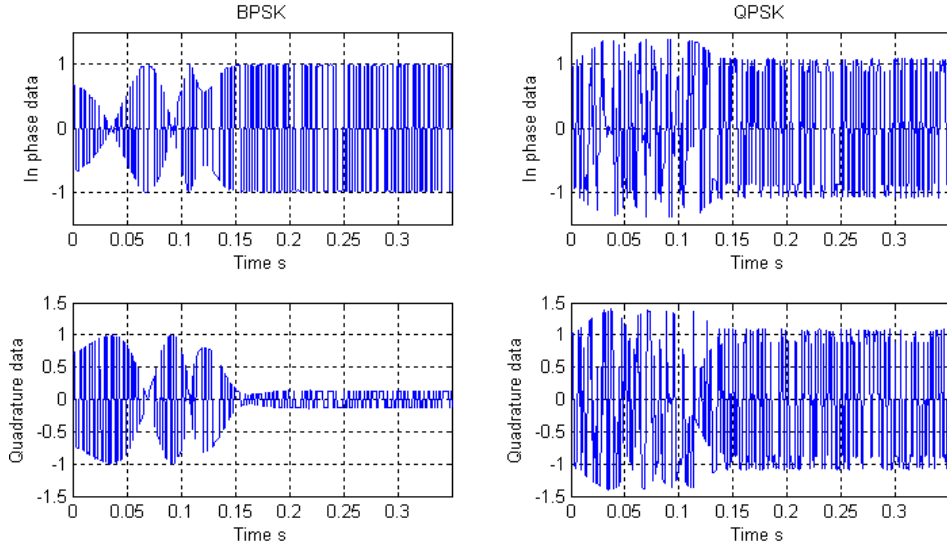


图 6.2-3 BPSK、QPSK 解调数据

6.3 有限数据精度对环路跟踪性能的影响

基于反馈环路的扩频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^{[128][129]}。截至目前，众多文献对基于锁相环路的反馈同步进行了深入研究，但专门研究有限数据精度对环路性能影响的很少。本节从理论角度分析了优先字长效应对载波环路跟踪性能的影响，为环路的设计及性能分析提供了依据。

6.3.1 锁相环误差模型

在 FPGA 等 VLSI 平台设计实现锁相环时，考虑到有效字长效应的影响，可以建立如图 6.3-1 的锁相环误差模型。

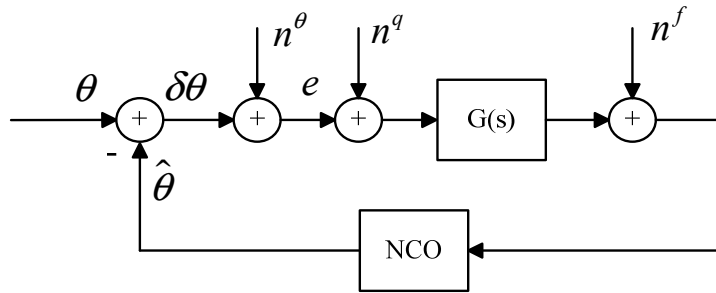


图 6.3-1 有限字长背景下锁相环等效误差模型

图 6.3-1 中，有限字长效应对锁相环的影响主要表现在以下三个方面：

1. 鉴相器输出经量化后，在热噪声 n^θ 的基础上叠加量化噪声 n^q ；
2. 环路滤波器系数经过舍入处理，将导致滤波器传输函数发生变化，进而影响环路滤波器带宽；

3. 滤波器运算将带来舍入误差 n^f 。

因此, 为了得到有限字长效应对跟踪环路性能的影响, 需要分别对以上三方面量化误差进行分析。本文以载波跟踪环为研究对象, 分析了有限字长效应对环路性能的影响。

6.3.2 鉴相器量化误差影响

鉴相器通常采用基于最大似然准则给出的面向判决方式或非判决方式以及它们的改进结构。根据式(5.3-5)及式(5.3-7), 将接收信号与本地载波混频后的 I/Q 两路表达为复数形式

$$I_m + jQ_m = \frac{\sqrt{2P}}{2} e^{j\theta_m} \quad (6.3-1)$$

则相应的相位误差即为混频信号的载波相位 θ_m , 为了准确估计 θ_m , 在实际应用中主要采用表 6-1 归纳的两类鉴相器^[61]。

表 6.3-1 两类常用鉴相器

鉴相器类型	表达式	无噪声鉴相输出
面向判决(DD)鉴相器	$\text{sign}(I_m)Q_m$	$\begin{cases} -\sin \bar{\varphi}_m & \bar{\varphi}_m \in [-\pi, -\pi/2] \\ \sin \bar{\varphi}_m & \bar{\varphi}_m \in [-\pi/2, \pi/2] \end{cases}$
ATAN 鉴相器	$\arctan(Q_m/I_m)$	$\begin{cases} \pi + \bar{\varphi}_m & \bar{\varphi}_m \in [-\pi, -\pi/2] \\ \bar{\varphi}_m & \bar{\varphi}_m \in [-\pi/2, \pi/2] \\ -\pi + \bar{\varphi}_m & \bar{\varphi}_m \in [\pi/2, \pi] \end{cases}$

图 6.3-2 与图 6.3-3 分别给出了 DD、ATAN 鉴相器在不同相干信噪比条件下的平均输出值曲线变化, 可以看出, 在高信噪比条件下, ATAN 鉴相器的线性范围大于 DD 鉴相器, 低信噪比情况下的结果与之相反。文献[127]对 DD 鉴相器、ATAN 鉴相器的线性范围、增益噪声比(GNR)等特性进行了深入研究, 得出了如下结论: 当 $SNR_c > 9dB$ 时 ATAN 鉴相器具有较大的线性范围, 当 $SNR_c < 9dB$ 时 DD 鉴相器的 GNR 远远高于 ATAN 鉴相器, 因此 ATAN 鉴相器适用于高信噪比环境, 反之 DD 鉴相器适用于低信噪比环境。本文对这两类鉴相器的量化误差对环路的跟踪误差影响分析如下。

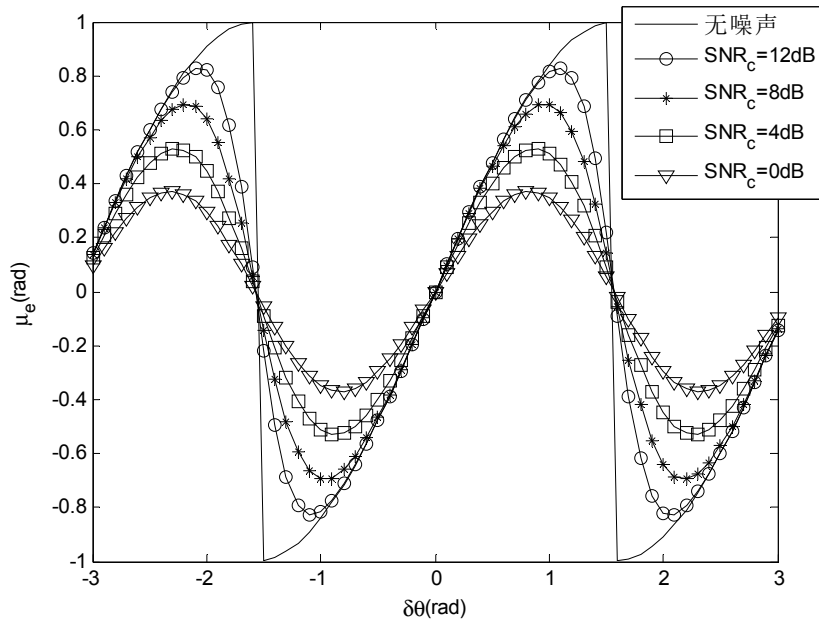


图 6.3-2 不同信噪比条件下 DD 鉴相器平均输出

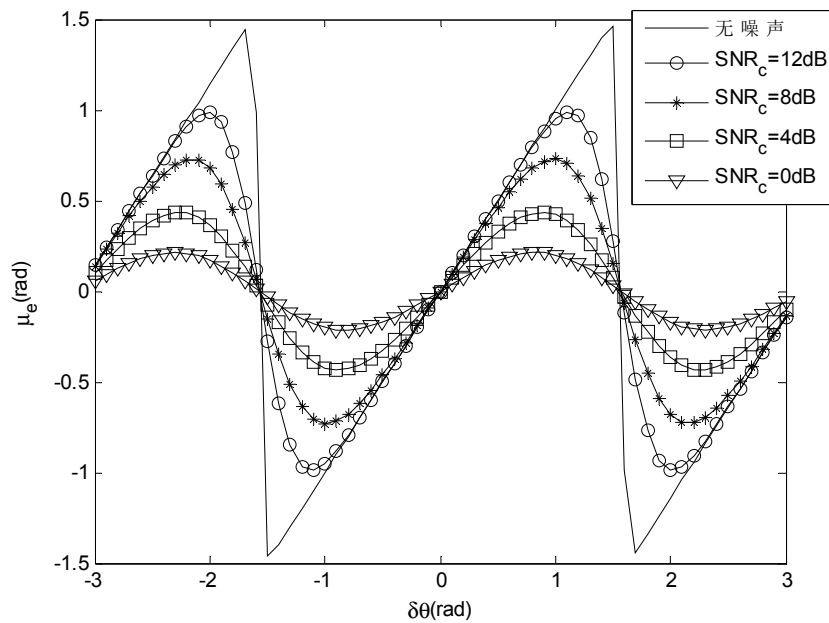


图 6.3-3 不同信噪比条件下 ATAN 鉴相器平均输出

6.3.2.1 DD 鉴相器量化误差影响

对于 DD 鉴相器，为了设计方便，一般对鉴相输出进行归一化处理，此时无噪声鉴相输出为

$$e = \frac{\sqrt{2} \text{sign}(I_m) Q_m}{\sqrt{P}} \quad (6.3-2)$$

等效热噪声方差 $\text{var}(n^\theta)$ 表达式为

$$\begin{aligned} \text{var}(n^\theta) &= E\left(\frac{2 \text{sign}^2(I_m) Q_m^2}{P} \middle|_{\delta\theta=0}\right) \\ &= E\left(\frac{2 Q_m^2}{P} \middle|_{\delta\theta=0}\right) \\ &= \frac{2}{P} \text{var}(Q_m) = \frac{1}{\text{SNR}_c} \end{aligned} \quad (6.3-3)$$

当采用有限精度表示鉴相器输出，则引入的量化噪声方差为

$$\text{var}(n^q) = \frac{2^{-2b}}{12} \quad (6.3-4)$$

根据文献[117]的结论，环路跟踪误差与鉴相器输出的噪声方差存在如下关系

$$\begin{aligned} \sigma_{\delta\theta}^2 &= \int_{-\infty}^{\infty} |H_n(f)|^2 S_n(f) df \\ &= B_n [\text{var}(n^\theta) + \text{var}(n^q)] NT_c \end{aligned} \quad (6.3-5)$$

为了衡量鉴相器量化导致的载波相位精度损失，定义相位损失因子为

$$\begin{aligned} \mu &= \frac{\sigma_{\delta\theta, \text{fix}}}{\sigma_{\delta\theta, \text{frac}}} = \frac{\sqrt{B_n [\text{var}(n^\theta) + \text{var}(n^q)] NT_c}}{\sqrt{B_n (\text{var}(n^\theta)) NT_c}} \\ &= \sqrt{1 + \frac{\text{var}(n^q)}{\text{var}(n^\theta)}} \end{aligned} \quad (6.3-6)$$

将式(6.3-3)、(6.3-4)代入式(6.3-6)，可得鉴相器量化导致的 DD 鉴相器的相位精度损失为

$$\mu_{DD} = \sqrt{1 + \frac{2^{-2b}}{12} \text{SNR}_c} \quad (6.3-7)$$

图 6.3-4 给出了 DD 鉴相器不同量化精度导致的环路相位精度损失曲线，由图可见，在低信噪比条件下，鉴相器量化误差对环路相位精度影响较小，随着信噪比增大，相位精度损失逐渐增加，这是由于在高信噪比情形下，鉴相器量化噪声与等效热噪声之比高于低信噪比条件。从图 6.3-4 还可以看出，相位精度损失随着鉴相输出字长的增加而减小，当 $b=1$ 时，精度损失最大，当 $b=4$ 时，相位精度损失已经可以忽略不计。

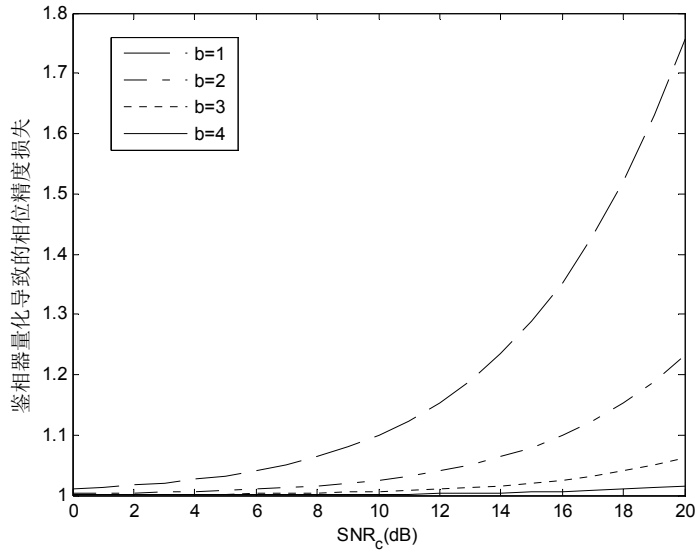


图 6.3-4 DD 鉴相器不同字长导致的相位精度损失

6.3.2.2 ATAN 鉴相器量化误差影响

与 DD 鉴相器不同，由于 ATAN 鉴相器经过 $\arctan(\cdot)$ 处理得到鉴相结果，很难直接得到它的等效热噪声方差 $\text{var}(n^\theta)$ ，因此，需首先求得鉴相输出 e 的概率密度函数。根据式(5.3-5)~(5.3-8)，有

$$\begin{cases} I_m \sim N(\frac{\sqrt{2P}}{2}\cos(\delta\theta), \sigma^2) \\ Q_m \sim N(\frac{\sqrt{2P}}{2}\sin(\delta\theta), \sigma^2) \end{cases} \quad (6.3-8)$$

其中， $\sigma^2 = \frac{N_0}{4NT_c}$ ，令 $R = \sqrt{I_m^2 + Q_m^2}$ ，则 R 与 e 的联合概率密度函数为

$$p(R, e) = \frac{e^{-SNR_c/2} R}{2\pi\sigma^2} \exp\left(-\frac{R^2}{2\sigma^2} + R \frac{\sqrt{SNR_c} \cos(e)}{\sigma}\right) \quad (6.3-9)$$

对式(6.3-9)在 R 的取值范围积分，可得 e 的概率密度函数为

$$\begin{aligned} p(e) &= \frac{e^{-SNR_c/2}}{2\pi\sigma^2} \int_0^\infty R \cdot \exp\left(-\frac{R^2}{2\sigma^2} + R \frac{\sqrt{SNR_c} \cos(e)}{\sigma}\right) dR \\ &= \frac{e^{-SNR_c/2}}{2\pi} \left[1 + \sqrt{\frac{\pi SNR_c}{2}} \cos(e) e^{\frac{1}{2} SNR_c \cos^2(e)} \left(1 + \text{erf}\left(\frac{\sqrt{SNR_c} \cos(e)}{\sqrt{2}}\right) \right) \right] \end{aligned} \quad (6.3-10)$$

图 6.3-5 给出了不同相干信噪比条件下 ATAN 鉴相器输出概率密度函数变化曲线。

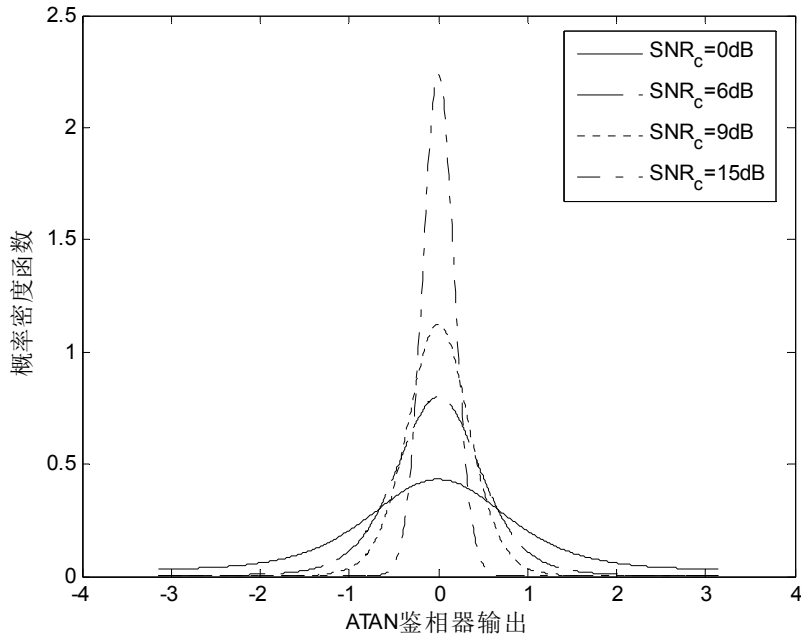


图 6.3-5 ATAN 鉴相器输出概率密度函数

因此，环路等效热噪声方差可以表示为

$$\text{var}(n^\theta) = 2 \left(\int_0^\pi e^2 p(e) de + \pi \int_{\frac{\pi}{2}}^\pi (\pi - 2e) p(e) de \right) \quad (6.3-11)$$

式(6.3-11)的求解非常复杂，很难得到其闭合解析式，可以采用蒙特卡洛积分进行求解。与 DD 鉴相器的推导相同，将式(6.3-4)、(6.3-11)代入式(6.3-6)，可得鉴相器量化导致的 ATAN 鉴相器的相位精度损失为

$$\mu_{ATAN} = \sqrt{1 + \frac{2^{-2b}}{24 \left(\int_0^\pi e^2 p(e) de + \pi \int_{\frac{\pi}{2}}^\pi (\pi - 2e) p(e) de \right)}} \quad (6.3-12)$$

图 6.3-6 给出了 ATAN 鉴相器不同量化精度导致的环路相位精度损失曲线，与图 6.3-4 给出的 DD 鉴相器精度损失曲线比较可知，二者的曲线变化趋势及不同字长条件下的相位精度损失几乎一致。

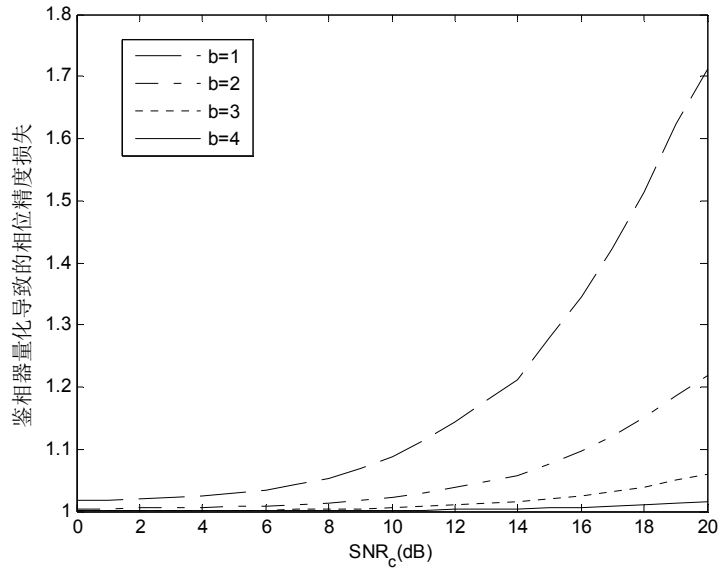


图 6.3-6 ATAN 鉴相器不同字长导致的相位精度损失

6.3.3 环路滤波器数据精度影响

由图 6.2-2 可见，环路滤波器传递函数的表达式为

$$G(z) = c_1 + \frac{c_2 T}{1 - z^{-1}} \quad (6.3-13)$$

与接收机数字前端滤波器有限字长效应对系统的影响类似，环路滤波有限字长效应对环路性能的影响也体现在两个方面：一是滤波器系数量化效应，二是滤波器运算中的有限字长效应。

滤波器系数的近似只会影响滤波器的零点，不会影响极点，即不会影响滤波器的稳定性。因此，滤波器系数量化对跟踪环路的影响主要体现在环路带宽上。根据式 (6.2-5)、(6.2-6) 与 (6.2-8)，可得

$$B_L = \frac{0.53}{2\zeta} c_1 \quad (6.3-14)$$

$$B_L = 0.53\sqrt{c_2} \quad (6.3-15)$$

对滤波器系数 c_1 、 c_2 进行量化，可得量化误差对环路带宽的影响为

$$\Delta B_L = \frac{0.53}{2\zeta} e_1 \quad (6.3-16)$$

$$\Delta B_L = 0.53\sqrt{e_2} \quad (6.3-17)$$

因此，若仅对 c_1 进行量化，则

$$\Delta B_L = \frac{e_1}{c_1} B_L \leq \frac{2^{-(b+1)}}{c_1} B_L \quad (6.3-18)$$

若仅对 c_2 进行量化, 则

$$\Delta B_L = \sqrt{\frac{e_2}{c_2}} B_L \leq \sqrt{\frac{2^{-(b+1)}}{c_2}} B_L \quad (6.3-19)$$

在实际应用中, $c_1(c_2) \gg 1$, 根据式(6.3-18)与(6.3-19)可知, 此时滤波器系数量化字长对环路带宽的影响很小。

对于滤波器运算中的有限字长效应, 由于环路滤波结果反馈到 NCO 时需要进行取整操作, 即作舍入处理, 而 NCO 的位宽都足以使得频率分辨率很高, 所以由于对环路滤波结果舍入处理引起的频率控制字误差对跟踪精度的影响很小, 可以忽略不计。

6.4 基于 S-DMRwRP 的鲁棒 PLL

6.4.1 方案设计

在前馈系统中, 若发生导致系统输出错误的 SEU, 经过刷新后系统将恢复正确输出, 如图 6.4-1(a)所示; 与前馈系统不同, 若空间辐射导致反馈系统出错, 则刷新后由于系统状态发生改变, 很难恢复到出错前的状态, 输出仍是错误数据, 如图 6.4-1(b)所示。在扩频接收机中, 若 SEU 导致跟踪环路失锁, 在 Scrubbing 恢复系统功能后, 仍需对信号进行重新捕获, 因此, 必须通过冗余技术对 PLL 进行加固处理。

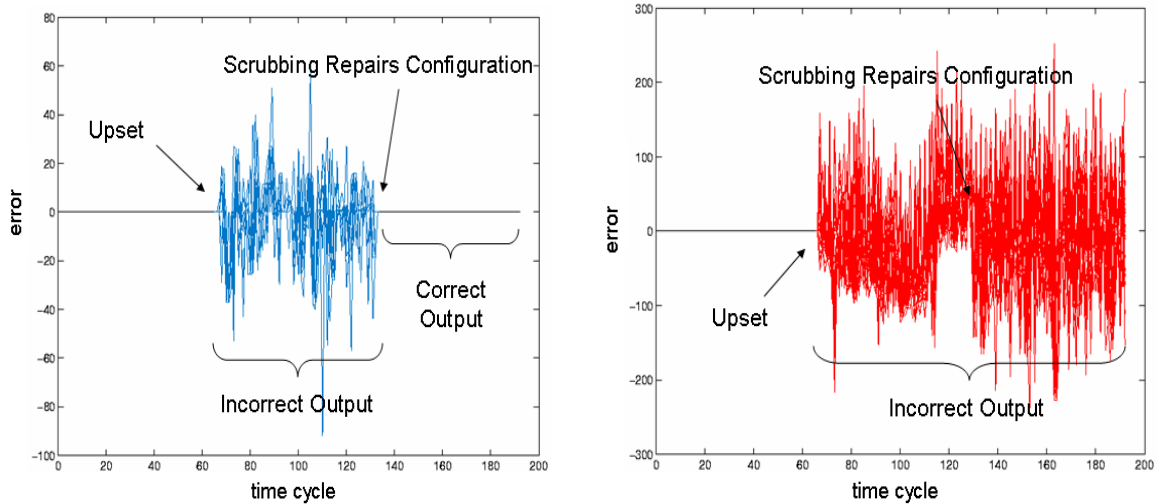


图 6.4-1 (a)SEU 对前馈系统影响

(b)SEU 对反馈系统影响

常用的硬件冗余技术包括双模冗余(DMR)及三模冗余, 从资源及功耗角度, 由于仅对原系统两倍冗余, DMR 明显优于 TMR; 本文式(1.4-2)给出了三模冗余容错技术

的可靠性表达式，双模冗余的可靠性表达式为

$$R_{DMR}(t) = 2e^{-\lambda t} - e^{-2\lambda t} \quad (6.4-1)$$

图 6.4-2 示出了在失效率 $\lambda = 0.00001$ 的情形下无防护措施及采用 DMR、TMR 容错方法加固后系统的可靠性曲线，可以看出，由于 TMR 与 DMR 在故障检测及纠错方法上有很大的区别，DMR 的可靠性高于 TMR；尽管在资源、功耗以及可靠性方面具有优势，但是，由于 DMR 仅具有检错功能，不能识别哪个模块出错，因此在实际中很难得以应用。

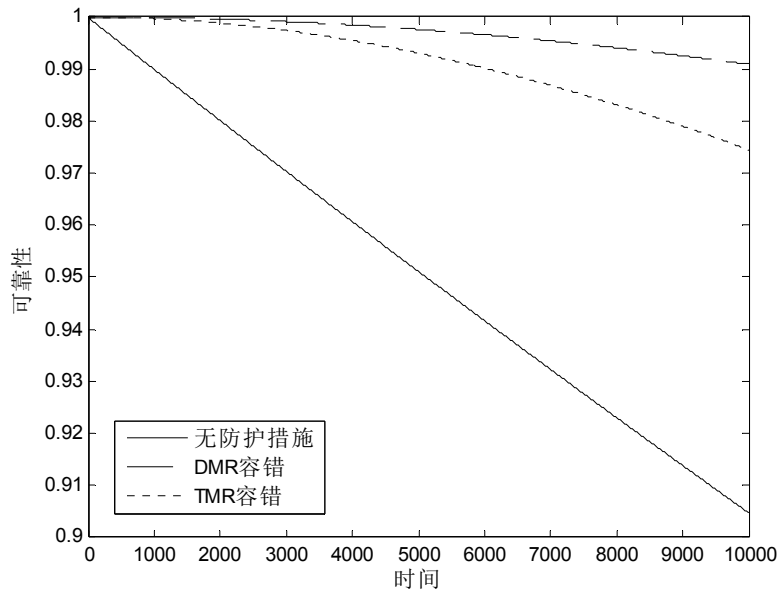


图 6.4-2 无防护、TMR 及 DMR 可靠性曲线

根据 6.2.2 小节中对环路锁定检测的分析可知，环路是否进入稳定工作状态由锁定检测指示给出，根据锁定检测指示环路状态的特性，本文提出了基于状态的低精度双模冗余技术（S-DMRwRP）的鲁棒 PLL，经 S-DMRwRP 加固后的 PLL 仅对原锁相环路进行一倍冗余设计且冗余部分采用低精度方式，因此它具有 DMR 容错技术在资源、功耗及可靠性方面的优势，其结构如图 6.4-3 所示。

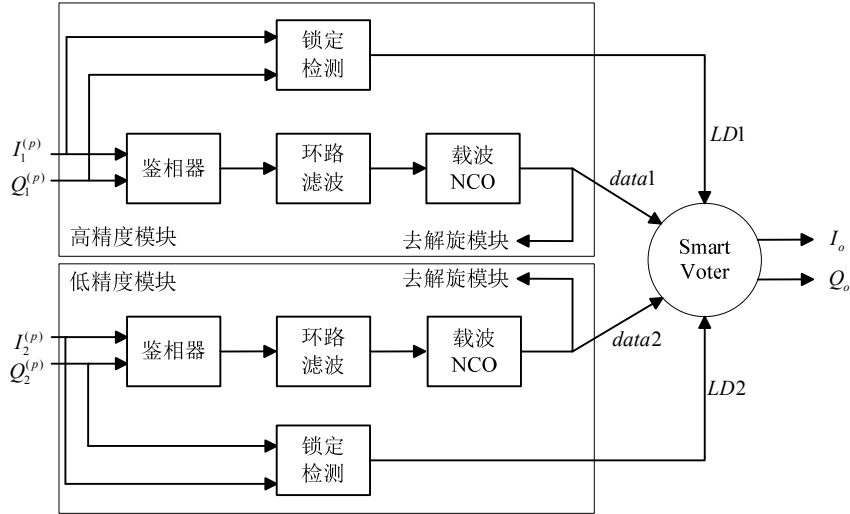


图 6.4-3 基于 S-DMRwRP 的鲁棒 PLL 结构图

图中，经 S-DMRwRP 加固的 PLL 由上下两部分构成，上半部分为原 PLL 及其对应的锁定检测器，下半部分为采用低精度方式设计的冗余 PLL 及其锁定检测器，二者的载波 NCO 输出（ $data1$ 、 $data2$ ）与锁定检测输出（ $LD1$ 、 $LD2$ ）均送入判决器（Smart Voter），当锁相环进入稳定状态时，SEU 导致的环路失锁可以根据以下两类情形检测：

- $data1$ 与 $data2$ 之差的绝对值超过预设门限；
- $LD1$ 或 $LD2$ 输出 ‘0’ 值（即锁定检测器判定环路失锁）。

Smart Voter 的具体工作逻辑如下

```

if  $|data1 - data2| \leq T_h$  then
     $I_o = I_1^{(p)}, Q_o = Q_1^{(p)}$ 
else
    if  $LD1 = 0$  and  $LD2 = 1$  then
         $I_o = I_2^{(p)}, Q_o = Q_2^{(p)}$ 
    esle
         $I_o = I_1^{(p)}, Q_o = Q_1^{(p)}$ 
    end if
end if.
    
```

可见，在锁定检测输出状态的辅助下，可以完成对 SEU 错误的检测、定位及屏蔽，有效地提高了系统的鲁棒性。

6.4.2 FPGA 资源占用与功耗状况

以 Xilinx 公司 Virtex4 系列 FPGA XC4VSX55 为设计平台，经 ISE 进行综合后，

无防护措施、TMR 容错及采用本文提出方案加固后采用 DD 鉴相器的 PLL 的资源占用情况如图 6.4-4 所示，图中，本文方案所对应数据的括号内部分为低精度模块所占资源数目。从图中可以看出，三模冗余结构实现的 PLL，由于对原设计进行三倍冗余备份，FPGA 资源占用情况大致为传统实现方式的 3 倍。而基于 S-DMRwRP 的鲁棒 PLL，由于仅进行一倍冗余备份且备份采用低精度方式，无论是 LUT 还是寄存器的占用量，都低于三模冗余的设计。

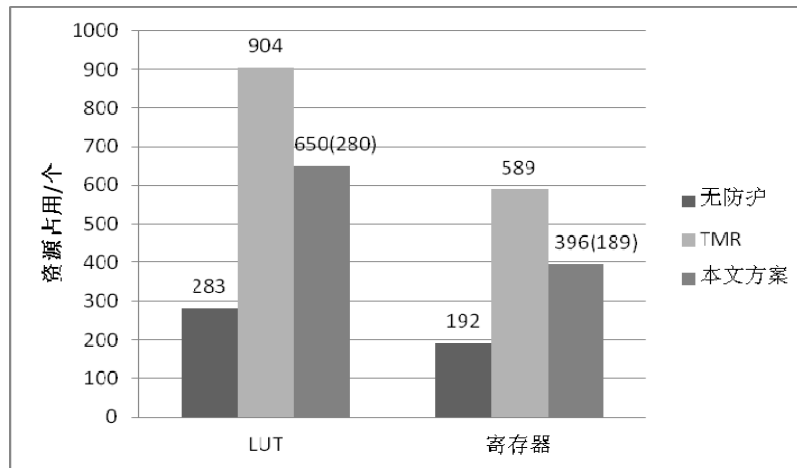


图 6.4-4 FPGA 资源占用对比图 (DD 鉴相器)

利用 Xilinx 公司提供的 Xpower 工具对无防护措施、TMR 容错及采用本文提出方案加固后采用 DD 鉴相器的 PLL 进行功耗评估，评估结果如图 6.4-5 所示。由图可以看出，无防护的 PLL 由于占用资源最少，其功耗相应最小；三模冗余方式的 PLL 因为资源占用最大，所以功耗也最高；S-DMRwRP 的鲁棒 PLL 功耗介于上述二者之间，证明了本文方案在降低设计功耗方面的有效性。

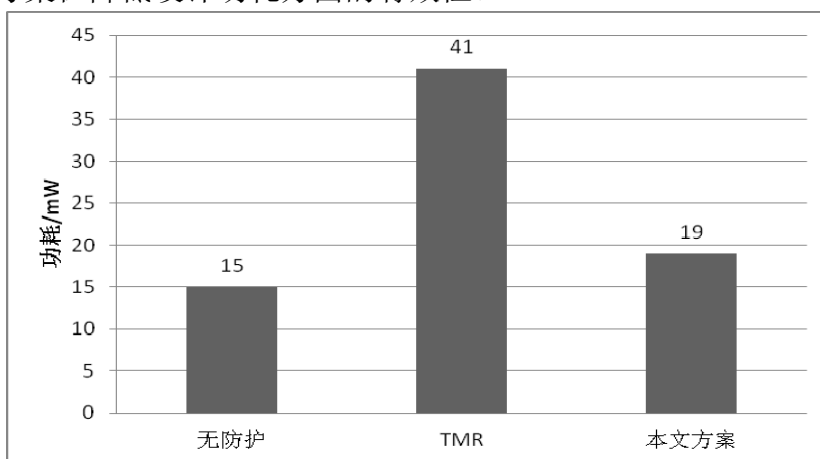


图 6.4-5 功耗对比图 (DD 鉴相器)

图 6.4-6 与图 6.4-7 分别给出了采用 ATAN 鉴相器的 PLL 在无容错、TMR 加固及 S-DMRwRP 加固三种条件下的 FPGA 资源占用情况和功耗对比，可以看出，对于

基于 ATAN 鉴相器的 PLL, 资源占用及功耗在三种条件下的比较结果与基于 DD 鉴相器的 PLL 一致, 均为 TMR>S-DMRwRP>无防护; 从图 6.4-6 与图 6.4-7 还可以看出, 基于 ATAN 鉴相器的 PLL 采用 S-DMRwRP 方案容错后在资源与功耗方面相对 TMR 的优势比基于 DD 鉴相器的 PLL 更明显, 这是因为 ATAN 鉴相器的实现复杂度高于 DD 鉴相器, 而 RPR 容错技术由于判决模块占用资源相对较多更适用于高复杂度的数字信号处理系统。

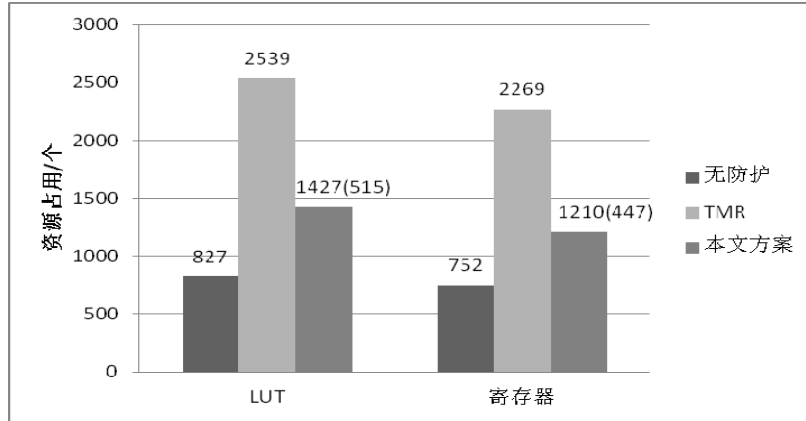


图 6.4-6 FPGA 资源占用对比图 (ATAN 鉴相器)

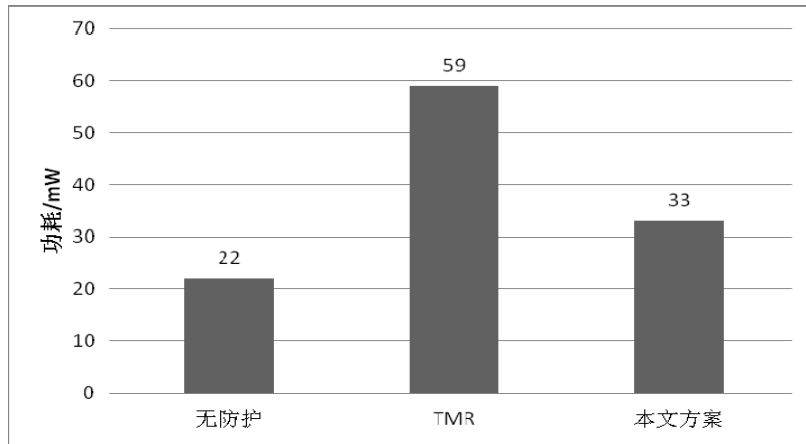


图 6.4-7 功耗对比图 (ATAN 鉴相器)

6.4.3 可靠性分析

根据图 6.4-4 与图 6.4-6, 无防护的基于 DD 鉴相器 PLL 的 LUT 部分和寄存器部分占用的存储单元数为

$$\left. \begin{aligned} n_{LUT}^{Plain} &= 16 \times 283 = 4528 \\ n_{FF}^{Plain} &= 192 \end{aligned} \right\} \quad (6.4-2)$$

无防护的基于 ATAN 鉴相器 PLL 的 LUT 部分和寄存器部分占用的存储单元数为

$$\left. \begin{aligned} n_{LUT}^{Plain} &= 16 \times 827 = 13232 \\ n_{FF}^{Plain} &= 752 \end{aligned} \right\} \quad (6.4-3)$$

根据本文 4.2 节的结论，在滤波器及同步环路等数字信号处理系统中，造成系统失效的高危比特所占系统配置存储器比重很小，最多约为 17%，因此可得无防护的 PLL 可靠性为

$$R_{Plain} = e^{-0.17 \lambda \times (n_{LUT}^{Plain} + n_{FF}^{Plain})t} \quad (6.4-4)$$

式中， λ 为存储单元 SEU 的发生率，根据表 1.3-2 的结论，GPS 轨道卫星存储单元的 SEU 发生率 $\lambda_{GPS} = 1.16 \times 10^{-5}$ bit/day，LEO 轨道卫星存储单元的 SEU 发生率 $\lambda_{LEO} = 8.23 \times 10^{-8}$ bit/day。

与无任何容错措施数字前端可靠性分析类似，可以得到经三模冗余加固后 PLL 的可靠性为

$$R_{TMR} = 3e^{-0.34 \lambda \times \frac{n_{LUT}^{TMR} + n_{FF}^{TMR}}{3}t} - 2e^{-0.51 \lambda \times \frac{n_{LUT}^{TMR} + n_{FF}^{TMR}}{3}t} \quad (6.4-5)$$

式中， n_{LUT}^{TMR} 为三模冗余数字前端 LUT 部分占用存储单元数，对于基于 DD 鉴相器的 PLL， $n_{LUT}^{TMR} = 16 \times 904 = 14464$ ，对于基于 ATAN 鉴相器的 PLL， $n_{LUT}^{TMR} = 16 \times 2539 = 40624$ ； n_{FF}^{TMR} 为寄存器部分占用了存储单元数，对于基于 DD 鉴相器的 PLL， $n_{FF}^{TMR} = 589$ ，对于基于 ATAN 鉴相器的 PLL， $n_{FF}^{TMR} = 2269$ 。

根据式(4.3-8)所推得的 RPR 系统可靠性表达式，可得基于 S-DMRwRP 的鲁棒 PLL 可靠性为

$$\begin{aligned} R_{RPR} = & \frac{0.17\lambda_1}{\lambda_1 - \lambda_2} e^{-\lambda_1 t} - 0.17 e^{-(\lambda_1 + \lambda_2)t} - \frac{\lambda_2}{0.17\lambda_1 - \lambda_2} e^{-0.17\lambda_1 t} \\ & + \frac{0.17(\lambda_1^2 - 1.17\lambda_1\lambda_2 + \lambda_2^2)}{(\lambda_1 - \lambda_2)[0.17\lambda_1 - \lambda_2]} e^{-\lambda_2 t} \end{aligned} \quad (6.4-6)$$

式(6.4-6)中， $\lambda_1 = \lambda \cdot (n_{LUT}^M + n_{FF}^M)$ ，其中， n_{LUT}^M 为主模块 LUT 部分占用存储单元数，对于基于 DD 鉴相器的 PLL， $n_{LUT}^M = 16 \times 370 = 5920$ ，对于基于 ATAN 鉴相器的 PLL， $n_{LUT}^M = 16 \times 912 = 14592$ ； n_{FF}^M 为主模块寄存器部分占用存储单元数，对于基于 DD 鉴相器的 PLL， $n_{FF}^M = 207$ ，对于基于 ATAN 鉴相器的 PLL， $n_{FF}^M = 763$ ； $\lambda_2 = \lambda \cdot (n_{LUT}^{RP} + n_{FF}^{RP})$ ，其中， n_{LUT}^{RP} 为低精度模块 LUT 部分占用存储单元数，对于基于 DD 鉴相器的 PLL，

$n_{LUT}^{RP} = 16 \times 280 = 4480$ ，对于基于 ATAN 鉴相器的 PLL， $n_{LUT}^{RP} = 16 \times 515 = 8240$ ； n_{FF}^{RP} 为主模块寄存器部分占用存储单元数，对于基于 DD 鉴相器的 PLL， $n_{FF}^{RP} = 189$ ，对于基于 ATAN 鉴相器的 PLL， $n_{FF}^{RP} = 447$ 。

图 6.4-8 示出了 GPS 轨道无防护措施、TMR 容错及采用本文提出方案加固后的两种 PLL 可靠性对比，可以看出，基于 DD 鉴相器的 PLL，由于采用本文提出方案加固后相对 TMR 方式节省资源不多，因此在开始一段时间内可靠性与 TMR 方式相近，一段时间后（约第 50 天开始），逐渐高于 TMR 方式对应的可靠性；基于 ATAN 鉴相器的 PLL 由于在资源占用方面相对基于 DD 鉴相器的 PLL 更有优势，它相比其他两种方式（无防护、TMR）的可靠性增益更大。

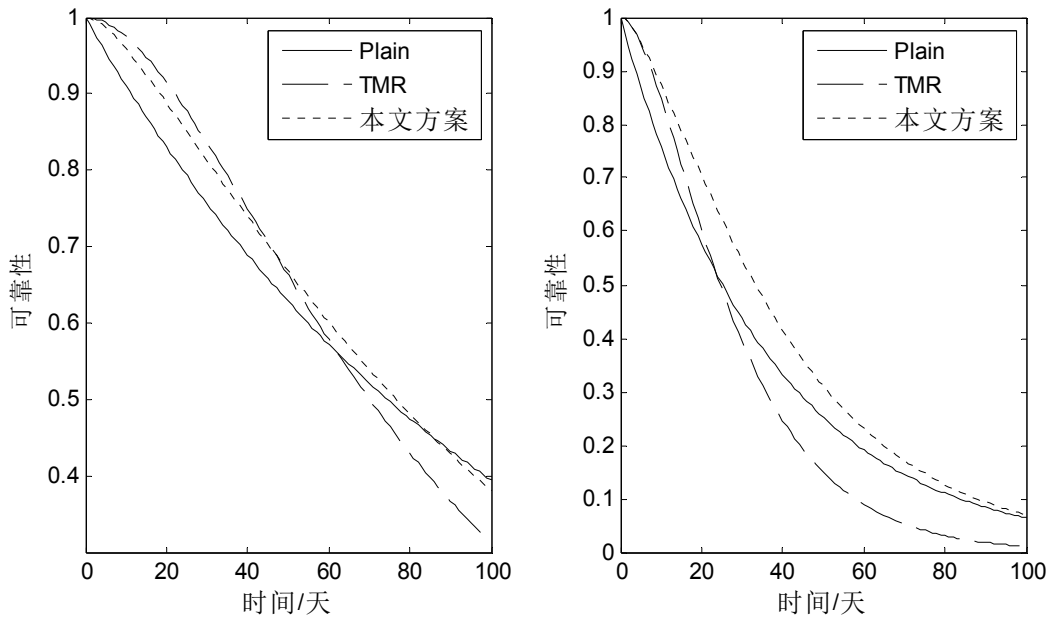


图 6.4-8 GPS 轨道可靠性对比

图 6.4-9 示出了 LEO 轨道无防护措施、TMR 容错及采用本文提出方案加固后的 PLL 可靠性对比，可以看出，三种方案的可靠性相对关系与 GPS 轨道相近。由于 LEO 轨道 SEU 翻转率远小于 GPS 轨道 SEU 翻转率，三种方案的可靠性均远高于它们在 GPS 轨道条件下对应的可靠性。对于本文提出的基于 S-DMRwRP 的鲁棒 PLL，无论采用 DD 鉴相器还是 ATAN 鉴相器，在不采用动态刷新的条件下，在轨运行 1000 天仍能保持 90%以上的可靠性。

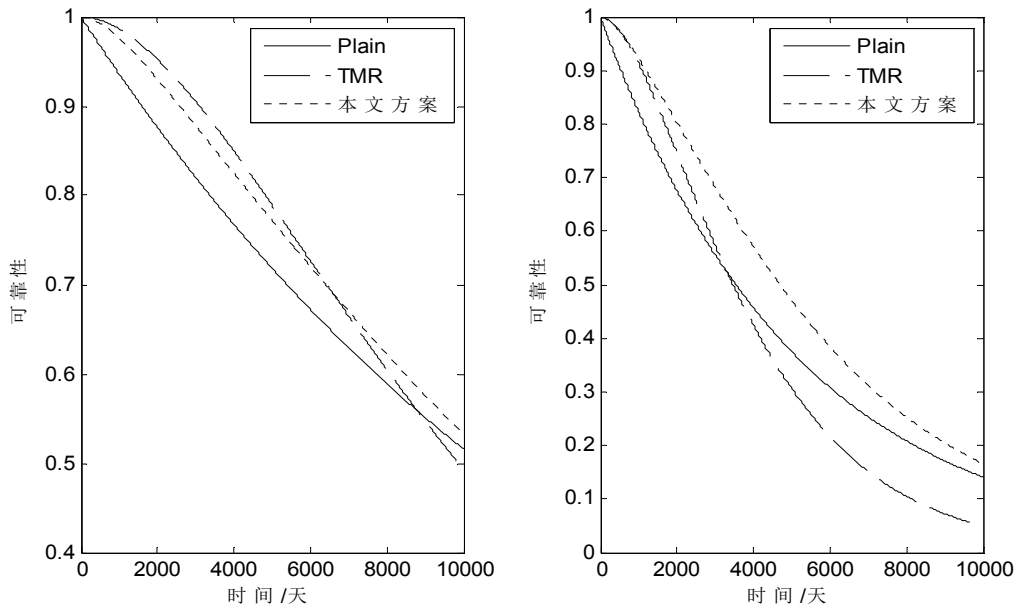


图 6.4-9 LEO 轨道可靠性对比

6.4.4 相位精度损失分析

根据 6.3 节的结论，随着环路输入信噪比增大，量化字长对锁相环精度的影响越大，设环路输入 $\text{SNR}=20\text{dB}$ ，采用与 5.4.4 小节相同的分析方法，可得 GPS 与 LEO 轨道 PLL 相位精度损失如图 6.4-10 (DD 鉴相器) 与图 6.4-11 (ATAN 鉴相器) 所示，从图中可以看出，基于 S-DMRwRP 的 PLL 在不同轨道条件下性能损失存在差异，在 GPS 轨道条件下的精度损失大于 LEO 轨道条件下的精度损失，对判决门限的变化也相对敏感。从图 6.4-10 与图 6.4-11 还可以看出，当判决门限取最优值时，基于 S-DMRwRP 的 PLL 在两种轨道环境下的相位精度均很小：对于 DD 鉴相器，精度损失分别为 0.21 (GPS 轨道) 和 0.005 (LEO 轨道)；对于 ATAN 鉴相器，精度损失分别为 0.4 (GPS 轨道) 和 0.01 (LEO 轨道)。

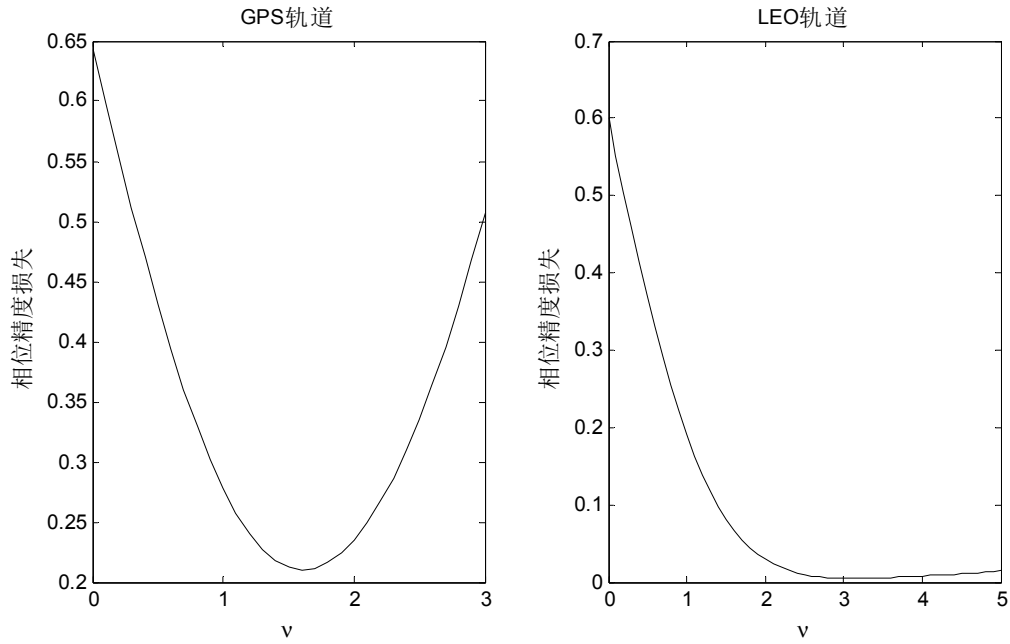


图 6.4-10 不同轨道条件基于 S-DMRwRP 的 DD-PLL 精度损失

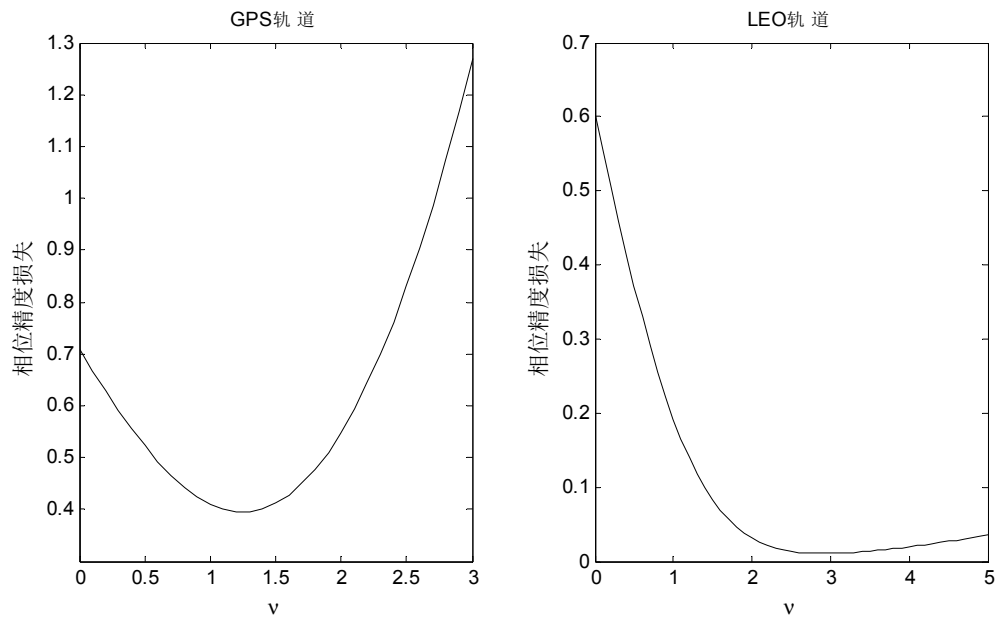


图 6.4-11 不同轨道条件基于 S-DMRwRP 的 ATAN-PLL 精度损失

6.5 本章小结

在卫星通信系统中，为了实现在高动态条件下的信号解调，一般采用锁相环技术进行载波与符号的精确同步。在空间辐射背景下，由于单粒子效应导致的锁相环出错将引起误码性能下降甚至无法解调，因此必须采用适合的加固方式提高锁相环的鲁棒性。本章分析了锁相环数据精度对环路跟踪性能的影响，重点研究了 DD、ATAN 鉴

相器输出量化噪声对跟踪相位精度的影响,在上述研究的基础上结合锁定检测对锁相环跟踪状态的指示特点提出了 S-DMRwRP 鲁棒 PLL 并分析其性能。

本章的主要贡献包括:

(1) 建立锁相环误差模型,分析研究载波跟踪环鉴相器输出数据精度、环路滤波器系数字长及滤波器运算误差等对环路跟踪精度的影响。理论分析了 DD、ATAN 鉴相器输出量化噪声对跟踪相位精度的影响,结果表明二者输出不同数据字长导致的相位精度损失几乎一致,当 $b=4$ 时,相位精度损失很小可以忽略不计;分析了环路滤波器中有限数据精度对数字锁相环的影响,得到滤波器系数量化及滤波运算字长效应对环路性能影响很小的结论。

(2) 提出了基于 S-DMRwRP 的鲁棒 PLL,综合锁定检测状态及载波 NCO 输出数据对环路故障进行检测、定位与屏蔽,有效地提高了 PLL 的鲁棒性。

第七章 总结与展望

7.1 论文主要研究成果

SRAM 型 FPGA 因其高效低成本的优势在航天航空领域的应用愈加广泛, 将 SRAM 型 FPGA 应用于星载信号接收处理, 能够在降低实现代价的同时充分发挥 FPGA 与生俱来的处理能力强、灵活性高等特点, 已成为星上信号处理的发展趋势。

基于 SRAM 型 FPGA 的星载接收机, 除了要克服多普勒频偏等传统卫星通信中存在的问题之外, 还必须解决空间辐射(特别是单粒子翻转)对接收机性能及功能的影响, 提高接收机的鲁棒性。

本文基于上述应用背景, 以高性能星载鲁棒接收机设计为出发点, 围绕基于 SRAM 型 FPGA 的星载扩频接收机基带处理相关的关键技术展开研究, 主要研究成果总结如下:

(1) 针对卫星扩频系统中由于剩余载波频偏、采样偏差等因素导致检测性能下降问题, 根据能量扩散特性, 研究了两种相邻检测单元检测算法(TCD1、TCD2), 理论推导了这两种方法的检测性能并结合传统非相干检测方法进行比较。

提出了相邻检测单元—双检测变量(TC-DTD)方法, 理论推导该方法的检测性能, 分析双变量的权重设置, 仿真结果表明, 当检测变量权重因子取 1 时, TC-DTD 在任意采样偏差条件下均具有良好的检测性能, 平均检测概率优于传统非相干检测、TCD1 与 TCD2 三种检测方法, 且具有良好的鲁棒性。

该部分相关研究已于 SCI 期刊 IEEE Communications Letters 发表论文一篇, EI 期刊发表论文两篇。

(2) 研究分析低精度冗余(RPR)容错技术。根据 RPR 系统的特点建立 Markov 状态模型, 理论分析 RPR 容错的可靠性; 对 RPR 系统中的四种出错模式进行分类归纳, 给出每种模式的发生概率及噪声方差, 理论分析 RPR 系统的噪声特性, 给出系统噪声方差表达式, 并对判决门限进行了优化。

(3) 基于单比特冗余的鲁棒数字前端设计与分析。理论推导 ADC 量化、载波 NCO 及滤波器有限字长效应对接收机相干信噪比的影响, 得到闭合的表达式。研究讨论了不同字长组合方案对系统性能的影响, 给出了不同指标要求下的最优字长组合。

针对采用传统三模冗余容错技术防护单粒子翻转所引起的高成本(3-5 倍的资源消耗与功耗)问题, 结合扩频信号接收处理及 RPR 的特点, 提出了基于单比特冗余的鲁棒数字前端, 采用单比特字长对扩频系统数字前端进行抗辐射加固, 以较低的代价提高了前端的鲁棒性。

该部分相关研究已有一篇 EI 期刊论文在审。

(4) 数字锁相环数据精度影响分析及其加固。建立锁相环误差模型, 分析研究载波跟踪环鉴相器输出数据精度、环路滤波器系数字长及滤波器运算误差等对环路跟踪精度的影响。

提出了基于 S-DMRwRP 的鲁棒 PLL, 利用锁定检测对环路状态的指示能力, 仅对环路进行一倍低精度冗余备份, 判决器综合锁定检测状态及载波 NCO 输出数据对环路故障进行检测、定位与屏蔽, 有效地提高了 PLL 的鲁棒性。

7.2 工作展望

随着课题研究的进一步深入以及应用需求的不断提升, 下一步还可以在以下几个方面开展工作:

(1) 根据剩余载波频偏与采样偏差导致的信号能量扩散特性, 在本文提出的 TC-DTD 检测算法基础上, 研究利用相邻检测单元能量的相对关系减小频偏与相偏估计误差的方法, 为后续跟踪处理提供支持。

(2) 本文对接收机数据精度的理论分析是建立在没有干扰的背景之下, 下一步需要理论分析窄带干扰与多用户干扰条件下的接收机有限字长效应, 为实际应用中(冗余)数据精度设计提供理论支撑。

(3) 采用实验手段(如单粒子故障注入)对本文分析的 RPR 理论最优门限及提出的单比特冗余的鲁棒数字前端与基于 S-DMRwRP 的鲁棒 PLL 的可靠性进行验证。

参考文献

- [1] 余金培, 杨根庆, 梁旭文. 现代小卫星技术与应用[M]. 上海: 上海科学普及出版社, 2004.
- [2] 陈豪, 胡光锐, 邱乐德, 单红梅. 卫星通信与数字信号处理[M]. 上海: 上海交通大学出版社, 2011.
- [3] 张更新, 张杭等. 卫星移动通信系统[M]. 北京: 人民邮电出版社, 2001.
- [4] 吕海寰, 蔡剑明, 甘仲民等. 卫星通信系统[M]. 北京: 人民邮电出版社, 1996.
- [5] 朱近康. CDMA 通信技术[M]. 北京: 人民邮电出版社, 2001.
- [6] Proakis J.G. Digital Communications[M], New York: McGraw-Hill, 1995.
- [7] J A Williams, A S Dawood, S J Visser, et al. Reconfigurable on board processing and real-time remote sensing[J]. IEICE Transactions on Information and Systems, 2003, 86(5): 819-829.
- [8] N W Bergmann, A S Dawood. Adaptive interfacing with reconfigurable computers[C]. Proceedings of the 6th Australasian conference on computer systems architecture, Washington, 2001: 11-18.
- [9] G Grillmayer, M Lengowski, S Walz, et al. Flying Laptop-Micro-satellite of the University of Stuttgart for earth observation and technology demonstration[C]. 55th International Astronautical Federation, Vancouver, 2004: 1899-2010.
- [10] S Montenegro, H P Roser, F Huber. BOSS: software and FPGA middleware for the“flying laptop”micro satellite[C]. Proceedings of DASIA, Edinburgh 2005: 401-405.
- [11] Toshinori Kuwahara. FPGA-based Reconfigurable On-board Computing Systems for Space Applications[D]. Universität Stuttgart PhD thesis, 2010.
- [12] Caffrey, M.Morgan, K.Roussel-Dupre, et al. On-Orbit Flight Results from the Reconfigurable Cibola Flight Experiment Satellite(CFESat)[J]. Field Programmable Custom Computing Machines, 2009: 3-11.
- [13] D.Weigand, M.Harlacher. A Radiation-Tolerant Low-Power Transceiver Design for Reconfigurable Applications[C]. Proceedings of the Earth Science Technology Conference, 2002.
- [14] Ali, I. Al-Dhahir, N. Doppler characterization for LEO satellites[J]. IEEE Transactions on Communications, 1998, 46: 309-313.
- [15] F. Perez Fontan and P. Marino Espineira. Modeling the Wireless Propagation

- Channel[M], United Kingdom: John Wiley & Sons Ltd, 2008.
- [16]Polydoros, A. Weber, C. A Unified Approach to Serial Search Spread-Spectrum Code Acquisition—Part II: A Matched-Filter Receiver[J]. IEEE Transactions on Communications, 1984, 32: 550- 560.
- [17]Milstein, L. Gevargiz, J. Rapid Acquisition for Direct Sequence Spread-Spectrum Communications Using Parallel SAW Convolvers[J]. IEEE Transactions on Communications, 1985, 33: 593- 600.
- [18]David M.Lin and James B.Y. Tsui. Comparison of Acquisition Methods for Software GPS Receiver[C]. Proceedings of ION GPS, 2000: 2385-2390.
- [19]Starzyk, J.A. and Zhu, Z. Averaging Correlation for C/A Code Acquisition and Tracking in Frequency Domain[C]. IEEE 44th Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS), 2001: 905-908.
- [20]Ward, R. Acquisition of Pseudonoise Signals by Recursion-Aided Sequential Estimation[J]. IEEE Transactions on Communications, 1977, 25: 784-794.
- [21]DiCarlo, D. Weber, C. Statistical Performance of Single Dwell Serial Synchronization Systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 1980, 28: 1382- 1388.
- [22]DiCarlo, D. Weber, C. Multiple Dwell Serial Search: Performance and Application to Direct Sequence Code Acquisition[J]. IEEE Transactions on Communications, 1983, 31: 650- 659.
- [23]Tantaratana, S. Noncoherent sequential acquisition of PN sequences for DS/SScommunications with/without channel fading[J]. IEEE Transactions on Communications, 1995, 43: 1738-1745.
- [24]J. V. DeFranco and W. L. Rubin. Radar detection[M], Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1980.
- [25]Davidovici, S. A New Rapid Acquisition Technique for Direct Sequence Spread-Spectrum Communications[J]. IEEE Transactions on Communications, 1984, 32: 1161- 1168.
- [26]Glisic,S.G. Automatic decision threshold level control (ADTLC) indirect sequence spread-spectrum systems based on matched filtering[J]. IEEE Transactions on Communications, 1988, 36: 519-527.
- [27]Rappaport, S.S. On practical setting of detection thresholds[J]. Proceedings of the IEEE, 1969, 57: 1420- 1421.
- [28]Shi, Z.-L. Automated threshold control for acquisition in spread spectrumpacket radio communication[C]. IEEE International Conference on Communications, 1993:

478-482.

- [29]Corazza G.E, On the MAX/TC criterion for code acquisition and its application to DS-SSMA systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 1996, 44: 1173-1182.
- [30]Glisic, S.G. New PN code acquisition scheme for CDMA networks with low signal-to-noise ratios[J]. IEEE Transactions on Communications, 1999, 47: 300 – 310.
- [31]Mohammad H.Zarrabizadeh and Elvino S.Sousa. A Differentially Coherent PN Code Acquisition Receiver for CDMA Systems[J]. IEEE Transactions on communications, 1997, 45(11): 1456-1465.
- [32]Oh-Soon Shin, Kuang Bok. Differentially Coherent Combining for Double Dwell Code Acquisition in DS-CDMA Systems[J]. IEEE Transactions on communications, 2003, 51(7): 1046-1050.
- [33]帅涛, 低轨卫星 DS-CDMA 信号快速同步技术研究[D], 上海: 中科院上海微系统与信息技术研究所博士学位论文, 2008.
- [34]吴团峰, 朱爱民. 大 Doppler 频移条件下基于导频信号的扩频码捕获[J]. 电子与信息学报, 2005, 27(6): 861-864.
- [35]Spangenberg S M, Scott I, McLaughlin S, et al. An FFT-Based Approach for Fast Acquisition in Spread Spectrum Communication Systems[J]. Wireless Personal Communications, 2000, 13: 27 -56.
- [36]H. Mathis, P. Flammant, A. Thiel. An analytic way to optimize the detector of a post-correlation FFT acquisition algorithm[C]. ION National Technical Meeting, Portland, OR, 2003: 689-699.
- [37]Grant P M, Spangenberg S M, Scott I, et al. Doppler estimation for fast acquisition in spread spectrum communication systems[C]. Proc. IEEE ISSSTA, Sun City, South Africa, 1998: 106-110.
- [38]SUN Guoliang, HUANG Qihua, Zhu Lisen. A fast acquisition algorithm based on FFT for DSSS signal and FPGA realization[C]. International Conference on Communications and Mobile Computing, China, 2009: 341-344.
- [39]熊海良, 肖竹, 杨宏等. 无人机载软件接收机同步方案研究[J]. 电子与信息学报, 2009, 31(11): 2671-2676.
- [40]Sun Guoliang. A Fast Acquisition Method of DSSS Signal Based on Double FFT Layers[C]. World Congress on Computer Science and Information Engineering, Los Angeles, USA, 2009: 452 – 456.
- [41]M. Barkat. Signal Detection and Estimation[M]. Artech House, 2005.

- [42] Yoon S, Kim SC, Heo J, Song I and Kim SY. Twin-cell detection (TCD): A code acquisition scheme in the presence of fractional Doppler frequency offset[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2009, 58(4): 1797-1803.
- [43] L. L. Yang and L. Hanzo, Serial acquisition of DS-CDMA signals in multipath fading mobile channels[J]. IEEE Transactions Vehicular Technology, 2001, 50(2): 617-628.
- [44] B. B. Ibrahim, A. H. Aghvami. Direct sequence spread spectrum matched filter acquisition in frequency-selective Rayleigh fading channels[J]. IEEE J. Select. Areas Commun., 1994, 12: 885-890.
- [45] E. A. Sourour and S. C. Gupta, Direct-sequence spread-spectrum parallel acquisition in a fading mobile channel[J]. IEEE Trans. Commun., 1990, 38: 992-998.
- [46] Oh-Soon Shin, Kwang Bok Lee. Utilization of Multipaths for Spread-Spectrum Code Acquisition in Frequency-Selective Rayleigh Fading Channels[J]. IEEE Trans. Commun, 2001, 49(4): 734-743.
- [47] Iyappan Ramachandran, Sumit Roy. On Acquisition of Wideband Direct-Sequence Spread Spectrum Signals[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2006, 5(6): 1537-1546.
- [48] Seokho Yoon, Ickho Song, Sun Yong Kim and So Ryoung Park. A DS-CDMA Code Acquisition Scheme Robust to Residual Code Phase Offset Variation[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2000, 49(6): 2405-2418.
- [49] O. S. Shin and K. B. Lee. Utilization of multipaths for spread-spectrum code acquisition in frequency-selective rayleigh fading channels[J]. IEEE Trans. Commun., 2001, 49(4): 734-743.
- [50] H. Mathis, P. Flammant, A. Thiel. An analytic way to optimize the detector of a post-correlation FFT acquisition algorithm[C]. ION National Technical Meeting, Portland, OR, 2003: 689-699.
- [51] Daniele Borio. A Statistical Theory for GNSS Signal Acquisition[D]. PhD Thesis, University of Calgary, 2008.
- [52] Daniele Borio, Laura Camoriano Letizia Lo Presti. Impact of GPS Acquisition Strategy on Decision Probabilities[J]. IEEE Transactions on Aerospace and electronic systems, 2008, 44(3): 996-1011.
- [53] Cillian O'Driscoll. Performance Analysis of the Parallel Acquisition of Weak GPS Signals[D]. PhD Thesis, National University of Ireland, 2007.
- [54] Francesco Benedetto and Gaetano Giunta. A Self-Synchronizing Method for Asynchronous Code Acquisition in Band-Limited Spread Spectrum

- Communications[J]. IEEE Transactions on Communications, 2009, 57(8): 2410-2419.
- [55]I.-S. Eo and H.-M. Kim. Efficient parameter determination of code acquisition detector for CDMA wireless communication[J]. Electronics Letters, 2008, 44(18): 1072-1073.
- [56]Gaetano Giunta and Francesco Benedetto. Spread-Spectrum Code Acquisition in the Presence of Cell Correlation[J]. IEEE Transactions on Communications, 2007, 55(2): 257-261.
- [57]黄振, 陆建华, 杨士中. 卫星通信中多普勒频移的快速捕获[J]. 电子学报, 2003, 31(7): 1052-1056.
- [58]李菊, 陈禾, 金俊坤, 吴嗣亮. 基于 FFT 的两种伪码快速捕获方案的研究与实现 [J].电子与信息学报, 2006, 28(10): 1778-1781.
- [59]Marcos Katz. Code Acquisition in Advanced CDMA Networks[D]. PhD Thesis, University of Oulu, 2002.
- [60]Henri Puska. Code acquisition in Direct Sequence Spread Spectrum Systems Using Smart Antennas[D]. PhD Thesis, University of Oulu, 2009.
- [61]Elliott D.Kaplan 著, 邱致和, 王万义译, “GPS 原理与应用”, 电子工业出版社, 2004 年
- [62]A.J.viterbi 著, 李世鹤, 鲍刚, 彭容译. CDMA 扩频通信原理[M]. 北京: 人民邮电出版社, 1996.
- [63]Heather Quinn, Paul Graham, Keith Morgan, Jim Krone, Michael Caffrey and Michael Wirthlin. An Introduction to Radiation-Induced Failure Modes and Related Mitigation Methods for Xilinx SRAM FGPA's[C]. The International Conference on Engineering of Reconfigurable Systems and Algorithms (ERSA), Las Vegas, Nevada, USA, July 2008.
- [64]邢克飞. 星载信号处理平台单粒子效应检测与加固技术研究[D]. 长沙: 国防科学技术大学博士学位论文, 2007.
- [65]林金茂. SDR 平台抗 SEU 性能评价关键技术研究[D]. 长沙: 国防科学技术大学硕士学位论文, 2009.
- [66]孙兆伟, 刘源, 徐国栋, 孙蕊. 基于 FPGA 内置 RAM 的抗辐射有限状态机设计 [J]. 航空学报, 2010, 31(5): 989-995.
- [67]Shih-Fu Liu, Gabriele Sorrenti, Pedro Reviriego, Fabio Casini, Juan Antonio Maestro and Monica Alderighi. Increasing Reliability of FPGA-Based Adaptive Equalizers in the Presence of Single Event Upsets[J]. IEEE Transactions on Nuclear Science, 2011, 58(3):1072-1077.

- [68] Brian Pratt, Michael Caffrey, Paul Graham, Keith Morgan, Michael Wirthlin. Improving FPGA Design Robustness with Partial TMR[C]. Proceedings of 2006 IEEE International Reliability Physics Symposium (44th Annual), 2006:226-232.
- [69] 冯彦君, 华更新, 刘淑芬. 航天电子抗辐射研究综述[J]. 宇航学报, 2007, 9(28): 1071-1079.
- [70] 黄影, 张春元, 刘东. SRAM 型 FPGA 的抗 SEU 方法研究[J]. 中国空间科学技术, 2007, 8: 57-65.
- [71] F.L.Kastensmidt, L.Sterpone and L.Carro. On the Optimal Design of Triple Modular Redundancy Logic for SRAM-based FPGAs[C]. Proceedings of Design, Automation and Test in Europe, 2005, 2: 1290~1295.
- [72] Andrew S. Keys, James H. Adams, Marshall C. Patrick, et al. A Review of NASA's Radiation-Hardened Electronics for Space Environments Project[C]. AIAA SPACE 2008 Conference&Exposition, California, 2008.
- [73] M.Violante, L.Sterpone, M.Ceschia, et al. Simulation-Based Analysis of SEU Effects in SRAM-Based FPGAs[J]. Nuclear Science, 2004, 51(6): 3354~3359.
- [74] 邢克飞, 杨俊, 王跃科, 等. Xilinx SRAM 型 FPGA 抗辐射设计技术研究[J]. 宇航学报, 2007, 28(1): 124-129.
- [75] P. Ostler, M. Caffrey, D. Gibelyou, P. Graham, K. Morgan, B. Pratt, H. Quinn, and M. Wirthlin. SRAM FPGA reliability analysis for harsh radiation environments[J]. IEEE Transactions on Nuclear Science, 2009, 56(6): 3519-3526.
- [76] R. Tessier and W. Burleson. Reconfigurable computing for digital signal processing: A survey[J]. The Journal of VLSI Signal Processing, 2001, 28: 7-27.
- [77] M. Caffrey. A space-based reconfigurable radio[C]. Proceedings of the International Conference on Engineering of Reconfigurable Systems and Algorithms (ERSA), T. P. Plaks and P. M. Athanas, Eds. CSREA Press, Jun. 2002: 49-53.
- [78] G. R. Goslin. A guide to using field programmable gate arrays (FPGAs) for application specific digital signal processing performance, in Xilinx Application Notes. Xilinx Corporation, 1995.
- [79] B. Salefski and L. Caglar. Reconfigurable computing in wireless[C]. Proceedings of the 38th annual Design Automation Conference, Las Vegas, Nevada, United States: ACM, 2001: 178-183.
- [80] H. Quinn, P. Graham, J. Krone, M. Caffrey, and S. Rezgui. Radiation-induced multibit upsets in SRAM-based FPGAs[J]. IEEE Transactions on Nuclear Science, 2005, 52(6): 2455-2461.

- [81] M. Bellato, P. Bernardi, D. Bortolato, A. Candelori, M. Ceschia, A. Paccagnella, M. Rebaudengo, M. Sonza Reorda, M. Violante, and P. Zambolin. Evaluating the effects of SEUs affecting the configuration memory of an SRAM-based FPGA[C], Proceedings of the conference on Design, automation and test in Europe. Washington, DC, USA, 2004.
- [82] M. Berg, C. Poivey, D. Petrick, D. Espinosa, A. Lesea, K. LaBel, M. Friendlich, H. Kim, and A. Phan. Effectiveness of internal versus external SEU scrubbing mitigation strategies in a Xilinx FPGA: Design, test, and analysis[J]. IEEE Transactions on Nuclear Science, 2008, 55(4): 2259-2266.
- [83] K. Morgan, D. McMurtrey, B. Pratt, and M. Wirthlin. A comparison of TMR with alternative fault-tolerant design techniques for FPGAs[J], IEEE Transactions on Nuclear Science, 2007, 54(6): 2065-2072.
- [84] C. Carmichael. Triple module redundancy design techniques for Virtex FPGAs, Xilinx Corporation, Tech. Rep., Nov. 1, 2001, xAPP197 (v1.0).
- [85] N. Rollins, M. Wirthlin, M. Carey, and P. Graham. Evaluating TMR techniques in the presence of single event upsets[C], in Proceedings Conference on Military and Aerospace Programmable Logic Devices (MAPLD). Washington, D.C.: NASA Office of Logic Design, AIAA, Sep. 2003.
- [86] B. Shim and N. Shanbhag. Reduced precision redundancy for low-power digital filtering[C]. 35th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, 2001: 148-152.
- [87] C. Carmichael and C. W. Tseng, Correcting single-event upsets in Virtex-4 FPGA configuration memory, Xilinx Corporation, Tech. Rep., Oct. 5, 2009, xAPP1088 (v1.0).
- [88] M. Alderighi, F. Casini, S. D'Angelo, M. Mancini, S. Pastore, and G. Sechi. Evaluation of single event upset mitigation schemes for SRAM based FPGAs using the FLIPPER fault injection platform[C]. 22nd IEEE International Symposium on Defect and Fault-Tolerance in VLSI Systems, Sep. 2007: 105-113.
- [89] B. Pratt, M. Wirthlin, M. Caffrey, P. Graham, and K. Morgan. Noise impact of single event upsets on an FPGA-based digital filter[C]. International Conference on Field Programmable Logic and Applications , 2009: 38-43.
- [90] L. Sterpone and M. Violante. A new reliability-oriented place and route algorithm for SRAM-based FPGAs[J]. IEEE Transactions on Computers, 2006, 55(6):732-744.
- [91] F. L. Kastensmidt, L. Sterpone, L. Carro, and M. S. Reorda. On the optimal design of

- triple modular redundancy logic for SRAM-based FPGAs[C]. Proceedings of the conference on Design, Automation and Test in Europe, Washington, DC, USA, 2005: 1290-1295.
- [92] Brian Pratt, Megan Fuller, Michael Rice, Michael Wirthlin. Reliable Communications Using FPGAs in High-Radiation Environments – Part I: Characterization[C]. IEEE International Conference on Communications (ICC), Cape Town, South Africa, 2010: 1-5.
- [93] Brian H. Pratt. Analysis and Mitigation of SEU-induced Noise in FPGA-based DSP Systems[D]. PhD Thesis, Brigham Young University, 2011.
- [94] Byonghyo Shim. Error-tolerant Digital Signal Processing[D]. PhD Thesis, University of Illinois, 2005.
- [95] Joshua D. Snodgrass. Low-power fault tolerance for spacecraft FPGA-based numerical computing[D]. PhD Thesis, Naval Postgraduate School, 2006.
- [96] William Albert Howes. On-Orbit FPGA SEU Mitigation and Measurement Experiments on the Cibola Flight Experiment Satellite[D]. MS Thesis, Brigham Young University, 2011.
- [97] Byonghyo Shin, Naresh R. Shanbhag. Energy-Efficient Soft Error-Tolerant Digital Signal Processing[J]. IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems, 2006, 14(4): 336-348.
- [98] Byonghyo Shim, Srinivasa R. Sridhara, and Naresh R. Shanbhag. Reliable Low-Power Digital Signal Processing via Reduced Precision Redundancy[J]. IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems, 2004, 12(5): 497-510.
- [99] Margaret A. Sullivan. Reduced precision redundancy applied to arithmetic operation in field programmable gate arrays for satellite control and sensor systems[D]. MS Thesis, Naval Postgraduate School, 2008.
- [100] Athanasios Gavros. Use of the reduced precision redundancy (RPR) method in a radix-4 FFT implementation[D]. MS Thesis, Naval Postgraduate School, 2010.
- [101] A Sullivan, Herschel H Loomis, and Alan A Ross. Employment of Reduced Precision Redundancy for Fault Tolerant FPGA Applications[C]. 2009 17th IEEE Symposium on Field Programmable Custom Computing Machines. 2009:283-286.
- [102] 程佩青. 数字信号处理教程(第2版)(M). 北京: 清华大学出版社, 2001.
- [103] 张欣. 扩频通信数字基带信号处理算法及其 VLSI 实现[M]. 北京: 科学出版社, 2004.
- [104] Bernard Widrow, Istvn Kollr, and Ming-Chang Liu. Statistical Theory of

- Quantization[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 1996, 45(2): 353-361.
- [105] 王世练, 张尔扬. 直扩数字接收机中 AD 量化比特数的确定[J]. 通信学报, 2004, 25(8): 124-128.
- [106] 胡捍英, 邬江兴. 1bit 量化相关接收 DS/CDMA 通信方式及性能[J]. 西安电子科技大学学报, 1998, 25(3): 280-285.
- [107] 曾兴雯, 贺彦国, 李栋. DS/CDMA 多比特量化相关接收性能分析[J]. 西安电子科技大学学报(自然科学版), 2002, 29(4): 439-443.
- [108] Won Namgoong. ADC and AGC Requirements of a Direct-Sequence Spread Spectrum Signal[C]. IEEE Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS), Dayton, OH, 2001: 744-747.
- [109] Jeffery A. Wepman. Analog-to-Digital Converters and Their Applications in Radio Receivers[J]. IEEE Cummmunications Magazine, 1995, 33(5): 39-45.
- [110] L. Ouvry, C. Boulanger, J.R. Lequepeys. Quantization effects on a DS-CDMA signal[C]. IEEE 5th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications, Sun City, 1998: 234-238.
- [111] R. De Gaudenzi, F. Giannetti and M. Luise. The Effect of Signal Quantization on the Performance of DS/SS- CDMA Demodulators[C], Global Telecommunications Conference (GLOBECOM), San Francisco, CA, 1994: 994-998.
- [112] Hai-Nam Nguyen, Daniel Menard, and Olivier Sentieys. Design of optimized fixed-point WCDMA receiver[C]. European Signal Processing Conference (EUSIPCO 2009), Glasgow, Scotland, August, 2009: 993-997.
- [113] Kyungtae Han, Iksu Eo, Kyungsu Kim, Hanjin Cho. Numerical word-length optimization for CDMA demodulator[C]. IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS), Sydney, NSW, 2001: 290-293.
- [114] Liu Feng, Li Xin, Zhang Bingqi. Analysis of an Improved Fixed-Point Loop for Satellite Navigation Receiver[C]. IEEE Youth Conference on Information Computing and Telecommunications (YC-ICT), Beijing, 2010: 427-431.
- [115] Marco Maffei, Lorenzo Simone, Giovanni Boscagli. On-Board PN Ranging Acquisition Based on Threshold Comparison with Soft-Quantized Correlators[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2012, 48(1): 869-890.
- [116] 黄磊, 张其善, 寇艳红. GPS 信号 FFT 捕获算法的有限字长效应分析[J]. 宇航学报, 2006, 27(5): 1029-1033.
- [117] Razavi A, Gebre-Egziabher D, Akos D M. Carrier loop architectures for tracking

- weak GPS signals[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronics Systems, 2008, 44(2): 697-710.
- [118] Legrand F, Macabiau C. Improvement of pseudorange measurements accuracy by using fast adaptive bandwidth lock loops[C]. Proceedings of ION GPS, 2000: 2346-2356.
- [119] Miao Jianfeng, Chen Wu, Sun Yongrong, Liu Jianye. Low C/N0 Carrier Tracking Loop Based on Optimal Estimation Algorithm in GPS Software Receivers[J]. Chinese Journal of Aeronautics, 23, 2010: 109-116.
- [120] Yu W, Lachappelle G, Skone S. PLL performance for signals in the presence of thermal noise, phase noise, and ionospheric scintillation[C]. Proceedings of ION GNSS, 2006: 1341-1357.
- [121] H. Meyr, M. Moeneclaey, and S. Fechtel. Digital communication receivers: synchronization, channel estimation, and signal processing[M]. NY: Wiley, 1998.
- [122] A. Mileant and S. Hinedi. Lock detection in Costas loops[J]. IEEE Trans. Commun., 1992, 40(3): 480-483.
- [123] A. Mileant and S. Hinedi. On the effects of phase jitter on QPSK lock detection[J]. IEEE Trans. Commun., 1993, 41(7): 1043-1046.
- [124] K. Yi, et al. A new lock detection algorithm for QPSK digital demodulator[C]. Proc. Seventh IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'96), Taipei, Oct., 1996: 848-852.
- [125] L. Kyung Ha, J. Seung Chul, and C. Hyung Jin. A novel digital lock detector for QPSK receiver[J]. IEEE Trans. Commun., 1998, 46(6): 750-753.
- [126] C. Dick, F. Harris, and M. Rice. Synchronization in software radios: Carrier and timing recovery using FPGAs[C]. IEEE Symposium on Field-Programmable Custom Computing Machines, Napa Valley, CA, USA, Apr., 2000: 195-204.
- [127] James T. Curran Weak Signal Digital GNSS Tracking Algorithms[D]. PhD Thesis, National University of Ireland, 2010.
- [128] John W. Betz, Kevin R. Kolodziejski. Generalized Theory of Code Tracking with an Early-Late Discriminator Part I: Lower Bound and Coherent Processing[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2009, 45(4): 1538-1550.
- [129] John W. Betz, Kevin R. Kolodziejski. Generalized Theory of Code Tracking with an Early-Late Discriminator Part II: Noncoherent Processing and Numerical Results[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2009, 45(4): 1551-1564.
- [130] U.Mengali and A. D'Andrea. Synchronizaiton Techniques for Digital

- Receivers[M]. New York: Plenum Press, 1997.
- [131] K.Buket. Effect of random carrier phase and timing errors on the detection of narrow-band M-PSK and bandlimited DS/SS[J]. IEEE Trans. Commun. COM-43, 1995.
- [132] Parkvall, S. The impact of timing errors on the performance of linear DS-CDMA receivers[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1996, 14: 1660-1668.
- [133] 刘翔. 低轨卫星地面站导频接收机设计与实现[D]. 上海: 中科院上海微系统与信息技术研究所硕士学位论文, 2007.

作者攻读博士学位期间发表的论文

- 1) Ding Sheng, Yi Zhengrong, Liu Huijie and Liang Xuwen. An Improved Code Acquisition Scheme for Band-limited DSSS Systems with Sampling Offset[J]. IEEE Communications Letters, 2012, 16(8): 1169-1172. (SCI: 000307894800007)
- 2) 丁晟, 刘会杰, 梁旭文. 扩频通信系统中 PMF-FFT 捕获算法检测性能的分析与提高[J]. 高技术通讯, 2012, 22(6): 571-575. (EI: 20123415357946)
- 3) Ding Sheng, Jiang Quanjiang and Liang Xuwen. A New Rapid Acquisition Scheme of DSSS Signal in the Presence of Doppler Shift[J]. Procedia Engineering, 2012, 29: 2337-2341. (EI: 20121214882958)
- 4) Ding Sheng, Li Limin and Liu Huijie. Multipath Channel Measurements and Analysis at UHF Band for LEO Satellite[C]. The 2nd International Conference on Communications and Mobile Computing (CMC 2010), Shenzhen, China, April 2010: 112-116. (EI: 20102613044906)
- 5) 丁晟, 刘会杰, 梁旭文. 一种基于 SRAM 型 FPGA 的星载鲁棒数字前端. 已投航空学报.
- 6) 姜泉江, 丁晟等. 非静止轨道卫星 DQPSK 通信的相干解调装置 (发明专利). 专利号: 201110066876.
- 7) 赵国栋, 丁晟等. 低轨道 CDMA 卫星下行链路多径信道估计[J]. 上海航天, 2009, 26(6): 44-48.

作者简介

姓 名 丁晟
性 别 男
出生年月 1983 年 9 月
籍 贯 江苏泰州

主要简历:

2006.09 – 2013.02 中国科学院 上海微系统与信息技术研究所
上海微小卫星工程中心
通信与信息系统 工学博士
2002.09 – 2006.07 南京理工大学
电子工程与光电技术学院
探测制导与控制技术 工学学士
1999.09 – 2002.07 江苏省姜堰中学

参加研究课题情况:

1. 星座系统星上处理设备研制 2007.04 – 2009.04
国防重大预研项目, 已验收。
主要研发人员; 参与方案论证; Matlab/Simulink 链路级算法仿真; FPGA 开发调试; 系统测试。
2. 低轨道卫星扩频通信下行链路信道特性测试实验 2008.04 – 2008.06
主要测试人员; 参与测试方案论证; 测试系统搭建; 外场实验; 采集数据的 Matlab 处理分析。
3. 空间尺度量子实验关键技术研究及地面验证实验 2009.12 – 2010.09
中科院知识创新工程重大项目项目, 已验收。
主要研发人员; 参与方案论证及收发信机基带部分研制; FPGA 开发调试; 系统测试与外场实验。
4. 星地、星间数据传输与交换技术系统改造总体技术 2010.12 – 2012.09
主要研发人员; 参与星地收发信机设计与仿真; 星载数据可靠性架构设计。
5. 低轨卫星通信系统频谱感知技术预研项目 2012.10 – 2012.12
主要研发人员; 参与前端处理方案设计; FPGA 开发调试。
6. **二代系统异步通信体制设计验证 2012.11 – 今
项目负责人; 验证方案设计; FPGA 开发调试; 性能测试分析。

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 _____