

密级:\_\_\_\_\_



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

# 博士学位论文

卫星测控系统直扩信号安全防护关键技术研究

作者姓名: 何 涛

指导教师: 梁旭文 研究员 中科院上海微系统与信息技术研究所

李志强 教授 解放军理工大学

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



**Key Techniques on Security Protection of Satellite TT&C DSSS Signal**

**By**

**He Tao**

**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

随着本文即将完成，本人的研究生学习生活也将落下帷幕，在此，衷心感谢所有关心和帮助我的人。

首先，由衷地感谢我的导师梁旭文研究员。从学位论文的选题到每一个阶段性成果再到学位论文的完成，每一个环节都倾注着梁老师的悉心指导。梁老师渊博的知识、敏锐的洞察力和丰富的实践经验，让我为之敬佩。梁老师一丝不苟的工作作风、严谨求实的治学态度时时刻刻感染和影响着我，将使我受益终生。在此谨向梁老师致以由衷的敬意和诚挚的感谢！

感谢解放军理工大学李志强教授的协助指导。李老师在卫星测控、通信领域知识渊博，工程经验丰富，思维敏捷，平易近人，是我的良师益友。在此向李老师致以深深的谢意！

感谢沈学民研究员、余金培研究员和刘会杰研究员，他们对论文提出的建设性的意见和建议对我的论文工作产生了重大的影响。

感谢周依林研究员的关心和支持，他为让我很好地兼顾学业和工作创造了良好的条件。

感谢刘磊、刘洋、龚文斌、姚晔、丁晟、梁广、姜兴龙等研究室的兄弟姐妹，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、罗琦老师和小卫星综合办曹伟娜老师在工作和生活上不厌其烦的关心和帮助，让我时时刻刻都感受到大家庭的温暖。

最后，感谢我的父母及家人，感谢他们这么多年来对我的照顾、支持和鼓励，感谢我的爱人赵丽娜女士，感谢她对我工作、生活的支持和关心。



# 卫星测控系统直扩信号安全防护关键技术研究

何涛(通信与信息系统)

指导老师：梁旭文 研究员 李志强 教授

## 摘 要

直扩通信相比传统通信方式在抗截获、抗干扰、多址复用、高精度测量等方面的显著优势使其广泛应用于军事通信、空间探测、卫星侦察等领域。随着数字信号处理理论与技术的发展，出现了相关检测、循环特征检测、主元分析等有效的检测方法，使传统直扩信号逐渐失去了原有的抗截获、安全性和保密性等优良特性。直扩信号的安全性遇到了很大的挑战，迫切要求深入开展卫星测控直扩信号安全防护方面的研究。

本文研究了卫星测控直扩信号安全防护相关关键技术，主要工作成果有：

- 1、在深入进行直扩信号面临的截获及干扰等威胁分析的基础上，提出了等效码长、码速率截获因数、码长截获因数、码序列截获因数、干扰因数、安全指数等反映直扩信号安全性能的技术指标，分析和仿真了常规指标对所提指标的影响，建立了直扩信号安全性能指标评价体系；
- 2、提出了基于多属性决策理论的直扩信号安全性能评估模型，给出了评估步骤、方法和安全指数的计算公式，仿真结果表明该模型可有效定量评估直扩信号安全性能，并提出了卫星测控直扩信号的安全等级分类原则和卫星安全等级要求；
- 3、提出了一种基于差分主元分析（D-PCA）的非周期调制直扩信号的参数估计方法，该方法通过估计差分序列协方差矩阵的最大特征值对应的特征向量完成信息码个数、子序列、信息码同步点等参数，理论分析和仿真结果表明该方法可以在低信噪比下进行有效估计；
- 4、提出了一种高安全防护卫星测控新体制，其遥控通道采用调制指数为 3 的非周期调制混沌序列直扩信号，遥测和测距通道采用周期调制混沌序列直扩信号，根据所提的模型和计算方法，该体制安全性能较传统的基于周期调制 GOLD 序列直扩信号体制显著提高。提出了信号同步流程，并研究了新体制

的捕获、跟踪等关键技术，给出了解决方案，分析和仿真结果表明新体制的多址性能优于传统体制，捕获、跟踪、测距性能与传统体制相当，有较好的应用前景。

**关键词** 卫星测控，安全防护，直扩信号，评价体系，差分主元分析



## Key Techniques on Security Protection of Satellite TT&C DSSS Signal

He Tao (Communication and Information System)

Directed by: Prof. Liang Xuwen

### Abstract

Compared to traditional communication mode, DSSS has significant advantages in anti-interception, anti-interference, multiple access multiplexing, high measurement precision and other aspects which make it widely used in military communication, space exploration, satellite reconnaissance, and China has successfully launched the satellite incoherent spread spectrum TT&C application in orbit. With the development of information technology, digital signal processing theory and technology development, some effective detection methods, for example correlation detection, circulation feature detection, principal component analysis make the traditional DSSS signal gradually lost their original anti-interception, security, confidentiality and other excellent properties. DSSS signal security has encountered great challenge which requires urgently research in-depth satellite DSSS signal security protection.

In this dissertation, related key techniques on security protection of the satellite TT&C DSSS signal are researched, and the key contributes are:

- 1、Equivanlent code length、intercepted factor of parameter and Safety index which characterize DSSS signal safety performance were proposed, and DSSS signal safety performance evaluation index system was established;
- 2、Safety performance assessment model of DSSS signal based on AHP was proposed, details of DS signal safety index calculation process were given, and satellite TT&C DSSS signal safety classification principle was made;
- 3、An estimation method for spread spectrum code of generic non-periodic modulated DS signal based on differential PCA was proposed. This method

estimated sub-sequence、information bit count and synchronous position by calculating eigenvector corresponding to the largest eigenvalue of the covariance matrix of the differential sequence. Theoretical analysis and simulation results showed that the method can be effective in the low SNR;

- 4、 Compared with traditional TT&C based on GOLD sequence,a kind of much more safe Satellite TT & C safety protection system was proposed which use Non-Periodic chaotic sequence in control channel and periodic chaotic sequence in telemetry and track channel,and solutions on key techniques of capture,track and so on were given.

**Keywords:** Satellite TT&C, Security Protection, DSSS, Evalution System,Differential Principal Component Analysis

## 目 录

摘 要.....	I
ABSTRACT.....	III
目 录.....	V
缩 略 词.....	VIII
图 目 录.....	X
表 目 录.....	XII
第一章 绪论.....	1
1.1 课题来源与意义.....	1
1.2 直扩体制卫星测控系统.....	2
1.2.1 卫星测控发展历程.....	2
1.2.2 卫星扩频测控系统的组成及特点.....	3
1.3 国内外研究现状.....	5
1.3.1 直扩信号安全性能评估研究.....	5
1.3.2 抗截获研究.....	6
1.3.3 抗干扰研究.....	8
1.3.4 现有研究的不足.....	9
1.4 论文研究工作及成果.....	9
1.4.1 主要研究内容.....	9
1.4.2 主要创新点.....	10
1.4.3 全文思路与结构安排.....	10
第二章 直扩信号安全防护技术.....	12
2.1 引言.....	12
2.2 卫星测控直扩信号安全防护.....	12
2.2.1 卫星测控系统安全防护.....	12
2.2.2 卫星测控直扩信号安全防护.....	14
2.3 直扩信号参数估计方法.....	19
2.3.1 时域法.....	20
2.3.2 频域法.....	20
2.3.3 矩阵分解法.....	23
2.3.4 BM 算法.....	24
2.3.5 神经网络法.....	26
2.4 非周期调制直扩信号扩频码估计.....	28
2.4.1 码速率和码长估计.....	29
2.4.2 码序列估计.....	31
2.5 本章小结.....	37

<b>第三章</b>	<b>直扩信号安全性能评价体系</b>	<b>39</b>
3.1	引言	39
3.2	现有直扩信号的指标	39
3.2.1	序列级指标	39
3.2.2	信号级指标	43
3.2.3	现有直扩信号的选型原则和不足	44
3.3	直扩信号风险分析	45
3.4	安全性能评价体系	46
3.4.1	现有指标的不足	46
3.4.2	安全性能指标评价体系	47
3.4.3	截获因数分析与仿真	52
3.5	本章小结	61
<b>第四章</b>	<b>直扩信号安全性能评估模型</b>	<b>63</b>
4.1	引言	63
4.2	多属性决策理论概述	63
4.3	决策方法选择	64
4.4	层次分析法的模型和步骤	65
4.4.1	层次分析法特点	65
4.4.2	构造层次分析结构	67
4.4.3	构造判断矩阵	68
4.4.4	判断矩阵的一致性检验	69
4.4.5	层次单排序	70
4.5	直扩信号安全性能评估模型与评估方法	71
4.5.1	直扩信号安全性能评估模型	71
4.5.2	直扩信号安全性能评估方法	72
4.6	本章小结	79
<b>第五章</b>	<b>一种高安全防护卫星测控体制研究</b>	<b>80</b>
5.1	引言	80
5.2	扩频序列概述	80
5.2.1	$m$ 序列扩频码	80
5.2.2	功能型非线性扩频序列	83
5.2.3	混沌序列	85
5.2.4	Walsh 序列	86
5.3	扩频序列安全性能仿真	86
5.4	卫星测控信号安全等级分析	88
5.5	一种高安全防护卫星测控系统设计	89
5.5.1	分系统功能	89
5.5.2	系统组成	89
5.5.3	序列生成	90
5.5.4	星地同步流程	91
5.5.5	关键技术指标分析与仿真	95
5.6	本章小结	106

第六章 总结与展望 .....	107
参考文献 .....	109
作者攻读博士学位期间发表的论文 .....	120
作者简介 .....	121

## 缩 略 词

ACI	Adjacent Channel Interference	相邻信道干扰
AGC	Automatic Gain Control	自动增益控制
AJ	Anti-jamming	抗干扰
ANN	Artificial Neural Networks	人工神经网络
BER	Bit Error Rate	误码率
B-M 算法	Berlekam-Massey Algorithm	伯利坎普-梅西算法
DEA	Data Envelopment Analysis	数据包络分析
DEW	Directional Energy Weapons	定向能武器
DFT	Discrete Fourier Transformation	离散傅里叶变换
DLL	Delay Lock Loop	延时锁定环
DMU	Decision Making Units	决策单元
D-PCA	Differential Principal Component Analysis	差分主元分析
DSSS	Direct Sequence Spread Spectrum	直接序列扩频
FFT	Fast Fourier Transformation	快速傅里叶变换
FHSS	Frequency Hopping Spread Spectrum	跳频扩频
FLL	Frequency-locked Loop	锁频环
GHA	Generalized Hebb Algorithm	广义 Hebb 算法
GPS	Global Positioning System	全球定位系统
HEL	High Energy Laser	高能激光器
HPM	High Power Microwave	高功率微波
IFFT	Inverse Fast Fourier Transformation	快速傅里叶逆变换
ISI	Inter Symbol Interference	码间干扰
JPL	Jet Propulsion Laboratory	美国喷气推进实验室
LAS 码	Large Area Loosely Synchronized Code	大区域松散同步码
LC	Linear Complexity	线性复杂度
LFSR	Linear Feedback Shift Register	线性反馈移位寄存器
LPD	Low Probability of Detection	低截获概率
LS 码	Link Space Code	LS 码
MAI	Multiple Access Interference	多址干扰
MC	Monte Carlo Method	蒙特卡洛方法

NCO	Numerical Controlled Oscillator	数字控制振荡器
PAR	Peak to Average Ratio	峰均比
PCA	Principal Component Analysis	主元分析
PFD	Pre-filter Delay And Multiply	前置延迟相乘
PLL	Phase-locked Loop	锁相环
PN	Pseudo Noise	伪(随机)噪声
PSD	Power Spectral Density	功率谱密度
SNR	Signal to Noise Ratio	信噪比
SSA	Space Situation Awareness	空间态势感知
SVD	Singular Value Decomposition	奇异值分解
TDRSS	Tracking and Data Relay Satellite System	跟踪数据中继卫星系统
THSS	Time Hopping Spread Spectrum	跳时扩频
TT&C	Telemetry、Track and Command	测控(遥测、跟踪和遥控)
UCB	Unified C Band	统一 C 频段
USB	Unified S Band	统一 S 频段
ZCZ	Zero Correlation Zone	零相关区

## 图 目 录

图 1.2-1 扩频测控系统组成.....	4
图 2.2-1 卫星测控安全模型.....	15
图 2.2-2 非周期调制直扩信号结构示意.....	15
图 2.2-3 更一般非周期调制直扩信号结构示意.....	16
图 2.3-1 用 Hebb 算法的前向神经网络.....	27
图 2.3-2 广义 Hebb 算法流程.....	27
图 2.4-1 时域自相关法计算机仿真流程.....	29
图 2.4-2 不同调制指数下的码速率估计结果.....	30
图 2.4-3 不同调制指数下的等效码长估计结果.....	30
图 2.4-4 非周期调制直扩信号差分序列结构示意.....	32
图 2.4-5 非周期调制直扩信号矩阵分解结构示意.....	33
图 2.4-6 输入数据长度对码序列估计的影响.....	37
图 2.4-7 调制指数对码序列估计的影响.....	37
图 3.3-1 直扩信号弱点、脆弱性、威胁之间的关系.....	45
图 3.4-1 现有指标与安全性能关系.....	47
图 3.4-2 直扩信号典型威胁.....	47
图 3.4-3 直扩信号参数估计的系统方法.....	48
图 3.4-4 时域法估计码长效果图.....	49
图 3.4-5 等效码长估计峰均比和截获因数示意.....	50
图 3.4-6 码序列估计误码率和截获因数示意.....	51
图 3.4-8 调制指数对码速率截获因数影响.....	54
图 3.4-9 扩频增益对码速率截获因数影响.....	55
图 3.4-10 平衡性对码速率截获因数影响.....	55
图 3.4-11 等效码长对等效码长截获因数影响.....	56
图 3.4-12 调制指数对等效码长截获因数影响.....	57
图 3.4-13 扩频增益对等效码长截获因数影响.....	57
图 3.4-14 平衡性对等效码长截获因数影响.....	58
图 3.4-15 等效码长对码速率截获因数影响.....	58
图 3.4-16 调制指数对码序列截获因数影响.....	59
图 3.4-17 扩频增益对码序列截获因数影响.....	59
图 3.4-18 平衡性对码序列截获因数影响.....	60
图 4.2-1 多属性决策一般过程.....	64
图 5.2-1 择多序列发生器.....	84
图 5.2-2 Geffe 序列发生器.....	84
图 5.5-1 卫星测控分系统组成.....	90
图 5.5-2 序列产生流程.....	91
图 5.5-3 上行遥控数据流格式.....	91
图 5.5-4 同步段数据格式.....	92
图 5.5-5 非周期调制遥控信号同步流程.....	93
图 5.5-6 同步段工作过程.....	94
图 5.5-7 调制指数对信号相关性影响.....	96



图 5.5-8 非周期调制混沌序列与周期调制 GOLD 序列相关性仿真 .....	96
图 5.5-9 扩频码捕获原理 .....	97
图 5.5-10 捕获概率与 $C/N_0$ 关系 .....	100
图 5.5-11 误捕概率与 $C/N_0$ 关系 .....	100
图 5.5-12 载波辅助的码跟踪环路原理 .....	101
图 5.5-13 载波跟踪环路原理 .....	102
图 5.5-14 不同直扩信号互相关均方根值仿真 .....	105

表 目 录

表 1.2-1 星地测控工作模式.....5

表 1.3-1 直扩信号主要干扰类型.....8

表 2.2-1 测控安全要求、威胁及防护措施.....15

表 2.3-1 直扩信号参数估计方法汇总.....19

表 2.4-1 仿真输入码型说明.....38

表 3.4-1 直扩信号弱点及威胁.....53

表 3.4-2 常用扩频码序列的等效码长.....56

表 3.4-3 截获因数影响因素仿真输入.....53

表 3.4-4 直扩信号安全性能指标关系.....61

表 3.4-5 直扩信号安全性能指标评价体系.....61

表 4.3-1 各评估方法优缺点.....64

表 4.4-1 判断矩阵形式.....69

表 4.4-2 判断矩阵标度及其含义表.....69

表 4.4-3 平均随机一致性指标.....70

表 4.5-1 专家调查表反馈情况.....70

表 4.5-2 指标权重及一致性情况.....73

表 4.5-3 指标确定方法.....74

表 4.5-4 备选直扩信号方案.....78

表 4.5-5 备选直扩信号安全性能评估结果.....78

表 5.2-1 GOLD 序列三值互相关函数特性.....86

表 5.3-1 直扩信号安全性能仿真.....86

表 5.4-1 直扩信号安全等级定义.....88

表 5.4-2 军用卫星测控信道安全等级要求.....88

表 5.4-3 其它应用卫星测控信道安全等级要求.....88

表 5.5-1 上行遥控各信号段特性..... 错误!未定义书签。

## 第一章 绪论

### 1.1 课题来源与意义

随着现代通信对抗与反对抗技术的发展,形成了最具代表性的扩频通信抗干扰体制,它代表了现代通信抗干扰技术的发展方向和主流<sup>[1]</sup>。直接序列扩频(DS/SS)是一种用远大于传送信息率的带宽来进行通信的先进的通信方式。其主要特征是使用比发送的信息数据速率高得多的伪随机编码,扩展作为基带信号的信息数据频谱,成为极低功率谱密度的宽带信号。接收端使用相关处理方法,把要接收的宽带扩频信号恢复成基带信号。这些特征使得扩频测控信号不易受干扰,也不易干扰他人,具有很强的隐蔽性、保密性和抗干扰能力。多重扩频信号能共用同一频带,可采用随机多址通信方式,寻址简单方便,有较好的过负荷能力,能和其他通信方式混合使用,有高精度的测距、定位能力,广泛应用于通信、测距及其他领域。随着直扩技术的发展和在军事和民用领域的广泛应用,加紧开展卫星直扩信号安全防护的研究具有重要意义。

西方发达国家出于必须掌握未来战场上电磁频谱控制权的迫切需要,早在上世纪六、七十年代就已开始扩频对抗的研究,国内则在80年代才开始起步。通信的电子对抗和反对抗作为电子战的一种手段,已不仅是一种倍增器,而是一种实实在在的战斗力,在很大程度上是克敌制胜的关键。美国前国防部长佩里曾经说过一段著名的话<sup>[2]</sup>:“我们终于认识到,如果干扰敌人一部雷达,仅是破坏一件武器,但如果干扰敌人的指挥、控制、通信系统,则就破坏了整个武器系统”。

在现阶段,扩频主要有两种形式:跳频(FH)和直接序列(DS)扩频,它们具有完全不同的抗干扰机理,前者采用“躲避”策略,即载有信息的载频在某一频率集内随机跳变,使侦察干扰机无法进行跟踪;后者采取的是“隐蔽”策略,即通过扩频把DS信号的功率谱密度降低,直至被噪声所淹没,使侦察干扰机无法检测并截获到DS信号。随着扩频技术的发展和在军事和民用领域日益广泛的应用,如何对这两种扩频信号进行截获与干扰已成为通信对抗领域迫切解决的难题<sup>[1]</sup>。

随着各国对卫星通信依赖性日益增加及人类活动领域从陆、海、空向陆、海、空、天方向的扩展,未来围绕卫星通信而展开的攻防对抗将日益频繁。由于卫星系统所固有的一些列脆弱性,如公开暴露在空间轨道上,特别是对地静止卫星,很容易受到非法截获、干扰乃至摧毁,这使得卫星通信系统的安全防护需求极为迫切,卫星是整个通信系统的关键节点,一旦出现问题,则全网将陷于瘫痪<sup>[3]</sup>。测控系统作为卫星的重要组成部分,它配合地面实现对卫星的状态监测、运行控制和测距测轨等任务,它的安全性决定了卫星的安全性和可用性,对测控系统的安全防护具有至关重要的意义,有必要对卫星测控系统的安全防护体系进行深入的研究。

目前对直扩信号安全性的研究不够深入,对于军用卫星测控系统、导航系统等关系国家安全的系统,应进行自上而下的安全性设计,对于多种可能的备选直扩信号,应首先明确其安全性的好坏,然后对安全性满足要求的信号开展捕获等方面的研究;直扩信号安全性能指标体系有待深入研究,包括指标属性以及各指标与安全性能的定量关系;缺少直扩信号安全性能综合评估模型,无法定量评价不同直扩信号的安全性能差异。本文在某 863 项目支持下重点研究扩频测控系统信号层直扩信号安全防护关键技术。

## 1.2 直扩体制卫星测控系统

本文的研究基于卫星直扩测控系统,该系统采用非相干伪码测距、多普勒测速方式,完成遥控、遥测、测距、测速、测时差等功能。

### 1.2.1 卫星测控发展历程

航天测控体制的发展大体经历了三个阶段:分离载波测控体制、统一载波测控体制和天基测控体制。前两个阶段都属于地基测控,所谓天基测控,是利用位于地球同步轨道上的 TDRS 去“俯视”中、低轨航天器,跟踪中继卫星、全球定位系统等都属于此类。

在分离载波测控体制中,跟踪测量、遥测和遥控等采用各自的载波自成系统。这种体制的航天器测控设备数量多、体量大、电磁兼容性差、可靠性低,地面设备复杂、通用性、扩展性差、维护困难。微波统一系统的显著优点是采用统一载波共用信道和一套天线即可完成对航天器的跟踪、测角、测距、测速、遥测、遥控、话音通信以及数传数据、电视图像信号传输等多种功能。随着航天任务的日益繁重,人类探索宇宙能力的日益增强,传统地基测控的不足日益暴露:地球表面测控站(包括陆基站、测量船、车载站)都会受到地球曲率的影响,即使全球布站,测控覆盖率仍比较低,不超过 30%;随着航天任务的增多,地面站的维护成本大大增加等。天基测控能大大增加测控弧段,单颗星即可对各种中、低轨航天器实现超过 50%的测控覆盖,理论上只需 3 颗星即可实现 100%的测控覆盖。

目前,我国广泛采用微波统一系统(USB 或 UCB),近年来,我国航天事业飞速发展,对航天测控系统提出了几个迫切需求:(1)在轨卫星的不断增多要求多星同时测控;(2)军用卫星的特点要求测控系统必须具有更强的抗干扰、抗截获能力;(3)深空探测要求更长的无模糊距离,同时卫星定位要求更高的测距精度;(4)航天任务费用降低,要求尽量简化地面设备,减少管理的复杂性。USB 测控体制存在难以实现多星同时测控、抗干扰性能差、测音测距的局限性等缺点。扩频 TT&C 系统是扩频技术在卫星测控领域的具体应用,它在统一载波 TT&C 系统的基础上又前进了一步。它具有抗干扰、抗多径衰落、可多址复用和任意选址、高精度测量等优点,正逐步被军用卫星采用,其应用将越来越普遍。

扩频 TT&C 系统大体上分为相干系统和非相干系统两种方式，它们在对遥测/遥控的传输方式上是相同的，区别在于其定轨方式。相干体制下，应答机采用伪码再生技术相干转发上行测距伪码，并实现载波的相干转发，与地面测控站完成相干伪码测距和双向相干多普勒测量，该模式的信号处理完全在地面进行，星上实现较容易，但其下行信号中叠加了上行噪声，抗干扰性能较非相干模式差，特别是在对远距离目标测量时尤为突出，而且不能实现对不同目标的识别，对于测距和遥测有相关要求的情况也不能满足。非相干体制下，应答机通过星上采样脉冲对上行信号完成信息采样和伪距、伪多普勒提取，形成下行测量帧，与地面测控站配合完成非相干测距和测速，该模式下，由于下行信号中不存在上行噪声，因而提高了下行测距信号的信噪比，这样可以有效增强下行测距信号功率或增强应答机发射的其它信号(如遥测信号)功率，通过上行发送不同的伪码序列或多颗卫星接收同一测距伪码信号后转发不同的伪码序列，可以实现多目标测量。

### 1.2.2 卫星扩频测控系统的组成及特点

扩频微波统一测控系统由地面和空间两部分组成，地面部分为测控站，空间部分主要为应答机，其组成如图 1.2-1 所示。

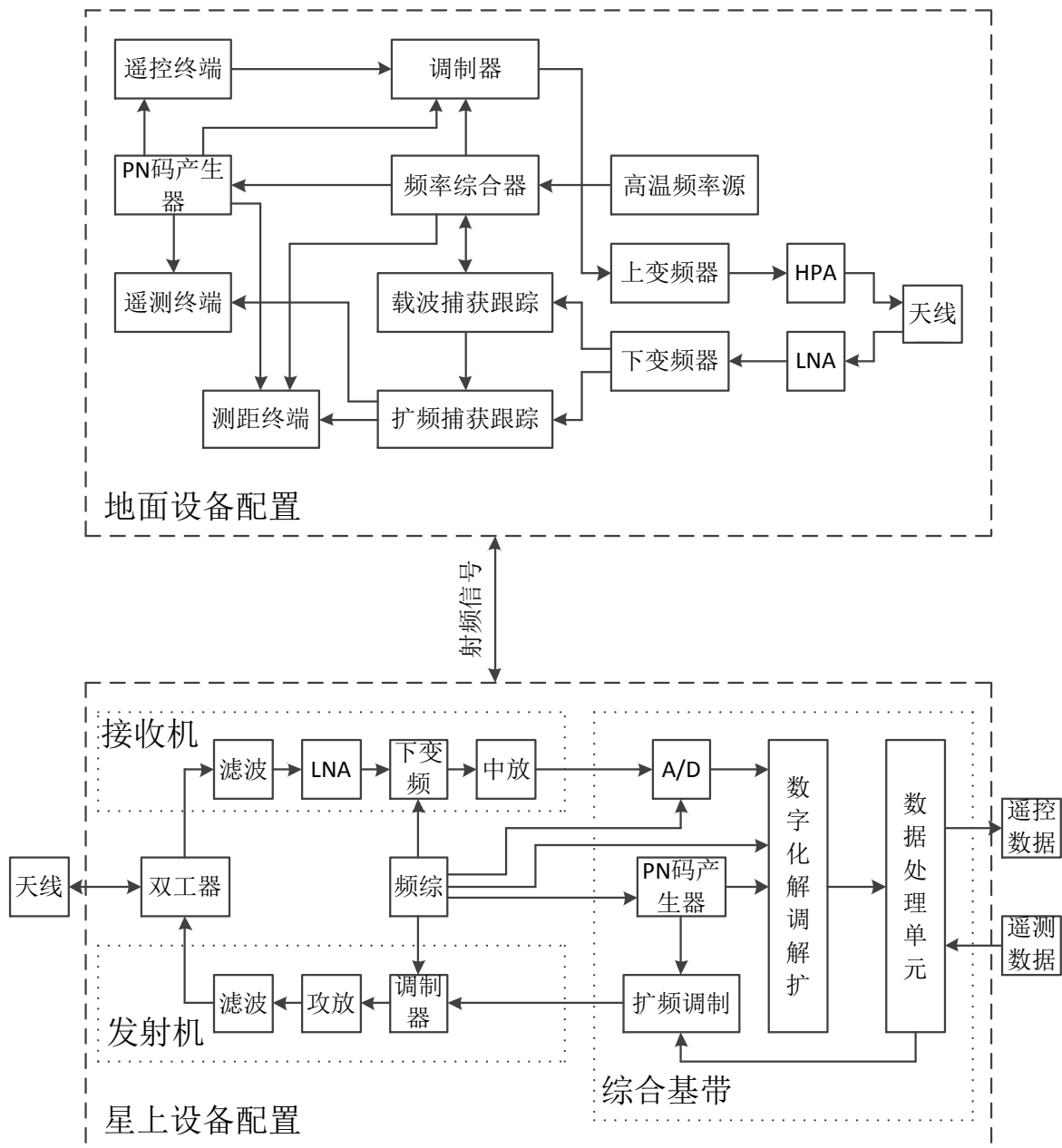


图 1.2-1 扩频测控系统组成

卫星测控除具有一般通信的特点外，还具有以下两个显著特点。

1) 测控终端（包括遥控终端和遥测终端）与应答机的时钟不同源

卫星测控系统中，遥控终端和遥测终端由于功能单一，作为单独的单机进行设计，客观上使得测控终端与应答机的时钟是异源的，对于扩频测控来说，接收方（包括星上和地面）除了完成载波同步、扩频码同步外，还必须进行单独的位同步才能正确解调信息，并且由于接收和发送的数据时钟不同源会产生码滑动现象，导致不同信息码对应的扩频码不同，这不是设计者的本意，而是由于数据时钟和应答机基准时钟不同元造成的。

2) 测距通道要求在多通道传输、单站对多颗卫星同时测控、多站同时对单颗卫

星测距的情况下具有高跟踪精度。

卫星上行支持遥控、多路测距通道，下行支持遥测、测距通道，其工作模式如表 1.2-1 所示，其中，TC 表示遥控，TM 表示遥测，R 表示测距。卫星入境后，为保持星地良好同步，上行遥控常保持同步码传输状态，反映卫星运行状态的下行遥测数据连续下发，同时进行上、下行双向测量，卫星最常工作于模式 4，同时也支持其它三种工作模式。由于星地传输的特点，系统属于典型的功率受限系统，同时上行遥控和测距同时传输，下行遥测和测距同时传输，且由于在轨航天器数量的飞速增加，测控系统须支持单站对多颗卫星同时测控及多站同时对单颗卫星测距，使得系统必须具有很强的抗各通道间的干扰能力，对于扩频测控来说，系统采用扩频码区分各卫星及各通道，为了使测量精度满足指标要求，系统必须具有很强的抗多址干扰能力。

表 1.2-1 星地测控工作模式

序号	模式	上行	下行
1.	模式 1	—	TM+R
2.	模式 2	TC	TM+R
3.	模式 3	R	TM+R
4.	模式 4	TC+R	TM+R

### 1.3 国内外研究现状

卫星测控信号安全是卫星测控安全的重要内容。它主要包括：直扩信号安全性能指标评价体系研究、直扩信号安全性能评估研究、直扩信号抗截获与抗干扰研究。这几项研究内容有内在统一的联系，科学合理的指标体系是进一步综合评估直扩信号安全性能的前提和基础，而抗截获与抗干扰研究为确定各项指标对安全性能的影响提供技术支持。

直扩通信有自身的薄弱环节，原则上，只要掌握敌方直扩信号的各种参数，采用与之相似或完全一样的波形进行干扰可获得最为有效的干扰效果，或者直接对其信号进行破译。当然，这是一种理想情况，要做到这点的先决条件仍然是必须获得敌方的通信参数，在全盲条件下对直扩信号特别是非周期直扩信号进行系统的检测与估计，目前难度较大。

#### 1.3.1 直扩信号安全性能评估研究

从文献看，对直扩信号的窄带干扰抑制<sup>[5][6][7]</sup>、码捕获<sup>[8][9]</sup>、码同步<sup>[10][11]</sup>、码跟踪<sup>[12][13][14]</sup>、多用户检测<sup>[15][16]</sup>等问题研究较多，涉及直扩信号安全性能指标评价体系和评估模型的论文很少，这可能存在技术上保密的因素，文献<sup>[17]</sup>明确提出直扩信号侦收指标体系研究的重要性。

随着扩频技术的发展和性能要求的提高，传统扩频序列越来越暴露出其自身的缺点，因此，深入研究各种序列的性质，寻找容易产生且性能优良的序列是扩频通信系

统的重要研究内容。扩频序列可以分为线性序列和非线性序列，非线性序列又可分为代数型、结构型和功能型<sup>[18]</sup>。代数型非线性序列指利用近世代数理论和移位寄存器产生的序列，序列结构复杂，伪随机特性和相关性良好，典型序列有 Bent 序列、GMW 序列、NO 序列等。结构型序列指直接对扩频序列的码元结构作处理得到的序列，如 M 序列、OG 序列、增广质数序列等。功能型序列指具有特殊功能的序列，比如 JPL 序列、择多序列、Geffe 序列，JPL 序列适合远距离通信，是一种便于快捕的扩频序列；择多序列同样具有快捕特性，但信噪比恶化程度比 JPL 序列小得多<sup>[19]</sup>；Geffe 序列可有效缩短同步捕获时间<sup>[20]</sup>。

与直扩信号安全性相关的文献主要集中在扩频序列的研究上，扩频序列的研究始于 20 世纪 50 年代，开创性的工作是 Golomb<sup>[21]</sup>和 Zierler<sup>[22]</sup>发表的关于 m 序列特性的研究成果。半个多世纪以来，扩频序列设计的研究已经取得了丰硕的成果，m 序列、Walsh 序列、Gold 序列<sup>[23]</sup>、Kasami 序列<sup>[24]</sup>、GMW 序列<sup>[25]</sup>、NO 序列<sup>[26]</sup>、Bent 序列<sup>[27]</sup>和完全互补序列<sup>[28]</sup>等因其优良的相关性而闻名，此外，还有许多其它性能优良的序列，如理想 2-值自相关序列<sup>[29]</sup>、零/低相关区序列<sup>[30]</sup>、三元大区域（LA，Large Area）序列<sup>[31]</sup>和三元松散同步（LS）序列<sup>[32]</sup>等。

从以上文献可以看出，大部分研究都集中于新型序列的构造、序列的优选、序列的优良特性等方面，比如 Bent 序列、GMW 序列、NO 序列等非线性序列良好的相关性、大的线性复杂度，功能型序列的捕获性能，LA 序列良好的抗邻小区干扰（ACI）特性、LS 序列的零相关区（ZCZ，Zero Correlation Zone）特性和良好的抗码间干扰（ISI）和多址干扰（MAI）能力等等，这些特性有的跟安全性能有关，比如线性复杂度等，有的仅仅和扩频系统的捕获性能等其它性能相关，缺乏对直扩信号安全性能的系统研究。

### 1.3.2 抗截获研究

对直扩信号的截获通常是在无先验知识的情况下，采用多种手段和方法，抑制噪声和干扰，提高信号的处理增益，实现有效截获。目前国内外学者已提出了多种直扩信号参数估计方法。

对传统的通信体制信号的侦察时对接收到的信号的频域特征进行分析，如果在频域上有异常成分，则说明存在信号，这种方法对扩频增益很大的直扩信号在低信噪比情况下无能为力。对未知弱信号检测的文献最早出现在 60 年代中期，H.Urkowitz 提出了能量检测法<sup>[33]</sup>，其基本思想是信号加噪声能量大于噪声能量，因此理论上只要选择合适门限就能解决信号检测问题，然而实际上当背景噪声远大于信号能量或背景噪声非平稳时，门限很难选择。该方法的缺点是不能给出信号特征，对干扰环境下隐藏在噪声中的直扩信号几乎无效。1989 年 S.Davidovici<sup>[34]</sup>等人提出了使用干扰消除的辐射计来检测直扩信号。



1986 年 C.A.French、W.A.Gardner<sup>[35]</sup>提出了直扩信号时域延时相关的盲解扩方法, 该文首先给了延时自相关盲解扩器及其改进形式, 把传统自相关改为周期自相关, 这就能将输入信号的窄带干扰大大抑制掉而克服传统延时自相关盲解扩器的不足。该方法实现解扩的实质是用前一 PN 码周期长度的采样数据作为 PN 码序列估计, 然后用与主动解扩一样的方法对以后的采样数据进行解扩, 这使得盲解扩时不可避免出现噪声乘积项, 而且还要考虑数据速率、PN 码序列的同步检测等问题, 因此, 该盲解扩方法不是很理想。

1990 年, J.F.Kuehls<sup>[36]</sup>等人提出了时域延时相关的方法检测码速率, 并提出了 PFDM (Prefilter-Delay-and-Multiply) 检测结构, 直扩信号的延时自相关输出呈现明显的周期性, 且周期的基频就等于信号码速率, 对波形做傅氏变换就可在位于码速率整数倍处出现分离谱线, 根据谱线有无便可判断信号的有无, 并估计出信号码速率。董占奇<sup>[37]</sup>、姬红兵<sup>[38][39]</sup>等人基于直扩信号延迟相乘处理后表现的周期性进一步研究了码速率和信息速率的估计。

1994 年, 张建立<sup>[40][41]</sup>提出了直扩信号检测的倒谱分析方法, 该方法利用 PN 码序列周期性重复和尖锐的自相关特性, 对信号进行两次 DFT, 得到在 PN 码周期整数倍处代表信号存在的尖脉冲, 据此完成信号的检测和 PN 码周期等参数的估计。

1988 年, W.A.Gardner<sup>[42][43][44][45]</sup>提出用周期谱密度 (谱相关) 分析方法截获信号特征, 指出周期谱密度函数是功率谱密度函数的推广, 它具有独特的压制噪声和干扰的性质, 因此可用来完成被严重干扰和强噪声背景下信号的检测和参数估计。理论分析和仿真结果都表明其检测和估计性能比常规谱分析方法好。朱德君<sup>[46][47]</sup>、魏本涛<sup>[48][49]</sup>、张建立<sup>[50]</sup>等人将周期谱理论用于直扩信号的检测和估计中, 取得了一定的效果。

1995 年, 李红兵<sup>[51]</sup>等人用 Hopfield 神经网络 (Neural Networks) 对直扩信号 PN 码序列进行了估计, 取得了良好效果。张天骥<sup>[52][53][54][55][56][57][58][59][60]</sup>等人从 1996 年起对直扩信号 PN 码序列估计的神经网络法做了进一步研究, 指出可用周期分段的直扩信号向量相关矩阵的特征值对应的特征向量来完成对直扩信号 PN 码序列的估计, 并将无监督学习的主分量分析 (Principal Components Analysis) 神经网络用于该估计问题, 取得了良好效果。

2001 年, 张天骥<sup>[61][62][63]</sup>等人提出了一种用于估计直扩信号 PN 码周期的功率谱二次处理算法, 该方法将信号的功率谱作为输入信号再求其功率谱就可得到信号的二次功率谱, 二次处理后的信号能量聚集在一些尖锐的三角型脉冲处, 其间距为 PN 码周期的整数倍。该算法结构简单、快速, 容易做到较低的信噪比。

2000 年, Gilles Burel<sup>[64][65]</sup>提出了基于特征分解技术的码序列估计方法, 该方法将直扩信号抽样后, 在时域上按照扩频码周期的窗口宽度将它划成连续多个不重叠窗口, 估算出其协方差矩阵, 然后对协方差矩阵进行特征值分解, 该协方差矩阵具有两

个较大的特征值，它们对应的特征向量即包含了 PN 码序列的信息。张天骐<sup>[66]</sup>等人进一步研究了矩阵特征分解和奇异值分解算法。

随着周期直扩信号参数估计方法的逐渐成熟，近年来逐渐开展了非周期信号参数估计的研究。2007 年，张天骐<sup>[67][68][69]</sup>等将功率谱二次处理方法用来估计非周期直扩信号的伪码周期，取得了较好的效果；他还提出采用特征分解法估计非周期直扩信号码序列的算法，但该算法仅适用于每个子序列长度相同的情况；2008 年，马刘非<sup>[70][71][72][73]</sup>等人进一步研究了非周期直扩信号的参数估计问题。提出基于自相关差分累积量的搜索算法估计直扩信号的 PN 码周期，通过计算自相关差分累积量重现扩频码自相关函数的峰值特性，通过搜索自相关差分累积量的最大值估计 PN 码周期；提出了分段矩阵特征分解序列估计方法和基于最优移位相加特性的信息码来完成非周期直扩信号的 PN 码序列估计，但该方法仅适用于 m 序列。

### 1.3.3 抗干扰研究

直扩通信的抗干扰技术主要分为干扰估计抵消的时域处理技术<sup>[74][75]</sup>、码辅助技术<sup>[76][77]</sup>和变换域技术<sup>[78][79]</sup>等三类。本文不研究具体的抗干扰技术，重点研究不同的直扩信号参数对抗干扰能力的影响。众所周知，扩频增益  $G$  是直扩信号的重要指标，它表征了扩频系统对信噪比的改善程度，并可决定直扩系统的干扰容限  $M_j$ ，干扰容限反映了扩频系统能在多大干扰环境下正常工作的能力。

通信干扰根据性质不同可分为压制式干扰和欺骗式干扰，根据频谱组成不同可分为瞄准式干扰和阻塞式干扰<sup>[80]</sup>。根据直扩通信的特点，对直扩通信主要有四种干扰体制<sup>[81]</sup>：波形瞄准式干扰、相关干扰、单频干扰（或窄带干扰）和均匀频谱宽带干扰，前两种属于瞄准式，后两种属于拦阻式，其典型特征如表 1.3-1 所示。

表 1.3-1 直扩信号主要干扰类型

序号	干扰类型	特点	适用范围	主要抗干扰指标
1.	波形瞄准式干扰	干扰的载频、码速率、码序列等参数与敌方相同	完全估计敌方直扩信号参数	抗截获能力
2.	相关干扰	干扰的载频、码速率与敌方相近，码序列与敌方互相关尽可能强	敌方码序列未知	抗截获能力、互相关均方值 <sup>[82]</sup>
3.	单频（窄带）干扰	干扰载频与敌方相同	敌方码速率、码序列未知	扩频增益 $G$
4.	宽带干扰	对宽带内的所有信号实施同等强度干扰	适于密集信号环境下的对抗，尤其适用于各信道直扩信号载频分散，甚至码速率、码序列不同的情况	扩频增益 $G$

当对敌方先验知识了解较少时,往往采用压制式(单频或宽带)干扰,当有足够的先验知识时,与直扩信号相关性很强的欺骗式(波形瞄准式或相关)干扰性能优于压制式干扰。总的说来,直扩通信抗压制式干扰的能力与扩频增益 $G$ 成正比,抗欺骗式干扰的能力与抗截获能力和扩频码互相关均方值成正比。

#### 1.3.4 现有研究的不足

尽管国内外对直扩信号的安全性、抗截获等方面开展了大量卓有成效的工作,但仍在以下几方面存在不足:

1、直扩信号安全性能指标体系的研究较少,仅有扩频增益、线性复杂度等少量指标,缺乏针对性的系统研究,尚未建立完备的直扩信号安全性能指标评价体系;

2、目前针对安全性的研究大都集中在对局部指标的研究上,比如线性复杂度、码长等,缺乏对直扩信号整体安全性能的研究,虽然也有序列选型方面的研究<sup>[83][84][85][86][87]</sup>,但选型原则有较强的主观性,缺乏理论定量依据和定量分析,无法定量比较不同直扩信号安全性能的好坏;

3、虽然对周期直扩信号截获的研究取得了不错的研究成果,但对非周期直扩信号截获的研究尚处于起步阶段,特别是对各子序列长度不同的情况,尚未提出有效的解决方法。

#### 1.4 论文研究工作及成果

本文主要研究内容包括:直扩信号安全性能指标评价体系、评估模型与评估方法、截获方法、提出一种高安全防护卫星测控新体制。其中,直扩信号安全性能指标评价体系研究是建立评估模型、确定评估方法的前提和基础,截获方法研究是分析各项指标对安全性能影响的重要手段。

##### 1.4.1 主要研究内容

###### 1、直扩信号安全性能评价体系

影响直扩信号安全性能的因素众多而复杂,如果仅从单一指标上对其进行评价不尽合理,应综合分析多项指标得到一个综合指标,从整体上反映直扩信号的安全性能,指标评价体系的建立是综合评价的基础。在深入分析直扩信号特点的基础上,结合其面临威胁的机理及截获方法,提出有代表性的指标来全面、准确衡量不同扩频码相关参数抗截获性能的好坏,建立能全面反映直扩信号弱点及面临威胁程度的安全性能指标体系,并按照各指标间的相互影响及隶属关系形成层次化的安全性能评估模型。

###### 2、权重分配与评估方法

在建立评估模型的基础上,研究指标权重的确定方法。根据信号的截获过程建立评估方法,并形成评估信号整体安全性能的计算公式,通过仿真对典型直扩信号的安全性做出整体评价。

###### 3、直扩信号参数估计方法

紧紧围绕更加复杂的非周期调制直扩信号盲估计开展研究,主要包括如何对非周

期直扩信号的 PN 码周期、PN 码速率、信息速率进行检测和估计，并对 PN 码序列的提取等问题。在研究各参数估计方法的基础上，系统地解决非周期直扩信号扩频码的盲估计问题。

#### 4、提出一种高安全防护卫星测控体制

在兼容现有测控功能、性能的基础上，在充分分析各信道安全需求及对卫星安全性影响的前提下，在高安全性和高抗多址干扰的设计约束下，设计合适的卫星测控直扩信号，提出一种高安全防护卫星测控体制，并运用上节所提模型定量比较新旧体制安全性能。

### 1.4.2 主要创新点

- 1、提出了等效码长、码速率截获增益、码长截获增益、码序列截获增益、干扰因数、安全指数等指标，建立了直扩信号安全性能指标体系；
- 2、提出了一种基于多属性决策理论的安全性能评估模型、评估步骤和方法，可有效定量评估直扩信号的安全性能；
- 3、采用差分预处理方法恢复了非周期直扩信号 PN 码的周期性，采用时域自相关法实现了码长的估计，采用基于 D-PCA 的矩阵方法实现了非周期直扩信号的码型估计及信息码同步点估计，仅需估计最大特征值对应的一个主特征向量即可实现码序列、信息速率、同步点等参数的估计，大大节省了运算量，提高了估计效率，且最大特征值远大于其它特征值及与噪声对应特征值，有利于做到更低的信噪比容限；
- 4、提出了一种高安全性卫星测控体制，其遥控信号采用非周期调制混沌序列直扩信号，遥测、测距通道采用周期调制混沌序列直扩信号，给出了星地工作流程，该体制兼容原有的遥控、遥测、测距测轨、时统等功能，安全性能大大提高，多址性能优于传统体制，捕获、跟踪和测距性能与传统体制相当。

### 1.4.3 全文思路与结构安排

本文建立了直扩信号安全性能评价体系及评估模型，深入研究了直扩信号参数估计方法，并提出了一种新的高安全防护卫星测控体制。

第一章主要论述了课题来源与意义、直扩体制卫星测控系统、直扩信号安全防护方面的国内外研究现状，指出了现有研究的不足，引出了安全防护的关键技术，为后续研究提供基础。

第二章分析了直扩信号安全防护的关键技术，深入研究了直扩信号特别是非周期调制直扩信号参数估计方法，重点论述了一种基于 D-PCA 的非周期调制直扩信号的扩频码估计方法，为后续评价体系的建立奠定基础。

第三章系统性地分析了直扩信号面临的威胁，有针对性地提出了码速率截获因数、等效码长截获因数、码序列截获因数、干扰因数、安全指数等技术指标，并研究了扩频增益等常规指标对所提指标的影响，在此基础上建立了安全性能评价体系。

第四章建立了基于多属性决策理论的直扩信号安全性能评估模型，给出了评估步骤、评估方法及安全指数的计算公式，并对典型直扩信号的安全指数进行仿真分析，结果表明了评估模型的正确性。

第五章提出了一种新的高安全防护卫星测控体制，根据所提的评估模型及方法，新体制的安全性能好于现有体制，并提出新体制的工作流程、关键技术，重点对信号的捕获、跟踪、测距、多址等性能进行了研究。

第六章对全文进行总结。

## 第二章 直扩信号安全防护技术

### 2.1 引言

本章首先对卫星测控安全防护进行了概述,给出了卫星测控直扩信号安全防护的定义,对卫星测控直扩信号进行了建模,随后概括了卫星测控直扩信号安全防护的四项关键技术,并对其中的直扩信号参数估计方法进行了深入研究,为直扩信号安全性能评价体系和评估模型的研究打下基础。

### 2.2 卫星测控直扩信号安全防护

本节从卫星系统安全防护入手,阐述了卫星测控直扩信号安全性能的定义,建立了卫星测控直扩信号模型,并论述了该领域的若干关键技术。

#### 2.2.1 卫星测控系统安全防护

卫星测控系统的任务是对卫星进行跟踪、遥测和遥控,它是保证一切卫星正常运转的基础。卫星测控是空间作战的保障,无论是空间平台的防御与攻击作战,还是反卫星、空间反导战,都离不开卫星测控的支持。卫星测控技术与卫星测控网的发展大大促进空间战的发展,空间战的兴起和发展对航天测控安全提出了更高的要求<sup>[89]</sup>。

卫星测控安全的主要内容是卫星测控信息安全,信息安全的基础是信号安全。从卫星测控安全角度来说,卫星测控系统存在于由我方星地测控系统、敌方星地测控系统、测控空间和地面环境组成的复杂系统,该系统由卫星段、链路段和地面段组成<sup>[90]</sup>。卫星段包括测控目标卫星和虚假目标卫星(伪装或被误认为测控目标卫星的其他卫星);链路段指卫星与测控网间信息传输的链路,包括测控目标卫星、虚假目标卫星与我方或敌方地面测控网间的直接通信链路,以及通过我方或敌方天基测控网与我方或敌方地面测控网间通信的间接通信链路;地面段指我方和敌方地面测控网。该系统具有开放性、有机关联性、动态性、矛盾性等特点。对于卫星测控安全来说,其抽象模型可采用在通信信号传输模型基础上进行攻防对抗的四方模型<sup>[91]</sup>,如图 2.2-1 所示。

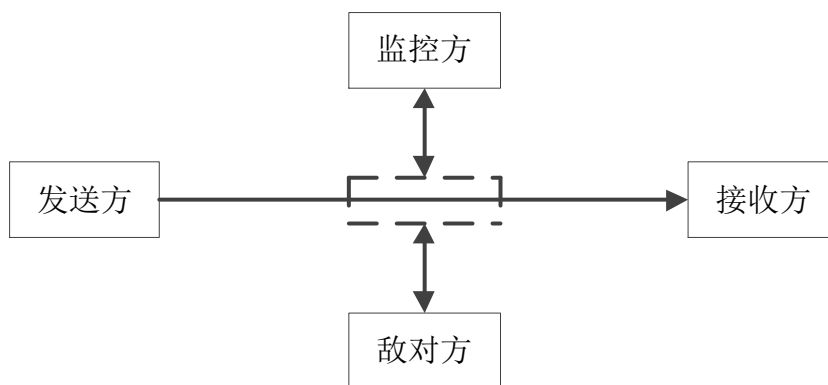


图 2.2-1 卫星测控安全模型

该模型中，测控信息从发送方传输到接收方，敌对方对测控信息进行攻击，监控方对测控信息进行监控，监控方一般是我方，也可能是第三方进行监控，根据是否影响测控信息安全，我方以外的其它方属于敌方或监控方范畴。

卫星测控信息在信源和信宿间的传输具有以下四方面的要求才能认为是安全的：发送方到接收方的传输通道可靠，接收方能正确接收识别发送方的信息；在整个过程中信息不能被敌方接收或截获，即使截获后也无法识别；传输通道不被敌方干扰破坏；接收方不接受敌方形成的欺骗信息。

从安全信息具备的特征来看，卫星测控安全可归纳为相互协调和依赖的五个方面：信息保密性：测控信息是否被敌方识别；信息完整性：接收方确认收到的测控信息是否完整正确；信息可信性：测控信息是否可信任；信息可控性：测控信息是否被失控使用；信息可靠性：测控信息的传输是否被干扰。上述安全要求面临的威胁和防护措施如表 2.2-1 所示。

表 2.2-1 测控安全要求、威胁及防护措施

序号	要求	威胁	防护措施
1.	保密性	截获、破译、欺骗等	抗截获、密码技术等
2.	完整性	篡改、伪造、删除等	抗截获、协议保证等
3.	可信性	伪造、重放等	数字签名、链路保护等
4.	可控性	截获等	分集技术、猝发通信、天线技术等
5.	可靠性	宽带干扰或窄带干扰等	抗截获、抗干扰、猝发通信、分集技术等

根据图 2.2-1 所示的模型和上述安全测控须满足的条件，卫星测控主要面临物理层、信号层、信息层等三个层次上的威胁。

#### 1) 物理层

物理层主要指物理传输媒体和用于承载物理媒体的基础设施，主要包括：卫星（包括平台和有效载荷）、测控站（如活动站、车载站、机载站、舰载站等）及无线传输媒介。它所面临的威胁主要是对卫星或地面测控系统的物理攻击、高能激光武器或高

能微波武器等定向能武器对微波器件以及探测器的损坏,对通信卫星的攻击可能造成卫星测控或载荷系统关键部件的损毁,对测控站的攻击可能造成地面设备损毁,两者都会影响星地测控功能及性能。物理层主要解决的是抗摧毁。卫星的安全防护手段主要有:抗辐射加固、轨道机动、冗余、威胁告警等,地面站的安全防护主要是多种地面站异地备份。

### 2) 信号层

信号层主要指测控信号所采用的调制方式及参数等。它所面临的主要威胁是截获和干扰,截获指对信号进行检测,并通过参数估计手段获取信号调制方式及调制参数,干扰指通过无线电干扰设备发射适当的干扰电磁波,以达到破坏和扰乱敌方无线电通信的目的。主要的安全防护对策包括:采用直扩、跳频或混合形式抗截获,采用零陷技术、自适应均衡技术、频率或码字备份等抗干扰手段。

### 3) 信息层

信息层主要指信息的加密设计。它所面临的主要威胁是数据被解密,主要的安全防护措施有:数据加密、签名认证、访问控制等。

综上,在不同的层次上,本文分析了所面临的不同威胁,讨论了相应的安全防护对策,从信息安全的角度来说,信号层安全防护至关重要,是“第一道防火墙”,只有破解了信号层的通信参数,才能进一步破解信息层。信号层安全防护包括两个方面的内容,即抗截获和抗干扰。信号层的截获和干扰不是独立的,在截获信号相关参数的基础上实施的干扰针对性更强,危害更大。截获包括参数估计和数据解调两方面,参数估计是侦察工作的开始,它通过时域、频域、自适应域等多种技术手段估计信号的载频、码速率、码长、信息码起始点、扩频码等参数,解扩解调是在参数估计的基础上还原信息供情报分析等使用,参数估计是数据解调的前提<sup>[4]</sup>。因此,抗截获是信号层面安全防护的核心,同时也是有效实施抗干扰的前提。

## 2.2.2 卫星测控直扩信号安全防护

卫星测控直扩信号安全防护是指在人为威胁存在的情况下,为了最大限度保证己方有效利用,同时防止未授权用户非法利用己方测控系统获取直扩信号相关参数或干扰测控通信而采取的一系列技术手段,使卫星测控系统在信号层面上避免针对卫星测控进行的直接或间接攻击,或降低攻击的影响,以保证卫星测控信息在信源和信宿间安全有效传输。

### 2.2.2.1 卫星测控直扩信号模型

卫星测控系统中,遥控终端和遥测终端作为单独的单机进行设计,客观上使得测控终端与应答机的时钟是异源的,对于扩频测控来说,接收方(包括星上和地面)除了完成载波同步、扩频码同步外,还必须进行单独的位同步才能正确解调信息,并且由于接收和发送的数据时钟不同源会产生码滑动现象,导致不同信息码对应的扩频码



不同。为了更好地说明测控信号的非周期调制特点，本文提出了等效码长、等效扩频码周期和扩频调制指数的概念，等效码长指在消除子序列随机相位影响的情况下 PN 码序列的周期，用  $L$  表示，等效扩频码周期指等效码长对应的扩频码周期，用  $T_L$  表示，扩频调制指数指等效扩频码周期内的子序列个数，用  $\beta_{DS}$  表示，调制指数为大于等于 1 的正整数。

经分析，数据时钟的码滑动导致相邻信息码对应的扩频码序列的不同，使得等效码长长于周期调制直扩信号，相当于非周期调制直扩信号，其扩频码结构如图 2.2-2 所示。其中，扩频码片时宽为  $T_c$ ，信息码片时宽为  $T_d$ ，扩频码周期为  $T_0$ ，码长为  $N$ 。从图 2.2-2 可以得出，相关参数的计算公式如 (2.2.1) ~ (2.2.6) 所示，其中， $\gcd(a, b)$  表示  $a$ 、 $b$  的最大公约数， $X$ 、 $Y$ 、 $Z$  为正整数， $X$ 、 $Z$  互质。

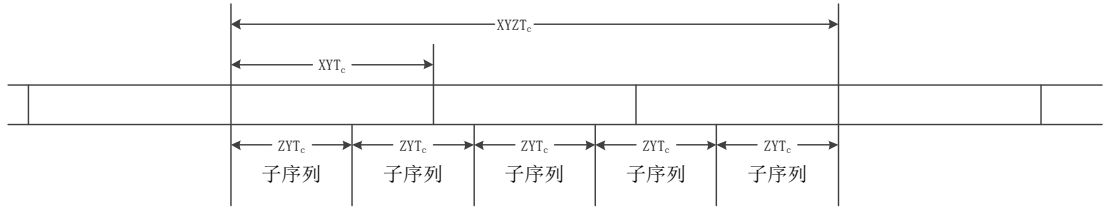


图 2.2-2 非周期调制直扩信号结构示意图

$$M = Z \times Y \quad (2.2.1)$$

$$T_d = M \times T_c \quad (2.2.2)$$

$$N = X \times Y \quad (2.2.3)$$

$$T_0 = N \times T_c \quad (2.2.4)$$

$$L = X \times Y \times Z = N \times M / \gcd(M, N) \quad (2.2.5)$$

$$T_L = L \times T_c \quad (2.2.6)$$

以下分四种情况进行具体说明。当  $T_d$  与  $T_0$  之比为整数倍时，等效扩频码周期为信息码周期，不同信息码调制的扩频码相同，该情况下的直扩信号是常规周期调制信号；当  $T_d$  与  $T_0$  之比为非整数倍时，等效码长等于码长，不同信息码调制的扩频码不相同，该情况下的直扩信号是非周期调制信号；当  $T_0$  与  $T_d$  之比为整数倍时，等效码长等于码长，不同信息码调制的扩频码不相同，该情况下的直扩信号是非周期调制信号；当  $T_d$  与  $T_0$  之间为非整数倍关系时，等效码长大于码长，且为码长的整数倍，不同信息码调制的扩频码不相同，该情况下的直扩信号也是非周期调制信号。

目前广泛采用直扩信号的信息码周期是固定的，考虑到更复杂的信息码周期捷变的情况，更一般的直扩信号结构如图 2.2-3 所示。

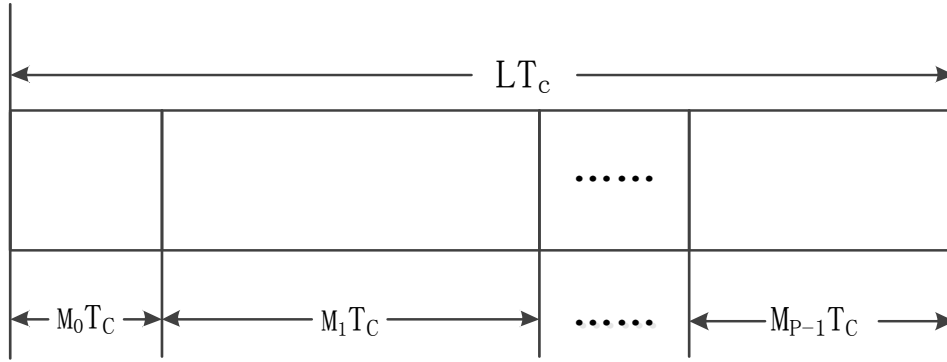


图 2.2-3 更一般非周期调制直扩信号结构示意图

从图 2.2-3 可以看出，非周期调制信号是由  $P$  个不同长度的扩频子序列依次对信息码进行调制，基带直扩信号的模型如式 (2.2.7) 所示。其中， $p(t)$  为扩频码， $d(t)$

为信息码， $T_c$  为扩频码速率，等效码长  $L$  的计算公式如 (2.2.8) ( $L = \sum_{i=1}^P M_i$ )，等效

扩频码周期为  $LT_c$ ，信息码周期为  $M_i T_c$  ( $i=0, 1, \dots, P-1$ )，每个等效码长信息个数为  $P$ ， $d_i \in \{-1, +1\}$  为随机分布的信息码序列， $P(d_i = -1) = P(d_i = +1) = 0.5$ ， $q(t)$  为宽度为  $T_c$  的矩形函数， $n(t)$  为高斯白噪声。

$$s(t) = d(t)p(t) + n(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{j=0}^{p-1} d_{ip+j} \sum_{k=0}^{M_j-1} p_{iN+\sum_{l=0}^{j-1} M_l+k} q[t - (iL + \sum_{l=0}^{j-1} M_l + k)T_c] + n(t) \quad (2.2.7)$$

$$L = \sum_{i=1}^P M_i \quad (2.2.8)$$

### 2.2.2.2 卫星测控直扩信号面临的威胁

直扩信号面临的威胁主要是截获和干扰。截获是利用电子侦察设备对无线电通信信号进行搜索、识别、测量和分析，从而获得通信参数的过程，截获对进一步获取情报和开展有针对性的干扰有重要意义。干扰是以破坏或者扰乱敌方通信系统的信息传输过程为目的的采取电子攻击行动的总称，干扰系统通过发射与敌方通信信号相关联的某种特定形式的电磁信号，破坏或扰乱敌方无线电通信过程，导致地方信息传输能力削弱甚至瘫痪<sup>[92]</sup>。

#### 1) 截获

扩频通信是为了对抗传统干扰而引入的一种具有良好抗干扰性能的通信体制。它通过降低信号的功率谱密度，直至淹没在噪声以下，使传统的侦察干扰机难以检测该类信号，即便检测到了信号但不知道发方的扩频码，也难以恢复原来的信息。但无论 DS/SS 信号与噪声怎样类似，利用信号和噪声在时域、频域、功率谱等的不同特征，采取合适的方法可以对其进行区分，并从噪声中估计相关参数<sup>[64][93][94][95]</sup>。国内外近年来的研究情况表明<sup>[38][96][97][98]</sup>，已经有比较成熟的方法对周期直扩信号的载频、信息周期、PN 码速率、PN 码周期、PN 序列等通信参数进行估计。

直扩通信参数有三种：载波参数、信息码参数和伪码参数，其中最关键的是伪码参数，该类参数包括伪码速率、码长和码序列。在实际侦察接收直扩信号时，所知道的仅仅是一串时域采样数据，而且我们对信号参数是没有任何先验知识的。鉴于载波参数通过平方法较易获得，本文考虑的信号模型是基带信号。一般来说，对于直扩信号参数估计的顺序须按码速率、码长、码序列进行，而最关键且最困难的是对码序列进行估计。码序列估计越困难意味着从抗截获的角度来说，直扩信号的安全性能越好。

## 2) 干扰

通信干扰根据性质的不同可分为压制式干扰和欺骗性干扰；根据频谱组成可分为瞄准式干扰和阻塞式干扰；根据干扰强度可分为强干扰和弱干扰等。对直扩信号的干扰大体可分为两类，一种是压制式通信干扰样式，它是从干扰信号的谱宽考虑，一般是窄带噪声干扰、单音和多音干扰、脉冲干扰、梳状谱干扰等。二是欺骗式干扰，它是指发射或者转发幅度、频率或相位做了某种调制的脉冲波或连续波信号，以扰乱或欺骗敌方的接收机，使其得到虚假信息，做出错误的判断或反应，其特点是干扰信号和目标信号具有某些相似的特性<sup>[99]</sup>。

欺骗式干扰在频域上是瞄准的，它的中心频率与通信信号是重合的，在时域上分为应答式或者转发式。应答式欺骗根据侦察引导系统的引导参数产生相应的欺骗干扰样式，转发式欺骗干扰将收到的目标信号进行适当的加工后发射出去。对直扩信号实施干扰就是要造成扩频通信有较高的误码率，使通信不能正常进行，根据最佳干扰理论，最佳干扰是在目标接收机处，与通信信号具有相同或相似的时域、频域特征的信号，因此，最佳干扰必须有先验知识，即了解对方接收机的信号特征。

直扩系统的重要参数是扩频增益  $G$ ，它是接收机输出信噪比（接收机解扩解调处理后的信噪比）与接收机输入信噪比（接收机解扩解调处理前的信噪比）之比，也是伪随机序列信号带宽与信息数据信号带宽之比。扩频增益决定了直扩信号的干扰容限  $M_j$ ，它是直扩系统能在多大干扰环境下工作的能力，如式 (2.2.9) 所示，其中，

$(S/N)_{out}$  是信息数据被正确判断的概率不小于某一希望值所要求的最小输出信噪比，

$L_s$  是接收系统损耗。

$$M_j = G - [(S/N)_{out} + L_s] \quad (2.2.9)$$

扩频系统都有抑制干扰、提高输出信噪比的作用，其所选用的扩频码都具有十分尖锐的自相关峰，主动接收一般采用相关接收和匹配滤波的方法，即用一与发方相同且同步的本地高速扩频码对接收信号进行相关解扩，把接收端的有用宽带信号压缩为基带信号，使信号电平升高，而将不相关的其它信号、干扰、噪声等的带宽进一步拉宽，使干扰电平进一步降低，再用一窄带滤波器对准相关后的基带信号，则输出端除含有极少部分干扰和噪声外，主要就是有用信号。许多人为和非人为的干扰都被扩频

接收机当作噪声处理掉了,除非这些干扰在被接收端扩频以后的功率谱密度仍高于有用基带信号的功率谱密度,但这实现起来非常困难。即使采用相同频率、码速率、码长的信号进行干扰,如果不能截获到有用信号的扩频码序列,则干扰作用非常有限,干扰效果取决于码序列间的相关性。

与码序列相关的干扰主要有自相关干扰和互相关干扰。自相关干扰包括多径干扰和人为相关干扰,抗干扰能力主要取决于自相关均方值。互相关干扰包括多址干扰和人为相关干扰,抗干扰能力主要取决于互相关均方值<sup>[100]</sup>。

### 2.2.2.3 卫星测控安全防护关键技术

#### 1、直扩信号安全性能指标评价体系

研究安全防护首先要建立直扩信号安全性能指标体系,这是定量确定和比较直扩信号安全性能好坏的前提和基础。这方面的研究比较零散,尚未建立系统的指标体系。根据现有的研究结果,扩频增益、线性复杂度、码长等对安全性能有影响,扩频增益越大、线性复杂度越高、码长越长,则对应的安全性能越好。但是由于没有建立指标体系,难以定量衡量安全性能,对于不同直扩信号的安全性能也难以定量比较。本文在深入分析直扩信号威胁和参数估计方法的基础上,有针对性地提出反应直扩信号安全性能好坏的指标,建立了安全性能指标评价体系。

#### 2、直扩信号安全性能评估模型

直扩信号安全性能评估属于多属性决策范畴,可采用多指标综合评价方法,它具备以下特点:它的评价包含若干个指标,多个评价指标分别说明被评价事物的不同方面;评价方法最终要对被评价事物做出一个整体性的评判,用一个总指标来说明被评价事物的整体水平。直扩信号指标体系中的指标都在某种程度上影响着信号安全性能,必须根据直扩信号安全防护的特点选择或提出一种恰当的模型及计算方法,并注意评价方法与评价目的的匹配,注意评价方法的内在约束。本文建立了基于多属性决策理论的直扩信号安全性能评估模型,并详细给出了直扩信号安全指数的计算过程。

#### 3、直扩信号参数估计方法

直扩信号参数估计方法利用信号的特征完成相应的参数估计,在研究直扩信号安全性能指标体系和评估模型的过程中,需要通过仿真确定相应的评估方法对不同参数直扩信号进行参数估计的效果进行评估,从而确定相应的参数对安全性能的影响。

#### 4、卫星测控直扩信号安全防护体制

遥控是通过地面上行遥控信息对卫星实施控制,它的安全性要求最高;遥测是将卫星的状态信息下传至地面,不涉及对卫星运行的控制;测距采用扩频伪码双向测伪距方式,测速通过上行和下行两个单向载波伪多普勒测量实现,也不涉及对卫星运行的控制。可见,遥控信道是卫星测控安全性设计的核心。

在直扩信号安全性能指标体系和评估模型研究的基础上,对备选直扩信号的安全性能进行定量比较,各信道直扩信号设计完成后,进一步研究信号的相关性、捕获跟

踪、多址等性能，使之满足任务要求。

直扩信号采用的是“隐蔽”策略，即通过扩频把信号的功率谱密度降低，直至被噪声所淹没，使侦察干扰机无法检测并截获到该类信号，如何对这种信号进行截获与干扰已成为通信对抗和管理领域迫切解决的难题<sup>[101]</sup>。直扩通信是为了对抗传统干扰而引入的一种全新的抗干扰通信体制，用经典信号检测与估计理论难于对直扩信号做出有效的检测与估计。但是，无论直扩信号与背景噪声如何类似，它与背景噪声肯定是有区别的，可以利用直扩信号和噪声在时域、频域、相关域等的不同特征，采取相应的方法对直扩信号进行区分，从而在噪声中估计出直扩信号。

随着对周期直扩信号的截获技术日趋成熟，为了确保信息安全，对于特别重要的信息，国外已大量采用非周期扩频体制，比如我们熟知的 GPS-P 码信号。可以预见非周期扩频信号会广泛应用于信息安全要求高的领域及军事应用中。

对于非周期扩频信号（一个扩频码对应多个信息码，也就是说，每个信息码对应的扩频码不同），由于一个扩频周期内有  $P$  个不同信息码元，而且信息码元的取值是随机的，这将破坏扩频码特别是线性扩频码的序列结构，使其相关特性遭到削弱甚至消失，给相应参数的估计带来很大的困难，导致针对周期扩频信号的参数估计方法不再适用，具体来说，传统的 PN 码周期、信息码周期和扩频码型估计方法不再有效。非周期扩频信号估计的研究尚处于探索阶段，只有零星文献报道，且都是在有若干参数已知情况下对给个别参数的估计，尚未形成成熟有效的系统方法。本文提出并讨论了一种基于差分主元分析（D-PCA）的非周期调制直扩信号扩频码估计方法，该方法通过估计差分序列协方差矩阵的最大特征值对应的特征向量完成信息码个数、子序列、信息码同步点等参数。

### 2.3 直扩信号参数估计方法

和直扩信号理论和应用的蓬勃发展相比，对直扩信号的侦察技术研究起步较晚，特别是国内，目前仅有少量的周期扩频信号识别的理论研究成果见于文献，远未达到深入和系统的阶段<sup>[17]</sup>。

实际侦察接收直扩信号时，需要依次估计载频、PN 码速率、PN 码周期、PN 码序列等参数，目前常用的参数估计方法可以分为时域法、频域法、矩阵分解法、Berlekamp-Massey 算法（简称 BM 算法）、自适应域法等几大类，如表 2.3-1 所示。鉴于直扩信号的载频通过平方法等方法较易获得，且与直扩调制的特点无关，本文仅考虑基带直扩信号。

表 2.3-1 直扩信号参数估计方法汇总

序号	参数	常用方法
1.	PN 码片宽度	自相关法 <sup>[37][102][103][104]</sup> 、周期谱法 <sup>[50][105]</sup>
2.	PN 码码长	自相关法 <sup>[102]</sup> 、周期谱法 <sup>[50][105]</sup> 、二次谱法 <sup>[61][106][107]</sup>

序号	参数	常用方法
3.	PN 码码序列	BM 算法 <sup>[108]</sup> 、矩阵分解法 <sup>[72][73][109]</sup> 、神经网络法 <sup>[110][111][112][113][114][115]</sup>

### 2.3.1 时域法

直扩信号可建模为周期平稳过程，由平稳过程的自相关函数性质可知周期平稳过程的自相关函数必为周期函数，且它的周期与过程的周期相同，即平稳过程  $x(t)$  含有哪些周期分量，则其相关函数也含有相应的周期分量。我们可以采用信号的时域自相关函数来估计基带 DS 信号 PN 码的周期分量：PN 码片宽度和码周期。更为重要的是时域自相关法可以估计扩频码与信息码的同步点。

将接收信号按某个任意周期分成连续的非重叠的数据段。对每一段数据，我们可以计算自相关的估计值，如式 (2.3.1)，其中， $\{x^i(t)|0 \leq t \leq T, i=1,2,\dots,M\}$  表示第  $i$  段接收数据， $T$  表示自相关函数积分时间， $R_{xx}^i(\tau)$  表示自相关估计。用  $M$  段数据，我们就能估计出自相关的二阶矩，如式 (2.3.2)，它是自相关估计器输出信号起伏的一个度量。

$$R_{xx}^i(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T x^i(t)x^i(t-\tau)dt \quad (2.3.1)$$

$$P_x(\tau) = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \left| R_{xx}^i(\tau) \right|^2 \quad (2.3.2)$$

当相关时延可以与信号 PN 码片宽度相比拟时，用时域相关方法可以估计出直扩信号的 PN 码片宽度，当相关时延可以与信号 PN 码周期相比拟时，用时域相关方法可以估计出直扩信号的 PN 码周期。时域法运算速度快，功能较强，是很实用的经典参数估计方法。

### 2.3.2 频域法

频域法主要包括二次谱法、周期谱法等方法。

#### 1、二次谱法

二次谱是将信号的功率谱做二次处理，将信号的功率谱作为输入信号再求其功率谱即可得到信号的二次功率谱，如式 (2.3.3)，其中， $S(f)$  是信号的功率谱密度， $FT[\cdot]$  表示傅氏变换，在实现功率谱的计算时可采用周期图 (Periodogram) 法和相关图 (Correlogram) 法<sup>[43]</sup>。

$$S_s(e) = \left[ FT[S(f)] \right]^2 \quad (2.3.3)$$

设随机二元序列脉冲信号如式 (2.3.4)，其中， $g(t)$  为一持续期为  $T_c$  的切普波形， $y_k$  为一独立等概率  $\pm 1$  平稳随机序列。可求得  $y(t)$  的自相关函数<sup>[116]</sup>，如式 (2.3.5)，

由于  $p(t)$  是周期为  $NT_c$  的伪随机序列, 由 (2.3.5) 周期延拓可得式 (2.3.6), 可见,  $p(t)$  的自相关函数是周期为  $NT_c$  的三角形脉冲串。

$$y(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} y_k g(t - kT_c) \quad (2.3.4)$$

$$R_y(\tau) = \begin{cases} 1 - |\tau|/T & |\tau| \leq T \\ 0 & |\tau| > T \end{cases} \quad (2.3.5)$$

$$R_p(\tau) = \begin{cases} 1 - (1 + \frac{1}{N}) \left[ \frac{|\tau - NT_c|}{T_c} \right] & |\tau - NT_c| \leq T_c \\ -1/N & |\tau - NT_c| > T_c \end{cases} \quad (2.3.6)$$

对  $R_p(\tau)$  作傅氏变换即可得到  $p(t)$  的功率谱密度, 如式 (2.3.7)。类似的, 可以得到  $d(t)$  的自相关函数和功率谱密度, 如式 (2.3.8) 和 (2.3.9)。

$$S_p(f) = \frac{N+1}{N^2} \left( \frac{\sin \pi f T_c}{\pi f T_c} \right)^2 \sum_{l=-\infty}^{\infty} \delta(f - \frac{l}{NT_c}) - \frac{1}{N} \delta(f) \quad (2.3.7)$$

$$R_d(\tau) = \begin{cases} 1 - |\tau|/T_0 & |\tau| \leq T_0 \\ 0 & |\tau| > T_0 \end{cases} \quad (2.3.8)$$

$$S_d(f) = T_0 \left( \frac{\sin \pi f T_0}{\pi f T_0} \right)^2 \quad (2.3.9)$$

由傅氏变换的卷积性质可得基带直扩信号功率谱密度, 如式 (2.3.10)。工程上, 一般  $N \gg 1$ , 并且,  $\delta(x) = \lim_{k \rightarrow \infty} k \text{Sinc}^2(\pi k x)$ , 式 (2.3.10) 可以继续简化, 如式 (2.3.11)。

$$\begin{aligned} S_s(f) &= S_d(f) \otimes S_p(f) \\ &= T_0 \left\{ \frac{N+1}{N^2} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \left[ \frac{\sin(\pi l / N)}{(\pi l / N)} \right]^2 \left[ \frac{\sin(\pi [f - l / (NT_c)] T_0)}{\pi [f - l / (NT_c)] T_0} \right]^2 - \frac{1}{N} \left[ \frac{\sin \pi f T_0}{\pi f T_0} \right]^2 \right\} \end{aligned} \quad (2.3.10)$$

$$S_s(f) \approx \begin{cases} \frac{1}{N} \sum_{l=-\infty, l \neq 0}^{\infty} \text{Sinc}^2(\pi l / N) \delta(f - \frac{l}{NT_c}) & l \neq 0 \\ 0 & l = 0 \end{cases} \quad (2.3.11)$$

可以看出, 基带直扩信号的功率谱是一系列加权离散的谱线, 且谱线的间隔周期为  $1/NT_c$ , 对其再做傅氏变化取模平方, 得到的二次谱处理结果如式 (2.3.12)。

$$\begin{aligned}
S_s(e) &= \left[ FT[S_s(f)] \right]^2 \\
&= \left| FT \left\{ \frac{1}{N} \sum_{l=-\infty, l \neq 0}^{\infty} \text{Sinc}^2(\pi l / N) \delta(f - \frac{l}{NT_c}) \right\} \right|^2 \\
&= \left| \frac{1}{N} FT \{ \text{Sinc}^2(\pi f T_c) \} \otimes FT \left\{ \sum_{l=-\infty, l \neq 0}^{\infty} \delta(f - \frac{l}{NT_c}) \right\} \right|^2 \\
&\cong \left| T_c \sum_{k=-\infty}^{\infty} (1 - \frac{|e - kT_0|}{T_c}) \right|^2, |e - kT_0| \leq T_c, k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots
\end{aligned} \tag{2.3.12}$$

可以看出, 因为做了二次处理, 上式中的  $e$  实际上具有了时间的量纲, 并且在做第二次傅氏变换后取了其模的平方, 舍弃了相位信息, 幅度都大于零。功率谱二次处理后, 信号能量集中在一些较尖锐的三角形脉冲处, 其间距为 PN 码周期的整数倍, 高斯白噪声  $n(t)$  的功率谱在做二次处理后不具有这一特性, 因此, 通过估计二次功率谱频率不为零的脉冲串间的距离即可估计 PN 码周期。二次谱法对于低信噪比的直扩信号具有较高的估计性能, 是估计 PN 码周期的有效工具。

## 2、周期谱

周期谱密度是分析具有周期平稳特性的随机信号的有效方法<sup>[43]</sup>。由于直扩信号码片宽度是典型的周期特征参数, 故可以用周期谱密度法(即谱相关函数法)进行估计。

周期平稳过程  $x(t)$  的自相关函数是时间的周期函数, 因而可以展开成傅里叶级数, 其系数是周期自相关函数  $R_x^\alpha(\tau)$ ,  $R_x^\alpha(\tau)$  的傅氏变换为周期谱密度函数  $S_x^\alpha(f)$ , 如式 (2.3.13)、(2.3.14)。

$$R_x^\alpha(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x(t + \tau/2) x^*(t - \tau/2) e^{-i2\pi\alpha t} dt \tag{2.3.13}$$

$$S_x^\alpha(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R_x^\alpha(\tau) e^{-i2\pi f \tau} d\tau \tag{2.3.14}$$

上式中,  $\alpha$  为周期频率,  $f$  为频谱频率。当  $\alpha=0$  时,  $R_x^0(\tau)$  和  $S_x^0(f)$  分别对应传统的自相关函数和功率谱密度函数。

谱相关有以下主要特点:

- 1)  $\alpha \neq 0$  时, 平稳噪声和干扰的谱相关函数等于零;
- 2) 信号特征在周期谱上是以周期频率离散分布的, 调制信号的周期频率一般为载频、扩频码元速率、信息码元速率等参数的整数倍及其和差值。

基带信号的周期谱如式 (2.3.15), 当不考虑初始相位的影响时如式 (2.3.16)。



$$S_s^\alpha(f) = \frac{R(0)}{4T_c} \left[ Q(f + \alpha/2)Q^*(f - \alpha/2) + Q(f + \alpha/2)Q^*(f - \alpha/2) \right. \\ \left. + Q(f + \alpha/2)Q^*(f - \alpha/2)e^{-i2\varphi_0} + Q(f + \alpha/2)Q^*(f - \alpha/2)e^{i2\varphi_0} \right]_{\alpha=\pm k/T_c} \quad (2.3.15)$$

$$S_s^\alpha(f) = \frac{R(0)}{T_c} Q(f + \alpha/2)Q^*(f - \alpha/2), \alpha = \pm k/T_c \quad (2.3.16)$$

从式(2.3.16)可以看出,基带直扩信号周期谱的幅值是在 $\alpha$ 轴上以 $\alpha = \pm k/T_c$ 离散分布的,通过沿 $\alpha$ 轴搜索这些离散谱线并估计其间隔即可得到PN码速率,进而可以求得PN码码片宽度 $T_c$ 。

周期谱法是一种有效的PN码片宽度的估计方法,可以做到较低的信噪比容限,但该方法在数字实现时缺点也很明显,主要是计算复杂度较高和计算速度较慢,尤其是当 $f$ 和 $\alpha$ 的取值范围较大时。

### 2.3.3 矩阵分解法

首先介绍一下主元分析(PCA)。主元分析是一种数据分析技术,能有效识别数据中最主要的元素和结构<sup>[117]</sup>,去除噪声和冗余,将原有的复杂数据降维,揭示隐藏在复杂数据背后的简单结构,无参数限制,广泛应用模式识别、图像压缩、神经科学等多个领域。PCA回答的问题是如何得到能够最好地表示数据集的正交基。

协方差矩阵反映了所有观测变量之间的相关性度量,并反映了噪声和冗余的程度:对角线上的元素越大表明信号越强,变量的重要性越高,元素越小则表明可能是存在噪音或次要变量;非对角线上的元素大小则对应于相关观测变量对之间冗余程度的大小。一般情况下,初始数据的协方差矩阵总不太好,表现为信噪比不高且变量间相关度大,PCA的目标就是通过基变换对协方差矩阵进行优化,找到相关主元。主元分析的原则是:最小化变量冗余,即协方差矩阵的非对角线元素尽量小;最大化信号,协方差矩阵对角线上元素尽可能大。PCA的主要思想和过程:转换基是一组标准正交基;PCA计算过程中,可同时得到新的基向量对应的主元排序,利用这个重要性排序可以方便地对数据进行平滑、简化或压缩处理。

PCA技术的一大好处是对数据进行降维的处理。我们可以对新求出的“主元”向量的重要性进行排序,根据需要取前面最重要的部分,将后面的维数省去,可以达到降维从而简化模型或是对数据进行压缩的效果。同时最大程度的保持了原有数据的信息;PCA技术的一个很大的优点是,它是完全无参数限制的。在PCA的计算过程中完全不需要人为的设定参数或是根据任何经验模型对计算进行干预,最后的结果只与数据相关,与用户是独立的。PCA求解就是对协方差矩阵进行特征分解,求特征向量及对应的特征根。PCA方法和线形代数中的奇异值分解(SVD)方法有内在的联系,一定意义

上来说，PCA的解法是SVD的一种变形和弱化。

PCA 求解可通过矩阵分解完成：根据采样数据形成  $m \times n$  矩阵，其中， $m$  为观测变量个数， $n$  为采样点个数；每个行向量减去该观测变量的的平均值得到矩阵  $X$ ；对协方差矩阵  $XX^T$  进行矩阵分解，求特征根及所对应的特征向量。

对于周期直扩信号来说，如果已经得到直扩信号的码速率和码长，则可以采用矩阵分解估计码序列，算法如下：

- 1、将接收信号按照码片周期进行连续采样，并根据码长进行周期分段，取连续的  $m$  段数据向量，形成观察集矩阵  $A$ ；
- 2、构造相关矩阵  $\hat{R}(m) = \frac{1}{m} AA^T = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m x(i)x^T(i)$ ，并进行特征值分解；
- 3、搜索最大特征值和次大特征值对应的特征向量  $u_1$  和  $u_2$ ，当数据向量刚好与码序列同步时，仅需搜索最大特征值和其对应的特征向量  $u_1$ ；
- 4、将得到的  $u_1$  和  $u_2$  循环移位再相加即可得到码序列估计结果。

矩阵分解法需要构造协方差矩阵，本身就是一个降噪的过程，因此可以在较低信噪比下仍有良好的估计性能。

#### 2.3.4 BM 算法

在通信和密码方面，伪随机序列有广泛的应用，线性复杂度是其中一个重要指标，其定义为产生二元序列  $s$  的最短线性反馈移位寄存器（LFSR）的长度，记为  $LC(s)$ 。

它是反映了通过线性递推算法由已知的一小段序列得到整段序列的难易程度。流密码理论中一个基本的问题就是密钥流序列的线性复杂度的确定<sup>[118]</sup>，这也可以看成线性移位寄存器的综合问题。所谓线性移位寄存器的综合，就是给定一个二元周期序列后，找出产生此序列的线性移位寄存器，如果要求这个线性移位寄存器的级数最小，即找出最短的线性移位寄存器，则相当于求出此序列的最小多项式，也就是求此序列的线性复杂度。

这个问题可以从更广泛的角度来研究，假定： $a_0, a_1, a_2, \dots, a_{N-1}$  是  $F_2$  上的  $N$  个元素构成的有序组，称它为  $N$  长的二元序列。对于一个  $F_2$  上的多项式(2.3.17)，其中  $c_0 = 1$ ，但并限定  $c_l = 1$ ，把以  $f(x)$  为联接多项式的  $l$  级线性移位寄存器简记为  $\langle f(x), l \rangle$ ，如果式(2.3.18)表示的递归关系成立，那么  $\langle f(x), l \rangle$  产生二元序列<sup>[119]</sup>。这里递推关系要求  $l < N$ ，对于  $l \geq N$ ，可认为任一  $l$  级线性移位寄存器均能产生相应序列。

$$f(x) = c_0 + c_1x + c_2x^2 + \cdots + c_lx^l \quad (2.3.17)$$

$$a_k = c_1a_{k-1} + c_2a_{k-2} + \cdots + c_la_{k-l}, k = l, l+1, \dots, N-1 \quad (2.3.18)$$

如果有多项式 (2.3.19) 满足递归关系 (2.3.20), 并且  $l_n$  是所有次数  $< N$  且满足这一递归关系的多项式 (2.3.19) 中的最小非负整数, 则称  $\langle f_n(x), l_n \rangle$  是产生序列的前  $n$  项的最短线性移位寄存器。

$$f_n(x) = c_0^{(n)} + c_1^{(n)}x + c_2^{(n)}x^2 + \cdots + c_{l_n}^{(n)}x^{l_n} \quad (2.3.19)$$

$$c_0^{(n)}a_k + c_1^{(n)}a_{k-1} + \cdots + c_{l_n}^{(n)}a_{k-l_n} = 0, k = l_n, l_n+1, \dots, N-1 \quad (2.3.20)$$

梅西(J. L. Massey)提出了一种迭代算法有效解决了线性移位寄存器的综合问题。该算法的要点在于运用归纳法求出一系列线性移位寄存器, 使每一个  $\langle f_n(x), l_n \rangle$  都是产生序列的前  $n$  项  $a_0, a_1, a_2, \dots, a_{N-1}$  的最短线性移位寄存器, 从而使得最后得到的  $\langle f_N(x), l_N \rangle$  就是产生所给长度为  $N$  的二元序列的最短线性移位寄存器。梅西算法的计算过程如下:

1、取初始值:  $f_0(x) = 1, l_0 = 0$ 。

2、设  $\langle f_i(x), l_i \rangle, i = 0, 1, \dots, n (0 \leq n < N)$  均已求得, 且  $l_0 \leq l_1 \leq \cdots \leq l_n$ 。记:

$$f_n(x) = c_0^{(n)} + c_1^{(n)}x + c_2^{(n)}x^2 + \cdots + c_{l_n}^{(n)}x^{l_n}, c_0^{(n)} = 1 \quad (2.3.21)$$

$$\text{再计算第 } n \text{ 步差值: } d_n = c_0^{(n)} + c_1^{(n)}x + \cdots + c_{l_n}^{(n)}x^{l_n} \quad (2.3.22)$$

若  $d_n = 0$ , 则按照式 (2.3.23) 计算, 否则分两种情况。

$$f_{n+1}(x) = f_n(x), l_{n+1} = l_n \quad (2.3.23)$$

1) 当  $l_0 = l_1 = \cdots = l_n = 0$  时, 按照式 (2.3.24) 计算。

$$f_{n+1}(x) = 1 + x^{n+1}, l_{n+1} = n+1 \quad (2.3.24)$$

2) 当有  $m (0 \leq m < n)$ , 使得  $l_m < l_{m+1} = l_{m+2} = \cdots = l_n$  时, 按照式 (2.3.25) 计算。

$$f_{n+1}(x) = f_n(x) + x^{n-m}f_m(x), l_{n+1} = \max\{l_n, n+1-l_n\} \quad (2.3.25)$$

最后得到的  $\langle f_N(x), l_N \rangle$  便是产生序列的最短线性移位寄存器。

根据上面的讨论,可以得到求周期序列最小多项式的方法:按照梅西算法求得的  $\langle f_{2N}(x), l_{2N} \rangle$  是产生周期为  $N$  的序列的唯一的 shortest 线性移位寄存器。

### 2.3.5 神经网络法

现代意义上对人工神经网络的研究一般认为是从 1943 年美国芝加哥大学的生理学家 W. S. McCulloch 和 W. A. Pitts 提出 M-P 神经元模型开始<sup>[120]</sup>。神经网络由于其并行分布式结构以及自适应学习能力,实际上已成为智能信息处理的主要技术之一,已经在神经科学、数学、物理和工程技术等领域上得到了广泛的应用。

神经网络的足学习方式主要分为有监督学习方法 (supervised learning) 和无监督学习方式 (unsupervised learning), 或称为自组织映射 (Self-Organization Map) 学习。自组织系统的结构有一些不同的形式:一种结构是从输入层到输出层之间使用前向连接的方式,同时输出层之间也可以有连接。另一种结构是中间有多个层,每一层之间以自组织的方式连接。这两种结构都包含了一个神经元之间的突触权值不断调整的学习过程,直到最后实现系统运行的目的。

本节主要介绍基于广义 Hebb 算法的神经网络,即 GHA (广义 Hebb 算法),由于具有多个神经元,该算法实现的神经网络可用于提取输入数据的多个主元向量,其结构如图 2.3-1 所示。

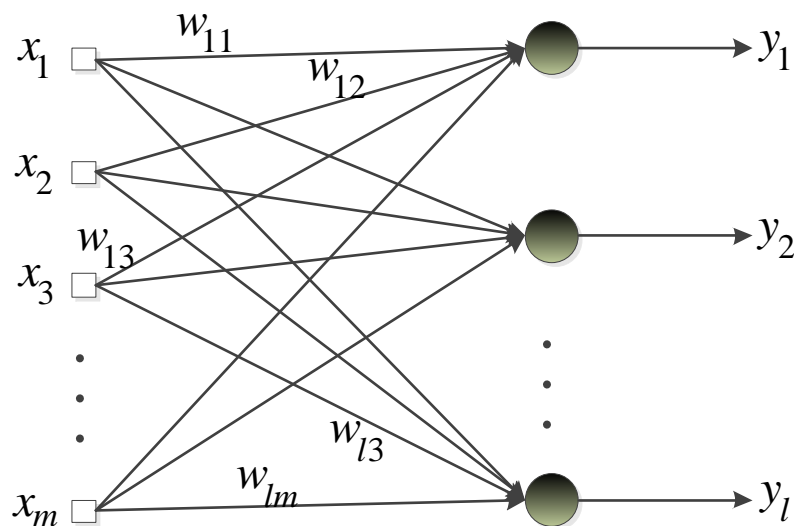


图 2.3-1 用 Hebb 算法的前向神经网络

上图所示的神经网络通常有两个假设:输出层的神经元是线性的;该网络有  $m$  个输入和  $l$  个输出,一般要求  $l < m$ 。设输出层神经元  $j$  在  $n$  时刻的输出为  $y_j(n)$ , 输入点集  $\{x_i(n) | i=1, 2, \dots, m\}$  与输出层神经元  $j$  之间的突触权向量为  $w_{ji}(n)$ , 则式 (2.3.26) 成立。

$$y_j(n) = \sum_{i=1}^m w_{ji}(n) x_i(n), j = 1, 2, \dots, l \quad (2.3.26)$$

突触权向量根据 Hebb 算法进行自适应调整<sup>[121]</sup>，如式 (2.3.27)。

$$\Delta w_{ji}(n) = \eta \left[ y_j(n) x_i(n) - y_j(n) \sum_{k=1}^j w_{ki}(n) y_j(n) \right], i = 1, 2, \dots, m \quad j = 1, 2, \dots, l \quad (2.3.27)$$

其中， $\eta$  是学习参数，上式是广义 Hebb 算法，其输出层共有  $l$  个神经元，对于使用广义 Hebb 算法的神经网络，可以提取输入数据的前  $l$  个主元向量，即第  $j$  个输出层神经元的突触权向量最终收敛值为输入数据的第  $j$  个主元向量。需要指出的是，在利用该网络估计信号的扩频码时，可以在不需要进行同步点估计的前提下进行。

进一步对式 (2.3.27) 进行处理可得式 (2.3.28) ~ (2.3.30)。由此可得广义 Hebb 算法的流程，如图 2.3-2 所示，其中， $z^{-1}$  表示延时算子。

$$x_i'(n) = x_i(n) - \sum_{k=1}^{j-1} w_{ki}(n) y_j(n) \quad (2.3.28)$$

$$x_i''(n) = x_i'(n) - w_{ji}(n) y_j(n) \quad (2.3.29)$$

$$\Delta w_{ji}(n) = \eta y_j(n) x_i''(n), i = 1, 2, \dots, m \quad j = 1, 2, \dots, l \quad (2.3.30)$$

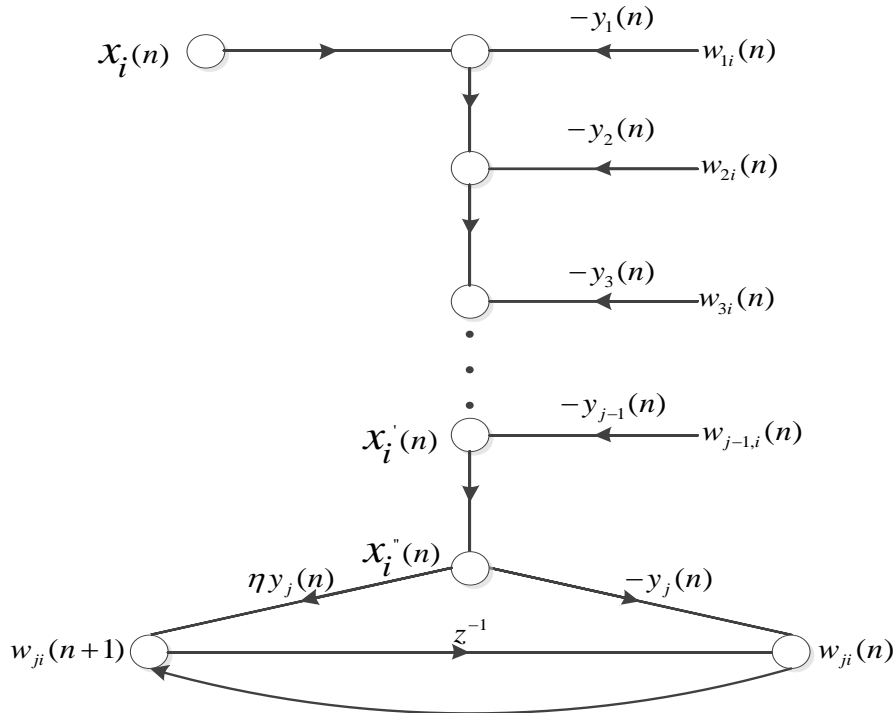


图 2.3-2 广义 Hebb 算法流程

为了进一步深入理解式 (2.3.30), 可将其写为矩阵形式, 令  $W(n) = \{w_{ji}(n)\}$  为一个  $l \times m$  的突触权矩阵, 如式 (2.3.31), 同时令算法中的学习参数为一个随时间而改变的序列  $\eta(n)$ , 且满足式 (2.3.32), 则可将广义 Hebb 算法写成矩阵的形式, 如式 (2.3.33)。

$$W(n) = [w_1(n), w_2(n), \dots, w_l(n)]^T \quad (2.3.31)$$

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \eta(n) = 0 \quad \text{且} \quad \sum_{n=0}^{\infty} \eta(n) = \infty \quad (2.3.32)$$

$$\Delta W(n) = \eta(n) \{y(n)x^T(n) - LT[y(n)y^T(n)]W(n)\} \quad (2.3.33)$$

其中, 算子  $LT[\cdot]$  表示把矩阵的主对角线以上的元素全部设为零, 即将该矩阵变为下三角矩阵, 则根据 Hebb 算法收敛性分析, 可得到广义 Hebb 算法的收敛结果<sup>[121]</sup>, 突触权矩阵  $W$  的列向量是输入数据相关矩阵的前  $l$  个最大特征值所对应的特征向量。

根据以上分析, 利用广义 Hebb 算法的神经网络经过收敛后可得到输入数据的前  $l$  (取决于神经网络输出层的神经元个数) 个主元向量, 这对利用该网络估计直扩信号的扩频码非常有用。

## 2.4 非周期调制直扩信号扩频码估计

对于非周期扩频信号, 由于一个扩频周期内有多个子序列, 每个子序列调制的扩频码个数可能不同, 而且子序列的相位是随机的, 这将破坏扩频码特别是线性扩频码的序列结构, 使其相关特性遭到削弱甚至消失, 给相应参数的估计带来很大的困难, 非周期直扩信号估计的研究尚处于探索阶段, 取得了一些成果: 王满喜<sup>[122][123]</sup>等人提出一种基于自相关差分累积量的方法估计非周期信号的伪码周期及信息码周期, 但仅限于各子序列长度相同的情况, 不适用于各子序列长度不同的更一般情况, 张天骐<sup>[69]</sup>等人直接采用矩阵分解的方法对非周期信号进行了分析, 指出特征分解法也适用于非周期 DS 信号, 但并未给出具体算法。以下分节讨论非周期调制直扩信号的码速率和码长估计方法。

本节中, 我们在仿真相应估计方法的性能时采用了 Monte Carlo (MC) 的方法, 信号所叠加的噪声均为高斯白噪声, 输入信号的信噪比 (dB) 如式 (2.4.1), 其中,  $\sigma_s$  和  $\sigma_n$  分别为有用信号和噪声的标准差。在低信噪比情况下对直扩信号参数估计时, 可以根据信号和加性高斯白噪声具有遍历性的特点, 将参数估计算法与集合平均算法相结合以改善估计的性能。集合平均算法是把信号分成若干段, 分别对其各段信号进行处理, 然后再将各信号段的处理结果求和取平均。

$$SNR = 20\log_{10}(\sigma_s / \sigma_n) \quad (2.4.1)$$

#### 2.4.1 码速率和码长估计

根据式 (2.2.7)，非周期调制打乱了扩频码的周期性，影响了加信码后的扩频码的相关性，但并没有改变码片周期及其分布，因此，常规的时域自相关法可以估计其码速率和码长参数。

本节采用时域自相关法对不同扩频调制指数直扩信号的码速率进行仿真。在计算机仿真时必须采用数字信号处理的方法，因此 (2.3.1) 和 (2.3.2) 在用于实际计算时必须离散化，其离散化式如 (2.4.2) 和 (2.4.3)。计算机仿真流程图如图 2.4-1 所示。

$$R_{xx}^i(j) = \frac{1}{L} \sum_{l=1}^L x^i(l)x^i(l+j) \quad (2.4.2)$$

$$P(j) = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \left| R_{xx}^i(j) \right|^2 \quad (2.4.3)$$

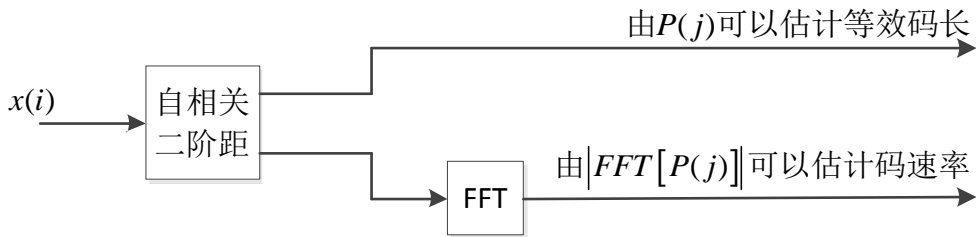


图 2.4-1 时域自相关法计算机仿真流程

这里用峰值与周围噪声均值的比值衡量算法性能，比值越大，参数估计越容易，详见 3.4.2 对等效估计峰均比（简称峰均比）的定义。图 2.4-2 和图 2.4-3 为不同调制指数的情况下，不同信噪比情况下的码速率和等效码长估计的峰均比情况。

仿真条件：码型：采用 16 阶 m 序列的截短序列，码长为 1024。

码速率：1Mbps。

信息速率：分别取 1024bps、512bps、256bps、128bps、64bps、32bps，即分别对应扩频调制指数为 1、2、4、8、16、32 的情况。

输入数据分段数 M：10。

采样率  $S_a$ ：10 位/chip。

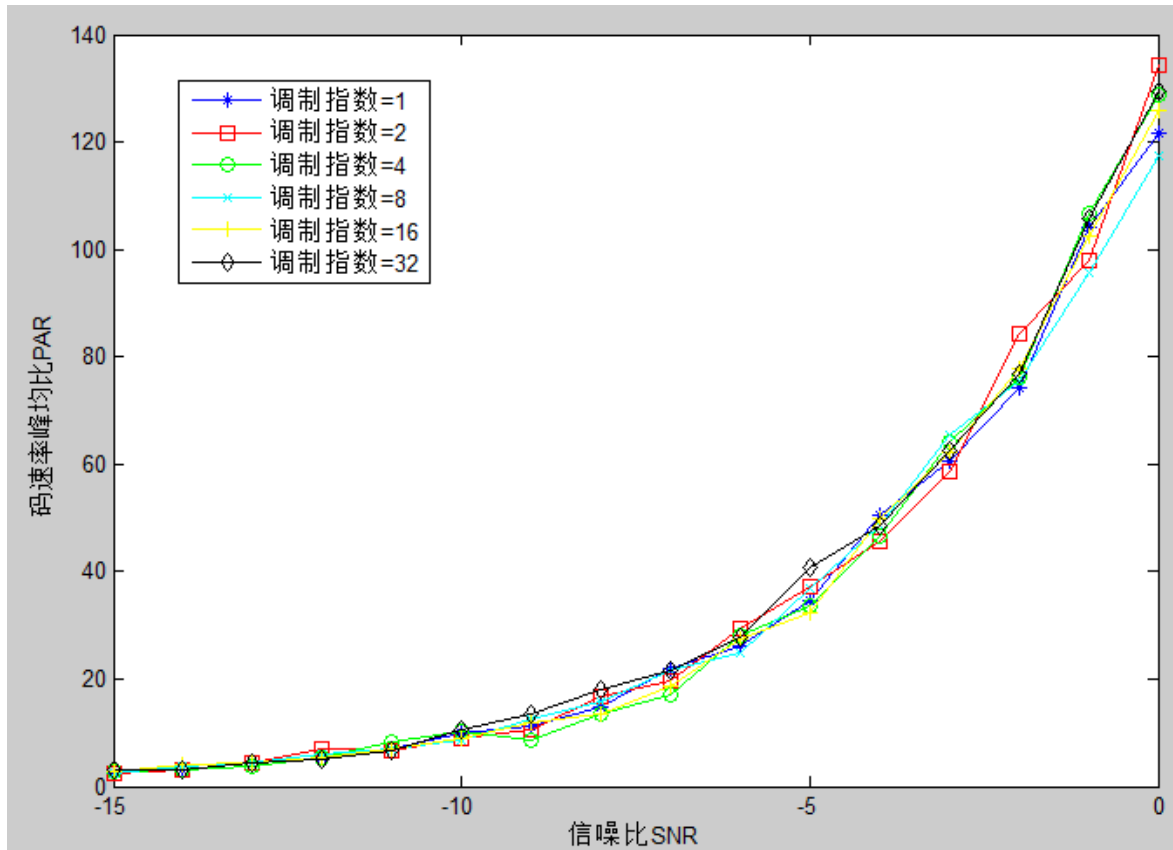


图 2.4-2 不同调制指数下的码速率估计结果

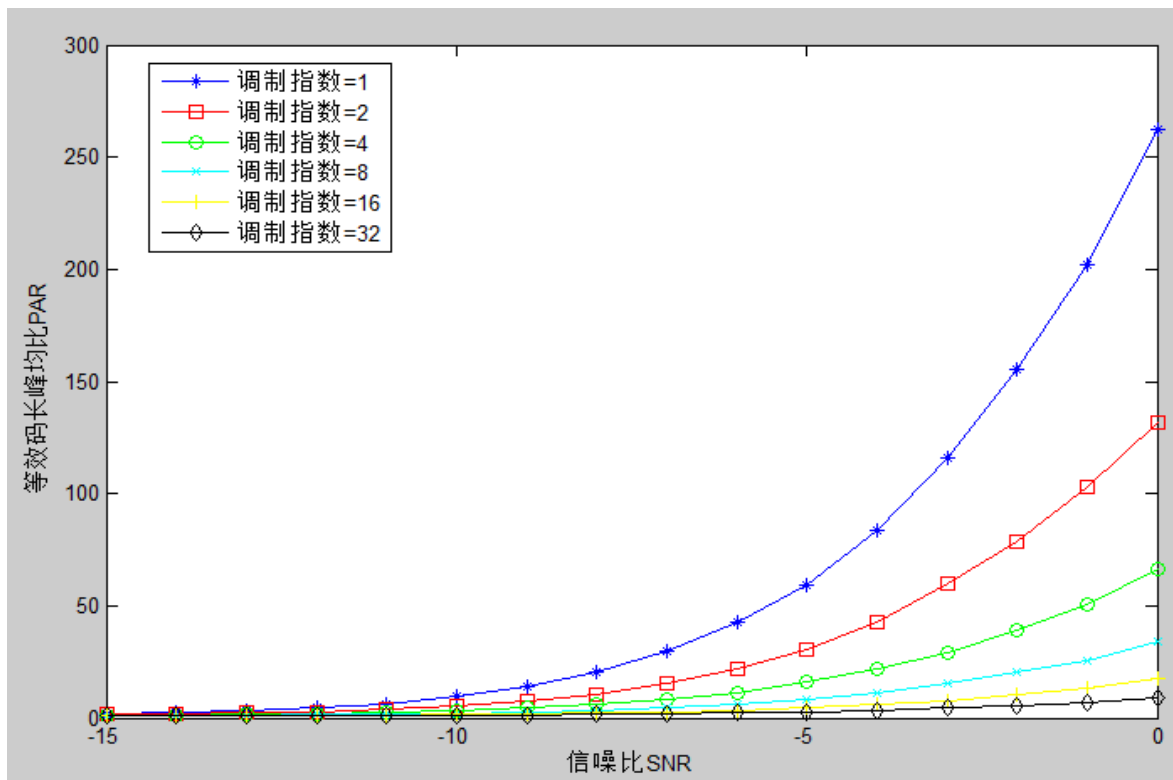


图 2.4-3 不同调制指数下的等效码长估计结果



从图 2.4-2 可以看出,不同调制指数情况下,同样信噪比对应的峰均比基本一致,调制指数对码速率估计性能基本无影响。从图 2.4-3 可以看出,不同调制指数情况下,同样信噪比对应的峰均比差别很大,调制指数越大,对应的峰均比越小,等效码长参数越难以被估计。因此,调制指数对码速率估计的效果基本无影响,对等效码长估计的效果影响很大。

## 2.4.2 码序列估计

2.3 节介绍的矩阵分解法和神经网络法可以有效估计周期调制信号的码序列,他们都是基于主元分析 (PCA) 的思想。对于周期调制信号,由于每个信息码对应的扩频序列相同,在信息位同步的情况下,自相关矩阵最大特征值对应的特征向量与码序列对应,在信息位不同步的情况下,自相关矩阵的最大特征值与次大特征值对应特征向量的连接与码序列对应。在非周期调制的情况下,由于同一周期的扩频码调制多个信息码,且信息码对应的扩频码数目不一定相同,使得传统的矩阵分解方法无法根据主特征向量有效估计码序列。

本节从恢复码序列的周期性入手,提出并详细讨论了一种基于 D-PCA 的通用非周期调制直扩信号的扩频码估计方法,该方法适用于更一般的一个等效码长范围内不同信息码调制不同个数扩频码的情况,能够在较低信噪比下通过仅估计基带数据协方差矩阵的一个最大特征值对应特征向量,即可完成信息码个数、子序列、信息码同步点等参数的估计。

### 2.4.2.1 算法分析

本节对基于差分主元分析 (D-PCA) 的矩阵分解方法进行分析。对式 (2.2.7) 表示的非周期调制基带直扩信号进行分析,如式 (2.4.4) ~ (2.4.8),其中,  $C$  为扩频码序列,  $E_i$  为子序列,  $D_i$  为信息码序列,  $F_i$  为调制后码序列,每个周期的 PN 码可以分成连续的  $P$  个子序列,每个子序列包括  $M_i$  个码片,如式 (2.4.5)、(2.4.5)、(2.4.6) 所示,每个 PN 序列周期内的调制信息如式 (2.4.7) 所示,第  $i$  个 PN 周期内的  $N$  个基带数据采样值如式 (2.4.8) 所示。

$$C = [c_0, c_1, \dots, c_{N-1}] = [E_0, E_1, \dots, E_{P-1}] \quad (2.4.4)$$

$$E_0 = [c_0, c_1, \dots, c_{M_0-1}] \quad (2.4.5)$$

$$E_i = [c_{\sum_{k=0}^{i-1} M_k}, c_{\sum_{k=0}^{i-1} M_k + 1}, \dots, c_{\sum_{k=0}^i M_k - 1}], i = 1, 2, \dots, P-1 \quad (2.4.6)$$

$$D_i = [d_{i,0}, d_{i,1}, \dots, d_{i,P-1}] \quad (2.4.7)$$

$$F_i = [f_{i,0}, f_{i,1}, \dots, f_{i,N-1}] = [E_0 d_{i,0}, E_1 d_{i,1}, \dots, E_{P-1} d_{i,P-1}] \quad (2.4.8)$$

从式 (2.4.5) 可以看出,  $E_i (i = 0, 1, \dots, P-1)$  为定值,但是  $d_{i,j}$  为随机值 (-1 或 +1),

$P$  个子序列均有模糊性,  $F_i$  不再具有类似  $C$  的周期性。因此, 非周期调制打乱了 PN 序列, 破坏了 PN 序列的周期性, 在估计 PN 序列前必须通过某种方式尽可能恢复 PN 序列的周期性。

进一步分析差分预处理后的情况, 如式 (2.4.9) ~ (2.4.11) 所示,  $G$  表示码片级的差分处理。式 (2.4.9)、(2.4.10) 分别表示预处理后每个子序列第 1 个码相位值和其余码相位值 (每个子序列第 2 ~  $M_i$  个码相位值), 可以看出, 虽然信息码的随机性导致了各子序列的模糊性, 但是每个子序列的不同采样值只是符号不同, 若经过码片级的差分处理, 则除了每个子序列的第 1 个码相位 (合计  $P$  个码相位) 外, 其余  $N-P$  个码相位均是周期性的且与信息码的符号无关, 整个码序列周期为  $N$ , 差分序列分布如图 2.4-4 所示。在此基础上, 我们可以采用时域自相关法或二次谱法估计码长, 采用矩阵分解法估计码序列。差分预处理还有一个好处就是, 经矩阵分解后, 最大的特征值远大于其他特征值, 有利于检测, 通过估计其对应的 1 个主特征向量即可完成信息码个数、子序列、信息码同步点, 且无子序列级的模糊性问题。

$$GF_i = [f'_{i,0}, f'_{i,1}, \dots, f'_{i,N-1}] = [f_{i,0} - f_{i-1,N-1}, f_{i,1} - f_{i,0}, \dots, f_{i,N-1} - f_{i,N-2}] \quad (2.4.9)$$

$$f'_{i, \sum_{l=0}^{k-1} M_l} = d_{i,k} C_{\sum_{l=0}^{k-1} M_l} - d_{i,k-1} C_{\sum_{l=0}^{k-1} M_l - 1}, k=0,1,2,\dots,P-1 \quad (2.4.10)$$

$$f'_{i, \sum_{l=0}^{k-1} M_l + m} = d_{i,k} C_{\sum_{l=0}^{k-1} M_l + m} - d_{i,k} C_{\sum_{l=0}^{k-1} M_l + m - 1}, k=0,1,\dots,P-1 \quad m=1,2,\dots,M_k \quad (2.4.11)$$

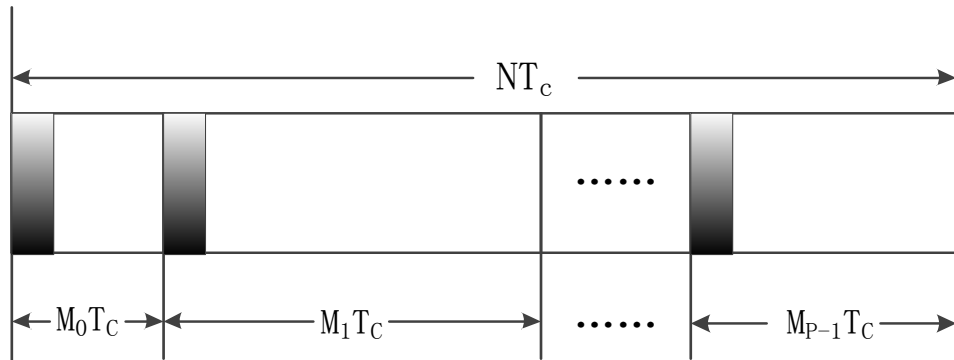


图 2.4-4 非周期调制直扩信号差分序列结构示意图

下面进一步分析差分序列的矩阵分解, 从图 2.4-4 可以看出差分序列集可以分解为由  $P+1$  个线性无关向量线性表示, 其中  $P$  个向量为仅含 1 个 1, 其余分量均为 0 的向量, 分别对应图 2.4-2 的  $P$  个黑色阴影部分, 另外一个向量含  $P$  个 0, 且  $P$  个 0 两两间隔  $M_i$  个位置, 其余位置由式 (2.4.11) 和采样点  $T_x$  决定, 该向量用  $h_{00}$  表示, 对应图 2.4-4 透明部分。

对数据进行按照码长  $N$  连续周期分段采样, 并形成观察集, 其数据矩阵如式

(2.4.12)。其中,  $x(k)(k=1,2,\dots,m)$  是对 DS 信号连续采样并按周期  $NT_c$  分段的连续  $n$  个数据向量, 而每个数据向量的维数是  $N$ 。

$$A = [x(1), x(2), \dots, x(m)] \quad (2.4.12)$$

假定采样起始时刻位于第  $p$  个符号, 第  $q$  个码片, 如图 2.4-5 所示, “1” 表示第一个子序列, “2~ $p-1$ ” 表示第 2~ $p-1$  各子序列, 以此类推。对差分序列进行矩阵分解, 如式 (2.4.13) ~ (2.4.22)。其中,  $\hat{R}(m)$  为  $A$  的自相关矩阵,  $d'_{i,j}$  为信息码的差分 (由式 (2.4.10) 计算),  $\sigma_m^2$  为差分信息码的方差,  $h_{0,i}(i=1,2,\dots,P-p)$  为采样起始时刻至 “R” 所示位置之间的  $P-p$  个向量,  $h_{1,i}(i=1,2,\dots,p)$  为 “R” 所示位置至采样结束时刻之间的  $p$  个向量,  $h_{00}$  表示采样起始时刻至采样结束时刻之间非阴影部分对应的向量, 该向量包括  $P$  个零分量,  $nn$  为噪声协方差矩阵。

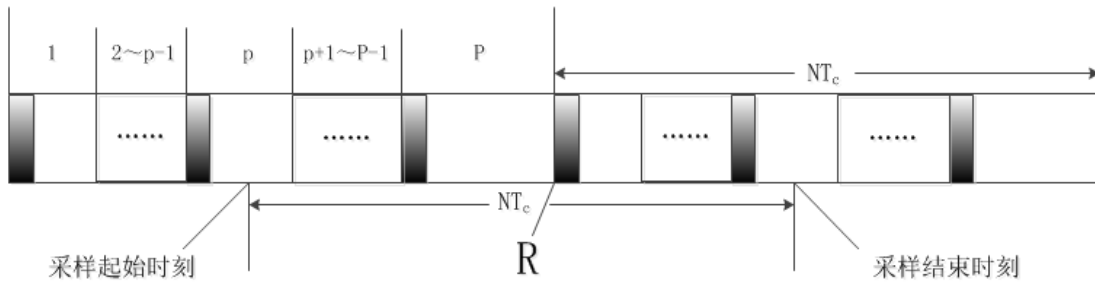


图 2.4-5 非周期调制直扩信号矩阵分解结构示意图

$$x(k) = \sum_{i=0}^{P-p-1} d'_{k,p+i} h_{0,i+1} + \sum_{i=0}^{p-1} d'_{k+1,i} h_{1,i+1} + h_{00} + n(k) \quad (2.4.13)$$

$$\begin{aligned} A = & \left[ \sum_{i=0}^{P-p-1} d'_{1,p+i} h_{0,i+1} + \sum_{i=0}^{p-1} d'_{2,i} h_{1,i+1} + h_{00} + n(1), \sum_{i=0}^{P-p-1} d'_{2,p+i} h_{0,i+1} + \sum_{i=0}^{p-1} d'_{3,i} h_{1,i+1} + h_{00} + n(2), \right. \\ & \dots, \sum_{i=0}^{P-p-1} d'_{m,p+i} h_{0,i+1} + \sum_{i=0}^{p-1} d'_{m+1,i} h_{1,i+1} + h_{00} + n(m) \left. \right] = [(d'_{1,p} + d'_{2,p} + \dots + d'_{m,p}) h_{01} + (d'_{1,p+1} \\ & + d'_{2,p+1} + \dots + d'_{m,p+1}) h_{02} + \dots + (d'_{1,p-1} + d'_{2,p-1} + \dots + d'_{m,p-1}) h_{0,P-p} + (d'_{2,0} + d'_{3,0} + \dots + \\ & d'_{m+1,0}) h_{11} + (d'_{2,1} + d'_{3,1} + \dots + d'_{m+1,1}) h_{12} + \dots + (d'_{2,p-1} + d'_{3,p-1} + \dots + d'_{m+1,p-1}) h_{1p} + \\ & (1, 1, \dots, 1) h_{00} + (n(1), n(2), \dots, n(m))] \end{aligned} \quad (2.4.14)$$

$$\begin{aligned}
\hat{R}(m) &= \frac{1}{m} AA^T = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m x(i)x^T(i) \\
&= \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m (|d_{i,p}|^2 h_{01}h_{01}^T + |d_{i,p+1}|^2 h_{02}h_{02}^T + \cdots + |d_{i,P-1}|^2 h_{0,P-p}h_{0,P-p}^T \\
&\quad + |d_{i+1,0}|^2 h_{11}h_{11}^T + |d_{i+1,1}|^2 h_{12}h_{12}^T + \cdots + |d_{i+1,p-1}|^2 h_{1p}h_{1p}^T + mh_{00}h_{00}^T) + nn \quad (2.4.15)
\end{aligned}$$

$$nn = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m [n(1), n(2), \dots, n(m)][n(1), n(2), \dots, n(m)]^T \quad (2.4.16)$$

$$\sigma_m^2 = \lim_{m \rightarrow \infty} \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m |d'_{i,p+l}|^2 = \lim_{m \rightarrow \infty} \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m |d'_{i+1,n}|^2, \quad l=0,1,\dots,P-p-1, \quad n=0,2,\dots,p \quad (2.4.17)$$

$$\begin{aligned}
R(\infty) &= \sigma_m^2 (h_{01}h_{01}^T + h_{01}h_{01}^T + \cdots + h_{0,P-p}h_{0,P-p}^T + h_{11}h_{11}^T + h_{12}h_{12}^T + \cdots + h_{1p}h_{1p}^T) + \\
&\quad \frac{N-P}{N} \|h\|^2 u_{00}u_{00}^T + nn(\infty) \quad (2.4.18)
\end{aligned}$$

$$nn(\infty) = \begin{pmatrix} \sigma_{n1} & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_{nN} \end{pmatrix} \quad (2.4.19)$$

式 (2.4.18) 中,  $h_{01}, h_{02}, \dots, h_{0,P-p}, h_{11}, h_{12}, \dots, h_{1p}, u_{00}$  为正交归一化向量, 可以看出,

矩阵  $\hat{R}(\infty)$  的最大主特征值远大于其余特征值。

$$\lambda_1 = \frac{M-1}{M} \|h\|^2 + \sigma_{n1}^2 \quad (2.4.20)$$

$$\lambda_i = \sigma_m^2 + \sigma_{ni}^2, i=2,3,\dots,P+1 \quad (2.4.21)$$

$$\lambda_i = \sigma_{ni}^2, i > P+1 \quad (2.4.22)$$

根据式 (2.4.18) ~ (2.4.22), 可估计出所有特征值、符号数  $P$ 、主特征向量、差分子序列及信息码同步时间, 然后对估计出的主特征向量经过一次差分变换即可恢复原始 PN 序列的各子序列。进一步分析, 由于该方法通过估计协方差矩阵最大特征值对应的特征向量对相关参数进行估计, 避免了在信息码不同步情况下, 传统矩阵分解方法估计相关参数时面临的不同步信息码对应子序列必须通过某两个特征向量进行拼接完成该序列估计所带来的码相位模糊问题。

综上, 基于 D-PCA 的矩阵分解算法如下:

- 1、将接收信号按照码片周期进行连续采样及差分预处理, 并根据等效码长进行周期分段, 取连续的  $m$  段数据向量, 形成观察集  $A$ ;

- 2、构造相关矩阵  $\hat{R}(m) = \frac{1}{m} AA^T = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m x(i)x^T(i)$ ，并进行特征值分解；
- 3、搜索出最大特征值对应的特征向量，该向量即对应差分序列  $h_{00}$ ，该向量中 0 元素的个数即每等效码长调制的信息码个数  $P$ ；对该向量再进行一次差分变换即可恢复各 PN 子序列；同时该向量的分布也可以估计出信息码的同步点。

#### 2.4.2.2 仿真验证

本节进行的仿真内容主要包括每个子序列不等长情况下的码序列估计和调制指数对估计性能的影响等。

##### 1、子序列不等长情况下的码序列估计

仿真条件：码型：输入采用 3 个 m 序列复合而成的序列，周期分别为 15、31、63，等效码长为 109，码型如表 2.4-1 所示，采样率  $S_a$ ：1 位/chip。

表 2.4-1 仿真输入码型说明

序号	用例	码长	码型分布
1.	$m_1$	15	1   -1   -1   -1   1   -1   -1   1   1   -1 1   -1   1   1   1
2.	$m_2$	31	1   -1   -1   -1   -1   1   -1   1   -1   1 1   1   -1   1   1   -1   -1   -1   1   1   1 1   1   -1   -1   1   1   -1   1   -1   -1
3.	$m_3$	63	1   -1   -1   -1   -1   -1   1   -1   -1   -1 -1   1   1   -1   -1   -1   1   -1   1   -1   -1 1   1   1   1   -1   1   -1   -1   -1   1 1   1   -1   -1   1   -1   -1   1   -1   1   1 -1   1   1   1   -1   1   1   -1   -1   1   1 -1   1   -1   1   -1   1   1   1   1   1   1

为了说明该算法，首先进行了无噪声情况下的仿真，共仿真 30 次，结果表明鲁棒性好，共有 4 个特征值，分别为：106、1.0043、1.0007、0.995，特征值的分布符合式 (2.4.20) 和 (2.4.21)。最大特征值对应特征向量的分布如下：0.0000   -0.0971  
 0.0971   0.0971   -0.0971   -0.0971   0.0971   -0.0971   0.0971   -0.0971  
 -0.0971   -0.0971   -0.0971   0.0971   0.0971   0.0003   -0.0971   0.0971  
 0.0971   0.0971   -0.0971   -0.0971   -0.0971   -0.0971   -0.0971   0.0971  
 0.0971   -0.0971   -0.0971   0.0971   -0.0971   0.0971   0.0971   -0.0971  
 0.0971   0.0971   0.0971   0.0971   -0.0971   0.0971   -0.0971   0.0971

-0.0971	-0.0971	-0.0971	0.0971	<u>-0.0002</u>	-0.0971	0.0971	0.0971
0.0971	0.0971	-0.0971	-0.0971	0.0971	0.0971	0.0971	-0.0971
0.0971	-0.0971	0.0971	0.0971	-0.0971	-0.0971	-0.0971	-0.0971
0.0971	-0.0971	0.0971	0.0971	0.0971	-0.0971	-0.0971	-0.0971
0.0971	0.0971	-0.0971	0.0971	0.0971	-0.0971	0.0971	-0.0971
-0.0971	0.0971	-0.0971	-0.0971	-0.0971	0.0971	-0.0971	-0.0971
0.0971	0.0971	-0.0971	-0.0971	0.0971	-0.0971	0.0971	-0.0971
0.0971	-0.0971	-0.0971	-0.0971	-0.0971	-0.0971	-0.0971	0.0971

0.0971 0.0971 0.0971]。

从特征向量的分布可以看出，标下划线的分量为每个子序列的第 1 个码相位，可以看出主特征向量包括 3 个接近于零的分量值，这说明调制指数为 3，特征向量的非零分量值远大于零分量值，有利于对码序列正确做出估计。根据零分量值的个数和位置可以有效估计出调制指数、信息码片宽度和信息码同步点，根据非零分量值可以对差分处理后的码序列做出估计，再一次进行差分处理即可估计出原序列，也可根据信息码同步点重新分段分别采用矩阵分解法逐一估计出各子序列值。经分析，差分序列的分布与表 2.4-1 一致，说明了该方法的有效性。

以下对不同输入数据长度对算法性能的影响进行了仿真，数据长度分别取 100、500、1000、5000、10000，如图 2.4-6 所示。结果表明，在其它条件相同的情况下，参与计算的数据长度越长，误码率越低，算法性能越好，同时，计算时间也越长。

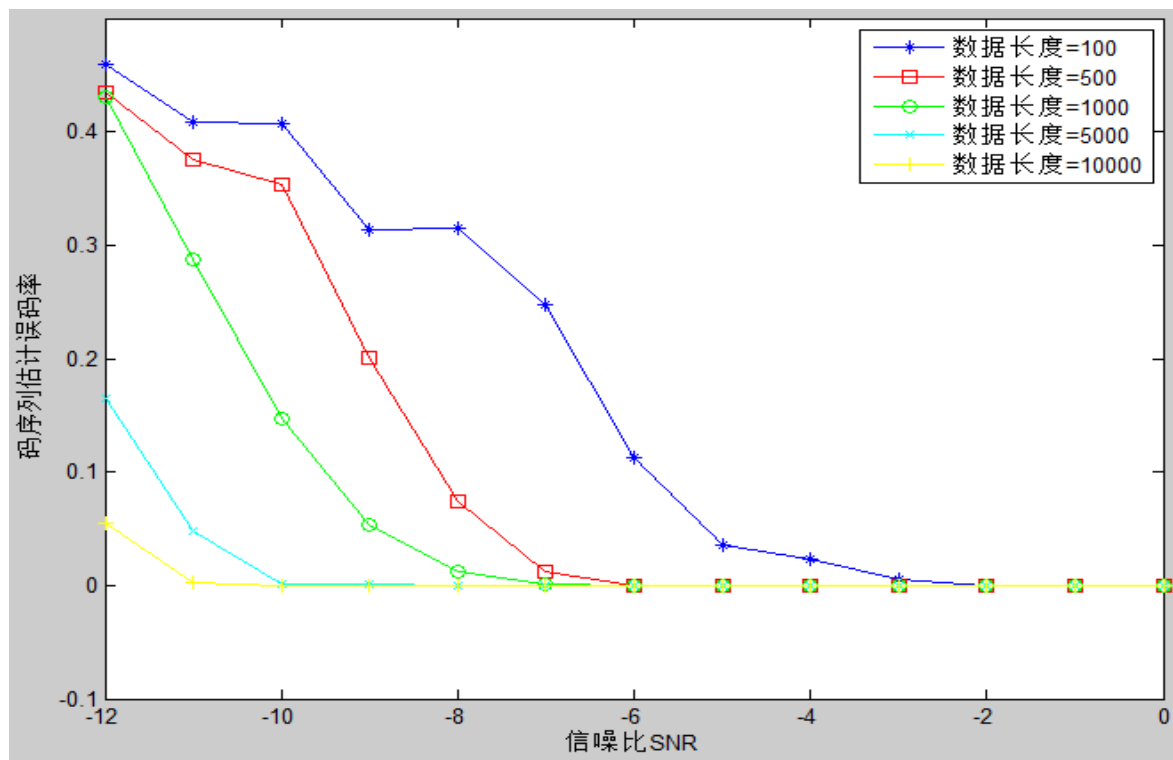


图 2.4-6 输入数据长度对码序列估计的影响

## 2、调制指数对码序列估计的影响

采用 16 阶 m 序列的截短序列，等效码长为 1024。采样率  $S_a$ : 1 位/chip。对调制指数分别为 1、2、8、32 的直扩信号进行仿真，如图 2.4-7 所示。结果表明，在其它条件相同的情况下，低信噪比情况下，周期调制信号比非周期调制信号的估计误码率低。

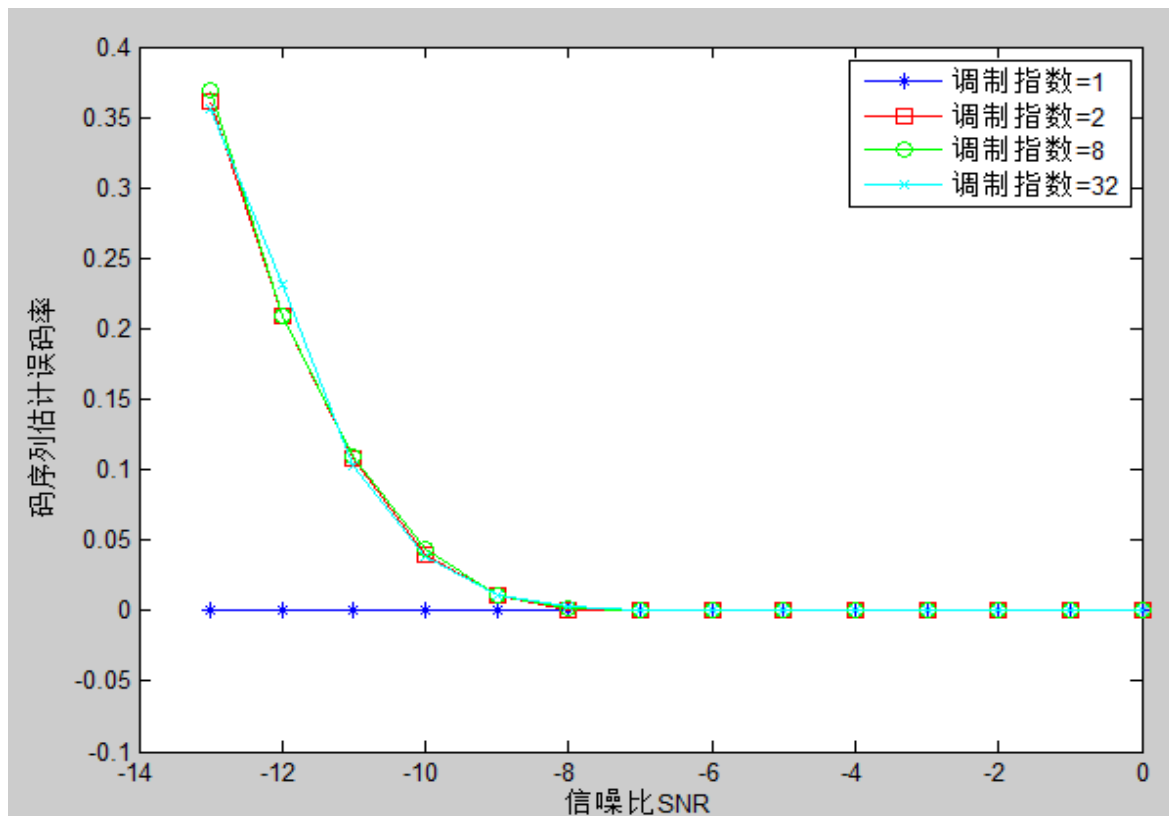


图 2.4-7 调制指数对码序列估计的影响

## 2.5 本章小结

本章在对卫星测控安全防护分析的基础上给出了卫星测控直扩信号安全防护的定义，对卫星测控直扩信号进行了建模，并概括了卫星测控直扩信号安全防护的关键技术，深入研究了非周期调制信号的参数估计方法，主要工作成果如下：

- 1、卫星测控面临的威胁可分为三个层次：物理层、信号层、信息层。物理层面临的威胁主要是破坏和损毁等物理攻击，信号层面临的主要威胁主要是截获和干扰，信息层面临的威胁主要是信息被破解。抗截获是信号层安全防护的核心，同时也是有效实施抗干扰的前提；
- 2、给出了直扩信号安全防护的定义，卫星测控直扩信号安全防护主要的关键技术包括：卫星测控直扩信号安全性能指标体系研究、直扩信号安全性能评估模型研究、卫星测控直扩信号安全防护体制研究、直扩信号参数估计方法研究；

- 3、提出并详细讨论了一种基于 D-PCA 的通用非周期调制直扩信号的扩频码估计方法，该方法适用于更一般的一个等效码长范围内不同信息码调制不同个数扩频码的情况，能够在较低信噪比下通过仅估计基带数据协方差矩阵的一个最大特征值对应特征向量，即可完成信息码个数、子序列、信息码同步点等参数的估计，解决了非周期调制直扩信号扩频码估计的难题。



### 第三章 直扩信号安全性能评价体系

#### 3.1 引言

本章对现有直扩信号指标进行了梳理,分析了其在安全性能评价方面的不足。在深入分析直扩信号面临威胁的基础上,提出了截获因数、干扰因数、安全指数等指标,并分析仿真了指标间的相互关系,建立了直扩信号安全性能评价体系。

#### 3.2 现有直扩信号的指标

现有扩频信号的指标可以分为序列级指标和信号级指标两个层次,序列级指标主要包括伪随机性指标,信号级指标主要包括:扩频增益、码速率、信息速率等。

##### 3.2.1 序列级指标

白噪声是一种随机信号,用独立、均匀分布的随机序列作为扩频序列来扩展频谱是最理想的选择,Shannon 指出,在高斯噪声干扰下,在平均功率受限的信道上,实现有效、可靠通信的最佳信号是具有白噪声统计特性的信号。然而,在实际工程中,对于白噪声信号的产生、加工和复制至今仍然存在着许多技术上的困难。为此,人们设计了各种与白噪声具有相近统计特性的伪随机序列来代替随机序列作为扩频序列。伪随机序列是指具有某种随机特性的确定序列。一方面它的结构是可以预先确定的,并且可以重复产生和复制;另一方面它又具有某种随机特性。序列的这种具有类似白噪声的性质但又可以人为产生和复制、易于从其它信号或干扰中分离出来的特性称为序列的伪随机性。

具有良好伪随机特性的扩频序列对于扩频通信系统的性能起到了非常重要的决定性作用,伪随机序列的随机性评价指标主要有:周期、Golomb 三假设<sup>[125]</sup>、线性复杂度和相关性,其中,线性复杂度考虑的是用一个什么样的 LFSR 可以重构给定的序列;相关性包括自相关性和互相关性,通常具有长周期、大线性复杂度、相关性好且满足 Golomb 三假设的序列为最优随机序列。

##### 1、周期

设  $s = s_0s_1\cdots$  表示有限域  $GF(q)$  上的序列,即  $s_i \in GF(q)$ ,若存在正整数  $n$  满足  $s_{i+n} = s_i (i \geq 0)$ ,则称序列  $s$  为周期序列, $n$  称为该序列的周期,通常所指的周期都是最小正周期。周期是一个非随机特性,但是周期越大表示序列的可测性就越小,在实践中用到的密码序列几乎全部为周期序列,为增强密码的安全性,理论上需要它的周期尽量大。

对于常规的周期序列来说,周期与码长对应,码长指扩频调制过程中,扩频码序

列的重复周期，码长越长，参数截获难度越大，安全性能越好。

## 2、Golomb 三假设

序列的随机性表征着序列的不可预测性，这就要求对序列的随机特性建立一套定量的度量方法，Golomb 首先为序列的随机特性提出了 3 条假设，后来这 3 条假设被普遍应用于作为衡量序列随机性优劣的标准。设  $a$  是  $F_q$  上周期为  $q^n - 1$  的序列，

Golomb 的 3 条假设为：

### 1) 平衡特性

平衡特性指序列所对应模拟波形的直流分量大小<sup>[126]</sup>， $F_q$  中的每一个非零元素在序列  $s$  的一个周期中恰好出现  $q^{n-1}$  次， $F_q$  中的零元素在序列  $s$  的一个周期中恰好出现  $q^{n-1} - 1$  次。对于二元序列来说，平衡序列须满足：若序列周期为偶数，则 0 的个数与 1 的个数相等；若序列周期为奇数，则 0 的个数比 1 的个数多 1 或少 1。平衡序列直流分量小，具有较好的载波抑制能力，对于信号的隐蔽和提高功率利用率是很重要的，不平衡码会使扩频后的信号出现一些稳定的信号，从而易于被检测，因此，平衡特性越好，安全性能越好。

### 2) 游程特性

随机序列中连续出现“0”或“1”的子序列称为游程，连续“0”或“1”的个数称为游程长度，游程特性是衡量二元序列随机性的重要特征之一，游程平衡性又称为串平衡性。在序列  $s$  的一个周期中， $F_q$  中的每一个元素构成的长度为  $r (1 \leq r \leq n-2)$  的游程恰好出现  $(q-1)^2 q^{n-r-2}$  次， $F_q$  中的每一个非零元素构成的长度为  $n-1$  的游程恰好出现  $q-2$  次，长度为  $n-1$  的 0 游程恰好出现  $q-1$  次，长度为  $n$  的游程恰好出现一次。对于二元序列来说，串平衡序列中长度为  $l$  的游程占游程总数的  $\frac{1}{2^l}$ ，且“0”和“1”游程个数相等或至多差 1。

### 3) 理想 2-值自相关特性

先介绍一下相关性的概念。在 CDMA 通信系统中，系统性能严重地依赖于扩频序列族的相关函数，相关性是扩频序列的重要指标，包括周期相关特性和部分相关特性，相关性又可分为自相关性和互相关性，在数学中，用相关函数来表示扩频序列间的相似性，自相关函数描述了该序列与自身的时延序列间的干扰的大小，除自相关性外，与其它码序列间的相关性也很重要。

对于周期序列  $(x_0, x_1, \dots, x_{N-1}), (y_0, y_1, \dots, y_{N-1})$ ，其自相关如式 (3.2.1)，对于任何周期为  $N$  的序列相关间隔（相关时间）为零的自相关值都是  $N$ ，这两个序列的互相

关如式 (3.2.2)，可把周期序列  $x$  和  $y$  看作  $N$  维矢量，其自相关和互相关也可写成矢量内积的形式，如式 (3.2.3)。

$$R_x(j) = \sum_{i=0}^{N-1} x_i x_{i+j}, R_y(j) = \sum_{i=0}^{N-1} y_i y_{i+j} \quad (3.2.1)$$

$$R_{xy}(j) = \sum_{i=0}^{N-1} x_i y_{i+j} \quad (3.2.2)$$

$$R_x(j) = \langle x, T^j x \rangle, R_y(j) = \langle y, T^j y \rangle, R_{xy}(j) = \langle x, T^j y \rangle \quad (3.2.3)$$

根据柯西不等式 (Cauchy inequality)，可以得到自相关和互相关之间的约束关系，如式 (3.4.4) 和 (3.4.5)。令最大自相关值和最大互相关值分别为  $R_a$  和  $R_c$ ，可以得到最大相关值低限<sup>[127]</sup>，如式 (3.4.6)，其中， $k$  是序列集合中的序列数。

$$\sum_{i=0}^{N-1} R_{xy}(i)^2 \leq N^2 + \left( \sum_{i=1}^{N-1} R_x(i)^2 \right)^{\frac{1}{2}} \cdot \left( \sum_{i=1}^{N-1} R_y(i)^2 \right)^{\frac{1}{2}} \quad (3.2.4)$$

$$\sum_{i=0}^{N-1} R_{xy}(i)^2 \geq N^2 - \left( \sum_{i=1}^{N-1} R_x(i)^2 \right)^{\frac{1}{2}} \cdot \left( \sum_{i=1}^{N-1} R_y(i)^2 \right)^{\frac{1}{2}} \quad (3.2.5)$$

$$R_{\max} = \max \{R_a, R_c\} \geq N \sqrt{\frac{k-1}{Nk-1}} \quad (3.2.6)$$

序列相关特性的另一个重要度量是部分相关特性，其定义如式 (3.2.7)。

$$C_{xy}(j) = \begin{cases} \sum_{i=0}^{N-1-j} x_i y_{i+j} & 0 \leq j \leq N-1 \\ \sum_{i=0}^{N-1+j} x_{i-j} y_i & 1-N \leq j \leq 0 \\ 0 & |j| \geq N \end{cases} \quad (3.2.7)$$

显然， $C_{xy}(0) = R_{xy}(0), C_x(0) = R_x(0), C_y(0) = R_y(0)$ ，设最大部分互相关值和最大部分自相关值分别为  $C_c$  和  $C_a$ ，可以得到部分相关值下限<sup>[127]</sup>，如式 (3.2.8)，其中， $k$  是序列集合中的序列数。可见，部分相关值下限比周期相关值下限约小  $\sqrt{2}$  倍。

$$C_{\max} = \max \{C_a, C_c\} \geq N \sqrt{\frac{k-1}{2Nk-k-1}} \quad (3.2.8)$$

Colomb 假设理想序列的自相关函数为 2-值且在非零时延处取值为-1，即序列的异相自相关函数为一个常数。

相关性越好，说明信息传输中个信号之间的差别越大，相互间不易发生干扰和误判，但是在运用时域自相关法进行参数估计时效果越好，安全性能越差。

### 3、线性复杂度

60 年代末提出的针对线性反馈移位寄存器的 Berlekamp-Massey (B-M) 算法使得线性复杂度成为一些流密码系统强度的重要指标。为适应不同场合序列特性复杂度的计算，其定义非常多<sup>[128]</sup>，最普遍的定义是产生序列  $s$  的最短的线性反馈移位寄存器 (LFSR) 的长度<sup>[129]</sup>，即利用线性移位寄存器破译序列所需的移位寄存器的级数。序列的线性复杂度 (Linear Complexity) 是衡量流密码安全性能和直扩信号安全性能的一个重要度量指标。序列可以分为有限序列和无限序列两种，分别可用

$S^N = s_0, s_1, \dots, s_{N-1}$  和  $(S) = s_0, s_1, \dots$  表示，这里给出以下几个概念：

序列周期：如果有  $p \in$  正整数，使得等式  $s_{i+p} = s_i$  成立，其中， $i = 0, 1, 2, \dots$ ，则该序列为周期序列，称  $p$  为序列  $(S)$  的周期， $p$  的最小值为最小周期。

线性递归序列：如果序列  $(S)$  满足 (3.2.9)，其中， $c_1, c_2, \dots, c_L$  在  $GF(q)$  域中，则称序列  $(S)$  是一个  $L$  阶线性递归序列。

$$s_j + c_1 s_{j-1} + \dots + c_L s_{j-L} = 0, j \geq L \text{ 且 } L \text{ 是正整数} \quad (3.2.9)$$

如果正整数  $L$  是满足式 (3.2.9) 的最小值，则称其为序列  $(S)$  的线性复杂度，记为  $LC(s)$ ，相应的多项式  $c(x) = 1 + c_1 x + \dots + c_L x^L$  称为  $s$  的极小多项式，从 LFSR 的观点看， $c(x)$  即为能产生  $s$  的 LFSR 的反馈多项式，而  $L$  则是该 LFSR 的级数，因此线性复杂度还可以定义为产生该序列的最短 LFSR 的级数。

记  $s(x) = s_0 + s_1 x + \dots + s_{n-1} x^{n-1}$ ，则序列  $s$  的线性复杂度和极小多项式可以简单地表示为式 (3.2.10) 和 (3.2.11)<sup>[130][131]</sup>。

$$c(x) = (x^n - 1) / \gcd(x^n - 1, s(x)) \quad (3.2.10)$$

$$LC(s) = n - \deg[\gcd(x^n - 1, s(x))] \quad (3.2.11)$$

式 (3.2.10) 和 (3.2.11) 从时域的角度给出了计算周期序列线性复杂度和极小多项式的公式，从频域的角度也可以计算线性复杂度和极小多项式，利用广义离散傅里叶变换 (GDFT) 可以把线性复杂度与相关序列的 *Günther* 重量联系在一起<sup>[132][133][134][135]</sup>，对一些特殊周期序列则可以采用快速算法<sup>[136][137][138][139][140]</sup> 计算线性复杂度。

若已知序列  $s$  的连续  $2LC(s)$  个码相位，即可通过 B-M 算法或解线性方程组找到该序列所满足的齐次线性递归关系式，从而确定整条序列  $s$ 。因此，序列的线性复杂度越大，破译序列的难度也就越大，安全性越好。当然，线性复杂度高并不意味着一定安全，但低线性复杂度一定意味着不安全。

### 3.2.2 信号级指标

信号级指标主要包括扩频增益、码速率、信息速率等信号层面的指标。

#### 1、扩频增益

反应扩频通信特性和 CDMA 多用户能力的重要参数是扩频增益  $G$  (Spreading Gain)。扩频增益指扩频后的信号带宽  $B_2$  与扩频前的信号带宽  $B_1$  之比，如式 (3.2.12)，单位为 dB。扩频通信中，接收机做扩频解调后，只提取为随机编码相关处理后的带宽为  $B_1$  的信号成分，而排除掉扩展到宽频带  $B_2$  中的外部干扰、噪声和其他用户通信的影响，扩频增益  $G$  反应了扩频通信的这种能力。

$$G = \log(B_2 / B_1) \quad (3.2.12)$$

这里简要说明扩频增益的重要意义。假定有  $K$  个通信用户用各自不同的伪随机编码调制信息后发射，某接收机接收第一个通信用户发来的信号，为简单起见，假设接收信号、噪声和外部干扰在整个工作频带内是均匀分布的。设  $P_1$  为希望接收的通信用户发送来的功率信号，信号带宽为  $B_2$ ， $P_2, P_3, \dots, P_K$  为不希望接收的通信用户发来的、可被看作干扰的信号功率， $N_0$  为带宽  $B_2$  内的噪声和其他外部干扰功率谱密度。可以得到第一个通信用户信号的输入信噪比如式 (3.2.13)。

$$(S/N)_{in} = \frac{P_1 / B_2}{N_0 + (\sum_{i=2}^K P_i) / B_2} = \frac{P_1}{N_0 B_2 + (\sum_{i=2}^K P_i)} \quad (3.2.13)$$

经接收机解调后，第一个用户能在基带带宽  $B_1$  内获得全部该用户发送来的信号功率，而其他通信用户发来的信号不被相关扩频解调，信号功率仍均匀分布在带宽  $B_2$  内，信号功率谱密度不变。故接收机作相关解调后，其输出信噪比如式 (3.2.14)，扩频解调前后的信噪比改善如式 (3.2.15)。显然，扩频增益是扩频通信对信噪比改善程度的度量。扩频增益越大，信号越隐蔽，抗截获能力越强，安全性能越好。

$$(S/N)_{out} = \frac{P_1 / B_1}{N_0 + (\sum_{i=2}^K P_i) / B_2} = \frac{P_1}{N_0 B_2 + (\sum_{i=2}^K P_i)} \cdot \frac{B_2}{B_1} \quad (3.2.14)$$

$$\frac{(S/N)_{out}}{(S/N)_{in}} = \frac{B_2}{B_1} = G \quad (3.2.15)$$

## 2、码速率

码速率指扩频码的传输速率，单位为 $bps$ ，码速率越高，参数截获难度越大，安全性能越好。

## 3、信息速率

信息速率指信息码的传输速率，单位为 $bps$ 。

### 3.2.3 现有直扩信号的选型原则和不足

扩频通信系统中，扩频序列扮演着十分重要的角色，扩频序列特性的好坏在很大程度上决定了扩频通信系统的多址干扰与符号间干扰的大小，从而直接影响着系统性能优劣和系统容量的大小。扩频序列应用广泛，种类很多，不同的应用背景对序列的特性提出了不同的要求，如伪随机性、相关特性和线性复杂度等。扩频序列的研究就是构造各种序列，来满足系统的种种要求。通常对扩频序列提出以下要求<sup>[84]</sup>：

- 1、扩频序列应具有良好的自相关特性和互相关特性。**CDMA** 通信常常以相关检测技术来检测判决通信信号，但自相关和互相关分别是造成符号间干扰和多址干扰的根源，扩频序列良好的自相关性和互相关性能极大地降低误码率；
- 2、扩频序列的数目要足够多。在多址通信中，序列集中的序列数目越多，意味着允许的用户数据越多，另一方面，允许改变扩频序列的范围也越大，从而进一步提高了系统抗截获的能力；
- 3、扩频序列应具有平衡性。在直扩通信系统中，采用平衡扩频序列可以增强系统的抗截获性能；
- 4、扩频序列应具有良好的随机性。随机性是阻止非法使用者复制、预测序列的一种度量指标；
- 5、扩频序列应具有尽可能长的码长（周期），使敌方难以从扩频码的一小段去重建整个码序列，码长越长，敌方成功破解序列结构的困难越大；
- 6、扩频序列应具有较大的线性复杂度。序列的线性复杂度越大破译这个序列的难度也就越大。

可以看出，现有的选型原则综合考虑了相关性、随机性、安全性等方面，针对性不强，对于将安全性作为首要要求的一些场合，比如高密级的军用卫星、关系国民经济全局和国防建设的导航卫星等，不是最优的设计方法。应该首先考虑安全性设计，安全性要求满足的情况下，再进行捕获跟踪性能、用户数量等等的设计。当然这要求首先能够量化不同直扩信号的安全性能，这也是本文要重点研究的内容。

### 3.3 直扩信号风险分析

之所以要研究直扩信号安全性，是因为其面临着截获的威胁，更进一步，其根本原因是直扩信号存在可能被威胁利用的弱点。为了对直扩信号面临的威胁进行识别，并根据威胁及威胁利用脆弱性的难易程度判断安全事件发生的可能性，应首先进行风险分析。本文中，风险分析主要涉及到直扩信号、脆弱性和威胁 3 个基本要素<sup>[141]</sup>。其中，直扩信号是要防护的对象；威胁是可能导致对系统或组织产生危害事故的潜在起因，本文中主要指参数截获方法，直扩信号面临的威胁越多则风险就越大并可能导致安全事件；脆弱性是可能被威胁所利用的直扩信号的弱点，脆弱性使直扩信号的弱点暴露，弱点越多，威胁利用直扩信号脆弱性引发安全事件的可能性也越大，其关系图如图 3.3-1 所示。

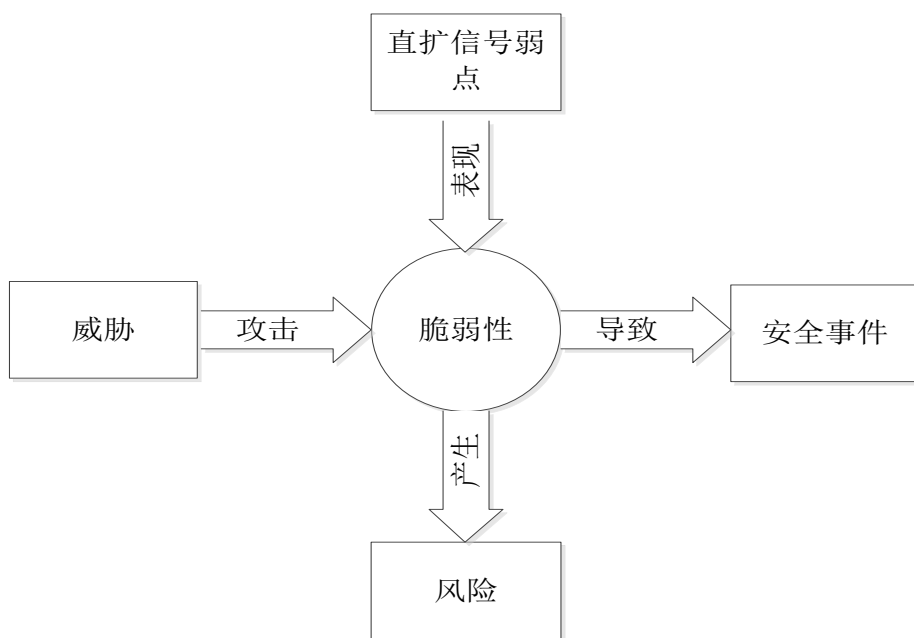


图 3.3-1 直扩信号弱点、脆弱性、威胁之间的关系

可以看出，直扩信号的脆弱性是其存在安全隐患的根本原因。直扩信号的弱点分析是风险分析的关键，也是建立指标体系和安全性能评估模型的基础。总体上说，直扩信号的弱点集中体现在伪随机序列上，具体表现为码速率的周期性、码长的周期性、码型的伪随机性等，威胁主要表现在利用其弱点进行相关参数的估计方法及干扰，其后果是相关参数被敌方估计、信号被敌方有效干扰，详见表 3.3-1，指标体系中的指标应全面反映不同码型每个弱点的脆弱程度。

表 3.3-1 直扩信号弱点及威胁

序号	弱点	威胁	威胁后果
1.	码速率固定，呈现出码片级周期性	周期谱法、倒谱法、自相关法	码速率被估计

序号	弱点	威胁	威胁后果
2.	码长固定	周期谱法、二次谱法、自相关法	码长被估计
3.	码型为伪随机序列，	矩阵分解、神经网络、	码序列被估计
4.	呈现有线的线性复杂度	B-M 等递推算法、解线性方程组	码序列被估计

### 3.4 安全性能评价体系

本节首先分析了直扩信号现有指标在评价安全性能上的不足，然后在 3.3 节风险分析的基础上，提出了更有针对性的指标，建立了直扩信号安全防护指标评价体系，并分析、仿真验证了新指标的影响因素。

#### 3.4.1 现有指标的不足

直扩信号采用了伪随机码调制，因此具有抗截获、抗干扰、良好保密性、可多址复用和任意选址、可高精度测量等诸多优点，3.4.1 节列出的指标反映了这些优点，也在一定程度上反映了安全性能。现有的安全性能指标主要有扩频增益、码长、线性复杂度等。扩频增益越大，对噪声、多径等干扰的抑制能力越强，体现了扩频系统的抗干扰能力；码长越长，信号的抗截获能力越强；线性复杂度越高，破译一定长度码序列所需的连续的码相位个数越多。现有的指标与安全性能的关系如图 3.4-1 所示。

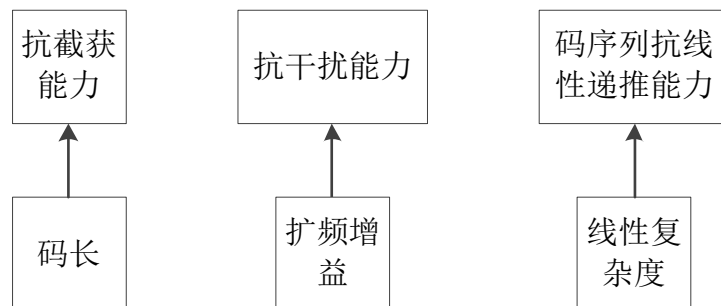


图 3.4-1 现有指标与安全性能关系

从上图可以看出，现有的安全性能评价指标有以下不足：指标比较分散，且冗余度较大，未能有针对性地与典型的时域、频域、自适应域等类型的截获方法的参数估计效果相结合；指标未能反应近年来广泛采用的非周期直扩信号特征，它的不同信息码元对应的扩频码序列是变化的；没有一个可作为直扩信号安全性设计依据的定量反映不同直扩信号安全性能整体安全性能的评估指标。

#### 1、现有指标和直扩信号面临的威胁结合紧密性不强

指标从不同侧面反映了直扩信号的性能，对安全性能的针对性不强，虽然某些指标直接反映了安全性能，比如线性复杂度反映了采用线性递推法得到扩频序列的难易程度，但总的来说，各项指标反映了直扩信号的随机性、信号特性、抗干扰能力、相关特性等各方面性能，尚不能有针对性地定量反应直扩信号的安全性能。

直扩信号面临的威胁主要是截获和干扰，其中的核心是扩频码的截获，首先应对



码速率进行估计，其次是码长，然后是扩频码。在没有得到扩频码的情况下，对直扩信号实施干扰效果不佳。应该根据对信号实施截获和干扰的一般流程提出更有针对性的指标来反映抵御相关威胁的好坏程度。在这一方面，现有的指标还比较宏观，无法具体量化。

## 2、指标比较松散，层次性不强，指标间的关系不够明确

指标体系是由多个相互联系、相互作用的评价指标按照一定层次结构组成的有机整体。现有的指标主要是一些零散的指标，相互间的关系研究不深入，尚未形成指标体系。

## 3、无法定量评价直扩信号的整体安全性能

各项指标虽能从多个角度对直扩信号安全性能进行评价，但缺少综合评价指标、评价模型及评价方法，无法进行综合评估、统一比较。直扩信号的安全性能评价涉及到多个指标，是在多因素相互作用下的一种综合判断。相应的指标反映了安全性能某一方面的性能，比如说，线性复杂度反映了通过线性递推法根据有限个码相位得到整个码序列的难易程度，但并不能反映通过矩阵分解法得到码序列的难易程度，也不能反映码速率、码长等参数估计的难易程度，分散的指标仅能对直扩信号安全性能的某一方面进行评价，无法从整体上反映直扩信号的安全性能。因此，必须采用合适的综合评价方法，将反映安全性能的多项指标有机组合，得到一个综合指标，以此来反映整体安全性能。

### 3.4.2 安全性能指标评价体系

根据 2.2.2 节的定义，直扩信号所面临的典型威胁如图 3.4-2 所示，典型的截获方法如图 3.4-2 所示。可以看出，信号面临的主要威胁是截获和干扰，在截获码序列的前提下才可能进一步破解信息或实施相关干扰（包括自相关干扰和互相关干扰）。

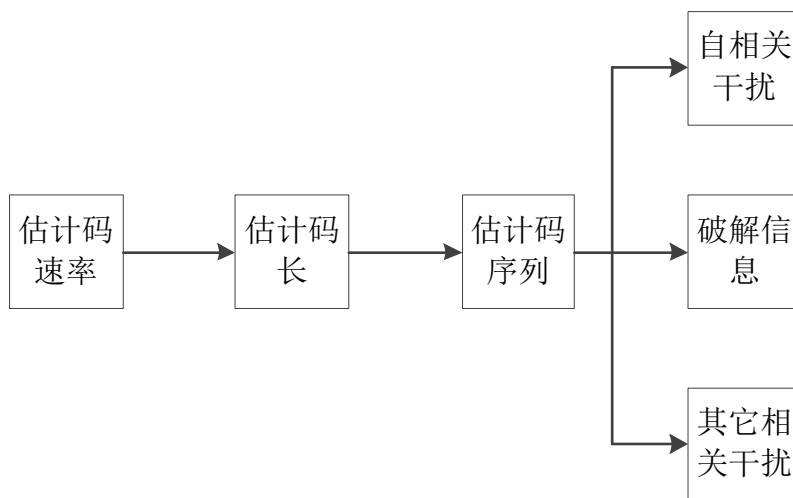


图 3.4-2 直扩信号典型威胁

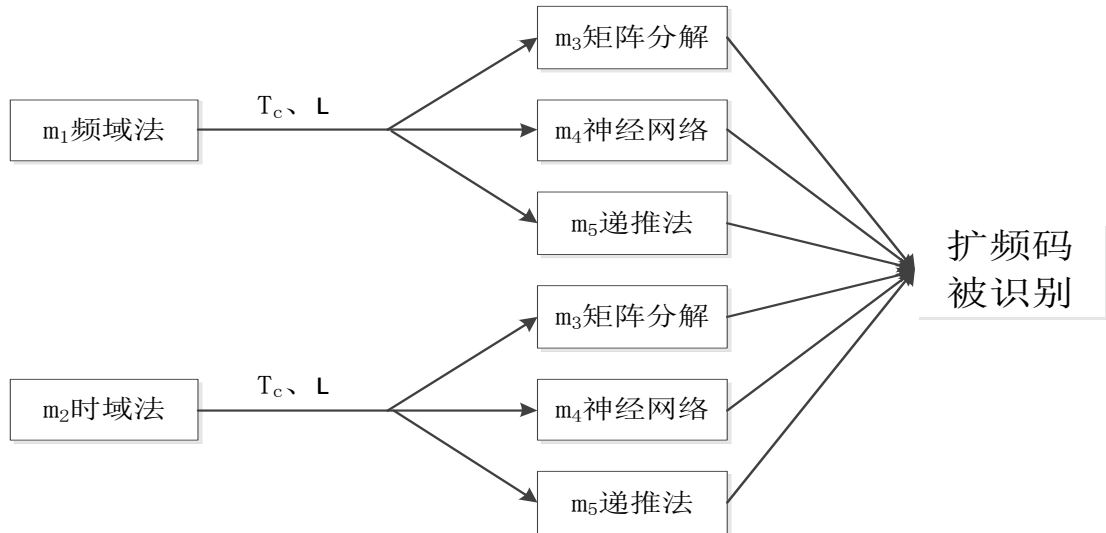


图 3.4-3 直扩信号参数估计的系统方法

原则上只要掌握敌方直扩通信信号的 PN 码片周期、PN 码周期和 PN 码等各种参数，就可以直接对其信号进行破译，或者采用与之相似或完全一样的波形进行干扰已获得最为有效的干扰效果。信号安全性能指标体系中的指标应能反映各项威胁的严重程度。

若伪码码型未知，则不能破译或有效实施干扰，因此，直扩通信的对抗关键是伪码码型的识别<sup>[142]</sup>，在实际侦察接收直扩信号时，所知道的仅仅是一串时域采样数据，而且对直扩信号参数是没有任何先验知识的，要截获直扩信号，必须依次截获 PN 码片周期、PN 码周期和 PN 码。典型的直扩信号参数估计的系统方法如图 3.4-2 所示， $T_c$ 、 $L$  分别为码片宽度、等效码长。从图 3.4-2 可以看出，直扩信号面临的典型威胁包括：码速率被估计、码长被估计、码序列被估计、信号被破解、信号被干扰等，所建立的指标评价体系应包括图 3.4-2 中各种威胁的严重程度。本文提出了等效码长、码速率截获增益、等效码长截获因数、码序列截获因数、干扰因数、安全指数等指标。

### 1、等效码长

为了更好地说明测控信号的非周期调制特点，我们在 2.2.3 节已经提出了等效码长的概念，等效码长指在消除子序列随机调制影响的情况下 PN 码序列的周期，用  $L$  表示，再次进行详细说明。常用扩频码序列的等效码长详见表 3.4-1 所示。

表 3.4-1 常用扩频码序列的等效码长

序号	码生成方式	等效码长
1.	周期码	PN 码长
2.	非周期调制码	信息码周期与扩频码周期的最小公倍数
3.	截短码	截短后的 PN 码长

序号	码生成方式	等效码长
4.	复合码（包括：乘积复合、择多复合、Geffe 复合等）	$\prod_{i=1}^P L_i$ ，P 为参与复合的扩频码个数， $L_i$ 为单个码型的码长
5.	码速率捷变码	以最快码速率为基准得到的 PN 码长
6.	码型捷变码	与捷变次数有关， $\sum_{i=1}^P L_i$ ，P 为捷变次数， $L_i$ 为第 i 次捷变对应的单个码型的码长

## 2、码速率截获因数和等效码长截获因数

我们必须采用客观、定量的指标反映出同样的参数估计方法用在不同直扩信号时的效果差异，该差异直接反映了直扩信号安全性的差异。3.4.1 节所列的指标可以定性反映参数估计的效果，且它对安全性能的影响已反映在参数估计效果上，比如说码长越长，同样的条件下准确估计该参数所需的最低信噪比越高，但这种影响很难量化。因此，考虑用与参数估计方法密切相关的参数来反映安全性能。

先引入峰均比的概念，峰均比是一种对波形的测量参数，指峰值功率和平均功率之比。经分析，直扩信号参数  $T_c$ 、 $L$  均通过估计时域或频域的峰值间隔达到参数估计的目的，参数估计的难易程度直接反映了信号的安全性能。以经典时域法为例，图 3.4-4 显示了码长估计的情况，左边的图形对应信噪比为 0dB 的情况，右边的图形对应信噪比为 -10dB 的情况，可以看出峰值周期性的出现，相邻峰值的间隔包含了码长信息。对于同样的搜索算法，峰值与周围噪声均值比值的大小反映了码长参数估计的难易程度，比值越大，峰值与底噪的差异越大越容易区分，随着信噪比的下降，峰值与底噪的比值减小，参数估计难度加大。因此，可以用等效估计峰均比衡量信号参数估计的难易程度，进而衡量抗相应参数估计的安全性能的好坏，同样条件下，等效估计峰均比（以下简称峰均比）越小的信号越难以被有效估计，安全性能越好。

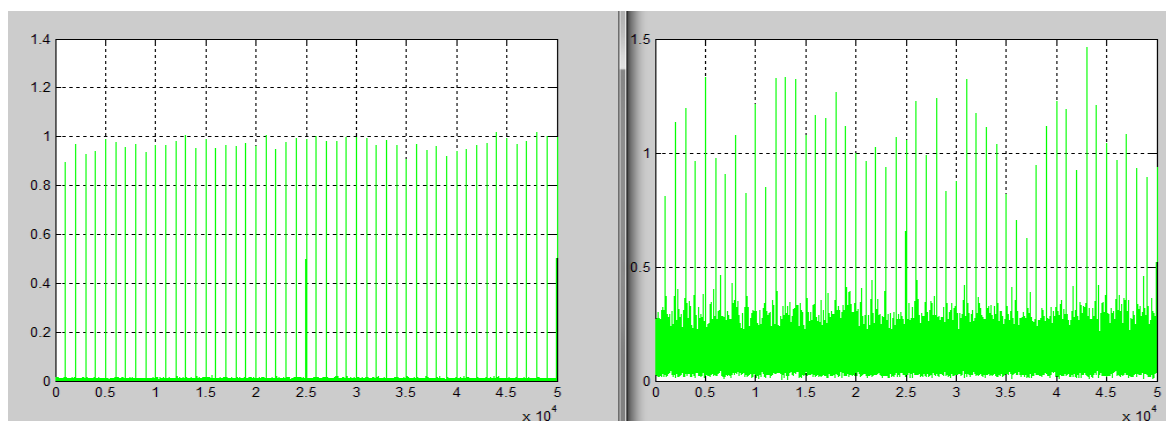


图 3.4-4 时域法估计码长效果图

提出了等效码长估计峰均比和等效码长截获因数的指标，分别用  $PAR_L$  和  $PF_L(s)$  表示。等效码长估计峰均比指采用时域或频域等方法对等效码长估计过程中，反映码长信息的峰值与底噪的比值。实际仿真过程中，常采用多个峰值的均值与底噪均值的比值计算。在同样的输入信噪比情况下，检测结果对应的峰均比越大，越有利于截获，安全性能越差。

由于直扩信号通常为负信噪比信号，在衡量信号抗码长截获时应重点考虑负信噪比的情况，特别是极端恶劣的情况，因此将等效码长截获因数定义为一定信噪比范围内的等效码长估计峰均比的加权平均值，如式 (3.4.2) 所示， $PAR_L^i$  表示第  $i$  个信噪比对应的峰均比。由于低信噪比条件下的安全性能更加重要，因此，信噪比越低对应的权重越高是合理的，如 (3.4.1) 所示， $SNR_i$  和  $\lambda_i$  分别表示第  $i$  个信噪比和峰均比对应的权重。考虑到现阶段侦察与截获的水平，本文所进行的分析与仿真工作将信噪比的范围定在  $0 \sim -20\text{dB}$ 。

$$\lambda_i = \frac{1}{SNR_i \times \sum_{i=1}^k \frac{1}{SNR_i}} \quad (3.4.1)$$

$$PF = \sum_{i=SNR_{th}}^0 \lambda_i \times PAR_L^i \quad (3.4.2)$$

为了更形象地说明以上定义，对四组直扩信号进行了仿真，如图 3.4-5 所示。左边的图形是四组信号在信噪比分别为  $0 \sim -20\text{dB}$  情况下的峰均比，右边的图形是根据峰均比的情况及公式 (3.4.2) 计算得到的截获因数。从左图可以看出，相同信噪比条件下峰均比从大到小的排序结果为：直扩信号 4、直扩信号 3、直扩信号 2、直扩信号 1，右图可以看出，截获因数从大到小的排序结果为直扩信号 4、直扩信号 3、直扩信号 2、直扩信号 1。结果表明，从码长抗截获方面，直扩信号 1 的安全性能最好，直扩信号 4 的安全性能最差。

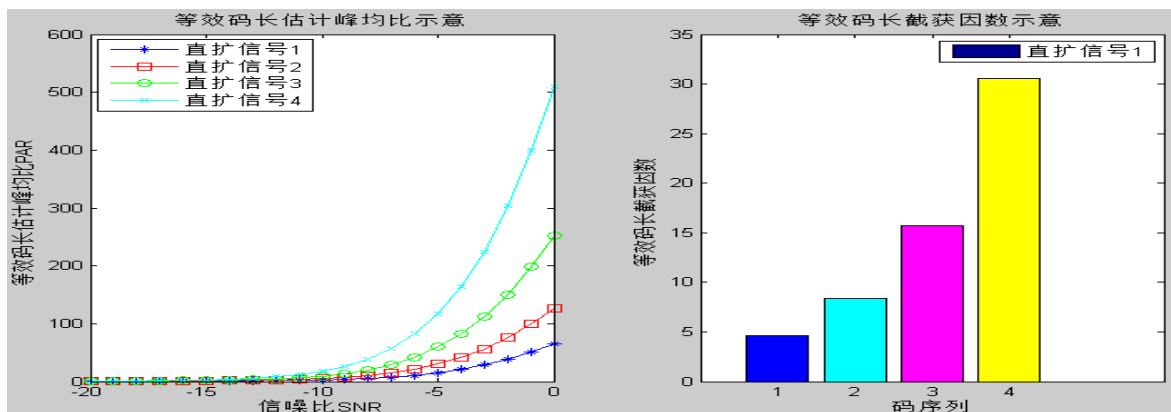


图 3.4-5 等效码长估计峰均比和截获因数示意

码速率估计峰均比和码速率截获因数（分别用  $PAR_{T_c}$  和  $PF_{T_c}(s)$  表示）的定义与等效码长估计峰均比和等效码长截获因数的定义类似，在此不再赘述。

### 3、码序列截获因数

对于码序列估计来说，误码率是一个重要指标，用  $X_R$  表示，计算公式如 (3.4.3)，其中， $L_R$  表示错误的码位个数。同样的条件下，误码率越大，说明估计效果越差，码序列抗截获能力越强，安全性能越好。按照与上节同样的思路，码序列截获因数是指一定信噪比范围内采用特征分解等估计方法进行误码率估计过程中的误码率的加权均值，如式 (3.4.4)，其中， $PF_X(s)$  表示码序列截获因数， $SNR_i$  和  $\lambda_i$  分别表示第  $i$  个信噪比和误码率对应的权重，可通过式 (3.4.1) 计算。

$$X_R = \frac{L_R}{L} \quad (3.4.3)$$

$$PF_X(s) = \sum_{i=SNR_{th}}^0 \lambda_i \times X_{R_i} \quad (3.4.4)$$

为了更形象地说明以上定义，对四组直扩信号进行了仿真，如图 3.4-6 所示。左边的图形是四组信号在信噪比分别为  $0 \sim -20$  dB 情况下的误码率，右边的图形是根据峰均比的情况及公式 (3.4.19) 计算得到的截获因数。从左图可以看出，相同信噪比条件下峰均比从大到小的排序结果为：直扩信号 4、直扩信号 3、直扩信号 2、直扩信号 1，右图可以看出，截获因数从大到小的排序结果为直扩信号 4、直扩信号 3、直扩信号 2、直扩信号 1。结果表明，从码序列抗截获方面，直扩信号 4 的安全性能最好，直扩信号 1 的安全性能最差。

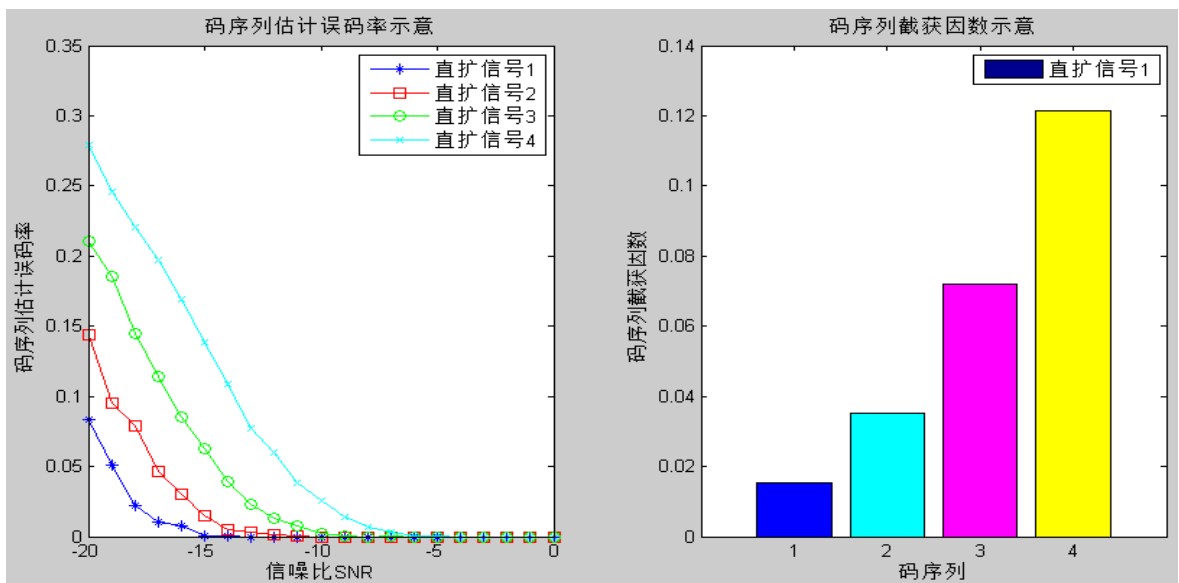


图 3.4-6 码序列估计误码率和截获因数示意

### 4、干扰因数

直扩信号之所以具有很强的抗干扰能力,是因为扩频系统的高处理增益,而这个高处理增益依赖于接收机本地码与扩频伪码的精确同步。当接收机本地扩频码序列同步被破坏时,则接收机不能有效对扩频信号进行解扩,从而破坏正常通信。当敌方截获扩频码序列并使用相同扩频码或同类扩频码作为干扰信号,则对有用信号形成自相关干扰或互相关干扰,自相关均方根值和互相关均方根值代表了抗自相关干扰和互相关干扰的能力,峰值仅代表最坏情况<sup>[100]</sup>,自相关干扰的均方根值如式(3.4.5)和(3.4.6)所示,其中,  $F_x(j)$ 、 $\overline{F_x}$ 、 $L$ 分别表示自相关值、自相关均方根值、等效码长;互相关干扰的均方根值如式(3.4.7)和(3.4.8)所示,  $F_{xy}(j)$ 、 $\overline{F_{xy}}$ 、 $L$ 分别表示互相关值、互相关均方根值、等效码长。考虑到等效码长的因素,本文采用干扰因数  $PJ(s)$  衡量抗相关干扰的能力,如式(3.4.9)所示,相同条件下,干扰因数越大,用户正常捕获和解调面临的干扰越大,安全性能越差。实际仿真计算过程中,要考虑多用户的情况,自相关均方根值和互相关均方根值都是考虑多个信号情况下的平均值。

$$F_x(j) = \sum_{i=0}^{L-1} x_i x_{i+j} \quad (3.4.5)$$

$$\overline{F_x} = \sqrt{\frac{1}{L-1} \sum_{i=1}^{L-1} [F_x(i)]^2} \quad (3.4.6)$$

$$\overline{F_{xy}} = \sqrt{\frac{1}{L} \sum_{i=1}^L [F_{xy}(i)]^2} \quad (3.4.7)$$

$$F_{xy}(j) = \sum_{i=0}^{L-1} x_i y_{i+j} \quad (3.4.8)$$

$$PJ(s) = (\overline{F_x} + \overline{F_{xy}}) / 2L \quad (3.4.9)$$

## 5、安全指数

以上几个参数反映了直扩信号相应参数估计的难易程度,尚不能从整体上反应直扩信号的安全性能。直扩信号的固有特点决定了,一方面难于检测,另一方面即便是检测到了信号,估计除了码速率、码长等参数,但不知道对方的扩频码,也难于恢复原来的信息<sup>[143]</sup>,因此,提出安全指数指标  $R(s)$  反映直扩信号的整体安全性能。应该特别指出的是,由于直扩信号的安全性能包括抗截获和抗干扰两方面,因此,安全指数指标不仅与截获因数有关,还与干扰因数有关,具体计算公式与评估模型有关,将在第四章详细论述。

### 3.4.3 截获因数分析与仿真

本节主要采用分析与仿真的方法研究扩频增益、等效码长、伪随机性、调制指数等指标对码速率截获因数、等效码长截获因数、码序列截获因数、干扰因数等指标的

影响。在仿真某指标对截获因数的影响时，尽量采用同样类型的序列，仅改变该指标而尽量保持其它技术指标不变，仿真采用蒙特卡罗方法，仿真工具采用 Matlab2010，采样率为 100MHz，输入时长为 40ms 的数据，仿真分别在信噪比为-20dB~0dB 之间进行，每隔 1dB 仿真 10 次，结果取平均值。详细仿真输入如表 3.4-2 所示。其中，扩频增益变化可以通过改变码速率或信息速率的方式实现，信息速率的变化不影响直扩信号的相关性、线性复杂度等，对码速率截获因数、等效码长截获因数、码序列截获因数、干扰因数等指标无影响，本节仿真扩频增益的变化通过改变码速率实现；伪随机性包括平衡性、游程特性、相关性三个方面，本节主要仿真平衡性对其它相关指标的影响。

表 3.4-2 截获因数影响因素仿真输入

序号	项目	输入
1.	等效码长影响	分别在等效码长为 250、500、1000、2000 的条件下进行仿真，调制指数为 1，序列采用 Tent 映射混沌序列，码速率为 10Mbps，信息速率为 2.5kbps
2.	调制指数	分别在调制指数为 2、4、8 的条件下进行仿真，等效码长为 1024，序列采用 Tent 映射混沌序列，码速率为 10Mbps，信息速率为 2.5kbps
3.	伪随机性	分别在平衡性为 0、0.02、0.06、0.08、0.1 的条件下进行仿真，等效码长为 1000，序列采用 Tent 映射混沌序列，码速率为 10Mbps，信息速率为 2.5kbps
4.	扩频增益	分别在扩频增益为 1000、2000、5000、10000 的条件下进行仿真，对应的码速率分别为 0.5Mbps、1Mbps、2.5Mbps、5Mbps，等效码长为 1000，序列采用 Tent 映射混沌序列，码速率为 10Mbps，信息速率为 0.5kbps

#### 1、码速率截获因数

码速率截获因数反映了码速率被估计的难易程度，截获因数越大表示越容易被截获，安全性越差。根据 2.4.1 码速率估计的原理，峰均比和截获因数主要与码相位的过采样率和平衡性有关，同时也和仿真输入的码周期数有关。以下详细分析和仿真其它各项指标对码速率截获因数的影响。

##### 1) 等效码长

等效码长变大使得扩频码周期变长，同样时长仿真数据的扩频码周期个数变少，

意味着相关性变好，码速率估计时的峰均比越大。仿真结果如图 3.4-7 所示。从左半部分图形可以看出，码速率越高，对应的估计峰均比越大，从右半部分图形可以看出，等效码长越长，码速率截获因数越大，仿真结果与分析一致。

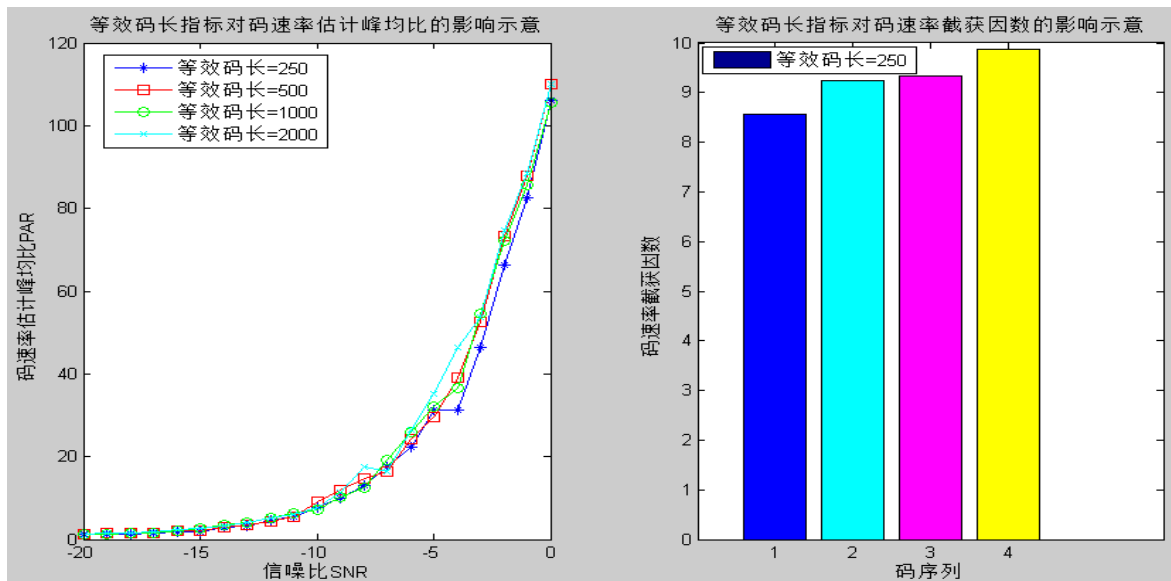


图 3.4-7 等效码长对码速率截获因数影响

## 2) 调制指数

调制指数变大使得每个信息码周期调制的扩频码周期个数变大，但并没有改变码速率的周期性，因此对码速率调制指数没有影响。仿真结果如图 3.4-8 所示。从左半部分图形可以看出，调制指数变大对应的估计峰均比变化不大，从右半部分图形可以看出，调制指数的变化不影响码速率截获因数，仿真结果与分析一致。

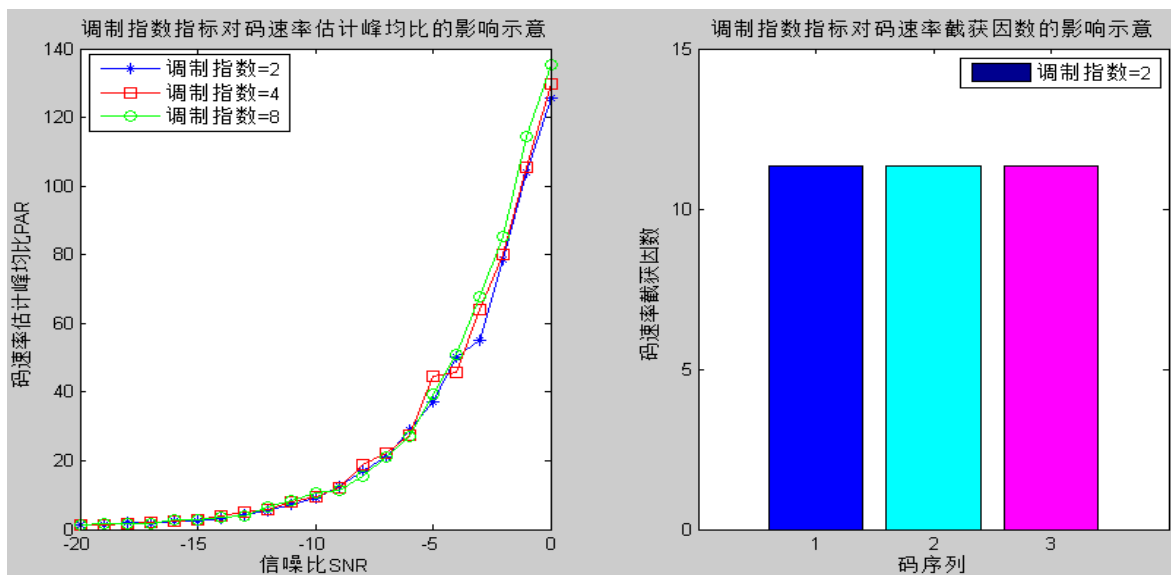


图 3.4-8 调制指数对码速率截获因数影响

## 3) 扩频增益

扩频增益增大使得扩频码周期变小，同样时长包含的码周期个数变大，同时使得过采样率变小，不利于码速率估计，峰均比和截获因数将减小。仿真结果如图 3.4-9



所示。从左半部分图形可以看出，扩频增益变大对应的估计峰均比变大，从右半部分图形可以看出，随着扩频增益变大，码速率截获因数变小，仿真结果与分析一致。

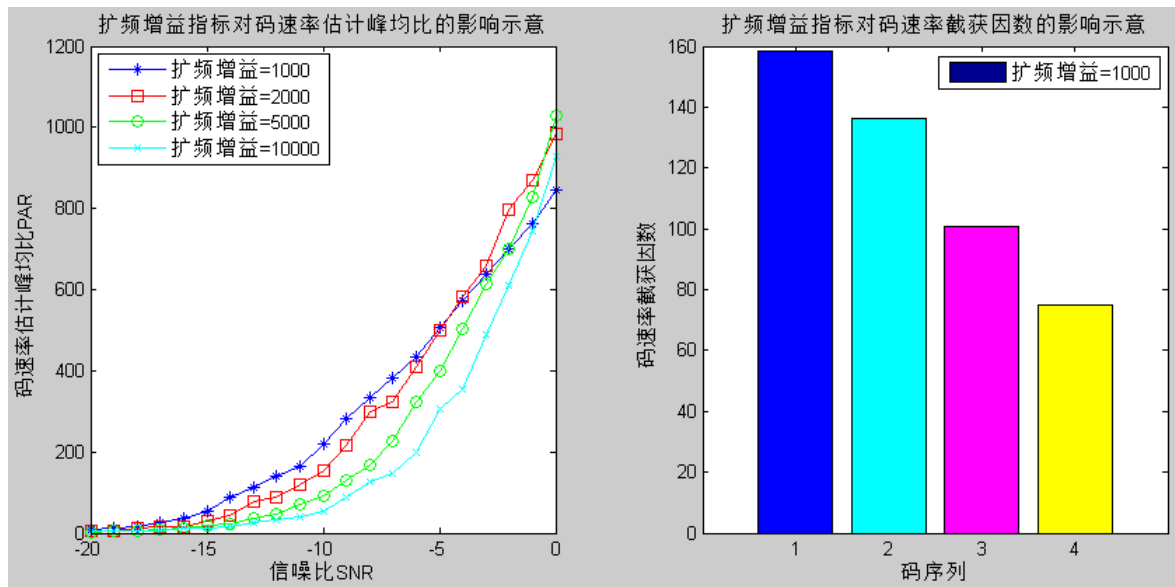


图 3.4-9 扩频增益对码速率截获因数影响

#### 4) 平衡性

平衡性不好将导致频谱泄漏，不仅浪费发射功率，还会失去信号的隐蔽性，增大峰均比及截获因数。仿真结果如图 3.4-10 所示。从左半部分图形可以看出，平衡性变差（对应平衡性增大）对应的估计峰均比变大，从右半部分图形可以看出，平衡性序列（平衡性为 0）对应直扩信号的截获因数明显小于非平衡序列对应直扩信号，且随着平衡性的逐渐增大，截获因数逐渐变大，仿真结果与分析一致。

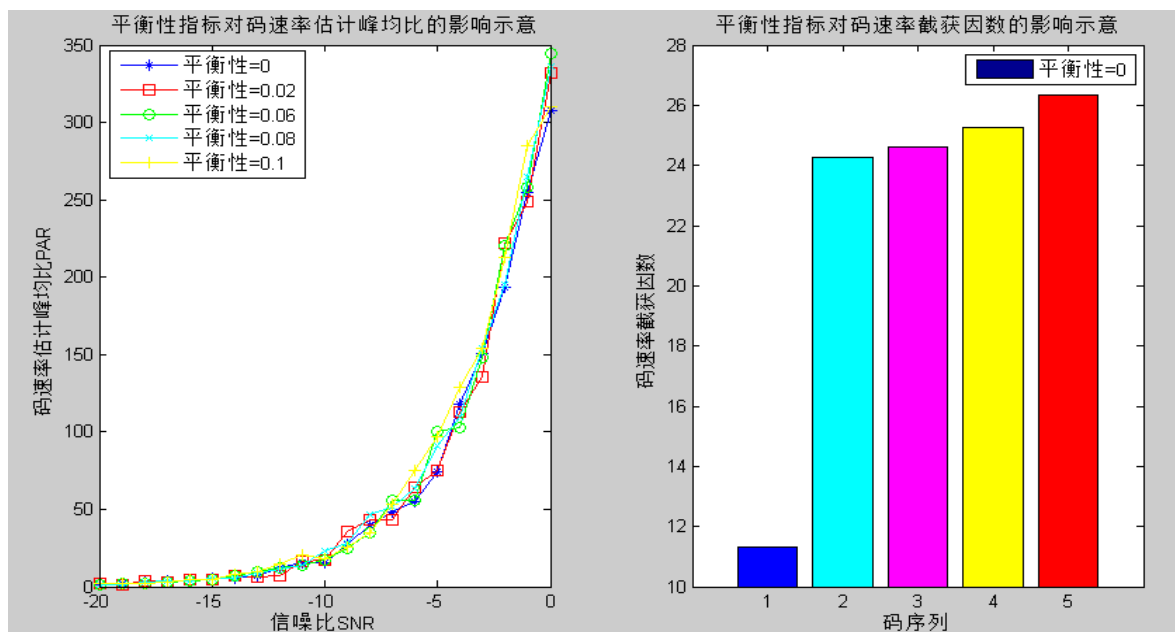


图 3.4-10 平衡性对码速率截获因数影响

## 2、等效码长截获因数

等效码长截获因数反映了等效码长被估计的难易程度，截获因数越大表示越容易被截获，安全性越差。根据 2.4.1 等效码长估计的原理，峰均比和截获因数主要与码序列的周期性、相关性和码相位的过采样率有关，同时也和仿真输入的码周期数有关。以下详细分析和仿真其它各项指标对等效码长截获因数的影响。

### 1) 等效码长

在其它指标相当的情况下，等效码长越长，相关性越好，意味着码长估计时的峰均比越大，因此，截获因数也越大。仿真结果如图 3.4-10 所示。从左半部分图形可以看出，等效码长越长，对应的估计峰均比越大，从右半部分图形可以看出，等效码长越长，等效码长截获因数越大，仿真结果与分析一致。

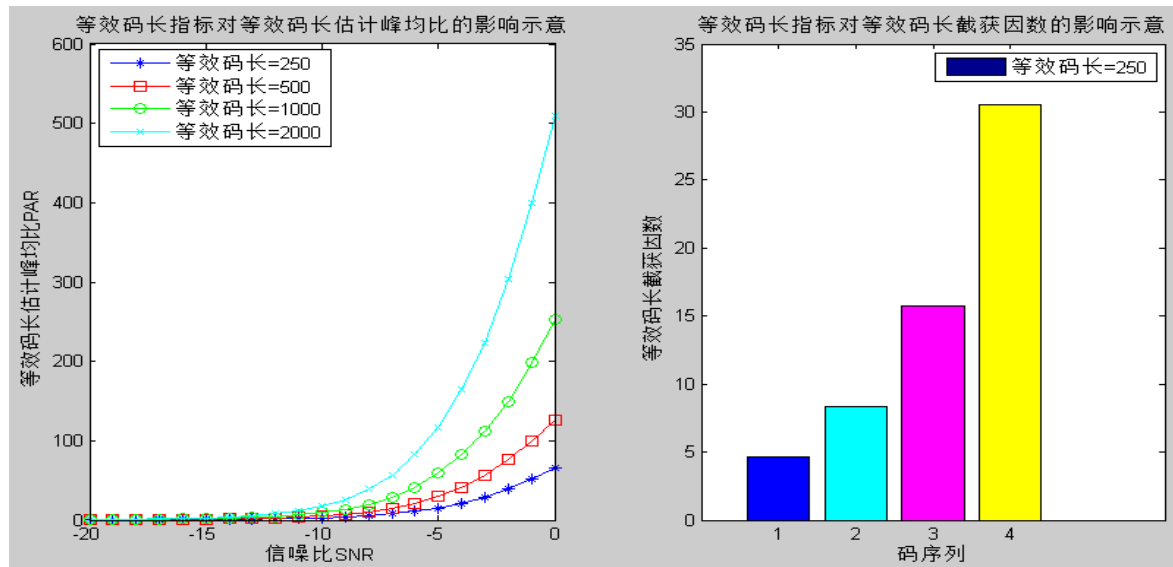


图 3.4-11 等效码长对等效码长截获因数影响

### 2) 调制指数

调制指数变大打乱了码序列的周期性，增大了等效码长截获的难度，峰均比和截获因数变小。仿真结果如图 3.4-12 所示。从左半部分图形可以看出，调制指数越长，对应的估计峰均比越小，从右半部分图形可以看出，调制指数越大，等效码长截获因数越小，仿真结果与分析一致。

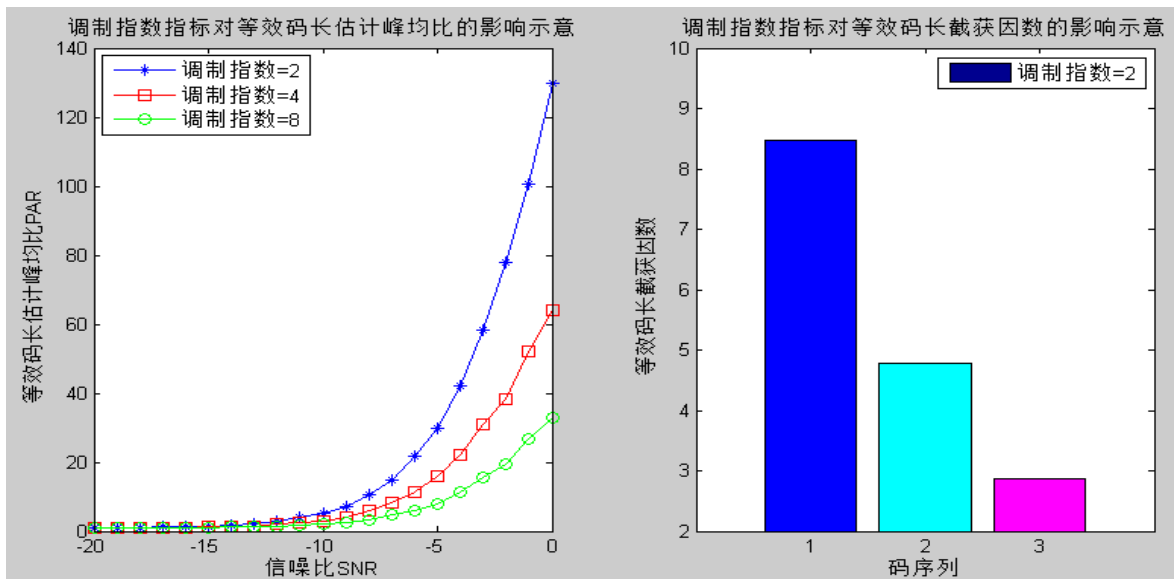


图 3.4-12 调制指数对等效码长截获因数影响

### 3) 扩频增益

扩频增益增大使得扩频码周期变小, 同样时长包含的码周期个数变大, 同时使得过采样率变小, 不利于等效码长估计, 峰均比和截获因数将减小。仿真结果如图 3.4-13 所示。从左半部分图形可以看出, 扩频增益变大对应的估计峰均比变大, 从右半部分图形可以看出, 随着扩频增益变大, 等效码长截获因数变小, 仿真结果与分析一致。

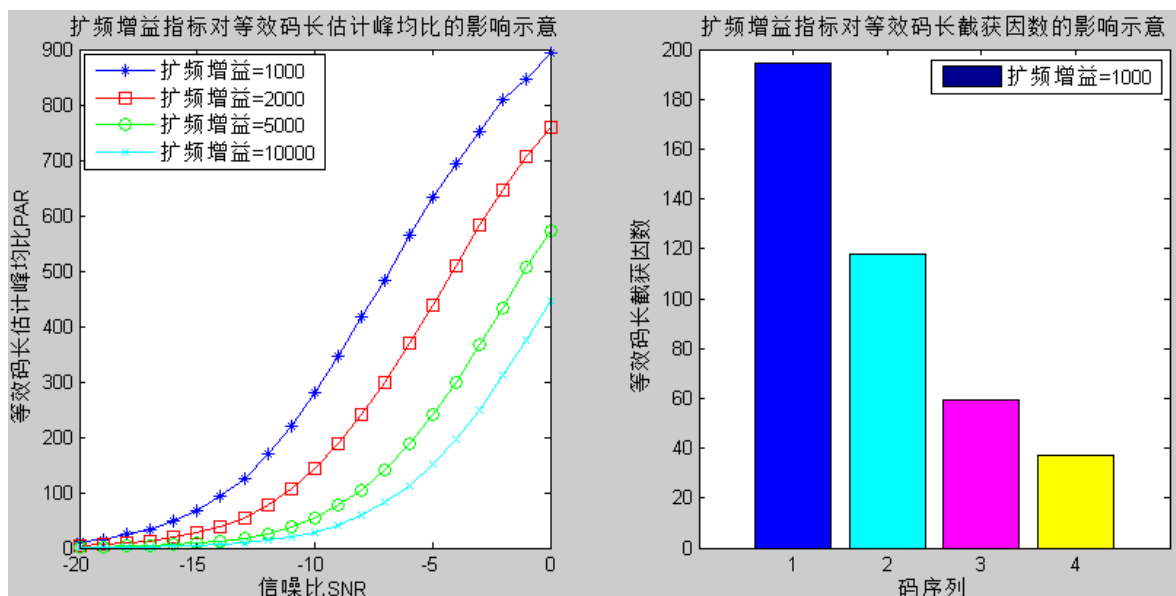


图 3.4-13 扩频增益对等效码长截获因数影响

### 4) 平衡性

经分析, 平衡性的变化与等效码长估计峰均比和截获因数没有直接关系, 但是它的变化会引起相关性的变化从而导致峰均比和截获因数的变化, 若导致相关性变好, 则峰均比和截获因数变大, 若导致相关性变差, 则峰均比和截获因数变小。仿真结果如图 3.4-14 所示。从左半部分图形可以看出, 平衡性变化对峰均比有影响, 从右半

部分图形可以看出，平衡性变化对截获因数有影响，但两者没有趋势性的相互关系，仿真结果与分析一致。

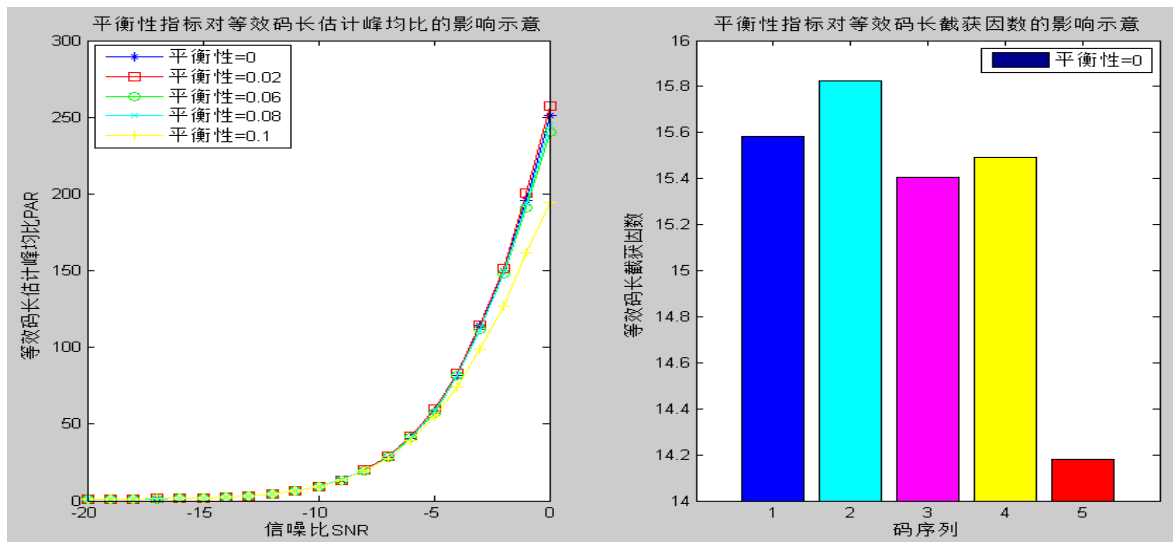


图 3.4-14 平衡性对等效码长截获因数影响

### 3、码序列截获因数

码序列截获因数反映了码序列被估计的难易程度。以下详细分析和仿真其它各项指标对码序列截获因数的影响。

#### 1) 等效码长

由于参与估计的数据量及计算能力的限制，等效码长越长意味着同样输入时间的码序列周期越少，估计误码率越高，码序列截获因数越大。仿真结果如图 3.4-15 所示。从左半部分图形可以看出，等效码长越大，对应的估计误码率越高，从右半部分图形可以看出，等效码长越大，码速率截获因数越大。

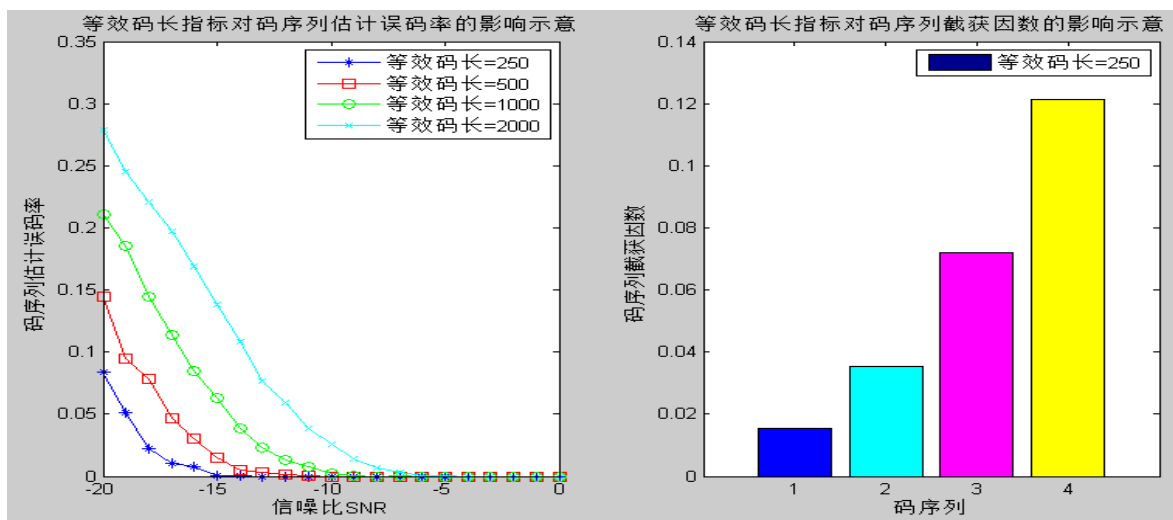


图 3.4-15 等效码长对码速率截获因数影响

#### 2) 调制指数

调制指数变大打乱了码序列的周期性，使得一个等效码长周期内信息码个数增加，根据 2.4.2 非周期调制信号的估计原理，误码率和截获因数增大。仿真结果如图

3.4-16 所示。从左半部分图形可以看出，调制指数越大，对应的估计误码率越大，从右半部分图形可以看出，调制指数越大，码序列截获因数越大，仿真结果与分析一致。

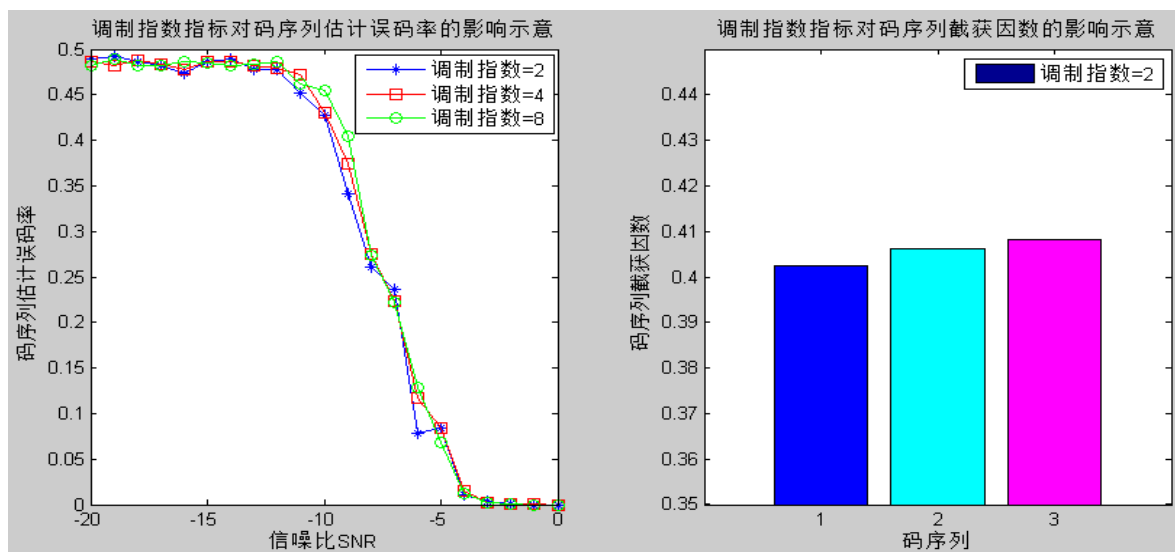


图 3.4-16 调制指数对码序列截获因数影响

### 3) 扩频增益

扩频增益增大使得过采样率变小，同时使得扩频码周期变小，同样时长包含的码周期个数变大，有利于码序列估计，误码率和截获因数将减小。仿真结果如图 3.4-17 所示。从左半部分图形可以看出，扩频增益变大对应的估计误码率变小，从右半部分图形可以看出，随着扩频增益变大，码序列截获因数变小，仿真结果与分析一致。

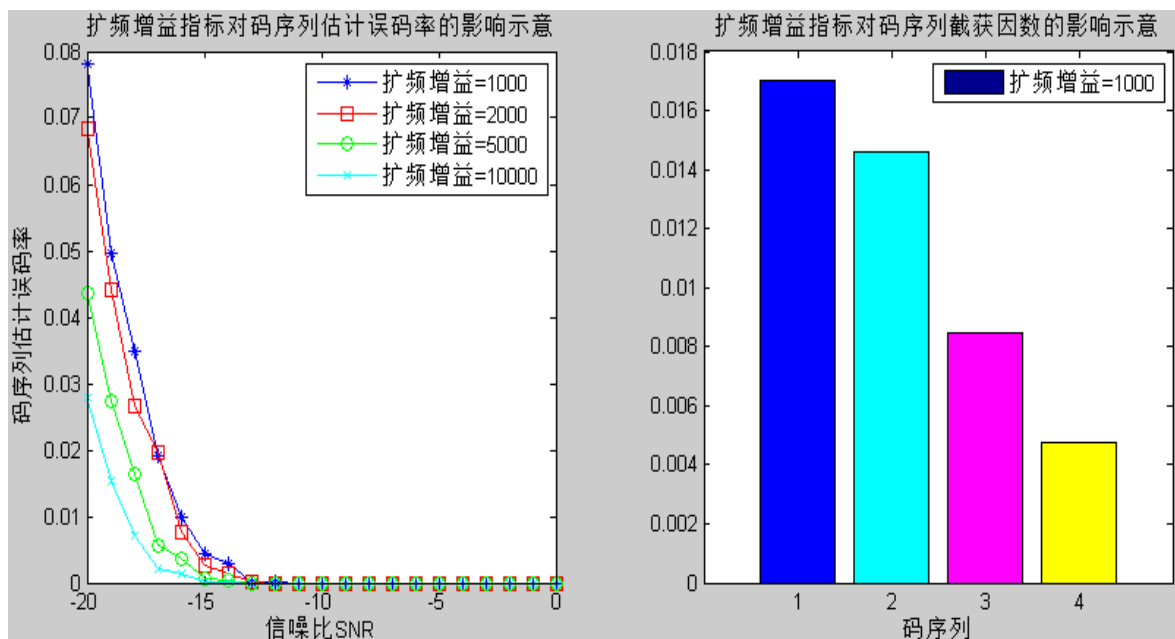


图 3.4-17 扩频增益对码序列截获因数影响

### 4) 平衡性

经分析，平衡性的变化不影响码长、码序列周期个数，与估计误码率和码序列截

获因数没有直接关系。仿真结果如图 3.4-18 所示。从左半部分图形可以看出，平衡性变化对误码率没有影响，从右半部分图形可以看出，平衡性变化对码序列截获因数没有影响，仿真结果与分析一致。

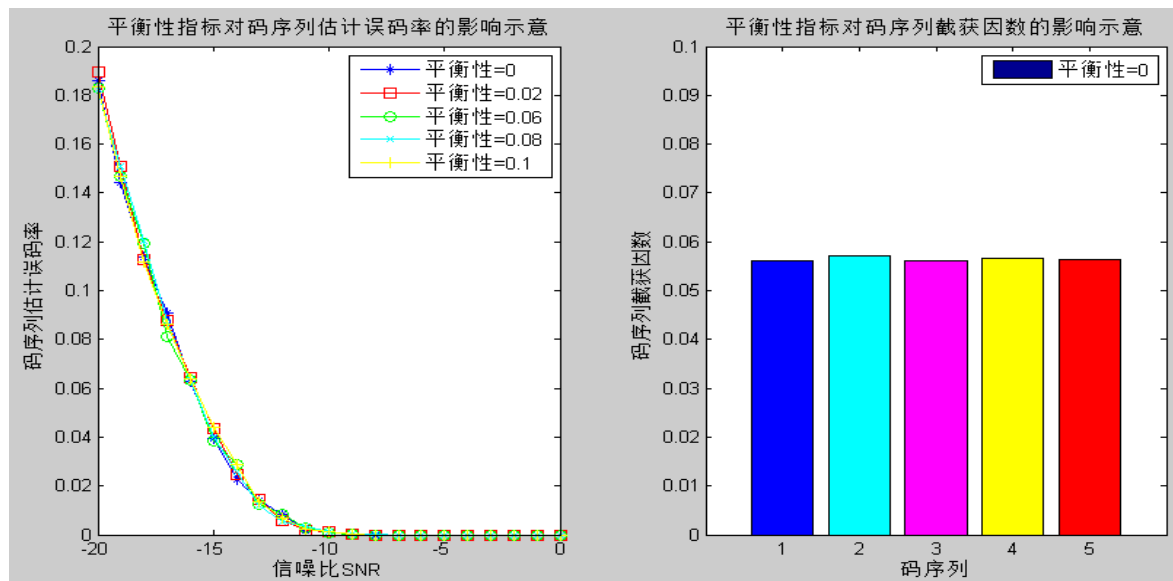


图 3.4-18 平衡性对码序列截获因数影响

#### 4、干扰因数

干扰因数反映了直扩信号抗相关干扰的能力。它主要与相关性有关，相关性越好，干扰因数越小，安全性越好。其中，扩频增益的变化不影响信号的相关性，因此对干扰因数无影响，伪随机性通过相关性影响干扰因数，两者无趋势性关系，以下详细等效码长和调制指数对干扰因数的影响。

##### 1) 等效码长

等效码长变大导致相关性变好，根据干扰因数的定义，干扰因数会变小，对等长码长分别为 250、500、1000、2000 的混沌序列进行了仿真，其干扰因数分别为：0.1524、0.1087、0.076、0.054，仿真结果与分析一致。

##### 2) 调制指数

调制指数变大导致相关性变好，根据干扰因数的定义，干扰因数会变小，对调制指数分别为 1、2、4、8 的混沌序列进行了仿真，其干扰因数分别为：0.0758、0.0443、0.0311、0.022，仿真结果与分析一致。

#### 5、指标评价体系

根据上节的分析与仿真，直扩信号指标间的关系如表 3.4-3 所示，更进一步，本文提出的直扩信号安全性能指标评价体系包括以下指标：伪随机性、扩频增益、等效码长、线性复杂度、码速率截获因数、等效码长截获因数、码序列截获因数、干扰因数、线性复杂度、安全指数等。直扩信号安全性能评价体系如表 3.4-4 所示。

表 3.4-3 直扩信号安全性能指标关系

序号	指标	码速率截获因数	等效码长截获因数	码序列截获因数	复杂度	干扰因数
1.	调制指数	无关	负相关	正相关	有关	负相关
2.	等效码长	正相关	正相关	正相关	有关	负相关
3.	扩频增益	负相关	负相关	负相关	无关	无关
4.	平衡性	正相关	有关	无关	有关	有关

表 3.4-4 直扩信号安全性能指标评价体系

序号	综合指标	衍生指标	基本指标
1.	安全指数	码速率截获因数	等效码长
2.			扩频增益
3.			伪随机性
4.		等效码长截获因数	等效码长
5.			扩频增益
6.			伪随机性
7.			调制指数
8.		码序列截获因数	等效码长
9.			扩频增益
10.			伪随机性
11.		线性复杂度	等效码长
12.			伪随机性
13.			调制指数
14.		干扰因数	等效码长
15.			伪随机性
16.			调制指数

### 3.5 本章小结

本章对直扩信号安全性能评价体系进行了研究,首先研究了现有的直扩信号指标及选型原则,接着进行了直扩信号风险分析、安全性能指标评价体系等方面的研究,主要工作成果如下:

- 1、对直扩信号面临的威胁进行了深入分析,提出了码速率截获因数、等效码长截获因数、码序列截获因数、干扰因数、安全指数等指标,分析了其物理含义,并给出了计算公式;
- 2、分析、仿真了截获因数、等效码长、随机性、调制指数对码速率截获因数、等效码长截获因数、码序列截获因数、干扰因数的影响,得到了有益的结论;

3、建立了直扩信号安全性能评价体系，为后续安全性能评估打下基础。



## 第四章 直扩信号安全性能评估模型

### 4.1 引言

上一章我们建立了直扩信号安全性能指标评价体系,并提出了从整体上反应直扩信号安全性能的综合评价指标——安全指数,可以看出,衍生指标从不同层面对安全性能产生影响,安全性能评估是一个典型的多属性决策问题。本章首先概述了多属性决策的特点,给出了常用的评估方法,归纳了使用各综合评价方法时应注意的一些问题,以及各种评价方法的思路、特征、适用范围、优劣等,在分析比较的基础上,最终选择了层次分析法作为直扩信号安全性能评估的方法。

### 4.2 多属性决策理论概述

多属性决策是多准则(Multiple Criteria Decision Making, MCDM)决策中的一种。多属性准则是在多个不能相互替代的准则存在下进行的决策,其起源可以追溯到1896年Pareto提出的Pareto最有概念。1951年Koopmans将有效点的概念引入决策领域,同年,Kuhn和Tucker引入了向量优化的概念,直到1981年Hwang和Yoon才明确将多准则决策问题分为多属性决策和多目标决策两类,从而分别讨论和处理。通常认为,决策对象是离散且数量有限的备选方案时的多准则决策是多属性决策,决策对象是连续且数量无限的备选方案时的多准则决策是多目标决策。显然,直扩信号安全性能评估属于多属性决策范畴。

多属性决策可定义为:对于给定的一组方案,决策者根据一组属性去衡量和判断各方案的属性值,进而采用某种决策准则比较各方案,对各方案进行排序择优。

多属性决策包括5个要素:决策者、方案集、属性集、决策准则和决策情况。决策者是主体,他根据某种准则对各个方案价值进行直接或间接的比较,最终根据排序结果对方案结果作出决策并实施的人,决策者数目灵活,一个人或一群人均可。方案集是由决策者在多属性决策中进行评估和选择的所有对象组成,其数目是可数的、有限的,否则决策者就无法做出决策。属性集是方案属性的集合,它由一切能表征各个方案绩效的成分、因素、特征、性质等组成,在决策中,决策者可根据方案的属性值对该方案进行评估并在相互比较之后做出最终的决策。决策准则指决策中用于评判排列方案的优劣次序的规则,它是判断备选方案的有效性或好坏的标准。决策情况指决策问题的结构和决策环境,它需要表明决策问题输入的数量和类型、决策变量及其属性、测量决策变量和属性所采用的标度、决策变量和属性之间的因果关系、决策环境和状态等。

多属性决策一般都涉及三方面的内容,即决策矩阵的规范化、各属性权重的确定和方案的综合排序。其求解过程如图4.2-1所示。

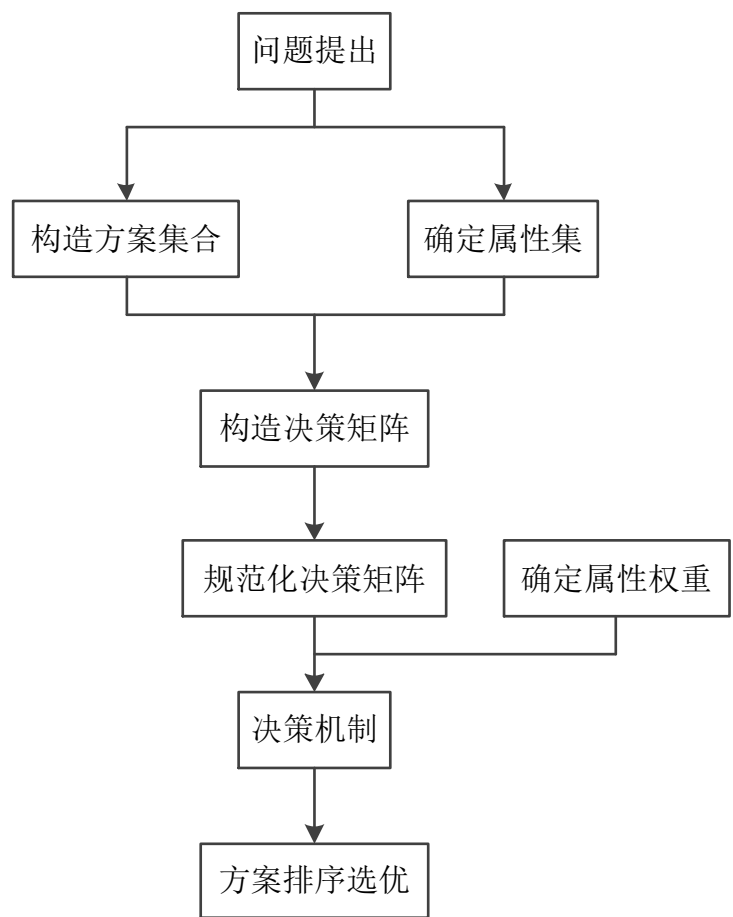


图 4.2-1 多属性决策一般过程

4.3 决策方法选择

基于多属性决策理论的常用方法包括：模糊综合评判法、数据包络分析法、人工神经网络评价法、灰色综合评价法和层次分析法等。各评估方法的优缺点如表 4.3-1 所示。可以看出，每种评估方法都有自己的特点，根据第三章的研究，对直扩信号安全性能指标有了深入的认识，并建立了评价体系，体系中的指标有明确的层次性及依赖关系，各指标可以通过计算或仿真得到定量数值，采用层次分析法可以科学地确定指标层各指标的权重，按照分解、比较判断、综合的思维方式，将人的主观判断用数量形式表达出来并进行科学处理，因此，本文采用层次分析法对直扩信号安全性能进行综合评估。

表 4.3-1 各评估方法优缺点

序号	评估方法	优点	缺点
1.	层次分析法	定性与定量结合、数学原理严密、简单实用	要求使用者对问题有深入和全面的认识
2.	模糊综合评判法	比较接近人的思考模式，	不能解决指标间的信息重

序号	评估方法	优点	缺点
		可以比较方便的确定指标集和评语集	复问题、隶属函数的确定 缺乏系统的方法
3.	数据包络分析法	可以对多输入多输出的系统做出有效评价	只表明相对发展指标，通过模型得到的权重可能缺乏合理性和可操作性
4.	人工神经网络法	具有良好的自适应能力、容错性，能处理非线性的大型复杂系统	需要大量的训练样本，精度不高，算法复杂，模型具有隐含性
5.	灰色综合评价法	较好地解决了评价指标难以准确量化和统计的问题	仅能对评判对象的优劣做出鉴别，不反映绝对水平；关联度总为正值，不能全面反映事物之间的关系

#### 4.4 层次分析法的模型和步骤

层次分析法一般按照以下几个步骤进行：构造层次分析结构、构造判断矩阵、判断矩阵的一致性检验、层次单排序、层次总排序、决策等，根据具体情况可做适当裁剪。

##### 4.4.1 层次分析法特点

评价的困难主要来自于以下两方面：有的指标没有明确的数量表示，甚至只与使用人或评价人的主观感受与经验有关；不同方案（即被评价对象）可能各有所长，指标越多，方案越多，问题就越复杂。有必要深入研究决策中进行选择和判断的规律，于是在这种背景下产生了层次分析法。

层次分析法是美国著名运筹学家 T.L.Satty 等人在 20 世纪 70 年代提出的一种定性与定量分析相结合的多属性决策方法。这一方法的突出特点是在对复杂决策问题的本质、影响因素以及内在关系等进行深入分析之后，构建一个层次结构模型，然后利用较少的定量信息，把决策的思维过程数学化，从而为求解多目标、多准则或无结构特性的复杂问题提供一种简洁有效的决策方法。具体来说，它将决策问题的有关元素分解成目标、准则、方案等层次，用一定标度对人的主观判断进行客观量化，在此基础上进行定性分析和定量分析的一种决策方法。它把人的思维过程层次化、数量化，并用数学为分析、决策提供定量的依据。

应用层次分析法分析问题，首先要把问题层次化。根据问题的性质和要达到的

总目标,将问题分解为不同组成因素,并按照因素间的相互关联影响以及隶属关系将因素按照不同层次聚集组合,形成一个多层次的分析结构模型,并最终把系统分析归结为最底层(供决策的方案、措施等)相对于最高层(总目标)的相对重要性权值的确定或相对优劣次序的排序问题。综合评价问题就是排序问题,在排序计算中,每一层次的因素相对上一层某一因素的单排序问题又可简化为一系列成对因素的判断比较,为了将比较判断定量化,层次分析法引入了 1~9 标度法,并写成判断矩阵形式,形成判断矩阵后,即可通过计算判断矩阵的最大特征根及其对应的特征向量,计算出某一层对于上一层某一个元素的相对重要性权值,然后用上一层因素本身的权值加权综合,即可计算出层次总排序权值。

层次分析法把一个复杂问题表示为有序的递阶层次结构,通过人们的判断对决策方案的优劣进行排序。具体地讲,它把复杂的问题分解为各个组成因素,将这些因素按支配关系分组形成有序的递阶层次结构,通过两两比较的方式确定层次中诸因素的相对重要性,然后综合人的判断以决定决策诸因素相对重要性总的顺序。这种方法能够统一处理决策中的定性与定量因素,具有实用性、系统性、简洁性等优点。从整体上看,AHP 是一种测度难以量化的复杂问题的手段。它能在复杂决策过程中引入定量分析,并充分利用决策者在两两比较中给出的偏好信息进行分析与决策支持,既有效吸收了定性分析的结果,又发挥了定量分析的优势,是定量与定性方法相结合的优秀决策方法,从而使决策过程具有很强的条理性和科学性,广泛应用于科学研究、社会经济系统等的决策分析中。

AHP 方法的表现形式与它深刻的理论内容有机地联系在一起。简单的表现形式使得 AHP 方法有着广泛的应用领域,深刻的理论内容确立了它在多属性决策领域中的地位。层次分析法的特点是:将人们的思维过程数学化、模型化、系统化、规范化,便于人们接受。用 AHP 进行决策,输入的信息主要是决策者的选择与判断,决策过程充分反映了决策者对决策问题的认识,加之较容易掌握这种方法,这就使得以往决策者与决策分析者难以互相有效沟通的状况得到改变。在多数情况下,决策者直接使用 AHP 进行决策,这就大大增加了决策的有效性。另一方面,在 AHP 的使用过程中,无论建立层次结构还是构造判断矩阵,人的主观判断、选择、偏好对结果的影响很大,判断失误有可能造成决策失误,这就使得用 AHP 进行决策的主观成分较大,因此,要使 AHP 的决策结论尽可能符合客观规律,决策者必须对所面临的问题有比较深入和全面的认识,对问题的本质、包含的要素及相互之间的逻辑关系能掌握的十分透彻。

层次分析法既可用于方案有效性的判断,又可用于方案选优。层次分析法的主要优点是定性与定量分析相结合,将人的主观判断用数量形式表达出来并进行科学处理,把研究对象作为一个系统,按照分解、比较判断、综合的思维方式进行决策,成为继机理分析、统计分析之后发展起来的系统分析的重要工具<sup>[144]</sup>。同时,这一方法岁然后深刻的理论基础,但表现形式非常简单,容易被人理解、接受,因此,这一方

法得到了广泛的应用<sup>[145][146][147][148]</sup>。

应该指出, 尽管 AHP 具有数学模型的特色, 在操作过程中使用了线性代数的方法, 数学原理严密, 但是它自身的柔性色彩仍十分突出。它不仅简化了系统分析和计算, 还有助于决策者保持思维过程的一致性, 它是一种模拟人的思维过程的工具。如果说比较、分解、综合是人们分析解决问题的一种基本思考过程, 则层次分析法对这种思考过程提供了一种数学表达及数学处理的方法。因此, 层次分析法十分适用于具有定性的或定性、定量兼有的决策分析, 是一种十分有效的系统分析和科学决策方法。

#### 4.4.2 构造层次分析结构

应用层次分析法分析问题, 首先要把问题条理化、层次化, 构造出一个层次分析结构的模型, 这对于问题的解决极为重要, 它决定了分析结果的有效程度。一般来说, 建立问题的层次结构模型是 AHP 法中最重要的一步, 把复杂的问题分解成称之为元素的各个组成部分, 并按元素的相互关系及其隶属关系形成不同的层次, 同一层次的元素作为准则对下一层次的元素起支配作用, 同时它又受上一层次元素的支配。最高层次只有一个元素, 它表示决策者所要达到的目标; 中间层次一般为准则、子准则, 表示衡量是否达到目标的判断准则; 最低一层表示要选用的解决问题的各种措施、决策、方案等。层次之间元素的支配关系不一定是完全的, 即可以存在这样的元素, 它并不支配下一层次的所有元素, 除目标层外, 每个元素至少受上一层一个元素支配, 除方案层外, 每个元素至少支配下一层一个元素。层次数与问题的复杂程度和需要分析的详尽程度有关, 每一层次中的元素一般不超过 9 个, 因为同一层次包含数目过多的元素会给两两比较判断带来困难。

层次结构建立在分析者对问题全面深入认识的基础上, 根据对问题的分析, 将问题包含的因素按照是否共有某些特性将它们聚集成组, 并将它们之间的共同特性看作系统中新的层次中的一些因素, 而这些因素本身也按照另外一组特性被组合, 形成另外更高层次的因素, 直到最终形成单一的最高因素, 即决策分析的目标。这样即构成目标层、若干准则层和方案层的层次分析结构模型, 如图 4.4-1 所示。

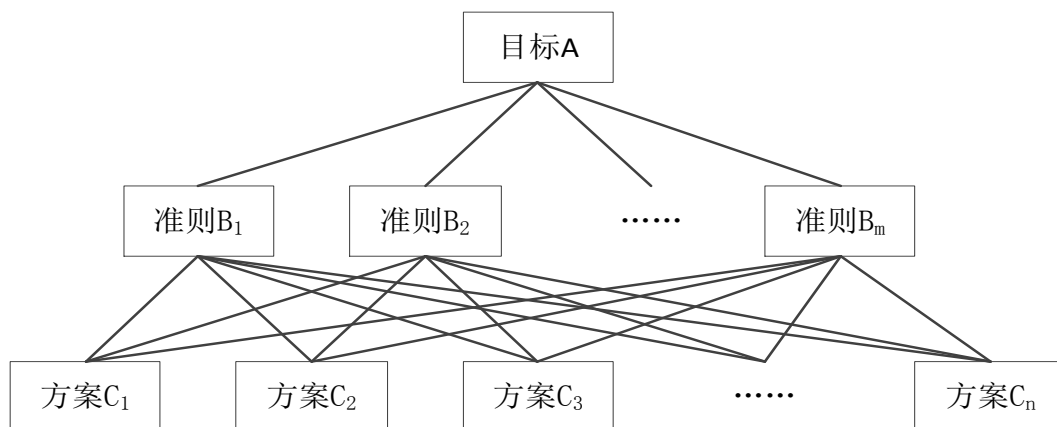


图 4.4-1 层次分析法结构模型

### 4.4.3 构造判断矩阵

建立层次分析模型之后，我们就可以在各层元素中进行两两比较，构造出比较判断矩阵。层次分析法主要是人们对每一层次中各因素相对重要性给出的判断，这些判断通过引入合适的标度用数值表示出来，写成判断矩阵，判断矩阵表示针对上一层次因素，本层次与之有关因素之间相对重要性的比较。判断矩阵是层次分析法的基本信息，也是进行相对重要度计算的重要依据。下面探讨一下如何建立起两两比较判断矩阵。

假定上一层次的因素  $B_k$  作为准则，对下一层元素  $C_1, C_2, \dots, C_n$  有支配关系，我们的目的是要在准则  $B_k$  下按它们的相对重要性赋予  $C_1, C_2, \dots, C_n$  相应的权重，在这一步要回答下面的问题：针对准则  $B_k$ ，两个元素  $C_i, C_j$  哪个更重要，重要性的大小，需要对“重要性”赋予一定的数值。赋值的数据来源可由分析者通过分析研究或技术咨询而获得，一般地，判断矩阵应有熟悉问题的专家独立给出。

对于  $n$  个元素来说，我们得到两两比较判断矩阵  $C = (C_{ij})_{n \times n}$ ，其中， $C_{ij}$  表示因素  $i$  和因素  $j$  相对于目标重要值。一般来说，构造的判断矩阵形式如表 4.4-1 所示。

表 4.4-1 判断矩阵形式

$B_k$	$C_1$	$C_2$	$\dots$	$C_n$
$C_1$	$C_{11}$	$C_{12}$	$\dots$	$C_{1n}$
$C_2$	$C_{21}$	$C_{22}$	$\dots$	$C_{2n}$
$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\dots$	$\vdots$
$C_n$	$C_{n1}$	$C_{n2}$	$\dots$	$C_{nn}$

显然矩阵  $C$  具有如式 (4.4.1) 所示的性质，这类矩阵也称为正反矩阵，若对于任意  $i, j, k$ ，均有  $C_{ij} \cdot C_{jk} = C_{ik}$ ，此时称该矩阵为一致矩阵。值得注意的是，在实际问题求解时，构造的判断矩阵并不一定具有一致性，常常需要进行一致性检验。

$$\begin{aligned}
 &C_{ij} > 0 \\
 &C_{ij} = 1/C_{ji}, \quad i \neq j \\
 &C_{ii} = 1, \quad i = 1, 2, \dots, n
 \end{aligned} \tag{4.4.1}$$

在层次分析法中，为了使决策判断定量化，常根据一定的比率标度将判断定量化，

下面给出一种常用的 1~9 标度方法, 如表 4.4-2 所示, 其中,  $C_{ij}$  取 2, 4, 6, 8 表示重要性等级介于 1, 3, 5, 7, 9 之间。

表 4.4-2 判断矩阵标度及其含义表

序号	重要性等级	$C_{ij}$ 赋值
1.	$i, j$ 两元素同等重要	1
2.	$i$ 元素比 $j$ 元素稍重要	3
3.	$i$ 元素比 $j$ 元素明显重要	5
4.	$i$ 元素比 $j$ 元素强烈重要	7
5.	$i$ 元素比 $j$ 元素极端重要	9
6.	$i$ 元素比 $j$ 元素稍不重要	1/3
7.	$i$ 元素比 $j$ 元素明显不重要	1/5
8.	$i$ 元素比 $j$ 元素强烈不重要	1/7
9.	$i$ 元素比 $j$ 元素极端不重要	1/9

实际上, 对于较复杂的问题, 其判断矩阵是经由多位专家填写咨询表后形成的, 专家咨询的本质, 在于把专家渊博的知识和丰富的经验, 借助于对众多相关因素的两两比较, 转化为决策所需的有用信息。

#### 4.4.4 判断矩阵的一致性检验

在上述过程中我们建立了判断矩阵, 这使得判断思维数学化, 也有助于检查并保持判断思维的一致性。所谓判断思维的一致性是指专家在判断指标重要性时, 各判断之间协调一致, 不致出现相互矛盾的结果。对于实际问题建立起来的判断矩阵往往满足不了一致性, 原因是多种多样的, 比如客观事物的复杂性、人们认识上的多样性以及可能产生的片面性等。要求每一个判断都有完全的一致性显然不太可能, 特别是因素多规模大的问题更是如此, 但是, 要求判断具有大体的一致性却是应该的。若出现甲比乙极端重要, 乙比丙极端重要, 丙又比甲极端重要的情况显然是违反常识的。因此, 为了保证应用层次分析法分析得到的结论合理, 还需要对构造的判断矩阵进行一致性检验。

根据矩阵理论, 矩阵的特征根、特征向量满足式(4.4.2), 由于  $a_{ii} = 1, i = 1, 2, \dots, n$ ,

式 (4.4.3) 成立。

$$Ax = \lambda x \quad (4.4.2)$$

$$\sum_{i=1}^n \lambda_i = n \quad (4.4.3)$$

显然, 当矩阵具有完全一致性时,  $\lambda_1 = \lambda_{\max} = n$ , 其余特征根均为 0, 而当矩阵不具有完全一致性时, 则有  $\lambda_1 = \lambda_{\max} > n$ , 可以用判断矩阵特征根的变化来检验判断的一致性程度。因此, 在层次分析法中引入判断矩阵最大特征根以外的其余特征根的平均值作为度量判断矩阵偏离一致性的指标, 即一致性指标  $CI$ , 计算公式如 (4.4.4),

$$CI = \frac{\lambda_{\max} - n}{n - 1} \quad (4.4.4)$$

显然,  $CI$  值越大, 表明判断矩阵偏离完全一致性的程度越大,  $CI$  值越小 (接近于 0), 表明判断矩阵的一致性越好。当  $CI = 0$  时, 判断矩阵具有完全的一致性, 当矩阵具有满意一致性时,  $\lambda_{\max}$  稍大于  $n$ , 其余特征根接近于零, 不过这种说法不够严密, 必须对“满意一致性”给出定量度量指标。对于不同阶的判断矩阵, 人们判断的一致误差不同, 其  $CI$  值的要求也不同, 引入判断矩阵的平均随机一致性指标  $RI$ , 对于 1~9 阶判断矩阵,  $RI$  值如表 4.4-3 所示。

表 4.4-3 平均随机一致性指标

序号	1	2	3	4	5	6	7	8	9
$RI$	0	0	0.58	0.9	1.12	1.24	1.32	1.41	1.45

在这里, 对于 1, 2 阶判断矩阵,  $RI$  只是形式上的, 因为 1, 2 阶判断矩阵总是具有完全的一致性。当阶数大于 2 时, 判断矩阵的一致性指标  $CI$  与同阶平均随机一致性指标  $RI$  之比称为随机一致性比率, 记为  $CR$ , 当满足式 (4.4.5) 时, 即认为判断矩阵具有满意的一致性, 否则就需要调整判断矩阵, 使之具有满意的一致性。

$$CR = \frac{CI}{RI} < 0.1 \quad (4.4.5)$$

#### 4.4.5 层次单排序

计算出某层次因素相对于上一层次某一因素的相对重要性, 这种排序计算称为层次单排序, 具体来说, 层次单排序是指根据判断矩阵计算对于上一层某元素而言本层次与之有联系的元素重要性次序的权值。

层次单排序计算问题可归结为计算判断矩阵的最大特征根及其特征向量的问题。判断矩阵本身有一定的误差, 因此, 一般用迭代法在计算机上求得近似的最大特征值及其对应的特征向量, 常用的有方根法、和法、特征根法、最小二乘法等, 这里给出方根法的计算步骤。



1、计算判断矩阵每一行元素的乘积  $M_i$ 。

$$M_i = \prod_{j=1}^n a_{ij} \quad i=1,2,\dots,n \quad (4.4.6)$$

2、计算  $M_i$  的  $n$  次方根  $\bar{W}_i$ 。

$$\bar{W}_i = \sqrt[n]{M_i} \quad (4.4.7)$$

3、对向量  $\bar{W} = [\bar{W}_1, \bar{W}_2, \dots, \bar{W}_n]^T$  进行归一化处理，则  $W = [W_1, W_2, \dots, W_n]^T$  即为所求的特征向量。

$$W_i = \frac{\bar{W}_i}{\sum_{j=1}^n \bar{W}_j} \quad (4.4.8)$$

4、计算判断矩阵的最大特征根  $\lambda_{\max}$ ，其中， $(AW)_i$  表示向量  $AW$  的第  $i$  个元素。

$$\lambda_{\max} = \sum_{i=1}^n \frac{(AW)_i}{nW_i} \quad (4.4.9)$$

#### 4.5 直扩信号安全性能评估模型与评估方法

本文提出的直扩信号安全性能模型借鉴了基于多属性决策的层次分析的思想。

##### 4.5.1 直扩信号安全性能评估模型

非法用户要想实施欺骗式干扰或压制式干扰等攻击手段，必须截获扩频码，而要想截获扩频码，必须先截获码速率、等效码长等参数。进一步分析，截获扩频码有两种主要方式：参数估计和递推。根据第三章的论述，直接反应参数估计的指标有码速率截获因数、等效码长截获因数、码序列截获因数，直接反应递推的指标有线性复杂度。

结合图 3.4-2 直扩信号面临典型威胁和安全性能评价指标体系，本文建立的直扩信号安全性能评估模型如图 4.5-1 所示。方案层表示不同的直扩信号，它决定了指标层 1（基本指标）包含的指标，指标层 2（衍生指标）的指标受其下层的指标的影响，并决定了直扩信号安全指数。

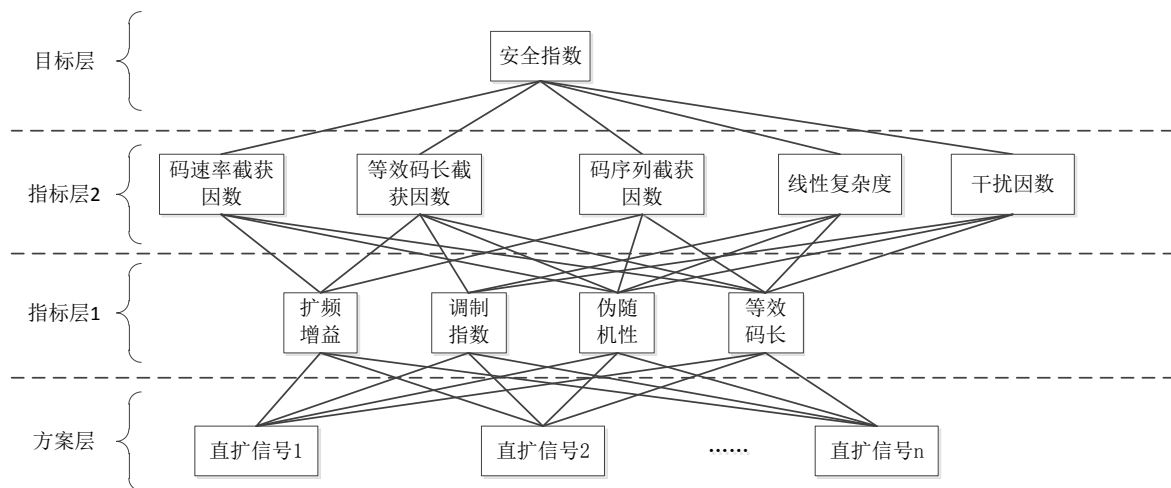


图 4.5-1 直扩信号安全性能评估模型

从图 4.5-1 可以看出，目标层的安全指数受指标层 2 中所有衍生指标的影响，指标层 1 所有基本指标均受方案层的影响，根据 3.4 的分析与仿真，指标层 1 对指标层 2 的影响如表 3.4-2 所示。

#### 4.5.2 直扩信号安全性能评估方法

从图 4.4-1 可以看出，要想计算直扩信号的安全指数  $R(s)$ ，必须确定码速率截获因数  $PF_{T_c}(s)$ 、等效码长截获因数  $PF_L(s)$ 、码序列截获因数  $PF_X(s)$ 、线性复杂度  $LC(s)$  和干扰因数  $PJ(s)$  分别对应的权重及数值，性能评估按照以下几个步骤进行：确定  $PF_{T_c}(s)$ 、 $PF_L(s)$ 、 $PF_X(s)$ 、 $LC(s)$ 、 $PJ(s)$  分别对应的权重（分别用  $\rho_1$ 、 $\rho_2$ 、 $\rho_3$ 、 $\rho_4$ 、 $\rho_5$  表示）；采用仿真分析或理论计算得到  $PF_{T_c}(s)$ 、 $PF_L(s)$ 、 $PF_X(s)$ 、 $LC(s)$ 、 $PJ(s)$  的指标值，并对结果进行标准化处理；根据安全指数的计算公式计算安全指数值。

##### 4.5.2.1 衍生指标的权重确定

指标评估模型中，由于每个指标的作用和影响不尽相同，必须根据每个指标的重要程度赋予不同的权重，目前，根据计算权重时原始数据来源不同，确定指标体系权重的方式一般可分为主观赋值法和客观赋值法两类<sup>[149]</sup>。主观赋值法是一种定性分析方法，如德尔斐法（专家调查法）、主观加权法、比较加权法、模糊统计法等，它基于决策者主观偏好或经验给出指标权重，优点是体现了决策者的经验判断，权重确定一般符合现实，缺点是权重的确定与指标的数字特征无关，没考虑评价指标间的内在联系。客观赋权法是一定量分析方法，它基于指标数据信息，通过建立一定的数理推导计算出权重系数，如熵值法、主成分分析法、均方差法等，优点是有效传递了评价指标的数据信息，缺点是仅仅以数据说话，有时会与实际情况相悖，对得到的结果难以给出明确的解释，此外，它还有某些情况下数据难以获得的问题。

## 1、权重确定方法

权重确定的恰当与否直接决定了评价结果的准确性,将主观赋权和客观赋权结合在一起进行评价无疑将提高评价结果的可信性。本文采用德尔菲法(及专家咨询法)和层次分析法相结合的方法确定权重。具体步骤如下:

- 1) 采集专家意见,设计以判断矩阵为主要内容的专家调查表,用构造判断矩阵的层次分析法得到指标的权重,专家组成员的选取应满足鲜明的代表性、权威性和公正性条件,要特别选择扩频通信方面的专家;
- 2) 对判断矩阵进行一致性检验,若不满足式(4.4.5)所示的一致性要求,重新进行1);
- 3) 对根据多组专家意见得到的权值进行加权平均,得到最终的权值。

## 2、权重计算过程

专家调查表及四组专家的反馈情况如表 4.5-1 所示。

表 4.5-1 专家调查表反馈情况

序号	指标	码速率截获因数	等效码长截获因数	码序列截获因数	线性复杂度	干扰因数
1.	码速率截获因数	1	1/3-1-1-1/4	1/7-1/9-1/7-1/9	1/7-1/7-1/7-1/7	1/3-1/4-1/4-1/3
2.	等效码长截获因数	3-1-1-4	1	1/5-1/9-1/7-1/7	1/5-1/7-1/7-1/7	1/3-1/3-1/5-1/4
3.	码序列截获因数	7-9-7-9	5-9-7-7	1	1-1-1-1	2-2-3-4
4.	线性复杂度	7-7-7-7	5-7-7-7	1-1-1-1	1	3-2-4-2
5.	干扰因数	3-4-4-3	3-3-5-4	1/2-1/2-1/3-1/4	1/3-1/2-1/4-1/2	1

根据四组专家反馈的判断矩阵得到的权重及一致性检验情况如表如表 4.5-2 所示。可以看出,每组数据都满足随机一致性比率小于 0.1 的要求,最终得到的权值分别为 0.0435、0.0605、0.374、0.362、0.16。

表 4.5-2 指标权重及一致性情况

序号	类别	码速率截获因数	等效码长截获因数	码序列截获因数	线性复杂度	干扰因数	$\lambda_{\max}$	CI	CR
1.	1 组	0.0443	0.08	0.3411	0.3727	0.1619	5.1227	0.03068	0.0274
2.	2 组	0.0459	0.0488	0.3849	0.3471	0.1733	5.0172	0.0043	0.0038
3.	3 组	0.0465	0.045	0.3627	0.3927	0.1531	5.1136	0.0284	0.0254
4.	4 组	0.0373	0.068	0.4071	0.3359	0.1517	5.3103	0.07758	0.0693
5.	平均	0.0435	0.0605	0.374	0.362	0.16	-	-	-

## 4.5.2.2 指标数值确定

## 1、原始数据确定

指标层 2 中各指标均通过仿真计算得到，如表 4.5-2 所示。

表 4.5-3 指标确定方法

序号	指标	数值确定	指标说明
1.	码速率截获因数	采用时域自相关等参数估计方法对码速率进行估计，并按公式 $PF_{T_c}(s) = \sum_{i=SNR_{th}}^0 \lambda_i * PAR_i$ 计算截获因数	该指标越大说明信号安全性能越差
2.	等效码长截获因数	采用时域自相关等参数估计方法对码速率进行估计，并按公式 $PF_L(s) = \sum_{i=SNR_{th}}^0 \lambda_i * PAR_i$ 计算截获因数	该指标越大说明信号安全性能越差
3.	码序列截获因数	采用矩阵分解等方法对码序列进行估计，并按公式 $PF_X(s) = \sum_{i=SNR_{th}}^0 \lambda_i * X_{R_i}$ 计算码序列截获因数	该指标越大说明信号安全性能越好
4.	线性复杂度	采用梅西算法仿真计算序列线性复杂度	该指标越大说明信号安全性能越好
5.	干扰因数	根据仿真得到自相关和互相关均方根值，根据 $PJ(s) = (\overline{F_x} + \overline{F_{xy}}) / 2L$ 计算干扰因数	该指标越大说明信号安全性能越差

## 2、数据的标准化研究

一般情况下，根据综合评价的目标，可以将指标特性分为三类：指标值越大越好，指标值越小越好及指标值适中为宜<sup>[150]</sup>，绝大部分指标属于前两种。可以将指标按照其变化方向的不同分为两大类：正向指标和逆向指标。正向指标（如效益型的、产出型的指标）是指那些能够随着指标值的增大而对综合评价结果起“加分效应”的指标；而逆向指标（如成本型、投入型的指标）是指那些随着指标值的增大而对综合评价结果起“减分效应”的指标。在本评估模型中，码速率截获因数、等效码长截获因数和干扰因数属逆向指标，码序列截获因数和线性复杂度属正向指标。

在进行评价的过程中,不同指标的量纲之间具有明显差异,比如码速率截获因数表示码速率估计峰均比的加权均值,码序列截获因数表示码序列估计码相位正确率的加权均值,显然这些不同量纲的指标之间不具有可比性,这给综合评价带来了很大的困难。所以,在实际运用中,当对具有多种不同属性的对象系统进行综合评价时,就需要对对象系统的各指标值做标准化处理,以消除不同指标之间的量纲差异<sup>[151]</sup>。将不同量纲的指标通过适当的变换化为无量纲的标准化指标,称这一过程为指标的标准化<sup>[152]</sup>。对指标进行标准化具有十分重要的意义。由于对指标进行标准化的方法有多种,不同的指标标准化方法都有各自的优点和缺点,且不同的方法对同一对象系统的原始数据标准化的结果不同,故其对最终的综合评价结果也将有一定的差异。所以,对原始数据进行标准化应采用恰当的方法,以免对对象系统的综合评价结果出现偏差甚至错误。

综合评价过程中常用的标准化方法有<sup>[153][154][155][156][157]</sup>:线性比例变换法、标准样本变换法、极差变换法、列模等于1的向量归一化法、列和等于1的归一化法等。

设有  $m$  个待评价方案  $p_i (1 \leq i \leq m)$ ,  $n$  个评价指标  $t_j (1 \leq j \leq n)$ ,  $m$  个方案  $n$  个指标构成的矩阵  $A = (a_{ij})_{m \times n}$  成为决策矩阵。

#### 1) 线性比例变换法

对于正向指标  $t_j$ , 取  $a_j^* = \max a_{ij} \neq 0 (1 \leq i \leq m)$ , 则有式 (4.5.1)。

$$b_{ij} = \frac{a_{ij}}{a_j^*} \quad 1 \leq i \leq m, 1 \leq j \leq n \quad (4.5.1)$$

对于逆向指标  $t_j$ , 取  $a_j^* = \min a_{ij} (1 \leq i \leq m)$ , 则有式 (4.5.2)。

$$b_{ij} = \frac{a_j^*}{a_{ij}} \quad 1 \leq i \leq m, 1 \leq j \leq n \quad (4.5.2)$$

由上述变换可得矩阵  $B = (b_{ij})_{m \times n}$ , 该矩阵为线性比例变换标准化矩阵。线性比例变换法是一种很好的标准化方法,利用该方法对指标进行标准化后,正向指标、逆向指标都转化为正向指标,同时又考虑到了各指标值得差异性。然而,此标准化方法有一定的约束,它要求任一指标值  $a_{ij} \geq 0$ 。

#### 2) 标准样本变换法

标准样本变换法如式 (4.5.3) 所示。其中,  $\bar{a}_j$ 、 $s_j$  分别为均值和方差,如式 (4.5.4) 和 (4.5.5) 所示。

$$b_{ij} = \frac{a_{ij} - \bar{a}_j}{s_j} \quad 1 \leq i \leq m, 1 \leq j \leq n \quad (4.5.3)$$

$$\bar{a}_j = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m a_{ij} \quad (4.5.4)$$

$$s_j = \sqrt{\frac{1}{m-1} \sum_{i=1}^m (a_{ij} - \bar{a}_j)^2} \quad (4.5.5)$$

由上述变换可得矩阵  $B = (b_{ij})_{m \times n}$ ，该矩阵为线性比例变换标准化矩阵。利用标准样本变换法对指标进行标准化后，正向指标、逆向指标的方向没有发生变化，未能达到区分正向指标和逆向指标的目的，且变换后的指标值  $b_{ij}$  有可能小于零，对一些要求指标值大于零的综合评价方法不适用。

### 3) 极差变换法

正向指标和逆向指标的变换公式分别如 (4.5.6) 和 (4.5.7) 所示。

$$b_{ij} = \frac{a_{ij} - \min a_{ij}}{\max a_{ij} - \min a_{ij}} \quad 1 \leq i \leq m, 1 \leq j \leq n \quad (4.5.6)$$

$$b_{ij} = \frac{\max a_{ij} - a_{ij}}{\max a_{ij} - \min a_{ij}} \quad 1 \leq i \leq m, 1 \leq j \leq n \quad (4.5.7)$$

由上述变换可得矩阵  $B = (b_{ij})_{m \times n}$ ，该矩阵为极差变换标准化矩阵。利用极差变换法对指标进行标准化后，正向指标、逆向指标都转化为了正向指标。但经该方法标准化后的指标值不能有效反映原始指标值之间的相互关系，存在一定的理论缺陷。

### 4) 列模等于 1 的向量归一化法

该方法的变换公式如 (4.5.8)。

$$b_{ij} = \frac{a_{ij}}{\sqrt{\sum_{i=1}^m a_{ij}^2}} \quad 1 \leq i \leq m, 1 \leq j \leq n \quad (4.5.8)$$

由上述变换可得矩阵  $B = (b_{ij})_{m \times n}$ ，该矩阵为列模等于 1 的向量归一化标准化矩阵。该方法考虑了各指标值之间的差异性，但是，同样本标准化法一样，利用该方法进行标准化后，正向指标、逆向指标的方向没有发生变化，未能达到区分正向指标和逆向指标的目的，且变换后的指标值  $b_{ij}$  有可能小于零，对一些要求指标值大于零的综合评价方法不适用。

### 5) 列和等于 1 的向量归一化法

该方法的变换公式如 (4.5.9)。

$$b_{ij} = \frac{a_{ij}}{\sum_{i=1}^m a_{ij}} \quad 1 \leq i \leq m, 1 \leq j \leq n \quad (4.5.9)$$

由上述变换可得矩阵  $B = (b_{ij})_{m \times n}$ ，该矩阵为列和等于 1 的向量归一化标准化矩阵。

该方法考虑了各指标值之间的差异性，但是，同样本标准化法一样，利用该方法进行标准化后，正向指标、逆向指标的方向没有发生变化，未能达到区分正向指标和逆向指标的目的，且该方法要求任一指标值  $a_{ij} \geq 0$ ，使用范围受到了限制。

#### 6) 小结

根据图 4.4-1 所示的直扩信号安全性能评估模型，各指标值均大于零，考虑到指标体系中存在正向指标和逆向指标以及指标值的差异性，并结合各指标标准化方法的特点和适用范围，本模型采用线性比例变换法进行数据标准化处理，为了使物理意义更加明确，将指标层 2 的指标处理成正向指标，归一化后的计算公式如 (4.5.10) ~ (4.5.14) 所示。

$$\overline{PF_{T_c}(s)} = 1 - PF_{T_c}(s) / L \quad (4.5.10)$$

$$\overline{PF_L(s)} = 1 - PF_L(s) / L \quad (4.5.11)$$

$$\overline{PF_X(s)} = PF_X(s) \quad (4.5.12)$$

$$\overline{LC(s)} = LC(s) / L \quad (4.5.13)$$

$$\overline{PJ(s)} = 1 - PJ(s) \quad (4.5.14)$$

#### 4.5.2.3 安全指数计算公式

根据图 3.4-2 所示的直扩信号典型威胁，估计码序列是最终破解或干扰直扩信号的关键环节，估计码序列必须先依次估计码速率、码长，估计码序列通常有线性递推法和矩阵分解法等，经过以上对威胁的种类以及他们之间的逻辑关系，再结合指标层 2 中的指标权重情况，可得安全指数的计算公式如 (4.5.15) 所示。其中， $\rho_1 \sim \rho_5$  分别表示码速率截获因数、等效码长截获因数、码序列截获因数、线性复杂度、干扰因数的权重，根据表 4.5-3 所示的采用层次分析法得到的结果，分别取 0.0435、0.0605、0.374、0.362、0.16。 $\overline{PF_{T_c}(s)}$ 、 $\overline{PF_L(s)}$ 、 $\overline{PF_X(s)}$ 、 $\overline{LC(s)}$ 、 $\overline{PJ(s)}$  分别表示标准化后的码速率截获因数、等效码长截获因数、码序列截获因数、线性复杂度。可以看出，最终计算得到的安全指数  $R(s)$  介于 0~1 之间，数值越大表示安全性能相对越好。

$$R(s) = [\rho_1 \times \overline{PF_{T_c}(s)}] \times [\rho_2 \times \overline{PF_L(s)}] \times [\rho_3 \times \overline{PF_X(s)} + \rho_4 \times \overline{LC(s)} + \rho_5 \times \overline{PJ(s)}] \times 424.08 \quad (4.5.15)$$

#### 4.5.2.4 安全性能评估步骤

以上讨论了直扩信号安全性能评估模型的建立、指标权重的确定方法、指标数值的标准化处理、安全指数的计算公式,本节对直扩信号安全性能评估的步骤概括如下:

- 1、根据备选直扩信号方案,采用时域自相关法分别进行码速率估计和等效码长估计,并根据式(3.4.2)分别计算码速率截获因数  $PF_{T_c}(s)$  和  $PF_L(s)$ ,仿真时注意采用同样时间长度的数据;
- 2、采用矩阵分解法分别进行各直扩信号的码序列估计,并根据式(3.4.4)计算码序列截获因数  $PF_x(s)$ ,仿真时注意采用同样时间长度的数据;
- 3、采用梅西算法分别仿真各直扩信号的线性复杂度  $LC(s)$ ;
- 4、仿真计算各直扩信号的自相关和互相关均方根值,并计算干扰因数  $PJ(s)$ ;
- 5、根据各直扩信号的仿真结果,根据式(4.5.10)~(4.5.14)进行数据标准化处理,得到标准化后的码速率截获因数  $\overline{PF_{T_c}(s)}$ 、等效码长截获因数  $\overline{PF_L(s)}$ 、码序列截获因数  $\overline{PF_x(s)}$ 、线性复杂度  $\overline{LC(s)}$ 、干扰因数  $\overline{PJ(s)}$ ;
- 6、根据公式(4.5.15)分别计算各直扩信号的安全指数,得到定量的安全性能数据,并进行排序,安全指数越大,安全性能越好。

#### 4.5.2.5 实例

本节通过一个具体的实例来详细说明直扩信号安全性能的评估,备选直扩信号方案如表如表 4.5-3 所示。仿真结果如表 4.5-5 所示,其中的指标值均为标准化后的值。

表 4.5-4 备选直扩信号方案

序号	方案	码速率	等效码长	扩频增益	调制指数	码型
1.	信号 1	10MHz	1023	1000	1	m 序列
2.	信号 2	10MHz	3255	1000	1	Tent 混沌序列
3.	信号 3	10MHz	1023	1000	3	GOLD 序列

表 4.5-5 备选直扩信号安全性能评估结果

序号	方案	等效码长	码速率截获因数	码长截获因数	码序列截获因数	线性复杂度	干扰因数	安全指数
1.	信号 1	1023	0.9893	0.9833	0.0563	0.0098	0.9374	0.0322



序号	方案	等效码长	码速率截获因数	码长截获因数	码序列截获因数	线性复杂度	干扰因数	安全指数
2.	信号 2	3255	0.9966	0.985	0.1404	0.5005	0.9577	0.3099
3.	信号 3	1023	0.9895	0.9941	0.4041	0.3438	0.9639	0.3665

从仿真结果看，码长为 1023 的非周期调制 GOLD 序列信号安全性能最好，码长为 3255 的周期调制混沌序列信号安全性能次之，码长为 1023 的周期调制 m 序列信号安全性能最差。更进一步分析，由于信号 2 的码长比信号 1、信号 3 的长，因此，信号 2 的码速率截获因数最大，虽然信号 3 为非周期调制信号，但是调制指数与码速率截获因数无关，因此，信号 1 和信号 3 的码速率截获因数相当；由于信号 3 为非周期调制，其码长截获因数大于信号 1，信号 2 的码长比信号 1 长，其码长截获因数大于信号 1；由于非周期调制和码长的原因，信号 2、信号 3 的码序列截获因数大于信号 1，同时非周期调制对码序列截获因数的贡献更大，因此，信号 3 的码序列截获因数大于信号 2；对于复杂度来说，信号 1 为 m 序列，其复杂度最低，信号 3 的复杂度大于信号 1，且非周期调制使得信号 3 的复杂度变大，信号 2 为混沌序列，因此其复杂度最高；非周期调制和码长变大使得标准化后的干扰因数变大，因此，干扰因数的排序为信号 3、信号 2、信号 1。

仿真结果表明，评估结果与实际安全性能排序一致，本章提出的基于层次分析的模型可以计算指标评价体系中的指标以及安全指数，进而对不同直扩信号的整体安全性能进行定量评估。

#### 4.6 本章小结

本章建立了基于多属性决策理论的直扩信号安全性能评估模型，研究了模型中指标权重的确定方法，给出了安全指数的计算公式，并提出了安全性能评估的具体步骤，系统地解决了定量评估直扩信号安全性能的问题，为直扩信号的安全性能设计打下了坚实的基础，主要工作成果如下：

- 1、指出直扩信号安全性能评估问题可采用多属性决策理论的思想来解决，采用层次分析法和专家咨询法确定指标权重，对指标值进行了规范化处理，并给出了评估步骤、评估方法及安全指数的计算公式；
- 2、对 3 种直扩信号的安全性能进行了评估，结果表明评估结果与实际情况一致，所提出的评估模型和方法可定量评估直扩信号安全性能，其结果有很强的参考价值。

## 第五章 一种高安全防护卫星测控体制研究

### 5.1 引言

本章基于前面所提出的直扩信号安全性能评估模型,首先对不同的直扩信号的安全性能进行了分析及仿真,在此基础上提出了一种高安全性卫星测控体制,并对捕获、跟踪等给出了解决方案。

### 5.2 扩频序列概述

本节对  $m$  序列、GOLD 序列、Kasami 序列等  $m$  系列扩频码, Geffe 序列、JPL 序列、择多序列等功能型非线性扩频码、混沌序列、Walsh 正交序列等常用的扩频序列的性质及特点进行论述。

#### 5.2.1 $m$ 系列扩频码

这里把  $m$  序列、GOLD 序列、Gold-like 序列、Kasami 序列统称为  $m$  系列扩频码,因为后 3 个码型都是由  $m$  序列经过各种变换产生的<sup>[158]</sup>。为了说明问题方便,首先引入数论中的“完全剩余系”的概念,设  $p$  是一个大于 1 的整数,把能被  $p$  整除的所有整数划成一类,把被  $p$  除后余数是  $p-1$  的所有整数划成一类,以此类推,就把所有整数共划分为  $p$  类,用一个统一的公式表示为  $pq+k(k=0,1,2,\dots,p-1)$ ,如果从每一类中各取出一个整数,把取出的  $p$  个整数叫做“模  $p$  的一个完全剩余系”,把  $0,1,\dots,p-1$  称为“模  $p$  的非负最小完全剩余系”。

本节中,  $p$  取 4, 则 0,1,2,3 是模 4 的非负最小完全剩余系。这样取值是根据  $m$  系列扩频码的码长均为  $2^n-1$ , 其中,  $n$  为移位寄存器的阶数。 $m$  序列直接由移位寄存器生成,其它的  $m$  系列扩频序列可分别归到以下 4 类中去:

当  $n=1(\text{模}4)$  时, 包括的序列类型只有 GOLD 序列;

当  $n=2(\text{模}4)$  时, 包括 GOLD 序列、Kasami 小集合序列和大集合序列;

当  $n=3(\text{模}4)$  时, 包括的序列类型只有 GOLD 序列;

当  $n=0(\text{模}4)$  时, 包括 GOLD-like 序列、Kasami 小集合序列和大集合序列。

#### 1、 $m$ 序列

m 序列是线性反馈移位寄存器的最大长度序列，它的生成可用移位寄存器序列发生器的特征多项式  $f(x)$  来确定，一个本原特征多项式对应一个最大长度序列，也就是对应一个 m 序列。m 序列具有以下多项优良特性：

- 1) 良好的平衡性：一个序列周期内，“+1”和“-1”的个数仅相差 1；
- 2) 良好的游程特性：连续为“+1”或“-1”的游程共有  $2^{n-1}$  个，其中一半是“+1”的游程，一半是“-1”的游程。在“+1”的游程中，有  $1/2$  的游程为 1，有  $1/4$  的游程为 2，有  $1/8$  的游程为 3， $\dots$ ，有一个游程为  $n-2$ ，有一个游程为  $n-1$ 。在“-1”的游程中，有  $1/2$  的游程为 1，有  $1/4$  的游程为 2，有  $1/8$  的游程为 3， $\dots$ ，有一个游程为  $n-2$ ，有一个游程为  $n$ ；
- 3) 良好的自相关特性，其自相关函数  $R_a(j)$  是周期的二值函数，如式 (5.2.1)。

$$R_a(j) = \begin{cases} N & j = 0(\bmod n) \\ -1 & 0 < j < N(\bmod n) \end{cases} \quad (5.2.1)$$

可见，m 序列是一种系统性、规律性很强的平衡码序列，它的自相关特性很好，但互相关特性不令人满意，只有优选对的之间的互相关特性较好，对于 CDMA 系统而言，可用做地址码的序列数目太少。

## 2、GOLD 序列

如果  $a, b$  是周期为  $N = 2^n - 1$  的 m 序列优选对，则由  $a, b$  序列按式 (5.2.2) 构成的新序列： $b \oplus T^i a (i = 0, 1, 2, \dots, N-1)$  和  $a, b$  序列叫做 GOLD 序列，其中， $T^i a$  表示对  $a$  进行  $i$  位循环移位后得到的序列， $\oplus$  表示模二加。GOLD 序列周期为  $2^n - 1$ ，序列数为  $N+2$ ，序列的自相关和互相关均为三值的，如表 5.2-1 所示。显然，具有与 m 序列相关特性相同的 GOLD 序列数目比 m 序列优选对的数目多得多，这对 CDMA 通信是十分有益的。生成 GOLD 序列必须首先确定 m 序列优选对。

表 5.2-1 GOLD 序列三值互相关函数特性

序号	$N = 2^n - 1$	互相关值	出现概率
1.	$n$ 为奇数	$-\frac{2^{(n+1)/2} + 1}{N}$	约 0.25
2.		$-\frac{1}{N}$	约 0.5
3.		$\frac{2^{(n+1)/2} - 1}{N}$	约 0.25

序号	$N = 2^n - 1$	互相关值	出现概率
4.	$n$ 为偶数， 但不为 4 的 倍数	$-\frac{2^{(n+2)/2} + 1}{N}$	约 0.125
5.		$-\frac{1}{N}$	约 0.75
6.		$\frac{2^{(n+2)/2} + 1}{N}$	约 0.125

### 3、kasami 序列

kasami 序列集是二进制序列集的重要类型之一，它具有互相关值小的特性<sup>[159]</sup>。

#### 1) Kasami 小集合序列

产生方法如下：选定一周期为  $2^n - 1$ （ $n$  为偶数）的  $m$  序列  $a$ ，因为  $2^n - 1 = (2^{n/2} + 1) \times (2^{n/2} - 1)$ ，对序列  $a$  每隔  $(2^{n/2} + 1)$  个数进行抽样，得到一长度为  $(2^{n/2} - 1)$  的序列，可证明此序列仍为  $m$  序列，将此序列重复  $(2^{n/2} + 1)$  遍，得到一个与序列  $a$  同长的序列  $b$ 。把  $a$  与  $b$  逐位模 2 相加就可以得到一个小集合 Kasami 序列，当改变其中一个序列相位（向后或向前移动）时，可得到一新的小集合 Kasami 序列，用序列移位的方式表示如式（5.2.2）。

$$Ks(a, b) = \{a, a \oplus b, a \oplus Tb, a \oplus T^2b, \dots, a \oplus T^{2^{n/2}-2}b\} \quad (5.2.2)$$

小 Kasami 序列的自相关函数和互相关函数都在下列集合中， $\{-1, -(2^{n/2} - 1)/2\}$ ，其最大互相关值几乎是 GOLD 序列的一半，序列数量为  $2^{n/2}$ 。

#### 2) Kasami 大集合序列

产生方法如下：同小集合类似，要先得到  $a$  和  $b$ ，在对序列  $a$  每隔  $(2^{(n+2)/2} + 1)$  个数进行抽样，得到一个与序列  $a$  同长的序列  $c$ ，把  $a$ 、 $b$  和  $c$  三个序列逐位模二加就可以得到一个大集合 Kasami 序列，当改变其中任意一个序列相位（向后或向前移位）时，可得到一个新的大集合 Kasami 序列。用序列移位的方式表示如式（5.2.3），其中， $G(a, b)$  表示由  $a$  与  $b$  及其循环移位序列模二加生成的 GOLD 序列集合<sup>[160]</sup>。

$$Kl(a, b, c) = \{G(a, b), G(a, b) \oplus c, G(a, b) \oplus Tc, \dots, G(a, b) \oplus T^{2^{n/2}-2}c\} \quad (5.2.3)$$

Kasami 大集合序列的互相关值集合与 GOLD-like 序列的相同，为  $\{-1, -1 \pm 2^{n/2}, -1 \pm 2^{n/2+1}\}$ ，其数量相当可观，当  $n = 2(\text{模}4)$  时为  $2^{3n/2} + 2^{n/2}$ ，当  $n = 0(\text{模}4)$  时为  $2^{3n/2} + 2^{n/2} + 2^{n/2+1}$ 。

时为  $2^{3n/2} + 2^{n/2} - 1$ 。

### 5.2.2 功能型非线性扩频序列

本节主要介绍 JPL 序列 (Jef Propulsion Laboratory)、择多 (Majority) 序列和 Geffe 序列等功能型非线性序列。

#### 1、JPL 序列

为了探测远距离目标，并要有很高的测距精度，人们使用了 JPL 序列，它是一种便于快捕的非线性序列。设  $k$  个  $m$  序列  $X_1, X_2, \dots, X_k$ ，有  $X_j = (x_0^{(j)}, x_1^{(j)}, \dots, x_{N_j-1}^{(j)})$  ( $j = 1, \dots, k$ )，其周期分别为  $N_1, N_2, \dots, N_k$  的二值序列，且周期彼此互质。则 JPL 序列  $Z = (Z_0, Z_1, Z_2, \dots, Z_{N-1})$  的码元如式 (5.2.4)，序列周期如式 (5.2.5)，线性复杂度如式 (5.2.6)。

$$Z_j = x_j^{(1)} x_j^{(2)} \cdots x_j^{(k)} \quad (5.2.4)$$

$$N = N_1 N_2 \cdots N_k \quad (5.2.5)$$

$$LC(Z) = \sum_{j=1}^k LC(Z_j) \quad (5.2.6)$$

当  $k > 1$  时， $N \gg N_i (i = 1, 2, \dots, k)$ 。解扩处理时按周期  $N$  作相关处理来实现扩频序列的捕获与同步是很费时间的，而对其中一个合成  $m$  序列  $X_i$  进行捕获与同步会大大减少捕获时间，只要每个  $X_i$  同步了，对整个 JPL 序列就实现了同步。但是，仅对  $X_i$  捕捉，其准确同步相关峰为  $N_i$ ，而 JPL 序列全周期的准确同步相关峰为  $N \gg N_i$ 。因此，在实现快捕的同时带来了相关信噪比下降  $N/N_i$  倍。同时，JPL 序列的线性复杂度取决于子序列复杂度之和。

#### 2、择多序列

为了能够实现快捕且不至于明显降低信噪比，通信学术界进行了大量研究，比较成熟而典型的是择多序列和 Geffe 序列。

择多序列最早由 G. Marubayshi 提出，为简便，用三个序列构成的择多序列发生器如图 5.2-1 所示。

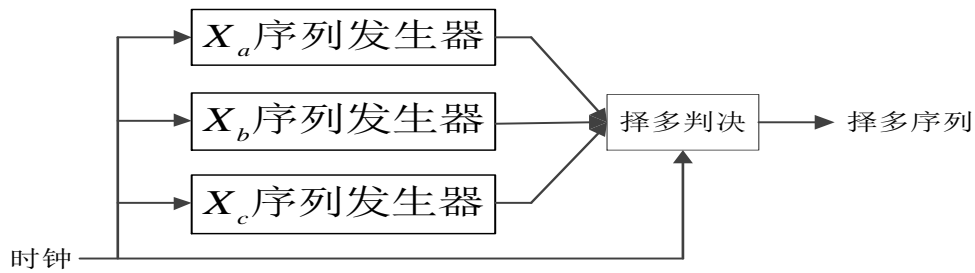


图 5.2-1 择多序列发生器

$X_a, X_b, X_c$  分别是周期为  $N_1, N_2, N_3$  且彼此互质的二元序列，从这三个序列的同一时刻的三个码元中选择数多的码元作为择多序列的码元，就得到了择多序列，其周期  $N = N_1 N_2 N_3$ ，显然，如果  $X_a, X_b, X_c$  序列是平衡或基本平衡的伪随机序列，则择多序列也是平衡或基本平衡的伪随机序列。捕获时，首先与  $X_a$  相关，从相关输出大小可判别择多序列是否与  $X_a$  同步。 $X_a$  码元为+1 时，序列  $X_b, X_c$  的码元是相互独立且以相同概率出现+1, -1，则  $X_a$  同步后， $X_a$  与择多序列逐位相乘的码元为+1 的概率为 0.75，为-1 的概率为 0.25。因此，择多序列码元与  $X_a$  码元一致的概率比不一致的概率大 0.5，周期长为  $N$  的择多序列与长度相同的  $X_a$  序列归一化相关值是 0.5。由于  $X_a$  是任意选取的，上述相关特性对择多序列与  $X_b, X_c$  中任一序列的相关也是符合的。从以上分析可知，对周期为  $N$  的择多序列的捕获时间从  $N$  变成了  $N_1$ ，缩短了  $N_2 \cdot N_3$  倍，而相关输出峰值仅下降了 0.5。其捕获时间缩短程度与 JPL 序列一样，但信噪比恶化程度比 JPL 序列的恶化程度小得多。但是择多序列的平衡性较差。

### 3、Geffe 序列

Geffe 序列最早由 P. R. Geffe 提出，M. Hatori 提出了如图 5.2-2 所示的构造方法。

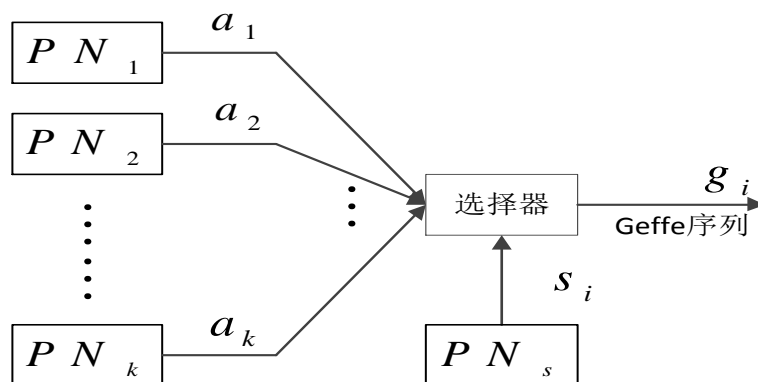


图 5.2-2 Geffe 序列发生器

伪随机序列  $PN_1 = \{a_i^{(1)}\}, PN_2 = \{a_i^{(2)}\}, \dots, PN_k = \{a_i^{(k)}\}$  是二值序列，而  $PN_s = \{S_i\}, S_i \in (1, 2, \dots, k)$  是多值序列。用选择开关序列  $PN_s$  某一时刻的码元值  $S_i (1 \leq S_i \leq k)$  来决定选择器与  $S_i$  值对应的第  $S_i$  个序列的码元  $a_i^{(S_i)}$  作为 Geffe 序列的码元，其数学表达式如 (5.2.7) 和 (5.2.8) 所示。当  $(k+1)$  个生成序列的周期彼此互质时，Geffe 序列的周期  $N = N_1 N_2 \cdots N_k N_s$ 。

$$g_i = \sum_{j=1}^k a_i^{(j)} \cdot \delta(j, S_i) = a_i^{(S_i)} \quad (5.2.7)$$

$$\delta(j, S_i) = \begin{cases} 1 & (j = S_i) \\ 0 & (j \neq S_i) \end{cases} \quad (5.2.8)$$

可以推导， $R_{PN_i}(0) \gg R_{PN_i}(\tau \neq 0, \text{mod } N_i)$ ，因此，Geffe 序列也是能有效缩短同步捕获时间的非线性序列。

### 5.2.3 混沌序列

传统的 PN 序列，如 GOLD 序列等因为良好的伪随机性、相关性等广泛应用于 CDMA 扩频通信中，但是，传统 PN 序列的复杂度低，数量少，在军用卫星、导航等某些高保密性要求的场合无法满足要求，把混沌理论引入到通信系统中是目前学术界的一个热点<sup>[161]</sup>。混沌现象指在非线性动态系统中出现的不定的、类似随机的过程，这种过程不收敛但有界，并且对初始值和外部参数有极其敏感的依赖性。所以基于混沌理论产生的扩频序列对初始值非常敏感，易于产生，并且具有伪随机性及相关特性好、线性复杂度高、数量众多等特性，因此，混沌序列可以作为 CDMA 多址通信中的一种理想的伪随机序列<sup>[162]</sup>。

Logistic 映射是在实际系统中存在的最简单的非线性差分方程，是一个被广泛研究的动态系统，它能够表现出混沌行为，在某些应用中它被当作伪随机数发生器，其表达式如 (5.2.9)。当  $3.5699456 < r \leq 4$  时，Logistic 映射工作于混沌态，此时由 Logistic 映射产生的序列是非周期、非收敛的，并且对初始值十分敏感。可以证明，其均值为 0.5，自相关是  $\delta$  函数，互相关为 0，其概率统计特性与白噪声一致，适合于在扩频通信中作为扩频序列。为避免混沌序列陷入游程长度为无穷的情形，对初值的选取不应取“0”、“1”、“0.5”、“0.75”。改进型 Logistic 映射和 Chebyshev 映射表达式分别如式 (5.2.10) 和 (5.2.11)。

$$x_{n+1} = rx_n(1-x_n) \quad x_n \in [0, 1] \quad (5.2.9)$$

$$x_{n+1} = 1 - 2x_n^2 \quad x_n \in [0, 1] \quad (5.2.10)$$

$$x_{n+1} = \cos(q \cos^{-1} x_n) \quad x_n \in [-1, 1] \quad (5.2.11)$$

#### 5.2.4 Walsh 序列

Walsh 函数是一类取值为+1 和-1 的二元正交函数系, Walsh 函数有多种等价定义方法, 最常用的是 Hadamard 编码法, IS-95CDMA 中就是采用该方法<sup>[163]</sup>。Hadamard 矩阵  $H$  是由+1 和-1 元素构成的正交方阵, 2 阶 Hadamard 矩阵  $H_2$  和  $2N$  阶 Hadamard 矩阵  $H_{2N}$  分别如式 (5.2.12) 和 (5.2.13)。

$$H_2 = \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{pmatrix} \quad (5.2.12)$$

$$H_{2N} = \begin{pmatrix} H_N & H_N \\ H_N & -H_N \end{pmatrix} \quad (5.2.13)$$

在此矩阵中, 任意两行 (或两列) 的对应元素相乘之和等于零, 即互相关函数为零。Walsh 序列由 Hadamard 矩阵映射得到, Hadamard 矩阵的每一行代表一个 Walsh 序列, 因此一个  $N$  阶 Hadamard 矩阵能得到长度为  $N$  的  $N$  个 Walsh 序列, 构成一个 Walsh 码组。完全同步时, Walsh 函数完全正交, 具有良好的相关特性, 即自相关尖锐, 互相关函数值为零, 序列两两正交; 不同步时, 自相关特性和互相关特性均不理想, 并随同步误差值增加性能下降明显。

#### 5.3 扩频序列安全性能仿真

本节对 12 种不同类型的直扩信号进行仿真, 其中, Walsh 序列选用 10 阶,  $m$  序列、小 Kasami 序列、GOLD 序列选用 10 阶,  $m$  截短序列由 15 阶  $m$  截短序列产生, 混沌序列采用 Tent 映射产生, Geffe 序列、JPL 序列、择多序列均由 3 个  $m$  序列组合产生: 3 阶  $m$  序列  $X_1$ 、4 阶  $m$  序列  $X_2$ 、5 阶  $m$  序列  $X_3$ , 序号 11、12 对应的非周期调制信号的调制指数均为 3。仿真结果详见表 5.3-1。

表 5.3-1 直扩信号安全性能仿真

序号	类型	等效码长	码速率截获因数	码长截获因数	码序列截获因数	线性复杂度	干扰因数	安全指数
4.	Walsh	1024	0.9947	0.9979	0.0558	0.0049	0.3339	0.0277
5.	$m$	1023	0.9893	0.9833	0.0563	0.0098	0.9374	0.0322
6.	小 Kasami	1023	0.9894	0.9833	0.0568	0.0098	0.9273	0.0324
7.	$m$ 截短	1023	0.9887	0.9857	0.055	0.0147	0.9231	0.0339
8.	GOLD	1023	0.9893	0.9844	0.0561	0.0196	0.9247	0.0368



序号	类型	等效码长	码速率截获因数	码长截获因数	码序列截获因数	线性复杂度	干扰因数	安全指数
9.	Geffe	3255	0.9966	0.9944	0.1238	0.0117	0.7601	0.0658
10.	JPL	3255	0.9967	0.9842	0.1408	0.0037	0.9611	0.0716
11.	择多	3255	0.9965	0.9948	0.1401	0.0144	0.7432	0.0748
12.	Tent	1023	0.9891	0.9845	0.0558	0.5005	0.9251	0.2646
13.	Tent	3255	0.9966	0.985	0.1404	0.5005	0.9577	0.3099
14.	GOLD 非周期	1023	0.9895	0.9941	0.4041	0.3438	0.9639	0.3665
15.	Tent 非周期	1023	0.9892	0.9941	0.4094	0.4998	0.9641	0.4441

从仿真结果来看, Walsh 正交序列的安全指数最低, 这主要是因为它在非同步情况下的自相关和互相关性能较差导致干扰因数较差, 同时其复杂度因数较小, 其码速率截获因数和码长截获因数较好也是因为非同步情况下的自相关和互相关性能较差导致在进行相关参数估计时的峰均比较小所致。

下面分析一下 4 个与线性反馈移位寄存器有关的序列: m 序列、小 Kasami 序列、GOLD 序列、m 截短序列。总的来说, 这四种信号的安全指数相差不大。m 序列由于良好的相关性, 其干扰因数最大, 同时码速率和码长截获因数最小; 它们的码序列截获因数相当; 它们的线性复杂度分别为 10、10、20、15, 因此, GOLD 序列的复杂度因数最大, m 截短序列次之, m 序列和小 Kasami 序列最小。

接着分析一下 3 个常用功能型序列: Geffe 序列、JPL 序列、择多序列。其线性复杂度分别为 38、12、47, 决定了择多序列的复杂度因数最大, Geffe 序列次之, JPL 序列最小; 仿真表明, 由于序列结构的差异, 择多序列的自相关和互相关均方根值之和最大, 因此, 其干扰因数最小, Geffe 序列次之, JPL 序列最大。因此, 总体上看, 择多序列的安全指数最大, JPL 序列次之, Geffe 序列最小。

接着分析 2 个混沌序列: 1023 码长、3255 码长。混沌序列的各参数均表现优异, 1023 码长的 Tent 映射混沌序列的码速率截获因数、码长截获因数、码序列截获因数与同码长的 m 序列相当, 其复杂度因数远好于以上其它序列, 使得其安全指数好于同码长的其它各周期直扩信号。3255 码长序列的码速率截获因数、等效码长截获因数、码序列截获因数、干扰因数均好与 1023 码长混沌序列相比, 复杂度因数相当, 因此, 3255 码长序列的安全指数好于 1023 码长序列。

最后分析一下 2 个非周期调制信号: GOLD 序列、混沌序列。与 GOLD 序列周期调制信号相比, GOLD 序列非周期调制信号的码速率截获因数与之相当, 由于非周期调制打乱了信号原有的周期性, 其码长截获因数、码序列截获因数、复杂度因数、干扰因数均好于周期调制信号, 非周期调制使得安全指数增大。另外, 非周期调制情况下,

由于混沌序列的复杂度仍然大于 GOLD 序列, 混沌序列非周期调制信号的安全指数大于 GOLD 序列非周期调制信号。

#### 5.4 卫星测控信号安全等级分析

卫星测控完成对卫星的状态监测和运行控制, 并且能作为天基的公共信息传输平台, 对各类航天器和路基、海基、空基的各种业务平台和控制系统提供有效支持。根据前面的研究, 不同的直扩信号安全指数不同, 有必要根据卫星的安全要求对直扩信号定级, 并确定如何根据卫星安全要求的不同进行直扩信号的安全性设计。

根据应用的不同, 卫星可分为导航卫星、监测卫星、侦察卫星、预警卫星、气象卫星、载人飞船等, 根据用户性质的不同可分为军用卫星和民用卫星。显然军用卫星的安全等级要求要高于民用卫星, 同时军用卫星又分为绝密级、机密级和秘密级。本文提出的定级原则主要考虑卫星的用户性质、密级, 同时兼顾应用, 比如, 导航卫星事关国民经济全局, 其测控信号应参照绝密级军用卫星测控信号进行安全性设计。直扩信号的安全等级依据安全指数分为四级, 第一级安全指数要求最低, 第四级最高, 它所对应的安全指数如表 5.4-1 所示, 军用卫星的安全等级要求如表 5.4-2 所示, 其它应用卫星对应的安全等级要求如表 5.4-3 所示。

表 5.4-1 直扩信号安全等级定义

序号	安全等级	安全指数
1.	第一级	小于 0.05
2.	第二级	0.05~0.2
3.	第三级	0.2~4
4.	第四级	大于 0.4

表 5.4-2 军用卫星测控信道安全等级要求

序号	卫星类别	遥控	遥测	测距
1.	绝密级	第四级	第三级	第三级
2.	机密级	第三级	第二级	第二级
3.	秘密级	第二级	第一级	第一级

表 5.4-3 其它应用卫星测控信道安全等级要求

序号	卫星类别	遥控	遥测	测距
1.	导航卫星	第四级	第三级	第三级
2.	中继卫星	第四级	第三级	第三级
3.	载人航天	第三级	第二级	第二级
4.	天文卫星	第一级	第一级	第一级

序号	卫星类别	遥控	遥测	测距
5.	监测卫星	第一级	第一级	第一级
6.	遥感卫星	第二级	第一级	第一级
7.	通信卫星	第二级	第一级	第一级
8.	科学试验卫星	第一级	第一级	第一级

## 5.5 一种高安全防护卫星测控系统设计

一般来说,卫星测控采用的多是周期调制 GOLD 码等线性序列直扩信号,前面的仿真表明码长为 1023 的 GOLD 码的安全指数非常低,仅为 0.0368,属于安全等级最差的一类,不适用于安全性能要求较高的军用卫星等应用。因此,本文提出,遥控信道采用非周期调制混沌序列,遥测和测距信道采用混沌序列。

### 5.5.1 分系统功能

卫星分系统功能主要包括:

- 1) 卫星测控采用非相干扩频测控体制,测控系统和星务系统一起配合地面测控系统完成卫星的跟踪、测距、测轨及遥控、遥测,并辅以 GPS 对卫星进行定轨。
- 2) 地面测控系统向卫星发送遥控指令、注入数据及测距帧, S 波段天线接收这些信息后送扩频应答机,扩频应答机从上行信息中提取出测距信号,对上行测距信号进行伪距测量,并将测量信息调制到下行载波并发射,同时从上行信号中解调出遥控 PCM 编码信息送给遥控终端。遥控终端将扩频应答机送来的 PCM 码进行识别,如果是明指令则直接译码后送指令脉冲,明数据则送星载计算机;如是密指令则解密后译码并送出指令脉冲,密数据则解密后送星载计算机。
- 3) 星上的各种工程遥测参数和有效载荷遥测参数经遥测终端采集、变换后组帧,组帧好的遥测数据帧以 PCM 码的形式送给扩频应答机 A、B 机;扩频应答机对遥测终端送来的 PCM 码再进行扩频和 BPSK 调制后通过测控天线向地面发射。

### 5.5.2 系统组成

卫星分系统组成如图 5.5-1 所示,虚框内为测控分系统单机。

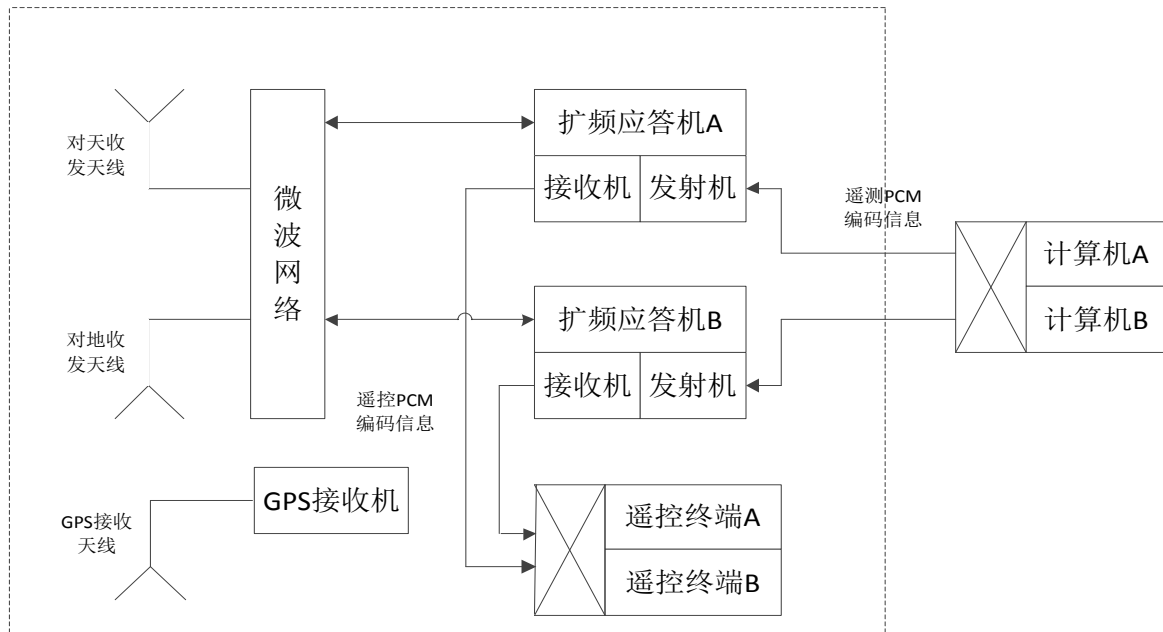


图 5.5-1 卫星测控分系统组成

相比常规的卫星测控信号设计，本方案主要的改进是遥控、遥测、测距的信号设计，从较为简单的周期调制 GOLD 序列信号，分别改为调制指数为 3 的非周期调制混沌序列信号和周期调制混沌序列信号。

直扩信号的安全性能主要取决于扩频码及扩频调制方式，本方案中，遥控通道采用码长为 1023 的非周期调制混沌序列直扩信号，调制指数为 3，遥测和测距码均采用码长为 1023 的周期调制混沌序列直扩信号，根据前面的仿真结果，遥控、遥测、测距信号的安全指数分别为 0.4441、0.2646、0.2646，其安全等级分别为第四级、第三级、第三级，可适用于绝大多数军用卫星应用。

### 5.5.3 序列生成

本方案各通道直扩信号选用 Tent 映射混沌序列，其生成方法如图 5.5-所示，平衡性准则如式 (5.5.1) 所示，其中， $C_{+1}$ 、 $C_{-1}$  分别表示序列中+1、-1 的个数。

$$C_{+1} - C_{-1} = \begin{cases} 0 & L \text{ 为偶数} \\ 1 \text{ 或 } -1 & L \text{ 为奇数} \end{cases} \quad (5.5.1)$$

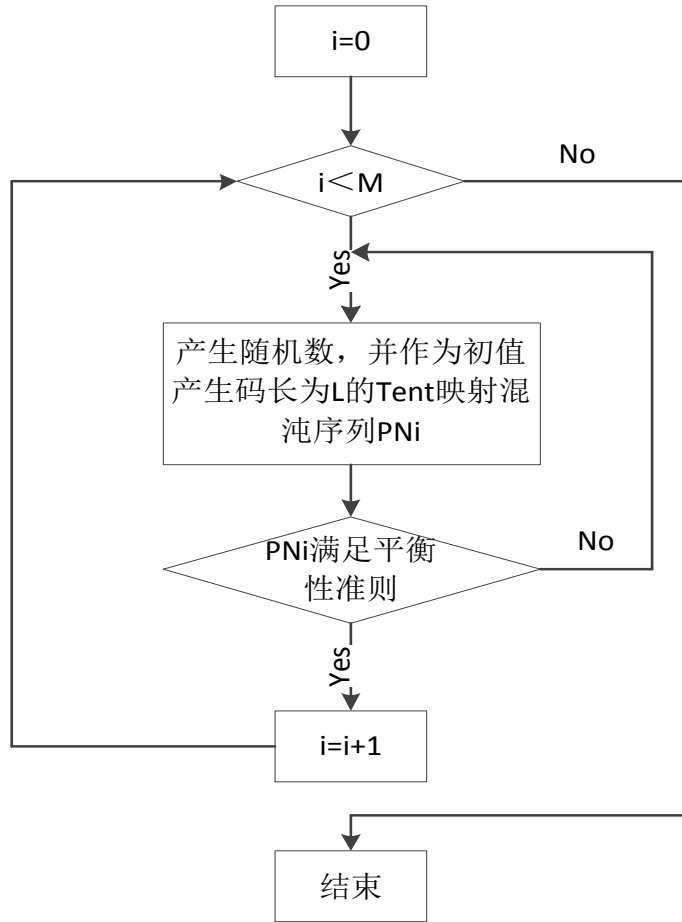


图 5.5-2 序列产生流程

#### 5.5.4 星地同步流程

遥测和测距通道采用周期调制混沌序列信号，与传统测控信号的差别主要是序列类型，它们的同步流程与传统信号相同，这里重点研究非周期调制遥控信号的星地同步流程。非周期调制大大提高遥控信道安全性能的同时，也增大了捕获跟踪的难度，特别是信息解调的困难。

##### 5.5.4.1 遥控数据流设计

由于每个子序列的极性完全随机，在没有其它引导信息的情况下无法正确恢复信息数据。因此，在非周期调制信号的前面加入一段引导序列，单轨测控弧段内上行遥控数据流的格式图 5.5-所示。可以看出，测控弧段内的上行遥控信号按时间先后顺序可以分为 3 段：引导段、同步段、数据段。各段的信号特性和作用等如表 5.5-所示。

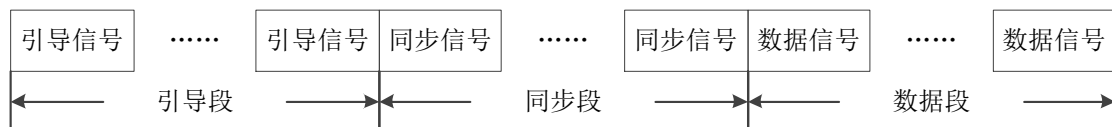


图 5.5-3 上行遥控数据流格式

表 5.5-1 上行遥控各信号段特性

序号	信号段	调制指数	数据内容	作用
1.	引导段	1	随机码	完成遥控初始捕获和跟踪
2.	同步段	1	同步头、同步时间、初相等	为非周期调制信号的跟踪和信息解调提供辅助信息
3.	数据段	3	遥控帧或随机码	调制遥控信息

### 1、引导段

引导段是为了实现遥控信号的初始捕获和跟踪,该时间段内的伪随机码为周期调制混沌序列,调制信息为随机码。

### 2、同步段

为了实现数据段的精确跟踪和数据解调,接收方必须得到发送方每个混沌序列周期内的 3 个调制信息,也就是说收发双方在数据通信前必须实现非周期调制序列的同步。同步段的格式如图 5.5-所示。

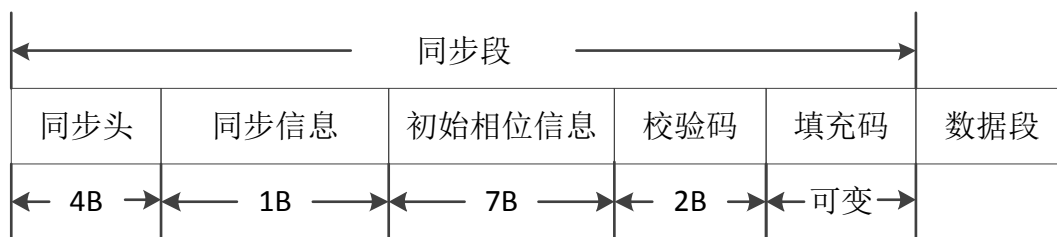


图 5.5-4 同步段数据格式

该段内的数据信息速率与遥控信息速率相同,4 字节同步头是为了接收方完成同步段的同步,同步信息为填充码的字节数,初始相位信息为 52 阶线性反馈移位寄存器的初始相位,校验码为同步信息和初始相位信息的校验,采用 CRC 校验方式,填充码为约定的填充数据,填充码的大小由同步信息定义。

### 3、数据段

该段内伪随机码为调制指数为 3 的非周期调制信号,其中,每个码周期对应的 3 个伪随机数由高阶线性反馈移位寄存器产生,考虑 10 年内该移位寄存器输出不重复,移位寄存器设计为 52 阶,其特征多项式为  $1+x^3+x^{52}$ ,上行信息的调制过程为:混沌序列先对 52 阶移位寄存器进行调制指数为 3 的非周期调制,然后再对信息码进行调制,在无上行信息的情况下,可以调制随机码或空闲码。

#### 5.5.4.2 遥控同步流程

根据应答机发射机开机与否,遥控同步可分为两种工作模式:星地双向同步和盲同步。

##### 1、遥控双向同步工作流程

遥控双向同步流程如图 5.5-所示,可以看出,同步流程分为 5 个步骤。

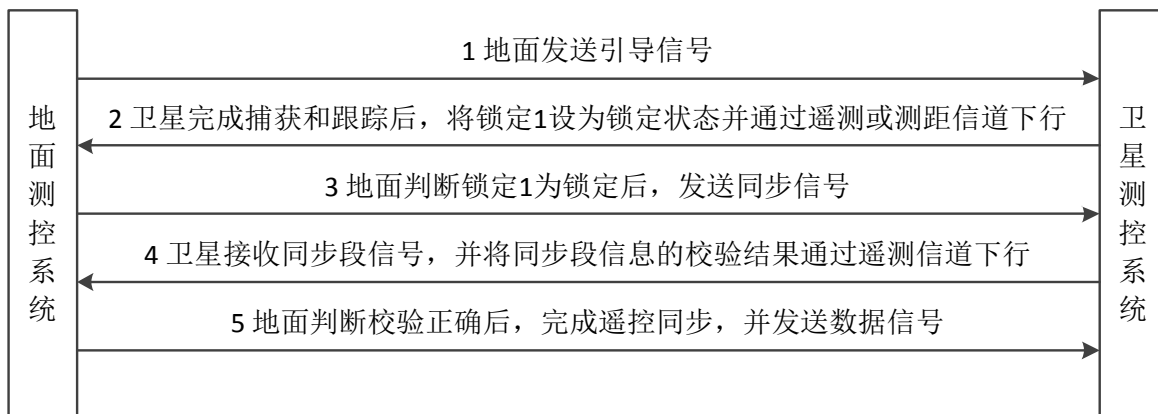


图 5.5-5 非周期调制遥控信号同步流程

## a) 引导段工作流程

引导段工作过程对应图 5.5-的步骤 1 和步骤 2。地面发送周期调制引导信号，目的是为星上正确解调同步段信息建立信号同步。卫星完成引导信号的捕获和跟踪后，更新引导锁定指示为锁定状态，并通过遥测或测距通道下传该信息，该信息是地面发送同步信号的依据。

## b) 同步段工作流程

同步段工作过程对应图 5.5-的步骤 3 和步骤 4，其工作流程如图 5.5-所示。地面收到卫星下发的引导锁定指示信号后，发送同步段信号，卫星完成帧同步后，对相关内容进行校验。校验正确后，根据移位寄存器初始相位信息设置本地寄存器初始状态，并将校验状态下传至地面，随后，卫星根据填充码大小计算本地移位寄存器开始工作的时刻，并设置其工作完成本地混沌序列的非周期调制；若校验不正确，卫星等待下一帧同步数据，地面则重新发送同步段数据。填充码的大小可变，其大小主要取决于接收端帧完成同步、校验、设置本地寄存器初始状态等工作所需的时间。

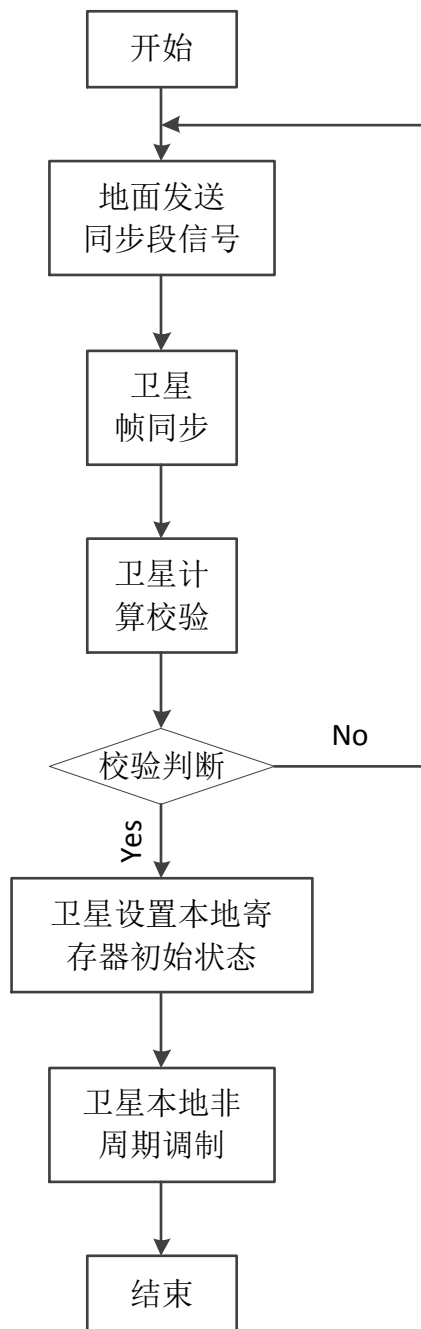


图 5.5-6 同步段工作过程

## c) 数据段工作流程

卫星完成同步段同步，意味着星地非周期调制同步，则星地可以开始遥控通信。

## 2、遥控盲同步工作流程

某些特殊情况下，需要在应答机发射机关机的情况下盲发指令，在发送指令前首先应完成遥控盲同步。该模式下，地面不再判断星上工作状态，连续发送规定长度的引导段信号、同步段信号和数据段信号（包含指令信息），为了保证同步的可靠性，应根据实际工作状态设置引导段和同步段的长度，留有足够余量。一般来说，盲发的第 1 条指令是发射机开，我们可以根据下行频谱来判断盲同步的工作状态，如果是无



法看到执行效果的指令，则可以通过多次执行盲同步过程来提高指令执行的可靠性。

### 5.5.5 关键技术指标分析与仿真

本文提出的新体制主要是对遥测、遥控、测距的信号类型进行了改进，其实现主要靠应答机完成。应答机作为测控分系统的核心设备，它配合地面站共同完成卫星遥控、遥测和跟踪测轨等任务，主要包括：它接收、解调地面站的上行遥控信息；接收、解调地面站的测量帧信息，同时采集测距相关信息填入下行测量帧中，调制后发送至地面站；接收来自遥测终端的卫星遥测数据，对遥测数据进行解调后下发给地面站。本节对信号的捕获性能、跟踪性能、测距性能、多址性能进行详细分析与仿真。

#### 5.5.5.1 捕获性能

对接收信号进行快速和精确的同步是扩频测控体制的一项关键技术，它分为两个阶段，一是捕获（又称粗同步），主要是捕获扩频码，使接收端伪码与发射端伪码相位差小于  $1/2$  个码元，二是跟踪（又称精同步），进一步减小接收端码元与发射端码元的相位误差，并使接收端码元跟踪发射端码元的变化。

接收机相关输出中大的旁瓣在噪声和干扰的影响下可能会导致误同步或延长捕获时间，捕获与信号的相关特性和捕获策略关系密切。

##### 1、非周期调制混沌序列直扩信号相关特性分析

首先对非周期调制指数对相关性的影响进行了仿真，输入序列为 Tent 映射混沌序列，等效码长为 1024，分别在调制指数分别为 1、2、8、16、32 的情况下仿真了信号的相关特性如图 5.5-所示，可以看出，随着调制指数的增大，相关性逐步恶化。因此，非周期调制在提高信号安全性能的同时，增大了捕获的困难，必须在安全性能和捕获性能之间取得很好的折中，在安全性能满足要求的同时，与捕获有关的指标也必须满足。本方案中的调制指数为 3，对等效码长均为 1023 的调制指数为 3 的非周期调制混沌序列信号、周期调制混沌序列信号和传统周期调制信号的相关性进行了仿真比较，如图 5.5-所示，可以看出，周期调制混沌信号和传统 GOLD 信号相关性相当，非周期调制混沌扩频信号的相关性比传统 GOLD 序列扩频信号恶化约 2.4dB。

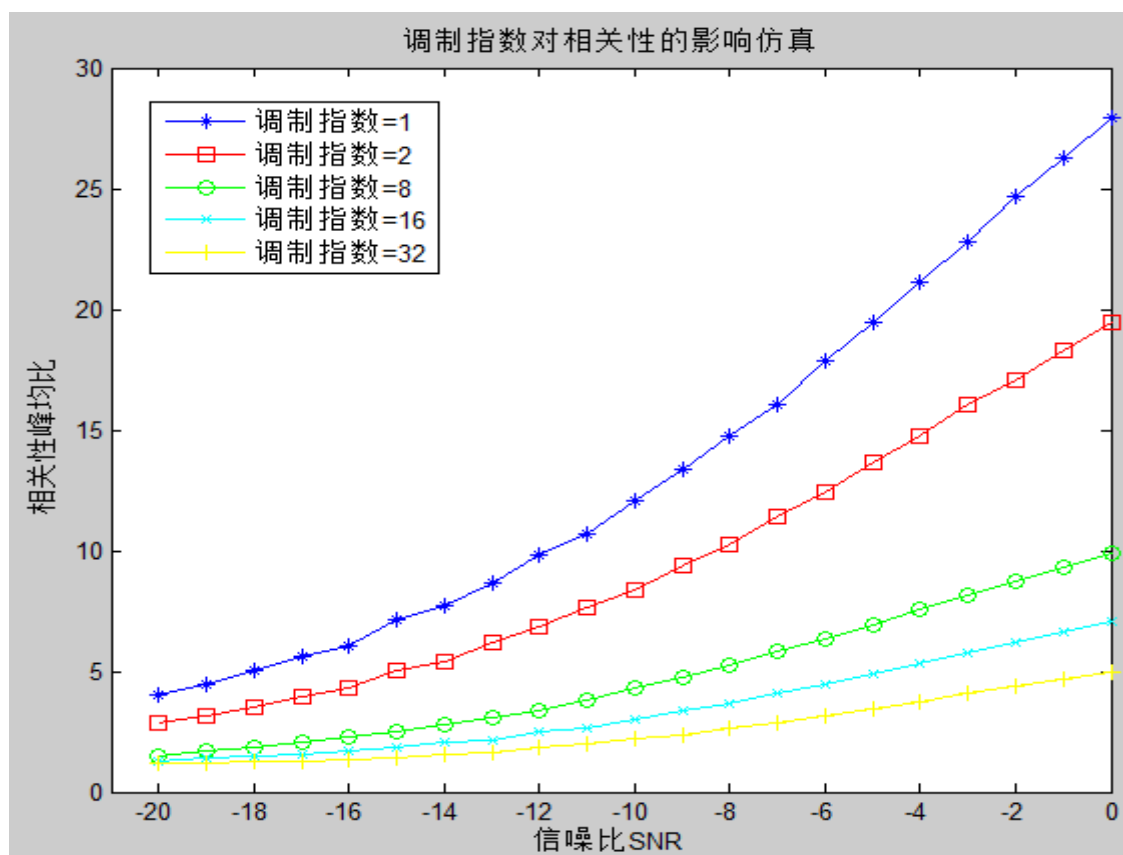


图 5.5-7 调制指数对信号相关性影响

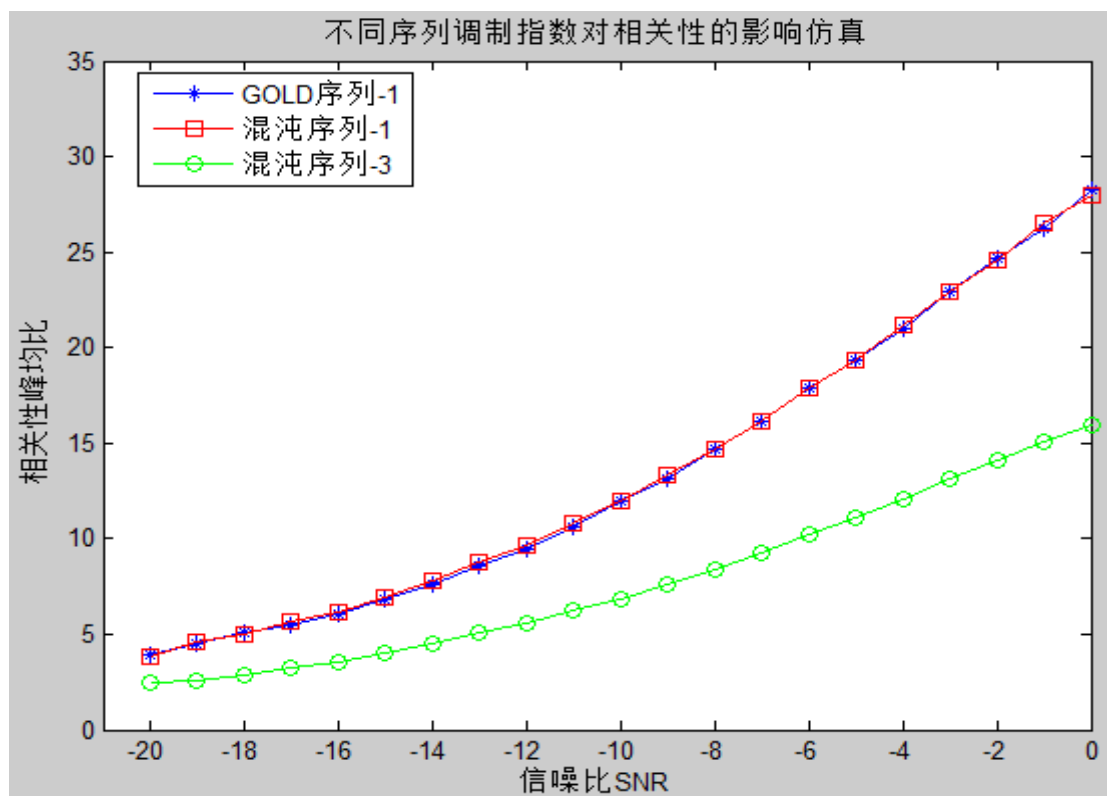


图 5.5-8 非周期调制混沌序列与周期调制 GOLD 序列相关性仿真

## 2、高动态下快捕技术

## 1) 捕获实施方案

本方案使用大规模 FPGA+CPU 构建专门的捕获模块完成扩频码的捕获，根据时域循环卷积等价于频域相乘来降低捕获时的运算量，在频域完成扩频码的并行捕获，由 A/D 采样进来的数据通过 FFT 运算到频域，可以利用时域的复指数相乘等价于频域偏移完成系统频差的搜索，同时，利用频域的干扰消除技术来消除信道内的窄带干扰，提高系统的抗干扰能力。基于频域并行捕获技术原理框图如图 5.5-所示。

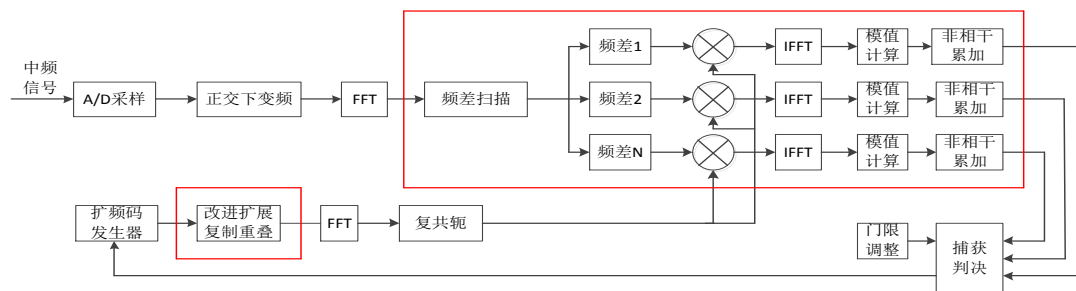


图 5.5-9 扩频码捕获原理

捕获时信号处理流程如下：

- 中频信号采样后经数字正交下变频、下抽到两倍码片交给 FFT 模块；
- 在 FFT 单元中，对进来的数据作分段处理，分段长度  $L$  取决于多普勒频移变化率和伪码频偏变化。为了提高频域的分辨率，可以在数据后面补零后再做 FFT 运算，然后交给后续单元；
- 把长度  $L$  的数据变换到频域后，噪声和扩频信号的频谱都是平坦的，如果信道上存在窄带干扰，则会在频域上凸显出来。在干扰消除单元可以采用频域干扰消除算法消除窄带干扰的能量，抗窄带干扰能力提高 20dB 以上，大大提高捕获概率；
- 在频差扫描单元，利用正交下变频时域复指数相乘等效于频域偏移的原理，对数据的频域信号进行移位来实现捕获时的频率搜索；
- 根据信道频谱分析判断接收信噪比的强弱，如果接收信噪比太强，打开开关，将伪噪声加入到扩频码，降低接收信噪比，这样，可以大大压缩接收信号信噪比变化范围；
- 对本地产生的扩频码进行 FFT 运算，并取其复数共轭；
- 把数据段和地址段的 FFT 结果在频域相乘，然后进行 IFFT 运算；
- 对 IFFT 的结果取模值，存储结果，为了提高捕获概率，我们对多帧 IFFT 结果进行非相关累加，然后进行捕获判决，找出累加后一帧中最大点与设定的门限比较，如果高于门限值，进行捕获检验，确定是真的捕获后交给后面的跟踪支路。在捕获判决时，为了适应大的信噪比范围，判决门限是动态调整的。

## 2) 基于频域并行捕获技术

使用时域的串行、并行捕获时，相当于做卷积运算，利用时域卷积等效于频域相乘，在频域完成捕获运算。假设要捕获的码相位空间长度为  $W$ ，时域捕获需要的乘法运算正比于  $W^2$ ，而在频域捕获时，需要的乘法运算正比于  $W \times \ln W$ ，相比时域捕获，运算量大大缩小，缩短了捕获时间。

捕获的目的是估计出接收信号的伪码相位和系统频差，只有当本地产生的伪码序列速率和相位与接收的伪码和相位相匹配，本地的载波频率跟踪上多普勒频移时，I 和 Q 两路信号的幅值才能达到最大。所以扩频信号的捕获包括伪码相位的初始同步和多普勒频移的初始估计。在搜索过程中，码相位步进量为  $1/2$  个码相位单元，多普勒频移步进量为一个多普勒频移单元，则一个码相位搜索单元和一个多普勒搜索单元就构成了二位搜索空间的一个搜索单元，捕获时，根据系统指标先预设一个多普勒频偏，在此频率上进行一次码相位搜索，捕获伪码相位，如果没有捕获，则改变多普勒频偏值，重新搜索码相位，直至捕获成功。

### 3) 高动态适应性

本系统中，多普勒频移、伪码频偏、多普勒变化率及信噪比范围都很大，为了进行可靠的捕获，采取如下技术增强捕获的高动态适应性。

#### a) 大信噪比范围

根据系统指标，捕获时信噪比变化范围有 65dB 以上，信噪比大时扩频信号谱密度比噪声的高，采样数据中主要是信号功率，信号 AGC 电压决定于信号功率大小；信噪比小时扩频信号谱密度比噪声的低，采样数据中主要是噪声功率，信道 AGC 电压决定于噪声功率大小。一般情况下，背景噪声功率变化不大，可以根据 AGC 电压的大小大致判断接收信噪比的大小，我们还可以对信道进行频谱分析，在捕获前准确估计出接收信号是否很强，当接收信号很强时，比较信号能量和背景噪声能量就能比较准确估计出接收信号的信噪比。捕获过程中，可以动态调整捕获门限，提高捕获概率及降低误捕概率。通过压缩信噪比变化范围和动态确定门限可以很好地适应大的接收信噪比范围。

#### b) 大多普勒频移

通过改变接收机正交下变频的本振信号来扫描整个频差范围，在频域捕获扩频码时，因为采样信号已经通过 FFT 变换到频域，可以利用频域的移位来实现频差扫描，基本原理是时域复指数相乘等效于频域偏移，如式 (5.5.2)。

$$g(t)\exp(j2\pi f_d t) \Leftrightarrow G[j(f - f_d)] \quad (5.5.2)$$

#### c) 大多普勒变化率及伪码频偏

根据系统指标，多普勒变化率最大达到  $\pm 2.5\text{kHz/s}$ ，伪码频偏不大于  $\pm 446\text{Hz}$ ，这就决定了一次相关累加长度不能太长。根据计算，当相关累加长度为  $50\mu\text{s}$  时，多普勒变化累加区间内最多变化  $\pm 0.125\text{Hz}$ ，伪码频偏最多变化  $\pm 0.0122\text{Hz}$ ，对信号累

加结果影响很小，我们还可以通过多次非相关累加来提高捕获性能。

#### 4) 频域扫描间隔选取

在捕获时，必须在频域进行扫描。剩余频差对 FFT 输出的相关峰的损失与  $(\text{sinc}(T_d \Delta W_d / 2))^2$  成正比， $T_d$  为相关长度， $\Delta W_d$  为剩余频差，如果相关长度取  $50 \mu\text{s}$ ，则  $T_d$  等于  $1.6 \text{ ms}$ ，当剩余频差为  $1/4T_d$ ，相关峰损失为  $0.9 \text{ dB}$ ，平均损失小于  $0.5 \text{ dB}$ ，为了减少剩余频差对接收信噪比的恶化，扫描间隔不能太大，所以本方案扫描间隔定为  $5 \text{ KHz}$ ，最大剩余频差  $\pm 2.5 \text{ KHz}$ ，对接收信噪比的恶化小于  $0.9 \text{ dB}$ 。

#### 5) 捕获时间分析

根据上述捕获技术方案，对首次捕获时间和信号闪断捕获时间进行分析。 $100 \text{ MHz}$  工作时钟条件下，一次  $1024$  点 FFT 运算大概要  $40 \mu\text{s}$ 。

##### a) 首次捕获时间分析

频率扫描方式为改变下变频的 NCO 频率，非相关累加次数为  $2$ ，使用一个 FFT 运算核完成一个频点码相位捕获需要  $20 \text{ ms}$ ，扫描  $41$  个频点需要  $820 \text{ ms}$ ，再加上其它的一些时间消耗及假锁点的排除，捕获一路信号总时间小于  $1 \text{ s}$ ，满足指标要求。

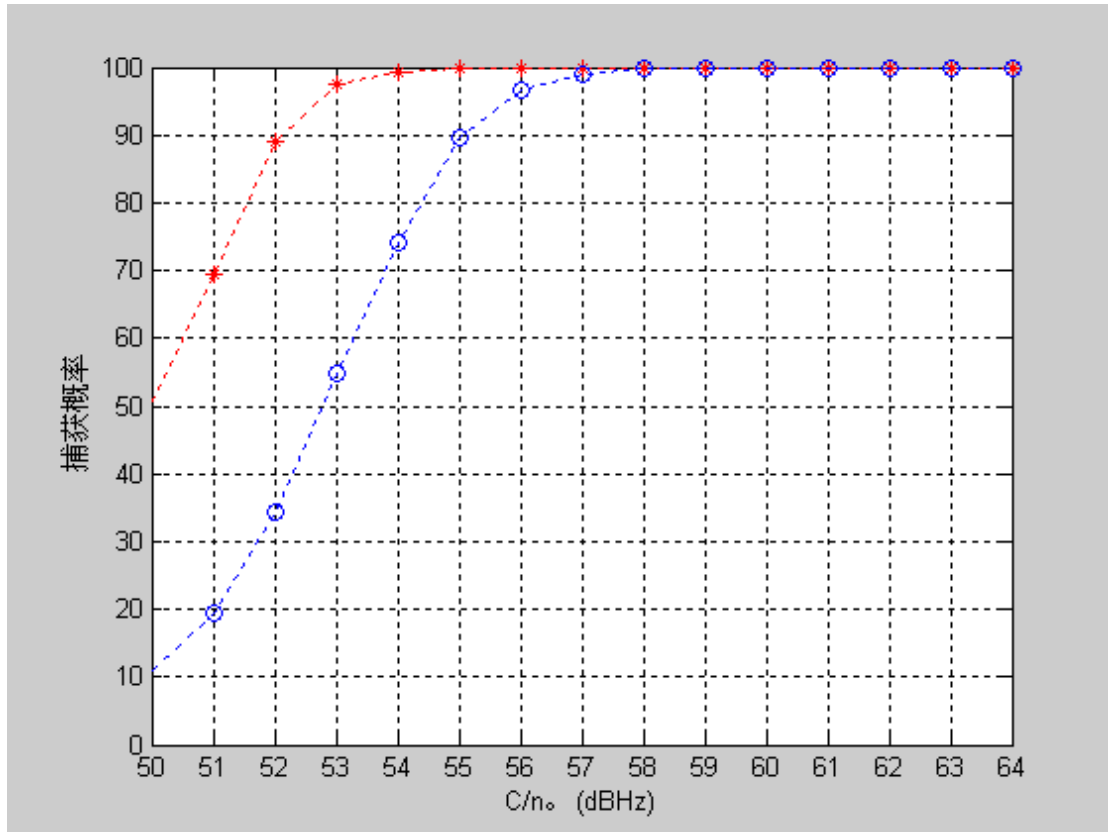
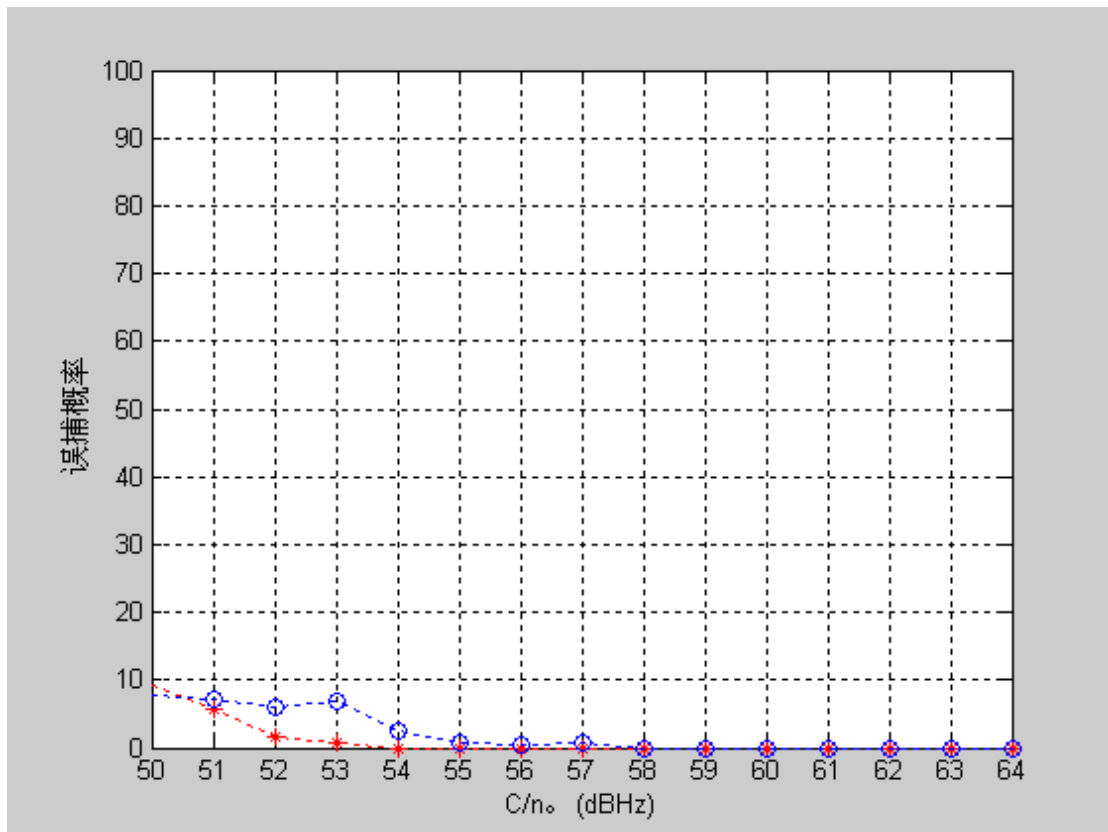
##### b) 信号闪断捕获时间分析

根据系统指标，信号闪断时间小于  $20 \text{ ms}$ 。星上时钟稳定度一般为  $10^{-7}$  量级，短期稳定度能达到  $10^{-8}$ ， $20 \text{ ms}$  内码片滑动不超过  $0.1$  个码片，伪码频偏变化很小，可以忽略。多普勒变化率在  $30 \text{ ms}$  内不超过  $50 \text{ Hz}$ ，所以在信号闪断后  $20 \text{ ms}$ ，扩频码相位和系统频差基本不用捕获，信号恢复后，码跟踪环可以继续工作，只是载波环需要重新捕获， $3$  路信号的载波捕获可以同时处理，因此信号闪断捕获时间小于  $50 \text{ ms}$ 。

#### 6) 仿真

按照上述捕获策略对捕获概率和误捕概率进行了仿真，捕获次数为  $400$  次，如图 5.5-2 和图 5.5-3 所示。仿真分别在以下两种情况下进行：单次相关运算和  $2$  次非相关累加运算，其中，“o”型曲线代表单次运算结果，“\*”型曲线代表  $2$  次非相关累加结果。

仿真结果表明  $2$  次非相关累加结果优于单次运算结果，可以在  $C/N_0$  为  $55 \text{ dBHz}$  条件下实现捕获概率  $100\%$ ，误捕概率为  $0$ ，优于系统指标。

图 5.5-2 捕获概率与  $C/N_0$  关系图 5.5-3 误捕概率与  $C/N_0$  关系

### 5.5.5.2 测距性能

扩频采用非相干测距，星地各自以本地时钟为基准，分别进行双向伪距测量，由地面计算出真实距离。上、行测距信号采用帧结构，帧内包含时间信息（帧号、码片数、码相位等），用于测距和解距离模糊。

在扩频测控系统中，在保证不跳大数的情况下，信号相位测量误差是最主要的误差，不考虑自由空间传输、信道群时延变化引入的误差，码环估值误差为主要因素。码环估值误差与热噪声影响而产生跟踪抖动、时钟频率稳定度、相位测量量化误差有关，实际情况中，卫星是运动的，从而产生动态误差，根据航天飞行器飞行特点，采用三阶环多普勒变化率引入的相位抖动可忽略<sup>[164]</sup>，本方案采用二阶 FLL 加三阶 PLL 的 DuLL 环路，其动态误差需要考虑。以下先给出系统跟踪方案，然后对主要误差进行分析。

#### 1、系统跟踪方案

本跟踪方案采用码片精确跟踪、高动态条件下的载波同步、双环载波跟踪、伪多普勒精确测量、多通道时延一致性保持技术等。

#### 1) 码片精确跟踪技术

本节主要介绍载波辅助的码跟踪原理。载波辅助的码跟踪环路原理如图 5.5-4。

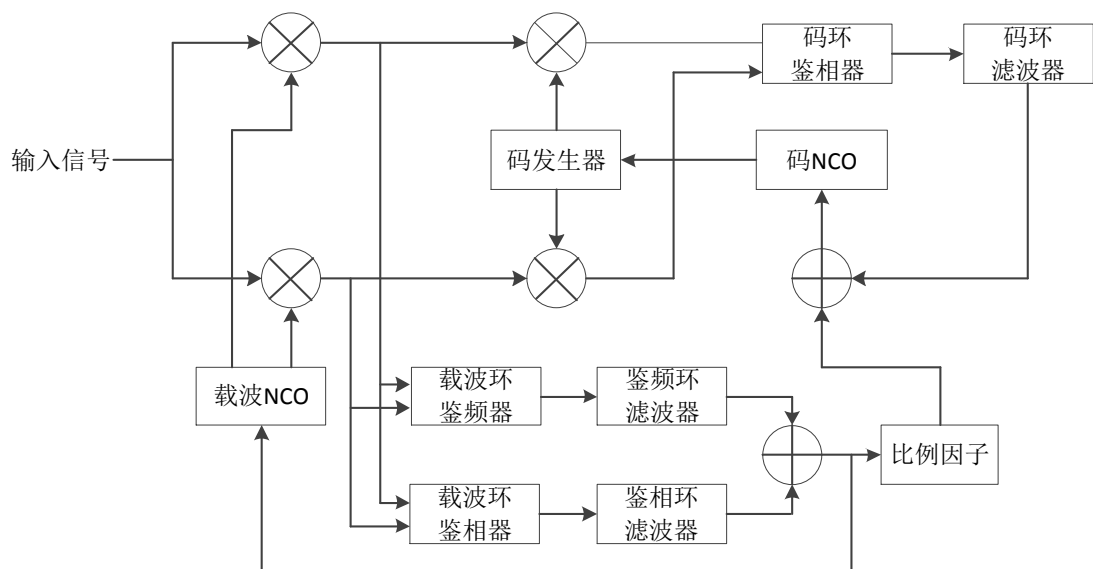


图 5.5-4 载波辅助的码跟踪环路原理

对码片延时的精确估计分两步：先通过非相干包络相关延迟锁定环进行码片延时的粗测量，在保证正常跟踪的情况下，采用尽可能窄的相关间隔，后采用载波辅助技术，通过检测算法估计载波相位，并将此相位在码延迟锁定环数据更新间隔内的变化值（又称为差分相位）反馈到码环的数控振荡器，通过细小调 NCO 来校正多普勒效应引起的码延时偏移。在保证码延迟锁定环可靠跟踪的基础上，采用较窄的环路带宽和较小的相关间隔得到更加精确的码片延时估计值。

## 2) 高动态条件下载波同步技术

由于低轨卫星的需要搜索的频率范围为  $(-100\text{KHz}, +100\text{KHz})$ ，最大载波频偏是信息速率的 100 倍，最大载波多普勒变化率为  $\pm 2.5\text{KHz}$ ，是信息速率的 2.5 倍，因此在大频偏和大多普勒变化率的条件下，本载波同步方案通过以下三个步骤实现：

- 大多普勒频差搜索：通过载波频率与码相位的联合搜索，频率步进  $5\text{KHz}$ ，剩余载波频差  $\pm 2.5\text{KHz}$ ；
- 剩余载波频差估计：采用基于反余弦函数的频差估计算法进一步减小载波频差，使得载波残差在  $(-100\text{Hz}, 100\text{Hz})$  范围内；
- 双环 (DuLL) 载波跟踪：通过一个锁频环 FLL 和一个锁相环 PLL，完成在高动态条件下的载波频率和相位的精确跟踪。

频率搜索由于扩频码捕获紧密相关，多普勒频率影响相关累加结果，影响因子为

$$\frac{\sin^2(\pi f_e \Delta T)}{\frac{\Delta T}{T_c} \sin^2(\pi f_e T_c)}$$

， $\Delta T$  为积分累加时间， $f_e$  为多普勒频差， $T_c$  为码片周期，研究表明频

率搜索步长的选取按式 (5.5.3) 进行。本方案取  $\Delta T = 50\mu\text{s}$ ，则  $\Delta f_0 \leq 13.3\text{KHz}$ ，实际实现取  $5\text{KHz}$ 。

$$\Delta f_0 \leq \frac{2}{3\Delta T} \quad (5.5.3)$$

扩频码捕获后，虽然通过频率搜索确定了大致的载波频率范围，但是剩余频差还较大 ( $\pm 2.5\text{KHz}$ )，需要进一步的精确估计才能交给后面的环路去跟踪，本方案采用基于反余弦函数的载波频差估计算法来满足系统要求。

## 3) 双环载波跟踪技术

双环载波跟踪环路 DuLL 的原理如图 5.5-5。

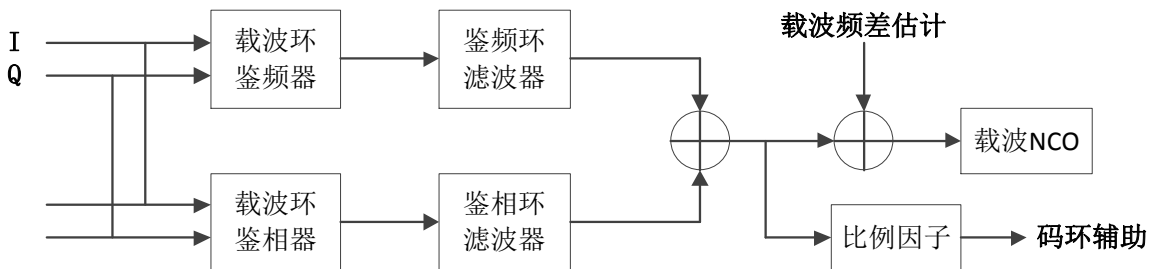


图 5.5-5 载波跟踪环路原理

从上图可以看出，双环载波同步环路主要由一个锁频环 FLL、一个锁相环 PLL 以及载波 NCO 组成，PLL 估计输入信号的准确频率和相位完成载波与数据的剥离，FLL 通过复现近似的频率完成载波的同步。由于 FLL 具有良好的抗动态性能且对  $I$  和  $Q$  支路信号的  $180^\circ$  翻转不敏感，因此在初始同步时，FLL 比 PLL 更容易保持载波频率的锁定。载波初始同步时，环路以纯 FLL 的方式工作，锁定后，过渡到以 FLL 辅助 PLL



的方式工作，进一步检测到系统进入低动态工作模式，环路再过渡到以纯 PLL 的工作方式，PLL 以尽可能窄的跟踪带宽获得良好的跟踪精度。

#### 4) 伪多普勒精确测量技术

与码累计器类似，接收机采用载波累积器进行载波计数， $N_{CA}$  为从某一时刻起的载波多普勒相位周期计数的整数部分， $f_c$  为载波 NCO 时钟频率， $\Delta\phi_{CA}$  为每时钟周期载波 NCO 的载波多普勒相位增量，载波跟踪环路锁定后，伪多普勒频率  $f(n)$  的计算公式为 (5.5.4)，其中， $\phi_{temp}$  为瞬时  $\phi_{CA}$  计数。

$$\begin{aligned}\phi_{temp} &= \phi_{CA} + f_c \Delta\phi_{CA} T \\ f(n) &= \frac{\phi_{CA}(n) - \phi_{CA}(n-1)}{2\pi T} = \frac{\Delta\phi_{CA}(n)}{2\pi T}\end{aligned}\quad (5.5.4)$$

#### 5) 多通道时延一致性保持技术

应答机中各通道时延的抖动是造成测量精度下降的重要误差源，必须对各通道进行通道零值校准，本系统采用“共信号法”进行通道零值测量。在接收机入口输入一个模拟测试信号，将各通道都设置成接收此信号的模式。信号捕获跟踪后，各通道时延的计算公式如 (5.5.5) ~ (5.5.8) 所示，其中， $Z_{step}$  表示 Z 计数器以秒为单位的增量。

$$P_{temp} = P + f_c d\Delta\phi_{CO} T \quad (5.5.5)$$

$$X_{temp} = (X + P_{temp} \text{ 的整数部分}) / (\text{最大 X 计数} + 1) \quad (5.5.6)$$

$$Z_i(n) = \lfloor (Z + X_{temp} \text{ 的整数部分}) / (\text{最大 Z 计数} + 1) \rfloor \cdot Z_{step} \quad (5.5.7)$$

$$\Delta t_i = T_{ir}(n) - T_i^i(n) \quad i = 1, 2, \dots, M \quad (5.5.8)$$

若码 NCO 取 32 位，则其理论测量精度为  $\frac{1}{32}T_c$ ，因此测量精度主要取决于热噪声，

取  $C/N_0 = 60\text{dBHz}$ ， $B_L = 0.8\text{Hz}$ ， $T = 20\text{ms}$ ， $T_{cc}$  为  $97.75\text{ns}$ ，热噪声引起的  $1\sigma$  跟踪误差可由式 (5.5.9) 计算，测量精度可以达到  $0.1\text{ns}$  量级。

$$\sigma_{tDLL} = T_{cc} \sqrt{\frac{2B_L}{C/N_0} \left[ 1 + \frac{2}{TC/N_0} \right]} \quad (5.5.9)$$

## 2、测距精度分析

本节主要对热噪声影响而产生跟踪抖动、载波跟踪误差、相位测量量化误差、卫星运动产生的抖动对测距精度的影响进行分析。

### 1) 热噪声产生跟踪抖动

采用载波辅助技术后，码环的跟踪误差主要来源可认为是由热噪声引入的，经典分析 DDLL 环路中由热噪声引起的  $1\sigma$  误差可由式 (5.5.10) 计算，其中， $\sigma_{iDLL}$  为跟踪误差标准差，单位为码片； $B_L$  为等效环路噪声带宽； $T$  为预检测积分时间； $C/N_0$  为载波功率与噪声功率谱密度之比； $d$  为超前、滞后与即时支路的相关间隔。

$$\sigma_{iDLL} = \sqrt{\frac{2d^2 B_L}{C/N_0} [2(1-d) + \frac{4d}{TC/N_0}] (chips)} \quad (5.5.10)$$

从上式可以看出，DDLL 的抖动与环路等效噪声带宽  $B_L$  的平方根成正比，增加  $T$  或减小  $d$  都会减小 DDLL 的抖动。取噪声带宽为 2Hz，载噪比为 50dBHz，预检测积分时间为 50 $\mu$ s，相关间隔为 0.5，可计算得到  $\sigma_{iDLL}$  约  $\frac{1}{267} (chips)$ ，即 0.37 ns，可以满足系统伪距测量精度小于 1 ns 的要求。

## 2) 相位测量量化误差

本方案 NCO 取 32 位，其分辨率为一码元的  $\frac{1}{2^{32}}$ ，码速率为 10.23Mbps，因此，相位测量误差为  $1.14 \times 10^{-8}$  ns，可以忽略。

## 3) 载波跟踪误差

本方案采用二阶 FLL 和三阶 PLL 的 DuLL 环路，对加速度不敏感，影响数字锁相环跟踪性能的因素包括：环路热噪声  $\sigma_T$ 、动态应力误差  $\theta_e$ 、振动噪声  $\sigma_V$  和 Allan 偏差噪声  $\sigma_A$ ，在 FLL 跟踪状态时，经验跟踪门限要求如式 (5.5.11) 所示，其中  $\sigma_{iFLL}$  为  $1\sigma$  热噪声频率抖动， $f_e$  为 FLL 跟踪环中的动态应力误差， $T$  为载波跟踪环路更新时间。有基准振荡器振动和阿伦方差引起的频率抖动非常小，可以忽略不计。经计算当 FLL 环路带宽取 4Hz，PLL 带宽取 18Hz 时，可以满足 10 g/s 加速度以下动态应力的要求（一般运载火箭的动态应力小于 10 g/s），载波跟踪精度小于 10 度。若接收机动态应力大于 10 g/s 会造成 PLL 失锁，那么 DuLL 跟踪环路就返回到纯 FLL 的工作模式，重复上述载波环路锁定过程。

$$3\sigma_{FLL} = 3\sigma_{iFLL} + f_e \leq \frac{0.25}{T} (Hz) \quad (5.5.11)$$

根据载波辅助码环跟踪技术的实现原理，假设载波跟踪误差引入的  $1\sigma$  值为  $\sigma_{carrie}$ ，由载波跟踪误差引起码跟踪抖动的  $1\sigma$  值可用式 (5.5.12) 表示。

$$\sigma_{\Delta\tau} = \frac{\sqrt{2}}{2\pi} \gamma \sigma_{carrier} \quad (chips) \quad (5.5.12)$$

根据前面分析，载波跟踪误差引入的 $1\sigma$ 值 $\sigma_{carrier}$ 为 $10^\circ$ ，那么引起码跟踪抖动的 $1\sigma$ 值为 $\frac{1}{9955}(chips)$ ，因此采用载波辅助码环跟踪技术后，载波误差引起的码跟踪抖动可以忽略。

### 5.5.5.3 多址性能

扩频序列的相关性，具体来说互相关均方根值决定了多址干扰的功率，影响扩频系统的系统容量。当对某一用户进行接收时，所有其它用户信号与本地码之间同样也要进行相关运算，如果希望降低多址干扰，必须从降低扩频序列的互相关均方根值入手。

本方案中各通道均选用混沌序列，对传统等效码长均为 1023 的 GOLD 序列周期信号、混沌序列周期调制信号、调制指数为 3 的非周期调制混沌序列信号的互相关均方根值进行了仿真，一般来说，上行测距通道为 3 路，上行遥控通道为 1 路，下行遥测通道为 1 路，下行测距通道为 1 路，因此，本仿真的用户数取 6。仿真结果如图 5.5-6 所示。可以看出，GOLD 序列周期调制信号与混沌序列周期调制信号的互相关均方根值相当，混沌序列非周期调制信号的互相关均方根值明显小于其它两种信号，好约 2.4dB，因此本方案的多址能力好于传统 GOLD 序列周期调制信号。

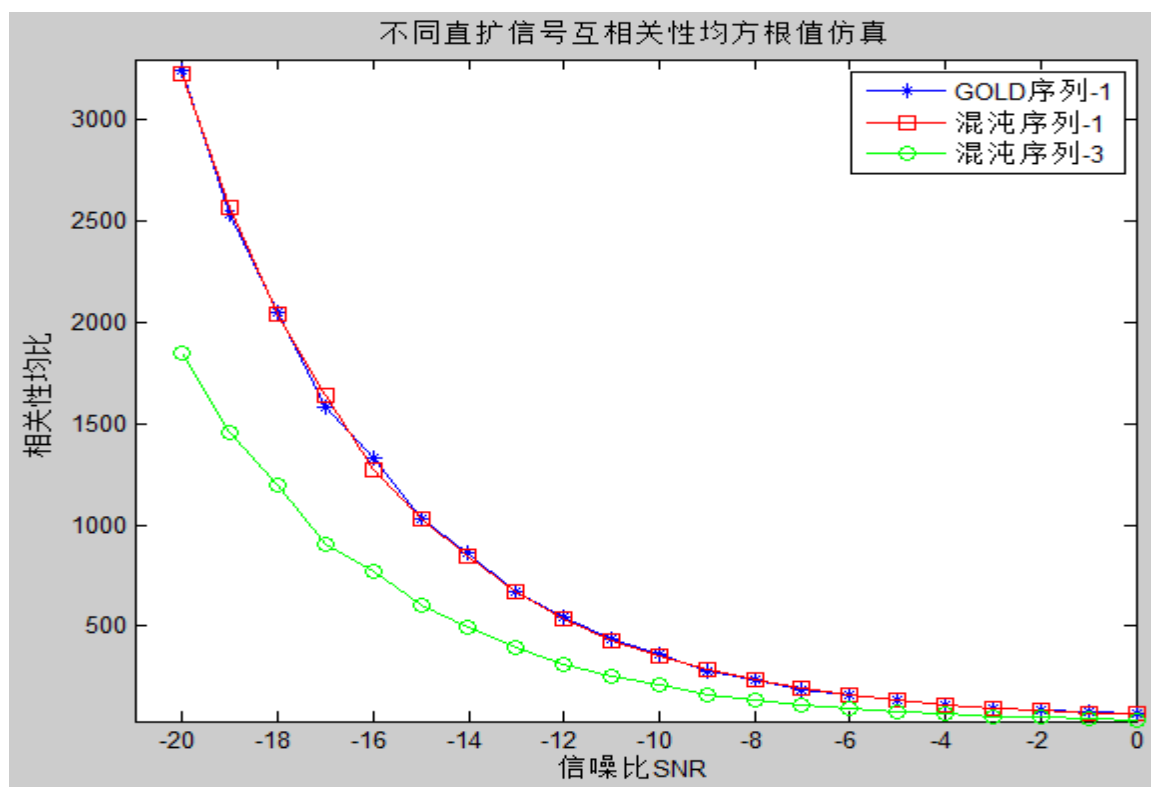


图 5.5-6 不同直扩信号互相关均方根值仿真

#### 5.5.5.4 小结

通过以上的分析与仿真,新体制的安全性能和多址性能好于传统信号体制,捕获和测距性能与传统信号相当,可以满足任务要求。本方案采用的高动态下 PN 码快捕、码片精确跟踪、高动态条件下载波同步、双环载波跟踪、伪多普勒精确测量、多通道时延一致性保持等关键技术均已经过在轨飞行验证,因此,新体制有很强的针对性和很好的工程应用前景。

#### 5.6 本章小结

本章对典型的线性序列和非线性序列直扩信号的安全性能进行了仿真,提出了基于安全指数的直扩信号安全等级分类原则,在此基础上提出了一种高安全防护卫星测控体制,新体制各通道的安全性能高于常规体制,并对其主要技术指标进行了论述,提出了完整的解决方案,重点研究了高动态 PN 码快捕、码片精确跟踪、高动态条件下载波同步、双环载波跟踪、伪多普勒精确测量、多通道时延一致性保持等关键技术,主要工作成果如下。

- 1、提出了安全性能等级分类的参考值以及不同种类卫星测控信号的安全等级要求建议;
- 2、对 13 种直扩信号的安全性能进行了评估,根据评估结果,提出了一种高安全性卫星测控体制,其遥控信号采用调制指数为 3 的混沌序列信号,遥测和测距信号采用周期调制混沌序列信号,新体制的安全性能好于传统体制;
- 3、仿真分析了非周期调制信号的相关性,调制指数为 3 的非周期调制信号的自相关性比周期调制信号差约 2.4dB,互相关性好 2.4dB。提出了非周期调制遥控信号的星地同步和盲同步方案,给出了信号格式;
- 4、采用基于频域并行捕获技术实现信号快捕,采用载波辅助的码跟踪和双环载波跟踪技术实现高精度跟踪及测距,分析和仿真结果表明捕获时间、捕获概率、误捕概率、测距精度、多址性能等主要技术指标可满足系统要求。

## 第六章 总结与展望

卫星处于纷繁复杂的电磁环境中,面临的各种干扰日益严重,卫星测控负责对卫星的运行控制和状态检测,它的安全问题直接涉及卫星的可用性和生存能力。我国已成功开展了非相干直扩卫星测控体制的在轨飞行验证,并在多颗卫星上装备使用。

直扩通信相比传统通信方式,安全性能有所提高,但仍存在被截获和干扰的威胁,有必要对卫星测控直扩信号安全防护进行深入研究,主要涉及以下几个方面:直扩信号参数估计方法研究,直扩信号安全性能评价体系研究,直扩信号安全性能评估模型、评估方法、安全等级分类研究,一种高安全防护卫星测控体制研究等。

- 1、对卫星测控直扩信号进行了分析,并对更一般的直扩信号建模,重点研究了非周期调制信号的参数估计方法,讨论了传统参数估计方法对该类信号的码速率和等效码长估计的可行性,并进行了仿真验证。重点分析了该类信号扩频码估计所面临的困难,提出并详细讨论了一种基于 D-PCA 的通用非周期调制直扩信号的扩频码估计方法,该方法适用于更一般的一个等效码长范围内不同信息码调制不同个数扩频码的情况,能够在较低信噪比下通过仅估计基带数据协方差矩阵的一个最大特征值对应特征向量,即可完成信息码个数、子序列、信息码同步点等参数的估计,解决了非周期调制直扩信号扩频码估计的难题,并讨论了输入数据长度和调制指数对估计性能的影响。
- 2、对现有的反应直扩信号安全性能的指标进行了分析,指出了其在评价信号安全性能方面的不足,在深入分析直扩信号面临威胁的基础上,提出了等效码长、码速率截获因数、等效码长截获因数、码序列截获因数、干扰因数、复杂度因数等更有针对性的指标以及反映信号整体安全性能的安全指数指标,并分析仿真了所提指标的影响因素。
- 3、建立了基于多属性决策理论的直扩信号安全性能评估模型,研究了模型中指标权重的确定方法,给出了评估步骤及方法以及安全指数的计算公式,系统地解决了定量评估直扩信号安全性能的问题,为直扩信号的安全性能设计打下了坚实的基础。
- 4、对典型的线性序列和非线性序列直扩信号的安全性能进行了仿真,提出了基于安全指数的直扩信号安全等级分类原则,在此基础上提出了一种高安全防护卫星测控体制,新体制各通道的安全性能高于常规的采用 GOLD 序列的常规体制,并对其主要技术指标进行了论述,提出了完整的解决方案,重点研究了高动态 PN 码快捕、码片精确跟踪、高动态条件下载波同步、双环载波跟踪、伪多普勒精确测量、多通道时延一致性保持等关键技术。

下一步工作将注重研究信号安全性能评价体系的扩展性、超强安全防护应答机工

程样机研制等。

- 1、第三章、第四章建立了信号安全性能指标体系和评估模型，但是主要针对于直扩信号，下一步将深入对指标体系和评估模型进行扩展性研究，使之能适用于更加复杂的跳扩频信号、不等长扩频信号等情况，增强体系和模型的适用性和有效性；
- 2、第五章提出了非周期调制直扩信号的捕获和跟踪策略，但是从理论上到工程实现上还有很多问题没有解决，下一步将开展超强安全防护应答机的工程样机研制工作，对提出的技术方案进行演示验证。

## 参考文献

- [1] 梁杰,李惠娴.卫星扩频测控应用初步方案[J]. 航天器工程, 2006,15(3):38-40.
- [2] 熊群力.通信对抗的未来发展.通信对抗,1996,(2):28-34.
- [3] 何元智.卫星通信与国家战略安全[J].网络信息安全,2003(12):18-23.
- [4] 冯富强,陈鹏举,武传华等.低信噪比条件下 DS 信号的检测和参数估计[J].通信学报.2002,23(9):63-68.
- [5] Amin M G,Ramineni R S,Lindsey A R.Suppression of FM Interference in DSSS Communication Systems Using Projection Techniques[C].Conference Record of the Thirty-Third Asilomar Conference on Signals , Systems , and Computers,1999,2:1063-1066.
- [6] Chinliang W,KuoMing W.A New Narrowband Interference Suppression Scheme for Spread-spectrum CDMA Communications[J].IEEE Trans on Signal Processing,2001,11 (49) :2832-2838.
- [7] Kudoh,Eisuke.Analysis of DS-CDMA Transmission Performance in The Presence of Pure Impulsive Interference Over Frequency Selective Fading[J].IEICE Trans on Communications.2002,11(85):2395-2404.
- [8] Song Y,Hu G.Adaptive Acquisition of PN Code Using Excision CFAR Detector In Multipath Fading Mobile Channels[J].Electronics Letters.2004,3(40):338-339.
- [9] June M,Yonghwan L.Parallel Acquisition of PN Sequences in Rayleigh Fading Channel and the Application to the Multi-carrier CDMA Systems[J].Personal Indoor and Mobile Radio Communications.2001,9(2):6-10.
- [10] Gossink D E,Cook S C,Asenstorff J A.Code-Directed Synchronisation Scheme for Burst Spread Spectrum Communications[J].MILCOM 97 Proceedings.1997,2:592-597.
- [11] Momen,Amirreza.A New Method in Blind Estimation of Fast Time-varying Channels Based on Subspace Method[J].Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering. 2004,4:1957-1961.
- [12] Tbrahim B B,Aghvami A H.The Performance of a Direct Sequence Spread Spectrum PN Code Tracking System for Frequency Selective Channels[C].7th IEEE International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications.1996,3:853-857.
- [13] Jones W W,Luecke J R.Suppressed Carrier Tracking When Quadrature PN Spreading[C].11th IEEE International Conference on Universal Personal Communications,1996,2:712-716.

- [14] Sourour E, Bottomley G, Ramesh R. Delay Tracking for Direct Sequence Spread Spectrum Systems in Multipath Fading Channels[C]. 49th IEEE Vehicular Technology Conference, 1999, 1: 422-426.
- [15] Hottinen A. Self-Organizing Multiuser Detection[C]. 3th IEEE International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications. 1994, 11: 152-156.
- [16] Buzzi S, Lops M. An Iterative Cyclic Subspace Tracking for Blind Adaptive Multiuser Detection in Multirate CDMA Systems[J]. IEEE Trans on Vehicular Technology. 2003, 52(6): 1463-1475.
- [17] 詹毅, 曹国英, 章军等. 负信噪比直扩信号侦察技术研究综述[J]. 通信对抗. 2005(2): 11-14.
- [18] 朱近康. CDMA 通信技术[M]. 北京: 人民邮电出版社, 2001.
- [19] S. Tachikawa, T. Yukawa, G. Marubayashi. Nonlinear code sequence for rapid acquisition[J]. IEICE Technical report. 1987, 3(SS87-7).
- [20] T. Okada, R. Kohno, H. Hatori. A note on a generalized Geffe pseudonoise sequence[J]. IEICE Technical report. 1988, 4(SS88-17).
- [21] Golomb S W. Sequences with randomness properties[M]. 1955.
- [22] Zierler N. Several binary sequences generators. MIT Lincoln Lab . 1955.
- [23] Gold R. Maximal recursive sequences with 3-valued recursive cross-correlation functions. Information Theory[J]. IEEE Transactions on. 1968, 14(1): 154-156.
- [24] Kasami T. The weight enumerators for several classes of subcodes of the second order binary Reed-Muller codes[J]. Information and Control. 1971, 18: 369-394.
- [25] Klapper A, Chan a H, Goresky M. Cascaded GMW sequences[J]. IEEE Transactions on Information Theory. 1993, 39(1): 177-183.
- [26] No J S, Kumar P V. New family of binary pseudorandom sequences having optimal periodic correlation properties and large linear span[J]. IEEE Transactions on Information Theory. 1989, 35(2): 371-379.
- [27] Olsen J D, Scholtz R A, Welch L R. Bent-function sequences[J]. IEEE Transactions on Information Theory. 1982, IT-28(6): 858-864.
- [28] Tseng C C, Liu C L. Complementary sets of sequences[J]. IEEE Transactions on Information Theory. 1972, IT-18(5): 644-652.
- [29] Helleseht T, Gong G. New nonbinary sequences with ideal two-level autocorrelation[J]. IEEE Transactions on Information Theory. 2002, 48(11): 2868-2872.
- [30] Tang X H, Fan P Z. A class of pseudonoise sequences over  $GF(P)$  with low correlation zone[J]. IEEE Transactions on Information Theory. 2001, 47(4): 1644-1649.



- [31] Choi B J, Hanzo L. On the design of LAS spreading codes[D]. Vancouver, BC, Canada. Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc. 2002:2172-2176.
- [32] 李道本. 一种具有零相关窗的扩频多址编码方法[P]. CN1321374, 2001.
- [33] H. Urkowitz. Energy detection of unknown deterministic signals[J]. Proceedings of the IEEE. 1967, 55(4):523-531.
- [34] Davidovici S, Kanterakis E G. Radiometric Detection of Direct-Sequence Spread-Spectrum Signals Using Interference Excision[J]. IEEE Journal on SAIC. 1989, 7(4):576-588.
- [35] French C. A, Gardner W. A. Spread-spectrum dispreading without the code. IEEE Trans on Com. 1986, 34(4):404-407.
- [36] Kuehls. Presence Detection of Binary-Phase-Shift-Keyed and Direct-Sequence Spread-Spectrum Signals Using a Prefilter-Delay-and-Multiply Device[J]. IEEE Journal on SAIC. 1990, 8(5).
- [37] 董占奇, 胡捍英, 于宏毅. 基于延迟相乘-相关及谱分析的直扩信号检测与符号周期、码片时宽估计分析[J]. 电子与信息学报, 2008, 30(4):840-842.
- [38] 罗军辉, 姬红兵, 江莉. 直接序列扩频信号 PN 序列盲估计方法[J]. 电子科技大学学报. 2008, 37(4):489-492.
- [39] 罗军辉, 姬红兵, 海锦霞. 一种改进的扩频 BPSK 信号载频检测估计方法[J]. 电子信息对抗技术. 2008, 23(1):1-4.
- [40] 张建立. 直扩信号的检测[J]. 无线电工程. 1994, 24(2):19-21.
- [41] 张建立. 直扩信号的检测方法[C]. 电子对抗学会第八届学术年会论文集. 1993.
- [42] Gardner W. A. Signal Interception: A Unifying Theoretical Framework for Feature Detection[J]. IEEE Trans. on Communications. 1988, 36(8):897-906.
- [43] Gardner W. A. Statistical Spectral Analysis a Nonprobabilistic Theory[M]. Prentice Hall, 1988.
- [44] Gardner W. A, Spooner C. M. Signal Interception: Performance Advantages of Cyclic-Feature Detectors[J]. IEEE Trans. on Communications. 1992, 40(1).
- [45] Gardner W. A, Chen C. K. Signal-Selective Time-Difference-of-Arrival Estimation for Passive Location of Man-Made Signal Source in Highly Corruptive Environments[J], IEEE Trans. on SP. 1992, 40(5).
- [46] 朱德君. 谱相关理论在电子侦察中的应用[J]. 电子对抗. 1995, (2):43-58.
- [47] 谈满堂, 朱德君. 谱相关理论用于直接序列扩谱信号的检测与估计[J]. 电子对抗. 1995, (4):53-59.

- [48] 保谦,魏本涛.直扩信号的周期谱密度检测法.西安电子科技大学学报[J].1995,(4): 7-16.
- [49] 崔滔,魏本涛.频域谱相关自适应滤波的 LPI 信号可检测性与密集信号分选能力研究[J].电子对抗.1997,(2):1-8.
- [50] 杨忠,张建立.低信噪比直扩信号的周期特征检测与参数估计[J].无线电工程.1995,25(6):14-20.
- [51] Hobing Li,Zongxiang Guo.A Neural Network Approach to Estimation of PN Spreading Sequence in DS/SS communications[C].the International Conference on Neural Information Processing.Beijing.1995.
- [52] 张天骐,郭宗祥.一种 DS/SS 信号扩频码估计的神经网络方法[C].第九届全国遥控遥测技术年会论文集.1996.
- [53] 张天骐,郭宗祥,罗致娴.一种 DS/SS 信号扩频码估计的神经网络方法[C].第十届全国遥控遥测技术年会论文集.1998.
- [54] 张天骐,周正中,郭宗祥.一种 DS/SS 信号 PN 码估计的神经网络方法[J].信号处理.2001,17(6):533-537.
- [55] 张天骐,周正中.低信噪比直扩信号伪码周期检测的谱方法[J].仪器仪表学报.2001,(3).
- [56] 张天骐,周正中.直扩信号的谱检测和神经网络估计[J].系统工程与电子技术.2001,23(12):12-15.
- [57] 张天骐,周正中.基于空间分集的低信噪比直扩信号伪码元宽度检测的谱方法[J].信号处理.2001.
- [58] Chang Tianqi,Zhou Zhengzhong.A Spectral Method for Periodic Estimation of the PN Sequences in Lower SNR DS-CDMA Signals[C].2000 International Conference on Communications, Circuits, and Systems and West Sino Expositons Proceedings. 2000,1: 506-510.
- [59] Tianqi Zhang,Shaosheng Dai,Xuesong Li. A Neural Network Method to Adaptive Feature Extraction of Weak DS-CDMA Signals[C]. Congress on Image and Signal Processing. 2008:385-389.
- [60] TianqiZhang,Shaosheng Dai,Liufei Yang.Estimate and Track the PN Sequence of Weak DS-SS Signals[C]. International Conference on Computational Intelligence and Security. 2007 :52-56.
- [61] 张天骐,周正中.直扩信号伪码周期的谱检测[J].电波科学学报.2001,16(4):518-521.

- [62] Tianqi Zhang, Wei Zhang, Shaosheng Dai. A Spectral Method for Period Detection of PN Sequence for Weak DS-SS Signals in Dynamic Environments[C]. International Conference on Networks Security, Wireless Communications and Trusted Computing. 2009:266-269.
- [63] Pu Miao, Tianqi Zhang, Wei Zhang. Period Estimation of the PN Sequence for Direct Sequence Spread Spectrum in Multipath Environment[J]. Proceedings of the IEEE. 2009, 10(4):84-88.
- [64] Burel G, Boudier C. Blind Estimation of the Pseudo-random Sequence of a Direct Sequence Spread Spectrum Signal[J]. MILCOM 2000. 21st Century Military Communications Conference Proceedings. 2000, 2: 967-970. 2000.
- [65] Burel G, Boudier C, Berder C. Detection of direct sequence spread spectrum transmissions without prior knowledge[C]. Global Telecommunications Conference. 2001, 1:236-239.
- [66] Tianqi Zhang, Shaosheng Dai. Blind Estimation of the PN Sequence for Weak DS-SS Signals in Dynamic Environments[J]. ICCS. 2008:470-474.
- [67] 张天骐, 周正中, 邝育军等. 低信噪比下长伪码直扩信号伪码周期的估计方法[J]. 系统工程与电子技术. 2007, 29(1):12-16.
- [68] Yanli Liu, Tianqi Zhang, Shufang Xia. A New Rapid Long Pseudo-Code Acquisition Algorithm in DSSS Signals[C]. International Conference on Measuring Technology and Mechatronics Automation. 2010:196-199.
- [69] 张天骐, 周正中, 林孝康等. 低信噪比长伪码直扩信号的盲估计方法[J]. 信号处理. 2008, 24(3):370-376.
- [70] 王满喜, 李宏, 马刘非等. 基于自相关差分累计量的长码 DS 信号伪码周期估计[J]. 电子信息对抗技术. 2009, 24(1):5-8.
- [71] 王满喜, 李宏, 马刘非等. 非周期性 DS 信号的信息码片时宽估计方法[J]. 舰船电子对抗. 2009, 32(2):92-95.
- [72] 王满喜, 李宏, 马刘非等. 非周期性 DSSS 信号的 PN 码序列盲估计[J]. 信号处理. 2009, 25(10):1605-1611.
- [73] 王满喜, 李宏, 马刘非等. 低信噪比下非周期性直扩信号的盲估计[J]. 电子科技大学学报. 2009, 38(2):177-181.
- [74] 梁继业, 王海江, 梁旭文. CDMA 通信中干扰抑制的自适应非线性 LTJ 滤波技术[J]. 电子与信息学报. 2005, 27(4):595-598.

- [75] Okechukwu C Ugweje, Sharif A Matin. Performance of CDMA overlay system using filtering and diversity[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology. 2003, 52(2): 456-462.
- [76] Stefano Buzzi, Marco Lops, Amtnia M Tulino. Time-varying narrow-band interference rejection in asynchronous multiuser DS/CDMA systems over frequency-selective fading channels[J]. IEEE Transactions on Communications. 1999, 47(10): 1523-1536.
- [77] Marco Lops, Amtnia M Tulino. Simultaneous suppression of multi-access and narrow-band interference in asynchronous CDMA networks[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology. 2000, 49(5): 1705-1718.
- [78] 梁继业, 刘会杰, 杨琳等. 卫星扩频通信中的一种简化的窄带干扰抑制方法[J]. 电路与系统学报. 2004, 9(6): 86-89.
- [79] Paeiz Azmi, Masoumeh Nasiri-Kenari. Narrow-band interference suppression in CDMA spread-spectrum communication system based on sub-optimum unitary transforms[J]. IEEE Transactions on Communications. 2002, E85-B(1): 239-246.
- [80] 刘雪. 通信对抗盲侦察关键技术研究[D]. 西安电子科技大学. 2008.
- [81] 徐穆洵. 直扩通信的抗干扰研究[J]. 军事通信技术. 1994, 52: 8-13.
- [82] 李进良. 移动通信 100 年[J]. 移动通信. 2000, 24(1): 9-17.
- [83] 张琪, 郑君里. 异步码分多址通信中混沌扩频序列的选择[J]. 电子学报. 2001, 29(7): 865-867.
- [84] 曾凡鑫, 葛利嘉. 无线通信中的序列设计原理[M]. 北京: 国防工业出版社, 2007.
- [85] 黄展, 陈晓萍, 赵卫东. 截短混沌扩频序列的优选与性能分析[J]. 电讯技术. 2011, 51(2): 11-15.
- [86] Rao N. A class of chaotic spreading codes for A-CDMA system[J]. Journal of University of Electronic Science and Technology of China. 2000, 29(5): 465-468.
- [87] 廖旒焕, 高金峰. 广义映射混沌扩频序列及其特性分析[J]. 电子与信息学报. 2006, 28(7): 1255-1257.
- [88] 郑同良. 军用卫星系统安全防护技术发展概况[J]. 舰船电子对抗. 2004, (2): 5-9.
- [89] 李志强, 尚洪, 肖良钢. 以空间作战为目标的航天测控发展对策研究[J]. 飞行器测控学报. 2004, 23(3): 24-26.
- [90] 张艳娥, 李勇, 季连涛. 现代卫星测控及运载和发射[J]. 卫星与网络. 2007, (1): 56-60.
- [91] 吴振宇, 熊晓将, 宋秋静. 对卫星测控信息安全的系统研究[J]. 飞行器测控学报. 2008, 27(1): 1-4.
- [92] 石熠. 直接序列扩频通信系统的干扰研究[D]. 西安电子科技大学. 2011.

- [93] Jo Y, Wu Da-peng. Blind synchronization, estimation of data symbol, spread sequence, and generator polynomial in direct sequence spread spectrum systems[C]. Proc of IEEE Military Communications Conference. 2008:1-7.
- [94] Simic S, Zejak A. Blind Estimation of the Code Sequence in Spread Spectrum Radar[C]. 7th International Conference on Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Services. 2005(2):485-490.
- [95] Boudier C, Azou S, Burel G. A robust synchronization procedure for blind estimation of the symbol period and the timing offset in spread spectrum transmissions[C]. Proc of the 7th International Symposium on Spread-Spectrum Techniques and Applications. 2002:233-241.
- [96] 詹毅. 通信侦察技术未来发展方向探讨[J]. 通信对抗. 2007(1):3-7.
- [97] Gilles B, Celine B. Blind Estimation of the Pseudo-random Sequence of A Direct Sequence Spread Spectrum Signal[J]. IEEE 2000:967-970.
- [98] 苗圃, 张天骐, 黄铄等. 一种 DS-CDMA 扩频序列的盲估计方法[J]. 计算机应用研究. 2010, 27(2):649-656.
- [99] 冯小平, 李鹏, 杨绍全. 通信对抗原理[M]. 西安: 西安电子科技大学出版社. 2009.
- [100] 王琳. 混沌扩频技术在 CDMA 通信系统中的应用研究[D]. 电子科技大学, 2001.
- [101] 赵惠昌, 熊刚, 杨小牛. 基于谱相关的正弦调频和脉间伪码调相复合体制侦察信号识别[J]. 兵工学报, 2006, (2).
- [102] 杨超斌, 邱玲, 朱近康. 一种直扩通信信号快速检测识别方法[J]. 1999, 27(7):89-91.
- [103] 罗来源, 肖先赐. 直接序列扩频信号的分路相关检测[J]. 信号处理. 1998, 14(3):249-254.
- [104] 孟建, 胡来招. 直扩信号检测的相关积累技术[J]. 电子对抗技术. 2001, 16(2):1-5.
- [105] 保谦, 魏本涛. 直接序列扩频信号的周期谱密度检测法[J]. 西安电子科技大学学报. 1991, 18(4):7-15.
- [106] 许梅, 田红心, 王勇超等. 基于二次谱算法的 DS-UWB 信号伪码周期估计[J]. 电子测量与仪器学报. 2009, 23(5):58-62.
- [107] 刘刚, 植强. 应用增强二次谱估计直扩信号扩谱周期[J]. 电子对抗技术. 2003, 18(3):26-28.
- [108] 游凌. DS 直扩信号参数隐周期特征分析法[J]. 信号处理. 2000, 16(12):8-14.
- [109] 周杰. 矩阵分析与应用[M]. 北京: 清华大学出版社, 2004.
- [110] 张天骐, 周正中, 郭宗祥. 一种 DS/SS 信号 PN 码序列估计的神经网络方法[J]. 信号处理. 2001, 17(6):533-537.

- [111] 王琛,魏平.基于神经网络的方法获取 DS/SS 信号的 PN 码[J].电子对抗.2006,3(3):6-12.
- [112] 张天骐,林孝康,周正中.基于神经网络的低信噪比直扩信号扩频码的盲估计方法[J].电路与系统学报.2007,12(2):118-123.
- [113] 胡进峰,郭静波.混沌直扩信号扩频序列盲估计[J].电子与信息学报.2008,30(8):1824-1827.
- [114] 赵成林,曹二皇.基于 SOM 网络的 DSSS 信号扩频序列估计[J].信息通信技术.2009,(3):71-74.
- [115] 赵德芳,张天骐,金翔等.基于 BP 神经网络的直扩信号扩频码盲识别[J].电讯技术.2010,50(10): 28-35.
- [116] Bosik,B.S.The Spectral Density of a Coded Digital Signal[J].The Bell System Technical Journal.1972,(4):921-932.
- [117] Jonathon Shlens. (2005) "A Tutorial on Principal Component Analysis" .
- [118] 魏仕民,肖国镇.非线性组合序列的线性复杂度[J].武汉理工大学学报.2009,31(23): 134-137.
- [119] 肖国镇,梁传甲.伪随机序列及其应用[M].北京:国防工业出版社,1985.
- [120] Haykin S.Neural Networks-A Comprehensive Foundation[M].北京:清华大学出版社,2001.
- [121] Sanger T.Optimal Unsupervised Learning in A Singal-layer Feeforward Neural Network[J].Neural Networks.1989,12:459-473.
- [122]王满喜,李宏,马刘非等.基于自相关差分累积量的长码 DS 信号伪码周期估计[J].电子信息对抗技术. 2009,24(1):5-8.
- [123]王满喜,李宏,马刘非等.非周期 DS 信号的信息码片时宽估计方法[J].舰船电子对抗. 2009,32(2):92-95.
- [124] 杜栋,庞庆华,吴炎.现代综合评价方法与案例精选[M].北京:清华大学出版社,2008.
- [125] Golomb S W. Shift Register Sequences[M]. Laguna Hills,CA: Aegean Park,1982.
- [126] 赵东晔,王晟达,茹乐等. 抗干扰综合信息系统中扩频码的设计[J]. 计算机工程与应用.2004(15):161-164.
- [127] D.V.Sarwate,M.B.Pursley.Crosscorrelation properties of pseudorandom and related sequences.Proc.IEEE.1980,68(5).
- [128] 杨义先.最佳信号理论与设计[M].北京:人民邮电出版社,1996.
- [129] 高军涛,胡予濮,李雪莲等.自相关性和线性复杂度的关系[J].电子学报.2006(8):1401-1404.

- [130] Ding C, Xiao G, Shan W. The Stalility Theory of Stream Ciphers[M]. LNCS 561. Berlin: Springer-Verlag, 1991.
- [131] Lidl R, Niederreiter H. Finite Fields[M]. Reading, MA: Addison-Wesley, 1983.
- [132] Blackburn S R. A generalization of the discrete Fourier transform: determining the minimal polynomial of a periodic sequence[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1994, 40(5): 1702-1704.
- [133] Hellesteth T, Kim S H, No J S. Linear complexity over  $F_p$  and trace representation of Lempel-Cohn-Eastman sequences[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2003, 49(6): 1548-1552.
- [134] Massey J L, Serconek S. Linear complexity of periodic sequences: a general theory[A]. Advances in Cryptology-CRYPTO [C]. LNCS 1109. Berlin: Springer-Verlag, 1996: 358-371.
- [135] 蔡勉. 流密码及其稳定性测量指标的算法研究[D]. 西安电子科技大学, 2000.
- [136] Wei S, Xiao G, Chen Z. A fast algorithm for determining the minimal polynomial of a sequence with period  $2^{p^n}$  over  $GF(q)$  [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2002, 48(10): 2754-2757.
- [137] Xiao G, Wei S. Fast algorithm for determining the linear complexity of period sequences[A]. INDOCRYPT 2002[C]. LNCS 2551. Berlin: Springer-Verlag, 2002: 12-21.
- [138] 魏仕民. 流密码及其复杂度分析[D]. 西安电子科技大学, 2001.
- [139] 魏仕民, 白国强, 肖国镇. 确定周期为  $p^n$  的二元周期序列的线性复杂度的一个快速算法[J]. 通信学报, 1999, 20(8): 36-40.
- [140] 魏仕民, 肖国镇, 陈钟. 确定周期为  $2^n p^m$  二元序列线性复杂度的快速算法[J]. 中国科学(E 辑). 2002, 32(3): 401-408.
- [141] GB/T 19715.1-2005. 《信息技术 IT 安全管理指南第 1 部分: IT 安全概念和模型》.
- [142] 张建立. 直扩信号的侦察与干扰. 无线电通信技术. 1996, 22(4): 1-5.
- [143] 李承恕, 赵荣黎. 扩展频谱通信[M]. 北京: 人民邮电出版社, 1994.
- [144] 袁礼, 黄洪, 周绍华. 基于层次分析法的系统安全保护能力评价模型[J]. 计算机仿真, 2011, 28(5): 126-130.
- [145] 刘宝利, 肖晓春, 张根度. 基于层次分析法的信息系统脆弱性评估方法[J]. 计算机科学, 2006, 33(22): 62-66.
- [146] 黄显勇, 毛明海. 运用层次分析法对水力旅游资源进行定量评价[J]. 浙江大学学报, 2001, 28(3): 327-332.

- [147] 李雄伟,周希元,杨义先.基于层次分析法的网络攻击效果评估方法研究[J].计算机工程与应用,2005,41(24):157-159.
- [148] 卢志忠,李锋,袁赣南.基于层次分析法的航行模拟器仿真可信度研究[J].计算机仿真.2008,20:90-92.
- [149] 李因果,李新春.综合评价模型权重确定方法研究[J].辽东学院学报.2007,9(2):92-96.
- [150] 焦立新.评价指标标准化处理方法的探讨[J].安徽农业技术师范学院学报.1999,13(3):7-10.
- [151] 陈国宏,李美娟,陈衍泰.组合评价及其计算机集成系统研究[M].北京:清华大学出版社,2007.
- [152] 彭永行.管理决策分析[M].北京:科学出版社,2000.
- [153] 李美娟,陈国宏,陈衍泰.综合评价中指标标准化方法研究[J].中国管理科学.2004,12(专辑):45-48.
- [154] 周德裙,张玉华.经济效益综合评价中指标标准化处理方法—兼与杨少锋、张生生二同志商榷[J].统计与预测.1995,(6):18-20.
- [155] 杨少锋.加权秩和比法在经济效益综合评价中的应用[J].统计与预测.1994,(2):38-41.
- [156] 张生生.经济效益综合评价新探讨—兼与杨少锋先生商榷[J].统计与预测.1994,(5):29-32.
- [157] 张罗漫,黄丽娟,夏结来.综合评价中指标标准化方法的探讨[J].中国卫生统计.1994,11(4):1-4.
- [158] 宫剑,毕红军,贾怀义.Kasami 扩频序列的研究[J].北方交通大学学报.2001,25(3):103-106.
- [159] Esmael H Dinan,Bijan Jabbari.Spreading Codes for Direct Sequence CDMA and Wide Band CDMA Cellular Networks[J].IEEE Communications Magazine.1998,36(9):48-53.
- [160] Fan P,Darnell M.Sequence Design for Communicaiton Applications[M].U.K:Research Studies Press,1996.124-133.
- [161] 余舒娟,沈元隆,汪铸.基于混沌扩频DS-CDMA系统的建模与仿真[J].南京邮电学院学报.2003,23(3):75-77.
- [162] 潘辉,何世彪.一种新型的适用于 CDMA 扩频系统的混沌序列[J].电视技术.2008,48(4):61-64.
- [163] Gyorgy Gdt.On term by term dyadic differentiability of Walsh-Kaczmarz series[J].Analysis in Theory and Application,2003(1):59-79.



- [164] 徐杨,黄玉学.延时锁定环在高动态下的跟踪相位误差分析[J].无线电通信技术.2004,30(5):38-42.

## 作者攻读博士学位期间发表的论文

- [1] 何涛, 李志强, 梁旭文. 一种非周期调制直扩信号扩频码估计方法研究. 宇航学报, 已录用, 2013 年 4 月
- [2] 何涛, 李志强, 梁旭文. 基于层次分析法的直扩信号安全性能评估模型研究. 宇航学报, 已投稿
- [3] 何涛, 白雪柏, 周依林. 微小卫星测控数传功能冗余设计与软件实现. 宇航学报, 2009 年 9 月第 30 卷第 5 期 2015-2019
- [4] 何涛, 周依林, 李长生等. 基于单发射机的 S 波段小型化设计与实现. 哈尔滨工业大学学报, 已投稿

## 作者简介

姓 名 何涛  
性 别 男  
籍 贯 安徽省  
出生日期 1981 年 1 月

### 主要简历:

2005.09 – 2013.1 中国科学院上海微系统与信息技术研究所  
通信与信息系统 工学博士  
2009.01 至今 参加 XX-3 卫星项目, 测控分系统负责人  
2005.09 – 2009.01 参加神舟七号伴随卫星项目, 测控分系统负责人  
1997.09 – 2001.07 西安电子科技大学  
工业自动化 工学学士  
1994.09 – 1997.07 安徽省亳州市第一中学

### 参加研究课题情况:

2012.06 – 至今 星地协同试验项目  
863 项目, 项目负责人。  
2010.01 – 2012.06 宽带空间信息链路侦察与解调技术  
863 项目, 已结题。  
主要研发人员, 负责信号安全防护技术研究。  
2009.06 – 2012.06 测控分系统天线及网络盒研制  
863 项目, 已结题。  
主要研发人员, 负责方案设计、监制和验收等。  
2009.01 – 至今 XX-3 卫星项目  
863 项目, 已完成分系统正样研制总结, 待命出厂。  
主要研发人员、分系统负责人, 负责测控分系统研制。  
2005.09 – 2009.01 神舟七号伴随卫星项目  
载人航天项目, 已成功完成各项在轨试验。  
主要研发人员、分系统负责人, 负责测控数传分系统研制。

## 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 \_\_\_\_\_