



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

# 博士学位论文

低轨卫星物联网中的 Chirp 扩频通信技术与接入协议研究

作者姓名: 钱玉璧

指导教师: 梁旭文 研究员

中国科学院上海微系统与信息技术研究所

学位类别: 工学博士

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

2019 年 11 月

**Research on Chirp Spread Spectrum Communication**  
**Technology and Access Protocol in LEO Satellite IoT**

A dissertation submitted to  
**University of Chinese Academy of Sciences**  
in partial fulfillment of the requirement  
for the degree of  
**Doctor of Philosophy**  
in **Communication and Information System**  
By  
**Yubi Qian**  
Supervisor: Professor Xuwen Liang

**Shanghai Institute of Microsystem and Information Technology,**  
**Chinese Academy of Sciences**

**June 2019**

**中国科学院大学**

## **研究生学位论文原创性声明**

本人郑重声明：所呈交的学位论文是本人在导师的指导下独立进行研究工作所取得的成果。尽我所知，除文中已经注明引用的内容外，本论文不包含任何其他个人或集体已经发表或撰写过的研究成果。对论文所涉及的研究工作做出贡献的其他个人和集体，均已在文中以明确方式标明或致谢。

作者签名：

日 期：

## **中国科学院大学**

## **学位论文授权使用声明**

本人完全了解并同意遵守中国科学院有关保存和使用学位论文的规定，即中国科学院有权保留送交学位论文的副本，允许该论文被查阅，可以按照学术研究公开原则和保护知识产权的原则公布该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、汇编本学位论文。

涉密及延迟公开的学位论文在解密或延期后适用本声明。

作者签名：

导师签名：

日 期：

日 期：



## 摘要

随着物联网的快速发展，低轨卫星通信是实现万物互联不可或缺的手段，但已建成的低轨卫星通信系统均不完全适应物联网的通信需求。因为物联网终端数量庞大、功耗低、覆盖不均匀，为了实现物联网终端与卫星通信，必须设计全新的低轨卫星物联网通信解决方案，来弥补地面通信无法覆盖区域的物联网通信需求。

本文分析了地面物联网的几种经典的通信解决方案，如 LoRa 和 NB-IoT，发现 LoRa Chirp 扩频调制很适合低速物联网通信。若将 LoRa 通信技术直接应用在卫星通信系统，会存在一系列的问题。为了解决这样的问题，本文研究内容包括 Chirp 信号设计、Chirp 信号捕获和接入协议。主要研究成果有：

1) Chirp 信号设计：LoRa Chirp 信号在时域不具有很好的互相关特性，因此不利于信号捕获，本文提出了对称 Chirp 信号。在大频偏情况下（频偏和符号速率比值较大情况），本文提出非对称 Chirp 信号来改善对称 Chirp 信号的互相关特性。

2) Chirp 信号捕获：针对（非）对称 Chirp 信号的捕获，本文改进了传统的拓展匹配滤波法（一种粗捕获的方法），再结合精确捕获方法，实现完整的时延和频偏捕获流程。相比直接序列扩频信号，Chirp 信号具有易捕获特点，这样有利于低功耗设计。

3) 低轨卫星物联网接入协议研究：扩频 ALOHA 协议被广泛提出应用在卫星物联网最佳接入协议。扩频 ALOHA 协议采用的是直接序列扩频技术，这种 ALOHA 协议也可采用 Chirp 扩频技术来实现，本文提出适合在卫星通信信道的一种自适应速率的 Chirp 扩频 ALOHA 协议，并给出（非）对称 Chirp 信号在多址接入信道中的性能。

**关键词：**低轨卫星，物联网，Chirp 扩频，Chirp 信号，捕获，接入协议

## Abstract

With the rapid development of the Internet of things (IoT), Low-Earth-Orbit (LEO) satellite communication is an indispensable method to achieve the Internet of everything, but the established LEO satellite communication systems are not fully adapted to the communication environment of IoT. Because IoT terminals are characterized by large number, low power consumption and wider coverage, a new solution of LEO satellite IoT communication system must be designed, and it is to make up for the lack of terrestrial IoT.

This paper analyzes several classic communication solutions of the terrestrial IoT, such as LoRa and NB-IoT, and finds that LoRa Chirp spread spectrum modulation is suitable for low-data-rate IoT communication. If LoRa communication technology is directly applied to satellite communication system, there will be a series of problems. In order to solve such problems, this paper studies Chirp signal design, Chirp signal acquisition and access protocol. The main research results are as follows:

- 1) The design of Chirp signal: LoRa Chirp signal does not have good cross-correlation characteristics in the time domain, which is not conducive to signal acquisition. In this article, symmetry Chirp signal is proposed. In the case of large frequency bias (frequency offset to symbol rate ratio), this article proposes asymmetry Chirp signal to improve the cross-correlation characteristics of the symmetry Chirp signal.
- 2) The Acquisition of SCS and ACS: For the capture of (a)symmetry Chirp signal, this article improves the Extended Matched Filter Method (a rough capture method), and combines the precise capture method to achieve a complete process of delay and frequency offset capture. Compared with single tone sine (cosine) signal, Chirp signal has the characteristics of easy capture, which is conducive to low power design.
- 3) Research on the access protocol for LEO satellite IoT: Spread spectrum

ALOHA (SSA) protocol is widely proposed to be used in satellite IoT access protocol. SSA protocol uses direct sequence spread spectrum technology, and this ALOHA protocol can also be realized by Chirp spread spectrum modulation. In this paper, the Chirp spread spectrum ALOHA protocol of adaptive data rate is proposed, and the performance of (asymmetric) Chirp signal is given.

**Key Words:** LEO Satellite, IoT, Chirp Spread Spectrum, Chirp Signal, Acquisition, Access Protocol

## 目 录

<b>第 1 章 绪论</b> .....	<b>1</b>
1.1 研究目的和意义 .....	1
1.2 国内外发展现状 .....	3
1.2.1 地面物联网系统及其关键技术 .....	3
1.2.2 低轨卫星物联网发展现状 .....	12
1.2.3 Chirp 调制发展现状 .....	17
1.3 论文主要工作和结构安排 .....	18
<b>第 2 章 Chirp 扩频技术</b> .....	<b>21</b>
2.1 引言 .....	21
2.2 传统 Chirp 信号 .....	21
2.2.1 相关性 .....	22
2.2.2 Chirp BOK 调制 .....	24
2.3 传统多址 Chirp 信号 .....	25
2.3.1 多带宽 Chirp 信号 .....	26
2.3.2 单带宽 Chirp 信号 .....	27
2.4 LoRa Chirp 信号 .....	29
2.4.1 LCS 自相关 .....	32
2.4.2 LCS 互相关 .....	33
2.5 Chirp 扩频调制优点 .....	35
2.6 本章小结 .....	36
<b>第 3 章 Chirp 信号设计</b> .....	<b>37</b>
3.1 引言 .....	37
3.2 信道模型 .....	37
3.3 对称 Chirp 信号 .....	41
3.3.1 SCS 自相关 .....	43

3.3.2 SCS 互相关 .....	45
3.4 非对称 Chirp 信号 .....	48
3.4.1 SCS 存在的问题 .....	48
3.4.2 平移理论 .....	49
3.4.3 ACS 构造思路 .....	49
3.4.4 ACS 自相关 .....	51
3.4.5 ACS 互相关 .....	52
3.5 基于 SCS 和 ACS 的调制方式 .....	55
3.5.1 Chirp 信号频率调制 .....	55
3.5.2 Chirp 信号相位调制 .....	56
3.5.3 误码率 .....	57
3.6 本章小结 .....	58
<b>第 4 章 Chirp 信号捕获 .....</b>	<b>59</b>
4.1 引言 .....	59
4.2 SCS 或 ACS 特点 .....	59
4.3 传统捕获方法 .....	60
4.4 一种改进的捕获方法 .....	63
4.5 捕获性能对比 .....	69
4.6 本章小结 .....	71
<b>第 5 章 接入协议 .....</b>	<b>72</b>
5.1 引言 .....	72
5.2 协议分类 .....	72
5.3 协议说明 .....	73
5.4 接入流程 .....	75
5.5 误码率性能 .....	76
5.5.1 信道信号模型 .....	76
5.5.2 LCS、SCS、ACS 和 DSSS 信号对比 .....	78
5.5.3 SCS、ACS、MBCS 和 SBCS 对比 .....	81
5.6 连续干扰消除 .....	82

5.7 本章小结 .....	86
<b>第 6 章 总结与展望 .....</b>	<b>88</b>
6.1 全文总结 .....	88
6.2 研究展望 .....	89
<b>参考文献.....</b>	<b>90</b>
<b>附录 Chirp 信号积分公式 .....</b>	<b>99</b>
<b>致 谢.....</b>	<b>101</b>
<b>缩 略 词.....</b>	<b>103</b>
<b>作者简历及攻读学位期间发表的学术论文与研究成果 .....</b>	<b>106</b>

## 图目录

图 1.1 局部物联网.....	4
图 1.2 NB-IoT 网络结构.....	6
图 1.3 LoRa 网络结构.....	6
图 1.4 NB-IoT 基于竞争的随机接入流程.....	12
图 1.5 LoRa A 类终端随机接入流程.....	12
图 1.6 Inmarsat LoRaWAN 卫星物联网架构.....	13
图 1.7 ETSI TS102 721 卫星通信系统结构 <sup>[24]</sup> .....	14
图 1.8 ETSI TS102 721 服务类型 <sup>[24]</sup> .....	14
图 1.9 低轨卫星物联网终端接入流程.....	16
图 2.1 TCS 频率变化图和时域信号图 .....	22
图 2.2 不同 PG 的 Chirp 信号自相关 .....	23
图 2.3 不同 PG 的 Chirp 信号互相关 .....	24
图 2.4 Chirp BOK 调制结构图 .....	24
图 2.5 Chirp BOK 误码率 .....	25
图 2.6 多带宽 Chirp 信号频率时间图, M=8.....	26
图 2.7 单带宽 Chirp 信号频率时间图, M=8.....	28
图 2.8 CR>0 两种 LCS 的时间-频率图.....	31
图 2.9 一个符号包含 SF 位比特信息 .....	31
图 2.10 SF = 7, B <sub>k</sub> = 64 和 B <sub>k</sub> = 0 CR>0 时 LCS 时域信号图 .....	32
图 3.1 卫星相对地球的覆盖模型.....	37
图 3.2 单轨可见时间内 f <sub>d</sub> , f <sub>d'</sub> , f <sub>d''</sub> , k, k' 值 .....	38
图 3.3 k 值对不同扩频因子的 Chirp 信号影响 .....	39
图 3.4 对称 Chirp 信号时间-频率图 .....	42
图 3.5 SCS 和 LCS 自相关对比 .....	45
图 3.6 SCS 和 LCS 互相关对比 .....	47

图 3.7 不同 $B_k$ 值的 SCS 时间频率关系 .....	48
图 3.8 SCS 和 ACS 在时域和频域自相关对比图.....	52
图 3.9 不同 $B_k$ 值的 ACS 时间频率关系.....	52
图 3.10 SCS 和 ACS 在时域和频域互相关对比图.....	54
图 3.11 Chirp 信号多载波频率调制.....	55
图 3.12 Chirp 信号单载波频率调制 .....	56
图 3.13 Chirp 信号二进制相位调制 .....	57
图 3.14 Chirp 信号二进制频率和相位调制误码率对比 .....	57
图 4.1 TCS 的拓展匹配滤波信号时频图 .....	62
图 4.2 FAA 和 EMFM 漏检概率对比 .....	63
图 4.3 SCS 的拓展匹配滤波信号时频图 .....	64
图 4.4 mEMFM 捕获流程.....	67
图 4.5 EMFM 和 mEMFM 的错误检测概率, $SF = 6$ .....	67
图 4.6 mEMFM 结合精确捕获.....	68
图 4.7 三种同步方法的错误检测概率, $SF = 6$ .....	69
图 4.8 终端随机接入数据流.....	69
图 4.9 ACS、SCS、LCS 和 Hadamard 矩阵的漏检概率和误检概率, $SF = 6, E_b / N_0 = 15\text{dB}, f_d \in \{-B/8, B/8\}$ .....	70
图 5.1 SA 和 PA 的数据接入时间图.....	72
图 5.2 E-SSA 解调算法流程 <sup>[96]</sup> .....	74
图 5.3 LEO 卫星物联网接入流程 .....	76
图 5.4 LEO 卫星终端多个接入数据块.....	77
图 5.5 LCS、SCS、ACS、Hadamard Matrix 和 m-Sequence 误码率性能对 比, $SF = 6, M = 2$ .....	81
图 5.6 LCS、SCS、ACS、MBCS 和 SBCS 误码率性能对比, $SF = 6,$ $M = 2$ .....	82
图 5.7 扩频因子大小对误码率性能的影响.....	83

---

图 5.8 传输带宽和符号周期之间的关系, $B_k = 0$ .....	84
图 5.9 不同 $SF$ ACS 和 SCS 之间的模糊函数绝对值, $D = -2$ .....	84
图 5.10 在 $T_{DP}$ 内归一化误包率和数据包的数量之间的关系, 接受信号包含 扩频因子为 7,8 的 SCS, ‘Forward’表示先解调 $SF = 7$ 再解调 $SF = 8$ 的 SCS, ‘Backward’则相反, 这里 $SF = 7$ 的符号长度为 $L^7 = 256$ , $\alpha$ 表示 $SF = 8$ 的数据包含有率。 .....	85
图 5.11 继承图 4.10 变量的定义, 比较是否使用连续干扰消除的性能仿真 .....	86



## 表目录

表 1.1 其它国内外低轨卫星星座.....	2
表 1.2 局部物联网技术对比.....	5
表 1.3 NB-IoT 和 LoRa 基本参数对比 .....	11
表 1.4 低轨卫星通信系统技术对比.....	15
表 3.1 $k$ 值对不同 SF Chirp 信号的影响 .....	39
表 4.1 $r = 6400km, h = 800km, \theta = \pi/3, SF = 6 \sim 12$ 不同载波不同信息速率 时 $\beta$ 取值 .....	60



# 第1章 绪论

## 1.1 研究目的和意义

现阶段，全球超过 80%的陆地以及 95%以上的海洋，地面移动蜂窝网无法覆盖。由于物联网的发展以及人们对通信有更强烈的需求，低轨（Low-Earth-Orbit, LEO）卫星行业才得益于快速发展。低轨卫星星座通信系统具有全天候、全时段、覆盖范围广、顽存性强、终端可小型化、卫星体积小发射灵活等特点，成为天际物联网不可或缺的手段<sup>[1]</sup>。

目前低轨卫星物联网通信系统仍不完善，现有成熟的低轨通信系统有 Orbcomm<sup>[2]</sup> 和 Argos<sup>[3]</sup> 卫星通信系统。Orbcomm 卫星通信系统是全球第一个且具有双向短数据通信低轨卫星星座系统。2008 年提出发射 18 颗针对 M2M 通信的第二代星，于 2015 年已全部发射完成，终端通信频段是在 VHF（Very High Frequency，甚高频）频段(137~153MHz)。Argos 6 颗卫星分布在 850Km 的极地低轨道，具有较大的应用范围，通信终端功耗低，主要是使用低成本的浮标，它能够实现气候变化监测、海洋监测、生物追踪等。这种浮标通信速率低，功耗也低，卫星通信时延较大。Argos 第三代浮标终端，可根据不同传输速率，发射功率为 1~3W，使用的频段为 UHF（Ultra High Frequency，超高频）频段。这两种低轨卫星通信系统仍不能解决小型化、超低功耗、多终端的物联网需求。

国内外的低轨卫星通信星座仍在建设和发展当中。2018 年 11 月 20 日，“嘉定一号”欧科微航天科技“翔云”低轨卫星星座首发星搭载长征二号丁型运载火箭在酒泉卫星发射中心发射。这标志着我国首个天基物联网探测系统“翔云”卫星星座的建设正式启动，目前在轨运行正常。2018 年 3 月 15 日，中国航天科工四院启动“行云工程”，该工程计划发射 80 颗“行云”小卫星，建设中国首个低轨窄带通信卫星星座，建造最终覆盖全球的天基物联网。航天科工集团的另一个低轨卫星星座计划——“虹云工程”，该计划预计发射 156 颗运行在 1000 公里轨道的卫星，构建一个星载宽带全球移动互联网络。2015 年 1

月，马斯克宣布了 SpaceX 卫星互联网服务计划：“星链（Starlink）”，预计有 11943 颗（340 公里轨道高度的 7518 颗卫星，1000 多公里轨道高度的 4425 颗卫星）低轨卫星发射入轨。2018 年，猎鹰九号火箭在一次常规发射任务中搭载了 2 颗小卫星，它们是“星链”计划的试验星，将开展对地通信测试。2012 年 OneWeb 成立，计划通过发射 650 颗小卫星到低轨道创建覆盖全球的高速电信网络，2019 年 2 月 28 日，6 颗卫星成功发射入轨。其它国内外低轨卫星星座基本信息如表 1.1 所示。

表 1.1 其它国内外低轨卫星星座

Table 1.1 Other LEO Satellite Constellations at Home and Abroad

名称	星数	推出	轨道高度	带宽	业务频段	星间链路
鸿雁	300 颗	2016	低轨	宽带	L	有
天启	36 颗	2018	900Km	低速	VHF	无
铱星	66 颗	2009	780Km	1.4Mbps	L	23GHz
波音	2956 颗	2016	1200Km	宽带	V	无
LeoSat	78-108 颗	2015	1400Km	高通量	Ka	光通信
Telesat	117 颗	2016	1000+Km	光纤等级	Ka	光通信

物联网依托互联网、移动网为媒介，让万物实现互联互通，通过数据采集、大数据分析、设备管理与控制，实现世间万物数字化、智能化。物联网的存在就是为了智慧的生活、人们的健康和安全的生活<sup>[4]</sup>。物联网具有大连接、低功耗的特点，对传统卫星通信技术带来巨大挑战。因此需要根据卫星物联网的特点，研究新型网络架构、组网方式、传输体制和通信协议等内容<sup>[5][6]</sup>。

低轨卫星可看作是移动的“基站”，能够实现终端与服务器数据交互。本文针对通信协议来研究卫星物联网相关技术，研究内容包括调制方式和接入协议。

调制方式影响频谱和功率利用率。目前已有的卫星通信系统，通信频段集中在 VHF、UHF 和 L 频段，频率资源越来越紧张。其次卫星通信工作环境干

扰和噪声影响大，星上能源珍贵，发射功率受限<sup>[7]</sup>。因此，调制方式的选择极大影响卫星通信系统的性能指标。数字通信系统中，三大调制方式分别为：ASK (Amplitude Shift Keying)、FSK (Frequency Shift Keying) 和 PSK (Phase Shift Keying)，PSK 系统性能最好。扩频通信技术，主要有直接序列扩频(Direct Sequence Spread Spectrum, DSSS)、跳频扩频 (Frequency Hopping Spread Spectrum, FHSS)、跳时扩频 (Time Hopping Spread Spectrum, THSS) 和线性扩频 (Chirp Spread Spectrum, CSS)<sup>[8]</sup>。从频域上看，扩频技术都是利用传输带宽远大于信息带宽来传输数据，从时域上看，DSSS 是利用不同的扩频码，FHSS 和 THSS 分别利用跳变的频率和跳变的时间，CSS 是利用 Chirp 信号，Chirp 信号的特点是其频率随时间线性变化。扩频技术具有很好的抗干扰和抗多径能力强特性，被广泛应用在卫星通信中，常用的扩频方式为 DSSS。Chirp 扩频调制被应用在 IEEE 802.15.4a 个人局域网标准协议<sup>[9]</sup>和 LoRa 物联网<sup>[10]</sup>作为数据传输，由于 Chirp 扩频调制具有很强的抗干扰特性、适应频偏、易捕获<sup>[11][12]</sup>等特点，非常时候低轨卫星物联网通信，因此，本文主要研究 Chirp 扩频通信技术在低轨卫星通信系统中应用。

卫星通信的多址接入协议可划分为：固定分配、按需分配、随机接入、混合接入和自适应接入，接入方式影响系统的通信容量、网络架构、频谱的利用率、通信服务质量、控制策略、设备复杂度、实现成本以及终端的功耗<sup>[13]</sup>。低轨卫星物联网主要业务类型可划分为时延不敏感型和时延敏感型<sup>[14]</sup>。对于非实时、数据量较小的数据业务（时延不敏感型）可采用随机接入协议，对于实时、严格的时延限制（时延敏感型）可按需分配接入<sup>[13]</sup>。本文主要针对时延不敏感型低速低轨卫星物联网的接入协议来研究。

## 1.2 国内外发展现状

### 1.2.1 地面物联网系统及其关键技术

由于物联网具有信息的自动采集和处理能力，应用而生了很多智慧产业来代替或者改进传统行业。比如智慧医疗，在早期，物联网技术可以在药物运输、销售、防伪、追踪的运用来实现保障药物的控制、监督和安全。现在智慧

医疗以人为中心，采集大众的健康数据，实现数据共享和大数据处理，从而改善医疗服务<sup>[14][15]</sup>。在智慧农业中，物联网技术在大田种植、设施园艺、畜禽养殖、农副产品溯源等领域起着很重要的作用，物联网的使用，标志着农业信息化诞生。通过对农业相关信息监测，可实现病虫预警、自动灌溉、肥料按需智能分配、农业大数据分析等功能<sup>[16]</sup>。在国家工业和信息化部公布的《物联网“十二五”发展规划》中，列出了我国物联网产业发展的九大重点示范工程，分别是：智能工业、智能农业、智能物流、智能交通、智能电网、智能环保、智能安防、智能医疗、智能家居。

目前主流的物联网技术主要是依托地面网络发展逐渐成熟，包括依托个人局域网(Wifi、蓝牙、ZigBee 等通信技术)的智能家居、依托移动网络的 NB-IoT(Narrow Band – Internet of Things)和 eMTC(enhanced Machine Type Communication) 以及采用非授权(Industrial Scientific Medical, ISM)频谱的自建私人网络的 LoRa (Long Range)等物联网技术。NB-IoT 和 LoRa 都能实现广覆盖、低功耗、可靠通信。

对于小区域或者局部区域，像家庭、学校、公园等地，可以使用 Wifi、蓝牙、Zigbee、有线方式进行数据通信以及智能化服务。

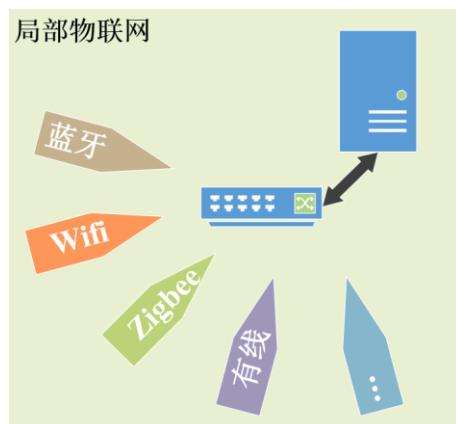


图 1.1 局部物联网

Figure 1.1 Local Internet of Things

针对 WiFi (Wireless Fidelity)、蓝牙和 ZigBee 技术，本文对其底层相关技

术做出汇总和对比，如下图所示：

表 1.2 局部物联网技术对比

Table 1.2 Technology Comparision of Local Internet of Things

名称	WiFi(802.11ac)	蓝牙(5.0)	ZigBee(2.4Ghz)
频率	5.8GHz	2.4Ghz	2.4Ghz
发射功率	+22~29dBm	+20dBm	-32~+20dBm
调制方式	BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM, 256-QAM	GFSK	O-QPSK
	OFDM (Orthogonal		
抗干扰方式	Frequency Division Multiple Access, 正交频分复用)	FHSS	DSSS
访问机制	载波监听/冲突避免	配对连接	载波监听/冲突 避免
网络类型	星型/Ad hoc	点对点/广播/网状 网络	星型/树形/网状
通信距离	35 米(室内)	~300 米	~300 米
理论数据速率	0.867/1.73/3.47/6.93Gbps	0.125/0.5/1/2Mbps	250kbps

然而对于广域(通信距离为公里级别)物联网，Wifi 等技术就无法满足通信需求，因此基于地面网的 NB-IoT(Narrow Band – Internet of Things, 窄带物联网)和自建网络依托共享频段的 LoRa 物联网技术，来实现广域物联网。

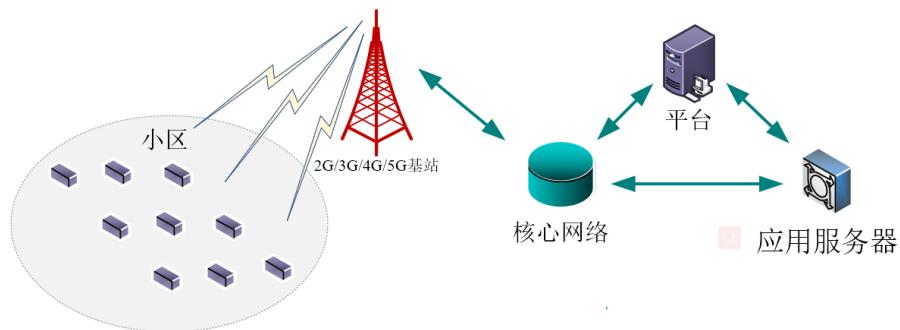


图 1.2 NB-IoT 网络结构

Figure 1.2 Network Structure of NB-IoT

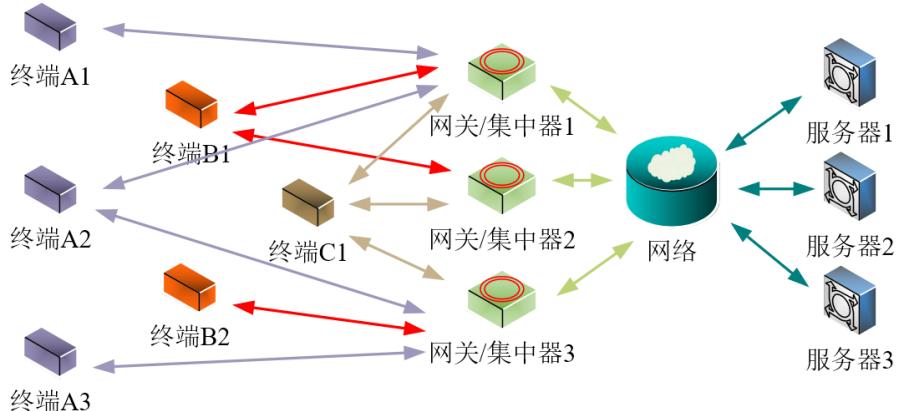


图 1.3 LoRa 网络结构

Figure 1.3 Network Structure of LoRa

随着时代的发展，物联网的需求已渗透到各个领域，其最大特点就是“低功耗广域网”，这种广域网具有低功耗、远距离、大连接等特点<sup>[17]</sup>。爱立信最新报告显示<sup>[18]</sup>，到 2022 年，广域物联网的连接数将达到 21 亿以上，其中大多数是通过“低功耗广域网络”连接。

由于看好未来数以万亿级的物联网市场，国内外很多组织和厂商纷纷推出低功耗广域网技术标准，并大力推动其商用。目前已经存在的低功耗广域网络技术标准很多，不过大致可以按照其使用的无线电频谱特点分为两大类，即基于授权频谱的技术和基于非授权频谱的技术。基于授权频谱技术：3GPP 主导的

NB-IoT（Narrow Band-Internet of Things，窄带物联网）、eMTC（enforced Machine Type Communications，增强 MTC）、EC-GSM-IoT（Extended Coverage-GSM-IoT，增强覆盖 GSM 物联网）；基于非授权频谱：Semtech 推出的 LoRa、法国物联网公司推出的 Sigfox、美国 Ingenu 推出的 RPMA（Random Phase Multiple Access，随机相位多址接入），以及 Weightless、Nwave 等数十种开源或私有的技术。

然而这些繁多的技术标准中，随着市场的需求和竞争，目前符合最符合市场发展的是基于移动网络的 NB-IoT 和基于非授权频谱的 LoRa。目前，两者都是在标准化组织的推动下，大量厂商参与进来，不断完善技术标准，形成标准演进路线图。

### ● LoRa

LoRa 由 LoRa 联盟来推进广域网络规范 LoRaWAN 协议的标准化演进<sup>[20]</sup>。LoRa 在北美、欧洲和中国都有商用，受地方政策的原因，使用的 ISM 频段有所区别，北美频段为 902MHz~328MHz，欧洲频段为 867MHz~869MHz，中国频段为 CN470~CN510。LoRa 是 LPWAN 通信技术中的一种，是美国 Semtech 公司采用和推广的一种基于扩频技术的超远距离无线传输方案。这一方案改变了以往关于传输距离与功耗的折衷考虑方式，为用户提供一种简单的能实现远距离、长电池寿命、大容量的系统，进而扩展传感网络。目前，LoRa 主要在全球 ISM 频段运行，包括 433、868、915 MHz 等。LoRaWAN 的架构图，End Nodes 与 Gateway 的组网是 star（星型）拓扑结构。LoRa 有三种类型双向通信终端，分别是 A、B、C 类。本文主要介绍 A 类终端。A 类的终端设备每次发送数据后会打开两个持续时间很短的接收窗口来接收下行数据，终端设备通过这种方式实现双向通信。传输时间间隔等于终端设备基础的时间间隔加上一个随机时间（ALOHA 类型协议）。对终端设备来说，A 类是功耗最低的系统，只有在发送数据后一小段时间内接收处理服务器发送来的数据。服务器在其它所有时间上的下行数据必须等待节点下一次发送数据才可以下发。通过随机时间对间隔进行微调来实现随机访问，让所发送者平等、自由地竞争信道的使用权。低功耗，先发送后接收，发送和接收交替进行。终端只有在发送数据后才

能接收处理服务器发送来的数据，发送数据不受接收数据的影响。

LoRa 物联网主要运用了线性扩频 (Chirp Spread Spectrum, CSS) 技术，这种调制(LoRa<sup>R</sup> 调制)技术的发射机申请了专利。LoRa<sup>R</sup> 调制和解调联合使用了线性扩频和循环纠错编码。目前商用的芯片有六种 SX1272、SX1273、SX1276~SX1279，支持的频段不尽相同，但都是基于 ISM 频段，图 2.3 给出发射机和接收机通信结构。LoRa 网络允许终端设备逐一使用所有可用的数据速率。

LoRaWAN 协议根据该特性对静态终端的数据速率进行调整优化。自适应速率 (Adaptive Data Rate, ADR) 可用时(在 MAC 数据帧开启)，网络会对速率进行优化，使其使用的数据速率尽可能快。当无线电信道持续、快速地衰减时，自适应数据速率可能无法使用。当网络不能控制设备数据速率时，设备的应用层就要对其进行控制。

A 类终端采用纯 ALOHA 协议，在省电和协议简单的同时，冲突和低效率也不可避免。纯 ALOHA 协议是指只要用户有数据要发送，就尽管让他们发送。规定时间内若收到应答，表示发送成功，否则重发。如果冲突，随机等待一段时间，然后重发；如再次冲突，则再随机等待一段的时间，直到重发成功为止。该协议的信道利用率最大不超过 18.4%(1/2e)。

### ● NB-IoT

NB-IoT 的提出，是为了解决速率在小于 100kbps、广覆盖、低成本、低功耗、低移动性、时延不敏感的窄带物联网数据业务。2016 年 6 月完成标准核心部分，2016 年 12 月全会完成性能部分。NB-IoT 提出是为了解决速率在 ~100kbps 广覆盖、低成本、低功耗、低移动性、时延不敏感的窄带物联网数据业务。NB-IoT 对比 LTE 具有：

- 1) 20dB+ 覆盖增强：1. 功率谱密度(Power Spectrum Density, PSD)提升：

$PSD_{LTE} = 2000mW / 180kHz$  变成  $PSD_{NB-IoT} = 200mW / 3.7kHz$  提升 7dB；2. 重复编码：重复 2~16 次 增益提高 3~12dB，编码增益 3~4dB。(灵敏度 NB-IoT 最高可达到  $-141dBm$ , LTE 为  $-106dBm$ )

- 2) 大连接：50k 个/180kHz/小区，低占空比，小包传输 优化空口信令开销，减少无线资源占用，数据传输优化，终端上下文信息存储。3GPP45.820

定义的 NB-IoT 话务模型，用户接入间隔 24h (40%)，2h (40%)，1h (10%)，0.5h (5%)，每小时为 0.467 次。

3) 低功耗：芯片复杂度降低，工作电流小，口信令简化，减少单次传输功耗，PSM (Power Saving Mode) 功耗仅 15uW，eDRX(Extended DRX)扩展 DRX 周期，最长 2.91 小时，长周期 TAU (Tracking Area Update)，减少发送位置更新，降低功耗，仅支持小区选择和重选，减少测量开销。

4) NB-IoT 空口技术特征：下行 OFDMA 子载波间隔 15kHz，共 12 个子载波，上行 Single-tone3.75kHz 和 15kHz 两种子载波间隔，覆盖优，速率低；Multi-tone15kHz 子载波间隔，速率高，覆盖稍差。终端上报支持的能力，网络则统一调度。

5) 接入控制：当基站流控过载或 CPU 负荷过载时，触发接入控制；MIB 广播 AB 是否开启；如 AB 开启，终端不进行 RRC 连接建立/恢复流程；通过 SIB 12 ab-Barring-Bitmap 指示某类型终端禁止接入。新增例外报告、AC11-15 高优先级用户的接入控制。

为了满足更多的应用场景和市场需求，在 2017 年 6 月 3GPP 在 Realease-14 核心规范中对 NB-IoT 进行了一些列的增强，包含以下功能：

1) 定位功能：定位服务是物联网诸多业务的基础需求，基于位置信息可以衍生出很多增值服务。NB-IoT 增强引入了 OTDOA(Observed Time Difference Of Arrival)和 E-CID (Enhanced Cell Identification)定位技术。终端可以向网络上报其支持的定位技术，包括基于 OTDOA、A-GNSS(Assisted- Global Navigation Satellite System)、E-CID、WLAN 和蓝牙等的定位技术，网络侧根据终端的能力和当下的无线环境，选择合适的定位技术。

2) 多播功能：为了更有效地支持消息群发、软件升级等功能，NB-IoT 增强引入了多播技术。多播技术基于 LTE 的 SC-PTM(Single Carrier-Packet Transfer Mode)，终端通过 SC-MTCH 接收群发的业务数据。

3) 数据速率提升：Realease-14 中引入了新的能力等级 UE Category NB2，Cat NB2 UE 支持的最大传输块上下行都提高到 2536 比特，一个非锚点载波的上下行峰值速率可提高到 140/125 kbps。

4) 非锚点载波增强: 为了获得更好的负载均衡, Release-14 中增加了在非锚点载波上进行寻呼和随机接入的功能。这样网络可以更好地支持大连接, 减少随机接入冲突概率。

5) 移动性增强: Release-14 中 NB-IoT 控制面 CIoT EPS 优化方案引入了 RRC 连接重建和 S1 eNB Relocation Indication 流程。

6) 更低 UE 功率等级: Release-14 在原有 23/20dBm 功率等级的基础上, 引入了 14dBm 的 UE 功率等级。这样可以满足一些无需极端覆盖条件, 但是需要小容量电池的应用场景。

上行链路包含两条逻辑信道, 分别是窄带上行物理共享信道 (Narrowband Physical Uplink Shared Channel, NPUSCH) 和窄带上行物理随机信道 (Narrowband Physical Uplink Random Channel, NPURCH)。NB-IoT 上行调制方式与 LTE 同为 SC-FDMA, 子载波间隔为  $15 / 3.75\text{kHz}$ , 系统带宽为  $200\text{kHz}$ 。调制方式为 BPSK (Binary Phase Shift Keying, 二进制相移键控法) 或 QPSK (Quadrature Phase Shift Keying, 正交相移键控法)。在接入协议中分为基于竞争和基于非竞争的随机接入协议。基于竞争的随机接入流程可以由 UE 自行触发或者 eNB 触发, 前者用于 UE 初始 (或重新) 接入小区和申请上行数据传输, 完整的竞争随机接入流程包括触发、发起、竞争解决和结束四个过程。基于非竞争的随机接入只能由 eNB 触发, 此时 eNB 通过 NPDCH order 指示 UE 按照指定的 NPRACH 资源发起随机接入。

低功耗、多连接、广覆盖成为 LoRa 和 NB-IoT 两种物联网技术的共同特征, 但是他们的通信体制截然不同, 从调制方式来说, LoRa 采用 CSS 方式, 而 NB-IoT 是基于 3GPP 标准协议规范, 使用了传统的 BPSK 调制(上行); 从接入方式来说, LoRa A 类终端采用的是非同步接入, 而 NB-IoT 是同步接入方式。基本参数对比如下图所示。

表 1.3 NB-IoT 和 LoRa 基本参数对比

Table 1.3 Comparision of NB-IoT and LoRa Basic Parameters

名称	NB-IoT	LoRa
信道带宽	200kHz	125kHz
调制方式	UL: SC-FDMA, DL: OFDMA	LoRa <sup>TM</sup> , FSK/OOK
接入方式	同步接入	非时隙 ALOHA (A 类)
典型速率	~200kbps	0.018~37.5kbps
典型容量	50k	2k~50k
覆盖距离	城区: 1~8km; 郊区: ~25km	城区: 2~5km; 郊区: ~ 15km
电池寿命	~10 年	>10 年
安全	加密	加密+扩频
发射功率	20/23dBm	20dBm
频谱安全性	授权频段 GUL 牌照波段, 基于成熟 的认证鉴权机制, 安全性高。	无执照波段, 用户认证由 应用层完成, 安全性低。
标准组织	3GPP	LoRa 联盟
频谱	运营商授权频谱	非授权频谱 (<1GHz)
网络	地面移动基站直接升级, 成本低	独立新建设网络
组网模式	运营商经营和完全管控, 广域物联	运营商不能完全管控, 多 个局域网运营
干扰可控	有网络规划, 干扰可控	大规模商用时干扰不可控

对比 LoRa 和 NB-IoT, 在调制方式上 LoRa 主要是用 LoRa 扩频调制 (Chirp 扩频调制的一种), NB-IoT 使用了 BPSK 调制。从接入方式看, 都采用了随机接入方式, 前者是非同步后者是同步的接入。

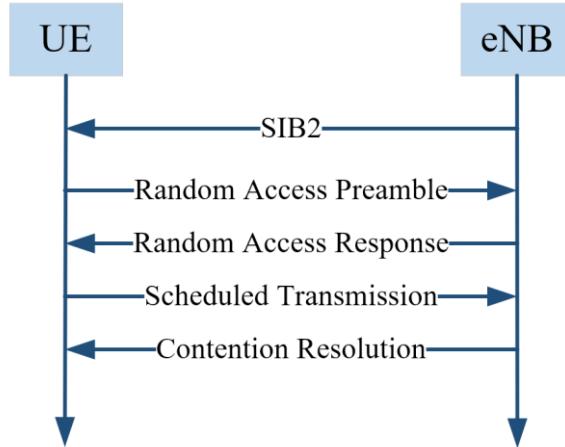


图 1.4 NB-IoT 基于竞争的随机接入流程

Figure 1.4 Random Access Process Based on Competition of NB-IoT

NB-IoT 终端接入解析流程分为：UE 需要获取无线资源相关的公共参数，发送随机接入前导序列，eNB 响应该终端随机接入，UE 发送数据建立连接请求，最后竞争解决。

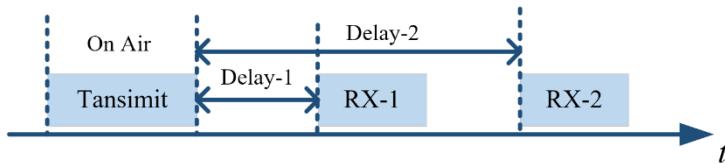


图 1.5 LoRa A 类终端随机接入流程

Figure 1.5 Random Access Process of LoRa Class-A Terminals

LoRa A 类终端接入流程简单，特别的是，当终端发送一次数据后，会开启两个接收窗口，等待应答确认接收信息。

### 1.2.2 低轨卫星物联网发展现状

低轨卫星 IoT 网络的建设，势必需要基于卫星星座的卫星网络，星座具有实时通信、广覆盖优势的同时，还具有星间互联的优势，这让卫星终端与地面服务器数据交换时，具有更低的时延和更高的效率<sup>[21][22][23]</sup>。

Inmarsat LoRaWAN 网络是首个真正意义能够实现全球物联网的可行解决方案，依托 LoRa 低功耗终端，中心节点与卫星直接通信，可实现全球数据采

集、监控、跟踪和定位、数据报文传递等服务。这种集成平台提供端对端方案，再联合云端应用，可以提供数据分析、智能控制等功能。但 Inmarsat 卫星运行在地球静止轨道 (Geostationary Earth Orbit, GEO)，同时卫星终端作为集中器与卫星通信的网关，其通信速率、功耗都很高。这种卫星物联网架构，完全分开了物联网通信架构和卫星通信架构，不利于物联网的拓展。因此，这种卫星物联网架构仍然是一种过渡形式。

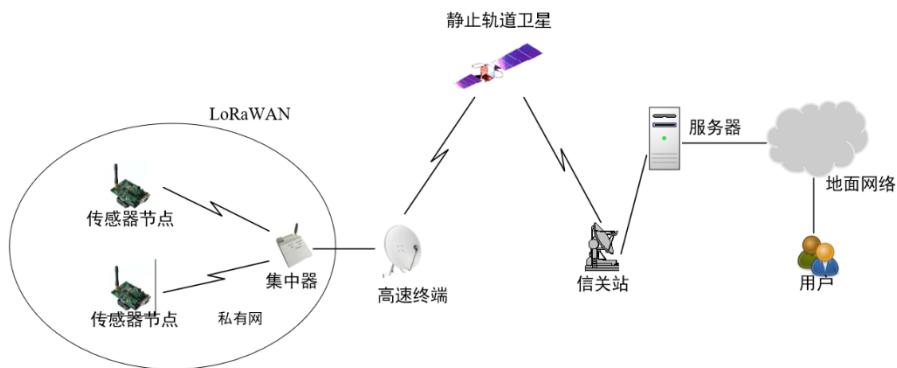


图 1.6 Inmarsat LoRaWAN 卫星物联网架构

Figure 1.6 Satellite-IoT Network Structure of Inmarsat LoRaWAN

欧洲电信标准协会(European Telecommunication Standards Institute, ETSI)给出了新一代卫星通信空中接口协议(2013 版)<sup>[24][25][26][27][28][29]</sup>，涉及到物联网的应用，定义了 3 类（服务类型 1、2、3）8 种业务数据以及 9 种卫星终端类型。服务类型 1 为广播及互动服务，服务类型 2 为数据采集服务，服务类型 3 为实时(紧急)服务，如图 1.8 所示；终端类型分为手持的、车辆设备的(4 种)、专用的、紧急的、固定的和传感器类型的。卫星通信作为地面网络的补充，当地面网络无法覆盖的时候，卫星网络的接入，提供可靠的网络通信。针对低速物联网接入协议，图 1.8 指出了扩频 ALOHA 的应用。

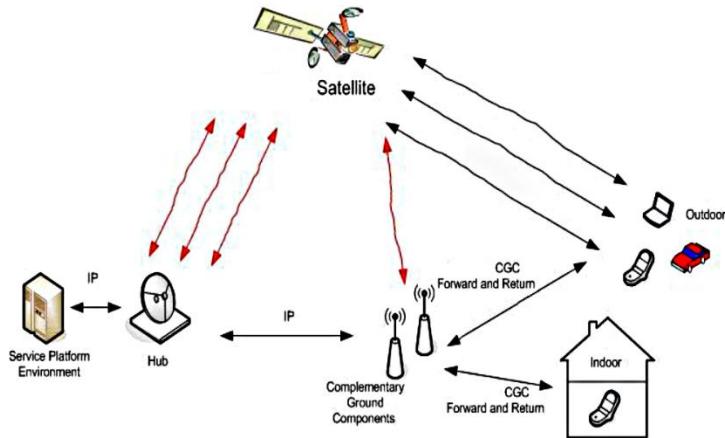
图 1.7 ETSI TS102 721 卫星通信系统结构<sup>[24]</sup>

Figure 1.7 Satellite Communication Structure in ETSI TS102 721

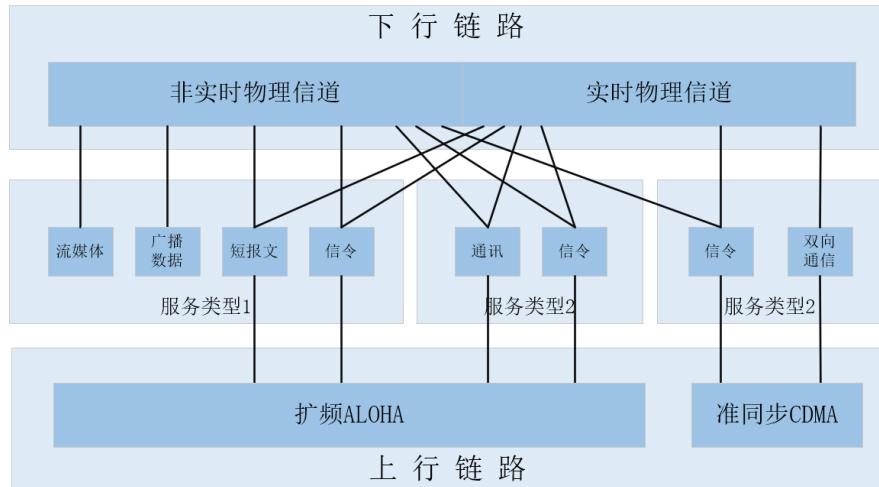
图 1.8 ETSI TS102 721 服务类型<sup>[24]</sup>

Figure 1.8 All Types of Service in ETSI TS102 721

目前卫星物联网的发展仍为起步阶段，现有卫星通信系统分别为 Orbcomm 卫星通信系统、Argos 卫星通信系统和 GEO Inmarsat 联合 LoRaWAN 系统 [30][31]。

Orbcomm 卫星通信系统<sup>[2]</sup>是全球第一个且具有双向短数据通信低轨卫星星座系统。发射了 3 颗实验星、35 颗第一代星、一颗 CDS-3、5 颗快速发射星、2 颗 VesselSat 和 18 颗针对 M2M 通信的第二代星。对于第二代 OG2 卫星通信系统，于 2015 年已全部发射完成。Orbcomm 卫星终端通信频段是在 VHF 频段

(137~153MHz), 调制方式为 SDPSK, 多址方式为 FDMA(Frequency Division Multile Access, 频分多址)和 TDMA(Time Division Multiple Access, 时分多址), 信道类型有随机接入信道和分配信道。第二代 OG2 卫星, 是专门针对 IoT 领域, 相比于第一代通信卫星, 天线增益更大、卫星发射功率更大、卫星重量更大、星上处理和存储能量更强, 同时卫星终端接收能力也得到增强。

Argos 卫星<sup>[3]</sup>分布在 850Km 的极地低轨道, 具有较大的应用范围, 通信终端功耗低, 主要是使用低成本的浮标, 它能够实现气候变化监测、海洋监测、生物追踪等。这种浮标通信速率低, 功耗也低, 卫星通信时延较大。Argos 卫星通信系统信号调制方式均采用相位调制, 第三代浮标终端, 可根据不同传输速率, 发射功率为 1~3W, 使用的频段为 UHF 频段。

Inmarsat 联合 LoRaWAN 系统虽然能够解决部分物联网需求, 但是卫星通信与物联通信系统是相互独立, 不利于卫星物联网的拓展以及低功耗的设计。高轨卫星终端作为中心节点, 其功耗、寿命、维护等要求较高。

表 1.4 低轨卫星通信系统技术对比

Table 1.4 Technology Comparision of LEO Satellite Communication Systems

低轨卫星通信系统	Orbcomm G2	Argos
轨道高度	750Km	850Km
卫星数量	17 颗	6 颗
通信频段	VHF/UHF	UHF
调制方式	SDPSK	PSK
多址方式	FDMA/TDMA	FDMAMF-TDMAMF-TDMA
发射功率	5~35W	1~3W
上行速率	4.8Kbps	400bps/4.8kbps
星间链路	无	无
覆盖直径	5400Km	5000Km

纵观当前主流的低轨卫星通信系统, Orbcomm 和 Argos 卫星通信系统只解决了当前部分领域的通信层面的问题, 多终端同时接入、低功耗设计仍有很

大的发展空间。当前的低轨卫星通信系统，基于成熟的调制方式和接入协议，通过不同的频率、硬件、射频、天线等手段来实现数据转发、广播、控制等功能。

在国内，推出窄带卫星物联网计划的“行云星座”和“翔云星座”，其通信体制大体相同。对于时延不敏感的数据传输，其接入流程如图 1.9 所示。

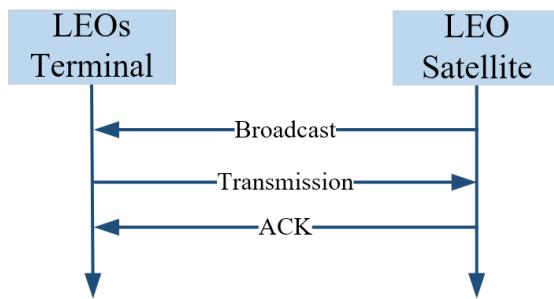


图 1.9 低轨卫星物联网终端接入流程

Figure 1.9 Random Access Process of LEO-Satellite-IoT Terminals

这种接入方式采用非同步 ALOHA 协议，与 LoRa A 类终端接入协议相似。终端这种突发信号，若在接收的时间有重叠，会造成终端数据的干扰。为此，终端需要从卫星的广播信息中知道信道的忙闲状态，这也是最容易实现的冲突避免方式。

“行云星座”和“翔云星座”卫星星座通信系统上行都采用了 DSSS 扩频通信技术(BPSK 调制)，和非同步的随机的接入方式，实际采用就是扩频 ALOHA 协议，与图 1.7 ETSI 卫星通信标准不谋而合。可见这种通信架构是最适合低轨卫星物联网。

然而，采用当前通信体制来实现卫星物联网底层通信，加上当前频率资源日益紧张和通信容量的需求仍在扩大的情况下，低轨卫星通信将面临严重的干扰问题，继而导致通信系统吞吐量降低。另外，全球频率资源的使用还需要全球协调。虽然新的频段也陆续被试验和应用，更高的频段不适合低功耗低轨卫星物联网通信<sup>[32]</sup>。

综上所述，低功耗低轨卫星物联网将面临以下问题<sup>[33]</sup>：

- 1) 由于 LEO 卫星覆盖范围达到几千公里，相同时间内可见的卫星终端数量巨大，需要采用合适的多终端接入方式；
- 2) LEO 卫星频率资源、体积、功耗受限以及数据传输安全性；
- 3) 由于地面终端与卫星通信距离远，多普勒频偏、传播损耗和传播时延都比地面物联网大，这不利于低功耗和通信协议设计；
- 4) 由于 LEO 卫星通信存在严重的同频干扰，对于低轨卫星物联网终端小型化、低功耗、大连接的要求，做到高质量通信是一个很大的挑战；相反，还需要考虑不干扰其它卫星通信。

Chirp 扩频调制被应用在 LoRa 调制中，通信频段在 ISM (Industrial Scientific Medical) 频段——由于是免授权频段，干扰严重，可见 Chirp 扩频调制具有很强的抗干扰能力。Chirp 扩频调制作为扩频技术的一种，因此在多径信道中，仍具有很好的性能。同时，Chirp 扩频调制使用的 Chirp 信号与单音余弦(正弦)信号不同，Chirp 信号的频率是随时间线性变化，因此，Chirp 扩频调制具有很好的抗频偏能力和易捕获的特点<sup>[35][36]</sup>。结合 Chirp 扩频调制的特点和当前低功耗低轨卫星物联网面临的问题来看，发现 Chirp 扩频调制非常适合低轨卫星物联网通信系统。

### 1.2.3 Chirp 调制发展现状

Chirp 扩频调制是使用 Chirp 信号进行数据传输，正如直接序列扩频系统使用单音正弦(余弦)信号来传输。在一个信号周期内，Chirp 信号的频率随时间呈线性变化。Chirp 扩频调制发展时间较短，1954 年 Sidney Darlington 将 Chirp 调制申请了专利<sup>[37]</sup>，Winkler 于 1962 年在[38]中建议将二进制信息映射到上 Chirp 信号 (Chirp 变化率为正) 和下 Chirp 信号(Chirp 变化率为负)，比如二进制 ‘0’ 映射上 Chirp 信号，二进制 ‘1’ 映射成下 Chirp 信号。随着技术的发展，将线性扩频调制结合数字调制模型来实现更好的性能，比如二进制正交键控 (Binary Orthogonal Keying, BOK)、正交相移键控法和差分相移键控 (Differential QPSK, DQPSK)。后来，Chirp-BOK 调制结合直接序列扩频(Direct Sequence Spread Spectrum, DSSS)调制也陆续被人提出<sup>[39][40][41][42]</sup>。1996 年，E. EL-Khamy 等人提出一种有效的多址调制通信方案<sup>[43]</sup>，这种多址调制对于所有的类型的

Chirp 信号使用了相同的传输带宽，此后十年的发展中，多址线性扩频调制都是基于不同 Chirp 变化率（Chirp Rate, CR）来研究<sup>[43][44][45][46]</sup>。直到 2017 年，Lorenzo Vangelista 给出了 LoRa 调制的说明<sup>[42]</sup>，一种新型的多进制 chirp 调制，这种 Chirp 信号使用了相同的 CR 和相同的带宽(带宽受限)。

由于 Chirp 信号可以通过很简单的方法达到实现脉冲压缩的功能，同时具有很好的抗频偏能力，所以在上个世纪就被提出并被广泛应用于雷达系统<sup>[47][48][35]</sup>（雷达，是利用无线电来测定物体的空间位置，所以雷达也被称为“无线定位”，占用的典型的频段是 500MHz~18GHz）。由于 chirp 调制的特性，在室内定位、测距都有广泛的研究和应用<sup>[36][49][50][51]</sup>。2007 年，802.15.4a 标准中运用了 CSS 技术<sup>[52]</sup>，CSS 规范旨在为低速无线局域网(Low-rate Wireless Personal Area Network, LR-WPAN)应用程序提供鲁棒性能，同时利用超宽带(Ultra-Wide Bandwidth, UWB)波形的独特功能，支持设备之间的精确测距。UWB 物理层(Physical, PHY)的设计目的是利用广泛频段来实现全球 UWB 业务。这种频谱结合了低成本和低功耗的先进技术工艺技术，使 LR-WPAN 器件在低功耗传输具有更强抗多径衰落性能。802.15.4a 物理层联合使用 CSS 和 DQPSK 技术最高速率可达到 1Mb/s。在低功耗广域网 (Low-Power WideArea Network, LPWAN)领域也有应用<sup>[53][54]</sup>，最具代表的是升特公司 (Semtech Corporation) 的 LoRa 技术，LoRa 调制<sup>[55]</sup>是线性扩频的一种，其相关技术已经在各个国家申请了专利<sup>[11][56][57][58]</sup>。

### 1.3 论文主要工作和结构安排

卫星通信与地面通信系统的信道有差别，卫星通信系统中存在更大的传输时延、更高的多普勒频偏、严重的同频干扰信号（特定的频段）。由于低轨卫星运行高度低，飞行速度接近第一宇宙速度，因此，低轨卫星通信的多普勒频偏会达到几 KHz 到几十 KHz(载波频率从 100MHz~2GHz)，然而对于低功耗广域网的卫星通信来说(假设卫星物联网终端符号速率为几百 bit/s)，如果使用直接序列扩频通信，多终端同时接入时，同步（捕获和跟踪）将花费大量的时间。另外由于卫星时刻在运行，终端与其径向速度也在变化，所以多普勒频偏也在

变化，对于这种频偏动态<sup>[59]</sup>变化的现象，对载波跟踪影响较大。

由于 Chirp 扩频调制技术，对当前常用的单音余弦(正弦)卫星通信信号具有很强的抗干扰特性，同时还有很好的抗多普勒频偏和易被捕获的优点，非常适合低速卫星通信系统，这在第 4 章节中有介绍。文献[60]也指出了 LoRa 与卫星通信联合应用。因此，在接下的论文章节中，本文做出如下安排：

在第 2 章节中，本文研究了已提出的 Chirp 扩频调制技术，以 Chirp 信号类型对其分类，信号类型可分为传统 Chirp 信号、传统多址 Chirp 信号和 LoRa Chirp 信号，而传统多址 Chirp 信号有两种形式，分别是多带宽和单带宽类型；LoRa Chirp 信号是最近两年新提出的 Chirp 信号类型，其构造形式颠覆了传统类型的 Chirp 信号。最后本文分析了 Chirp 扩频调制在卫星通信系统中的优点。

在第 3 章节中，分析了 LoRa Chirp 信号的互相关特性，发现 LoRa Chirp 信号在时域不具有很好的互相关特性。本文提出对称 Chirp 信号来改善互相关特性。在大频偏情况下，对称 Chirp 信号不具有很好的互相关特性，本文又提出非对称 Chirp 信号。两种 Chirp 信号在结构上相似，都是由一对互相相反数的 Chirp 变化率的 LoRa Chirp 信号组成。最后，本文给出 Chirp 信号频率调制和相位调制的方法。

在第 4 章节中，分析了传统的 Chirp 信号捕获方式，拓展匹配滤波法和快速捕获法，得出拓展匹配滤波法具有更好的性能。本文改进了拓展匹配滤波法，本文给出了对称或非对称 Chirp 信号的时延和频偏的捕获方式。从中本文可以发现，Chirp 信号是一种易捕获的信号，这也是让卫星终端能够实现低功耗一个原因。

在第 5 章节中，由于物联网的特点，本文研究发现扩频 ALOHA 协议最适合物联网终端与卫星接入，但现有的扩频 ALOHA 协议是基于 DSSS 扩频调制，本文给出 Chirp 扩频 ALOHA 协议，并分析了其性能。

第 6 章为全文的总结，总结了当前已研究成果，以及未解决问题和对未来的展望。



## 第2章 Chirp 扩频技术

### 2.1 引言

Chirp 扩频调制经过几十年的发展，正逐渐被人所熟知和应用。本节总结了已提出的各种类型的 Chirp 信号，并分析了它们的相关特性。从 Chirp 信号的相关特性，本文总结了 Chirp 信号的优点。

### 2.2 传统 Chirp 信号

传统 Chirp 信号 (Traditional Chirp Signal, TCS) 是指早些年文献[38]提出的 Chirp 信号，这种 Chirp 信号通过一对 Chirp 变化率互为相反数的单音 Chirp 信号。表达式为：

$$s(t) = \sqrt{\frac{E_b}{T_b}} \begin{cases} e^{j\pi\mu t^2}, & \mu > 0 \\ e^{j2\pi Bt + j\pi\mu t^2}, & \mu < 0 \end{cases}, \quad 0 \leq t < T_b \quad (2.1)$$

其中， $\mu = \pm \frac{B}{T_b}$ ， $T_b$  是指一个 chirp 信号的周期， $E_b$  表示一个 Chirp 信号的能量， $\mu$  是 Chirp 变化率 (Chirp Rate, CR)， $\mu > 0$  为上 Chirp 信号(Up-Chirp)， $\mu < 0$  为下 Chirp 信号(Down-Chirp)。如图 2.1 所示，给出了标准的 TCS 的时频图和时域信号图 ( $E_b = 1$ )。从图中可以看出，上 Chirp 信号会变得越来越密集，下 Chirp 信号会变得越来越稀疏，这也对应了频率的变化。这种 Chirp 信号带宽受限，频率随时间呈线性变化，所以又称为线性频率调制(Linear Frequency Modulation, LFM)。

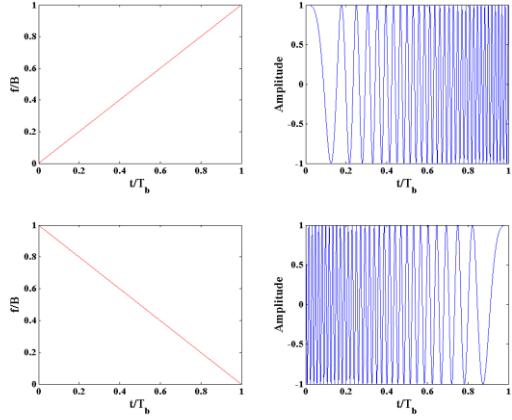


图 2.1 TCS 频率变化图和时域信号图

Figure 2.1 Frequency Variation Diagram and Time Domain Signal Diagram of TCS

### 2.2.1 相关性

虽然文献[12]中给出 TCS 的互相关特性，但是为了全文分析 Chirp 信号方法的统一性，本文都基于单边基带信号来分析，所以需要重新导出 Chirp 信号相关性。首先，本文引出相关公式，

$$R_{k_1, k_2}(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} s_{k_1}(t)s_{k_2}^*(t - \tau)dt \quad (2.2)$$

- 自相关：根据式(2.1)、(2.2)经过计算得出：

$$R_\mu(\tau) = E_b \frac{\sin(\pi B\tau(1 - |\tau|/T_b))}{\pi B\tau} e^{j\pi B\tau}, -T_b < \tau < T_b \quad (2.3)$$

特别的，当  $\tau = 0$ ， $R_{\mu>0}(\tau) = E_b$ 。因为实际时间带宽积  $BT_b \gg 1$ ，所以自相关第一个过零点值近似为  $\tau \approx \pm \frac{1}{B}$ 。所以输入的信号经过自相关后，输出信号能量被压缩。 $BT_b$  被称为压缩率(Compression Ratio)或处理增益(Processing Gain, PG)。如图 2.2 所示，本文给出了不同  $BT_b$  下的 TCS 的自相关特性( $T_b = 1$ )。从图中可以看出  $BT_b$  越大，其脉冲被压缩得越窄，对应的自相关特性会越好。

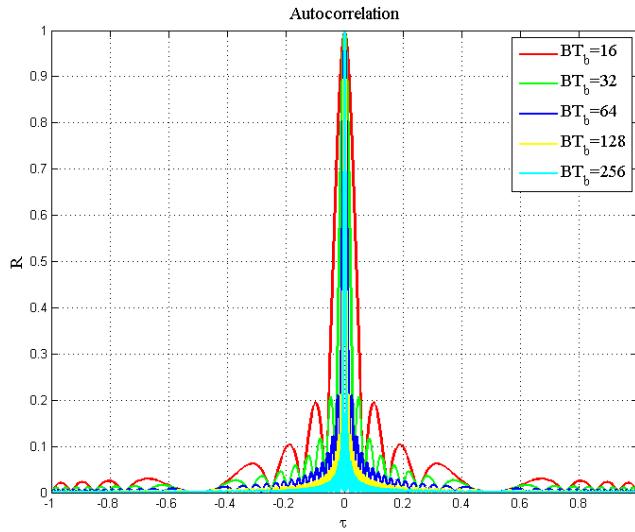


图 2.2 不同 PG 的 Chirp 信号自相关

Figure 2.2 Autocorrelation of Chirp Signal for Different PG Values

- 互相关: 根据式(2.1)、(2.2), 求得 TCS 互相关得:

$$R_{\mu>0,\mu<0}(\tau) = \frac{E_b}{\sqrt{2\pi BT_b}} e^{j\phi} [F(X_1) - F(X_2)], -T_b < \tau < T_b \quad (2.4)$$

其中  $F(X) = C(X) + jS(X)$ ,  $C(\bullet)$  和  $S(\bullet)$  被称为菲涅尔函数(Fresnel Function)或菲涅尔积分(Fresnel Integral)<sup>[61]</sup>, 且  $C(\bullet) < 1, S(\bullet) < 1$ 。

$\phi = \pi(\mu\tau^2 + 2B\tau - (\tau/2 + T_b/2)^2)$ , 积分区间为:  $X_1 = \sqrt{\pi BT_b/2}(1 - \tau/T_b)$ ,  $X_2 = \sqrt{\pi BT_b/2}(\tau/T_b - 1)$ 。对应附录 Chirp 信号积分公式的  $H$  函数。从公式可以看出由于这个积分值受到  $BT_b$  值的影响, 且成反比关系, 所以只要在给定足够大的  $BT_b$  情况下, TCS 两种 Chirp 信号可以被认为是近似正交或准正交。图 2.3 给出不同 CR 下 TCS 的互相关图, 当  $BT_b \geq 64$  时,  $\max(|R_{\mu>0,\mu<0}|) < 0.2$ 。当  $BT_b$  越大, 其  $\max(|R_{\mu>0,\mu<0}|)$  可以越小。

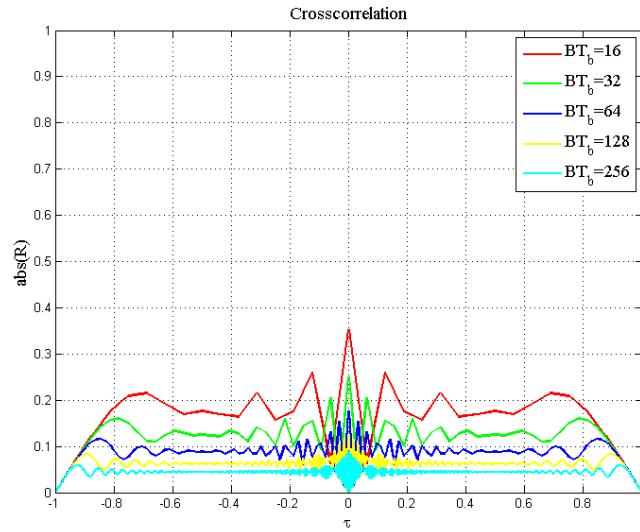


图 2.3 不同 PG 的 Chirp 信号互相关

Figure 2.3 Cross-correlation of Chirp Signal for Different CR Values

正是由于 TCS 具有很好的自相关和的互相关特性，所以可以作为 BOK 调制方式。

### 2.2.2 Chirp BOK 调制

Chirp BOK 调制原理简单，这种调制充分利用 TCS 的准正交和自相关特性非常好的特点来实现。Up-Chirp 和 Down-Chirp 信号分别映射到二进制数据信息 ‘1’ 和 ‘0’，在接收端，采用其相对信号的匹配滤波器就可以实现信号的解调，从而实现二进制信息流的输出。其原理结构图如图 2.4 所示。

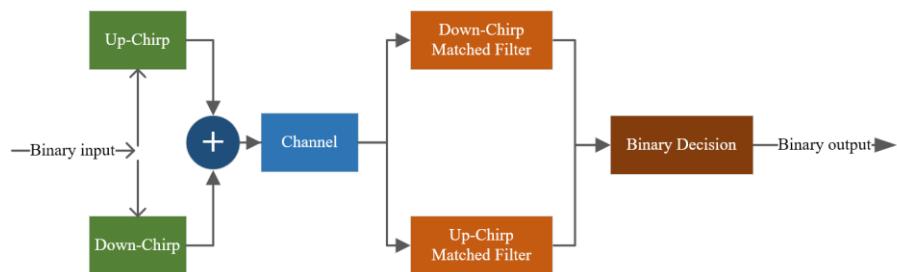


图 2.4 Chirp BOK 调制结构图

Figure 2.4 Chirp-BOK Modulation Diagram

特别说明，根据式(2.1)和TCS互相关性好的特性，Up-Chirp信号的匹配滤波器是Down-Chirp信号，Down-Chirp信号的匹配滤波器是Up-Chirp信号。

在时间同步系统中，本文给出Chirp BOK调制的误码率<sup>[12]</sup>，

$$p_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{2N_0}}(1-\rho)\right) \quad (2.5)$$

这里 $\operatorname{erfc}$ 是互补误差函数， $\rho=\operatorname{Re}(R_{\mu>0,\mu<0}(0))$ ， $\operatorname{Re}(\cdot)$ 表示取实部， $N_0$ 表示单边带噪声功率。理论2FSK误码率为 $\frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{2N_0}}\right)$ 。对比式发现， $\operatorname{Re}(R_{\mu>0,\mu<0}(0))$ 越小，相应 $BT_b$ 越大，其误码率会越小，误码率越接近2FSK误码率。

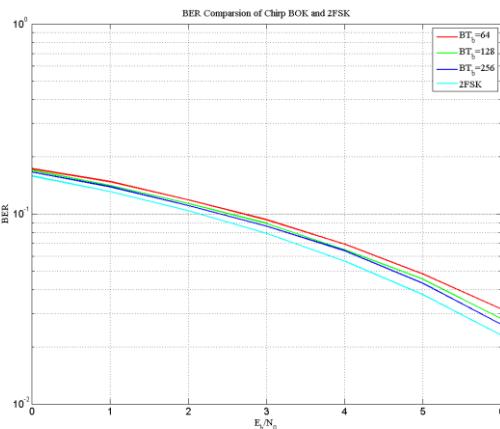


图 2.5 Chirp BOK 误码率

Figure 2.5 BER of Chirp-BOK Modulation

### 2.3 传统多址Chirp信号

在2017年之前的多址Chirp信号都是基于不同CR的Chirp信号，然而不同CR的Chirp信号之间的相关性受到CR的差值的影响，在相同的码周期，也会受到所使用的带宽影响。这节主要介绍两种多址Chirp信号，一种是不同用户使用不同带宽多址Chirp信号<sup>[62][63]</sup>，本文后面内容简称多带宽Chirp信号(Multiple Bandwidth Chirp Signal, MBCS)，另一种是使用相同带宽的多址Chirp

信号<sup>[64][65]</sup>，本文后面内容简称单带宽 Chirp 信号 (Single Bandwidth Chirp Signal, SBCS)。

### 2.3.1 多带宽 Chirp 信号

由于这种多址 Chirp 信号是通过不同的 CR 来实现多址接入，假设所有用户公用的最大带宽是  $B$ ，比特周期为  $T_b$ ，可同时让  $M$  个用户使用不同的 CR 来共享这个信道，则带宽间隔为  $\Delta B = \frac{B}{M}$ ，相应第  $m$  个用户占用的带宽为  $B_m = m \cdot \Delta B$ 。则用户  $m$  时域信号为：

$$s_m(t) = \sqrt{\frac{E_b}{T_b}} \begin{cases} e^{j\pi\mu_m t^2}, & \mu_m > 0 \\ e^{j2\pi Bt + j\pi\mu_m t^2}, & \mu_m < 0 \end{cases}, \quad 0 \leq t < T_b \quad (2.6)$$

这里的  $\mu_m = \frac{mB}{MT_b}$  对应终端  $m$  的 CR，时宽积为  $B_m T_b = m \Delta B T_b$ ，这里

$m=1, 2, \dots, M$ ，可见时宽积不是固定不变的，如下图所示，图中所示为当  $M=8$  时，多个不同 CR 的 Chirp 信号组合，蓝色为  $\mu_m > 0$ ，绿色为  $\mu_m < 0$ ，通过 BOK 调制将二进制信息加以调制。

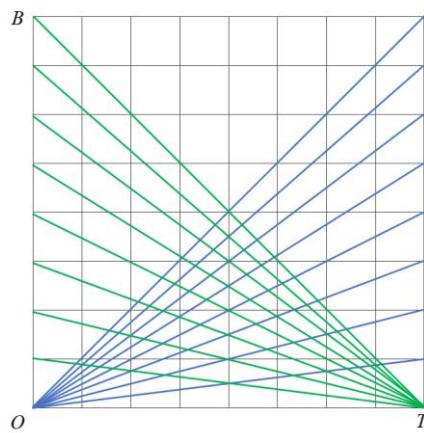


图 2.6 多带宽 Chirp 信号频率时间图， $M=8$

Figure 2.6 Frequency-Time Diagram of MBCS,  $M=8$

从另一个角度来看，多带宽 Chirp 信号其实是由  $M$  对 TCS 组合在一起，只是这些信号公用最大带宽  $B$ 。由此，本文分析信号的自相关和互相关。

● 自相关

根据式(2.1)、(2.6)，本文得到多带宽 Chirp 信号之间的自相关为：

$$R_{\mu_m}(\tau) = \frac{E_b}{T_b} \frac{\sin(\pi\mu_m\tau(T_b - |\tau|))}{\pi\mu_m\tau} e^{j\pi B\tau}, -T_b < \tau < T_b \quad (2.7)$$

所以第一个过零点的值  $\tau = \pm 1/(m\Delta B)$ 。

- 互相关：根据式(2.1)、(2.6)，求得多带宽 Chirp 信号之间的互相关为：

$$R_{\mu_{m_1}, \mu_{m_2}}(\tau) = \frac{E_b}{\sqrt{\pi(|B_{m_1} - B_{m_2}|)T_b}} e^{j\phi} \begin{cases} F(X_1) - F(X_2), 0 \leq \tau < T_b \\ F(X_3) - F(X_4), -T_b \leq \tau < 0 \end{cases} \quad (2.8)$$

这里

$$X_1 = \sqrt{\pi(|B_{m_1} - B_{m_2}|)} \left( \tau - \frac{\mu_2 \tau}{\mu_1 - \mu_2} \right),$$

$$X_2 = \sqrt{\pi(|B_{m_1} - B_{m_2}|)} \left( T_b - \frac{\mu_{m_2} \tau}{\mu_{m_1} - \mu_{m_2}} \right),$$

$$X_3 = \sqrt{\pi(|B_{m_1} - B_{m_2}|)} \left( -\frac{\mu_2 \tau}{\mu_1 - \mu_2} \right),$$

$$X_4 = \sqrt{\pi(|B_{m_1} - B_{m_2}|)} \left( T_b - \tau - \frac{\mu_{m_2} \tau}{\mu_{m_1} - \mu_{m_2}} \right),$$

$$\phi = \pi \left[ \mu_{m_2} \tau^2 - \left( \frac{\mu_{m_2} \tau}{\mu_{m_1} - \mu_{m_2}} \right)^2 \right]$$

在式(2.8)首项中， $(B_{m_1} - B_{m_2})T_b = (m_1 - m_2)\Delta B T_b$  决定其最大互相关值的大小，所以最小时宽积差值会影响信号之间的互相关。如果  $\Delta B T_b = 128$ ， $M = 8$ ，则  $B T_b = 1024$ 。

### 2.3.2 单带宽 Chirp 信号

单带宽与多带宽 Chirp 信号虽然都是使用不同的 CR，但是构造原理不同，单带宽所有类型 Chirp 信号占用整个带宽  $B$ ，整个信号周期分成平均分成两段，

每段使用不同 CR 的 Chirp 信号，所以单个这样的 Chirp 信号，由两段不同 CR 的 Chirp 信号组成。假设有  $M$  种这样的 Chirp 信号， $\Delta B = B/M$ ，因此第一段 CR 为  $\mu_m^1 = 2m\Delta B/T_b$ ，相应的第二段 CR 为  $\mu_m^2 = 2(M-m)\Delta B/T_b$ ，两者之间的关系为  $\mu_m^2 = 2B/T_b - \mu_m^1$ ，其中  $m=1, 2, \dots, M$ 。其时间-频率图关系如下图所示，蓝色为正 CR，绿色为负 CR。

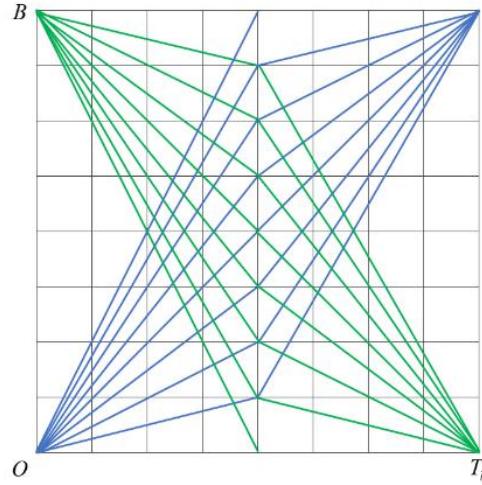


图 2.7 单带宽 Chirp 信号频率时间图，M=8

Figure 2.7 Frequency-Time Diagram of SBCS, M=8

其时域信号为：

当  $\mu_m^1 > 0, \mu_m^2 > 0$ ，

$$s_m(t) = \sqrt{\frac{E_b}{T_b}} \begin{cases} e^{j\pi\mu_m^1 t^2}, & 0 \leq t < T_b/2 \\ e^{j\pi[\mu_m^1 T_b(t - \frac{T_b}{2}) + \mu_m^2(t - \frac{T_b}{2})^2]}, & T_b/2 \leq t < T_b \end{cases} \quad (2.9)$$

当  $\mu_m^1 < 0, \mu_m^2 < 0$ ，

$$s_m(t) = \sqrt{\frac{E_b}{T_b}} \begin{cases} e^{j\pi(2Bt + \mu_m^1 t^2)}, & 0 \leq t < T_b/2 \\ e^{j\pi[(2B + \mu_m^1 T_b)(t - T_b/2) + \mu_m^2(t - T_b/2)^2]}, & T_b/2 \leq t < T_b \end{cases} \quad (2.10)$$

同样的本文分析下單带宽 Chirp 信号的相关性。

### ● 自相关

$$R_{\mu_m}(\tau) = \frac{E_b}{T_b} [S_{\mu_m^1}(\tau) + S_{\mu_m^2}(\tau) + D_{\mu_m^1, \mu_m^2}(\tau)], -T_b < \tau < T_b \quad (2.11)$$

$$S_\mu(\tau) = \frac{\sin(\pi\mu\tau(T_b/2 - |\tau|))}{\pi\mu\tau} e^{j\pi(\frac{\mu T_b}{2} - 2\mu\tau^2)},$$

$$D_{\mu_1, \mu_2}(\tau) = \frac{1}{\sqrt{\pi|\mu_1 - \mu_2|}} [F(X_1) - F(X_2)] e^{j\phi}$$

这里省略了  $X_1, X_2, \phi$  的表达式，可根据附录 I 中 ID 函数之间的相关性来求得。当  $\tau=0$  时， $R_{\mu_m}(0) = E_b$ 。因为  $S_\mu(\tau)$  第一个过零点值为  $1/\mu T_b$ ，所以  $S_{\mu_m^1}(\tau)$  和  $S_{\mu_m^2}(\tau)$  第一个过零点值分别为  $\min(1/m\Delta B, 1/(M-m)\Delta B) \pm 1/m\Delta B$  和  $\pm 1/(M-m)\Delta B$ 。以此类推，在忽略  $D_{\mu_m^1, \mu_m^2}(\tau)$  这项的影响下， $R_{\mu_m}(\tau)$  第一个过零点值为  $\pm Z$ ， $Z$  应该介于  $\min\{1/m\Delta B, 1/(M-m)\Delta B\}$  和  $\max\{1/m\Delta B, 1/(M-m)\Delta B\}$  之间。在任意  $\tau$  情况下，最大值  $D_{\mu_m^1, \mu_m^2}(\tau)$  跟  $|\mu_m^1 - \mu_m^2| = |2(1-2\frac{m}{M})\frac{B}{T_b}|$  有关， $\frac{m}{M}$  越小或越大，都会使  $D_{\mu_m^1, \mu_m^2}(\tau)$  越小，同样的  $\frac{B}{T_b}$  越大也会使  $D_{\mu_m^1, \mu_m^2}(\tau)$  越小。

### ● 互相关

$$R_{\mu_{m_1}, \mu_{m_2}}(\tau) = \frac{E_b}{T_b} [D_{\mu_{m_1}^1, \mu_{m_2}^1}(\tau) + D_{\mu_{m_1}^1, \mu_{m_2}^2}(\tau) + D_{\mu_{m_1}^2, \mu_{m_2}^1}(\tau)], -T_b < \tau < T_b \quad (2.12)$$

从公式可以看出最大互相关与  $|\mu_{m_1} - \mu_{m_2}|$  有关， $\mu_{m_1}^1$  和  $\mu_{m_1}^2$  呈线性关系，所以  $|\mu_{m_1} - \mu_{m_2}|$  只跟  $|m_1 - m_2|$  和  $\frac{B}{T_b}$  有关， $|m_1 - m_2|$  差值越大， $R_{\mu_{m_1}, \mu_{m_2}}(\tau)$  最大值越小， $\frac{B}{T_b}$  越大  $R_{\mu_{m_1}, \mu_{m_2}}(\tau)$  越小。

## 2.4 LoRa Chirp 信号

2017 年 12 月 IEEE Signal Processing Letter 刊登了一篇 Letter (见[42])，名

为《Frequency Shift Chirp Modulation: The LoRa Modulation》。一直以来，LoRa 调制技术由于申请了专利所以一直都未被公开。文献[42]的出现，一种新型的 Chirp 信号被运用，其信号特点是所有相同的扩频因子（Spreading Factor, SF）的 Chirp 信号具有相同的 CR 和相同的传输带宽，这更符合当前带宽受限的应用情景和更高的频谱利用率。同时，相同的 Chirp 信号具有相同的 CR，这在实际 Chirp 信号生成会相对更容易些。

LoRa 调制是一种多进制信息调制，其原理是通过不同类型的变化频率来实现多进制信息的调制，可以理解成是一种频移 Chirp 调制 (Frequency Shift Chirp Modulation, FSCM)。文献[42]给的是离散时间信号模型，按照前面的格式，本文给出连续信号模型，

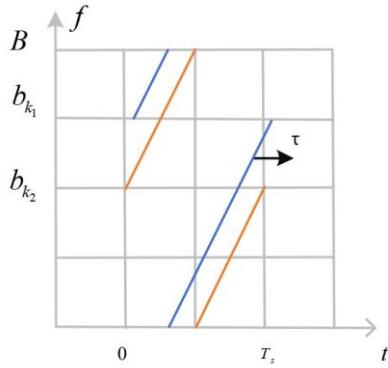
当  $CR > 0$  时，

$$s_k(t) = \sqrt{\frac{E_s}{T_s}} \begin{cases} e^{j\pi(\frac{B}{T_s}t^2 + 2b_k t)}, & 0 \leq t < T_k \\ e^{j\pi[\frac{B}{T_s}t^2 + 2(b_k - B)t]}, & T_k \leq t < T_s \end{cases}, \quad T_k = (1 - b_k / B)T_s \quad (2.13)$$

当  $CR < 0$  时，

$$s_k(t) = \sqrt{\frac{E_s}{T_s}} \begin{cases} e^{j\pi(-\frac{B}{T_s}t^2 + 2b_k t)}, & 0 \leq t < T_k \\ e^{j\pi[-\frac{B}{T_s}t^2 + 2(b_k + B)t]}, & T_k \leq t < T_s \end{cases}, \quad T_k = T_s \cdot b_k / B \quad (2.14)$$

这里， $s_k(t)$  代表第  $k$  类 LoRa Chirp 信号 (LoRa Chirp Signal, LCS)， $B$  为传输带宽， $E_s$  代表一个符号的能量， $T_s$  代表一个符号周期 (符号速率为  $R_s$ )，所以信号的功率为  $P = E_s/T_s$ 。 $b_k$  为起始频率。信号的时间-频率图为：

图 2.8  $CR > 0$  两种 LCS 的时间-频率图Figure 2.8 Frequency-Time Diagram of two types of LCS,  $CR > 0$ 

假设 LCS 的扩频因子为  $SF$ ，传输带宽为  $B$ ， $G = B/R_s = BT_s = 2^{SF}$ ，则扩频增益为  $G$ 。则 Chirp 信号的  $CR$  为：

$$\mu_{SF} = \pm \frac{B}{T_s} = \pm \frac{G}{T_s^2} = \pm \frac{B^2}{G} \quad (2.15)$$

在 LoRa 中， $SF$  的取值范围为  $\{6, 7, \dots, 12\}$ 。

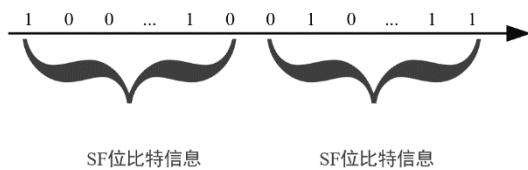


图 2.9 一个符号包含 SF 位比特信息

Figure 2.9 A symbol contains SF-bit information

如图 2.9 所示，假设二进制码为  $a_l$ ，在一个符号周期内， $SF$  位比特信息被调制，则  $b_k$  和  $a_l$  对应关系为：

$$\begin{cases} B_k = \sum_{l=0}^{SF-1} a_l 2^l \\ b_k = \frac{B_k}{G} B \end{cases} \quad (2.16)$$

其中,  $B_k$  为归则化的起始频率或称 Chirp 编号 (Chirp Number, CN), 取值范围为  $\{0, 1, 2 \dots G-1\}$ 。从(2.15)来看,  $SF$  位二进制数被转成十进制数  $B_k$ 。因此数据比特速率  $R_b$  和带宽  $B$  之间的关系为  $R_b = \frac{B \cdot SF}{2^{SF}}$ 。

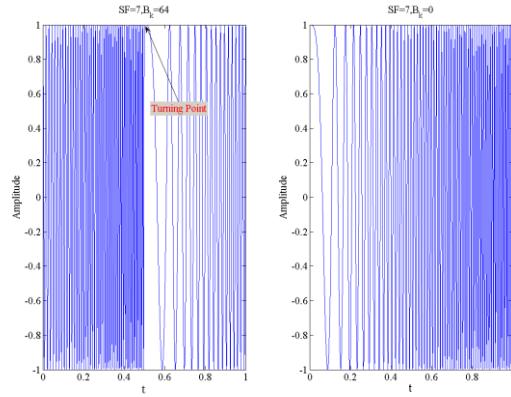


图 2.10  $SF = 7, B_k = 64$  和  $B_k = 0$   $CR > 0$  时 LCS 时域信号图

Figure 2.10 Time Domain Signal Diagram of LCS in  $SF = 7, B_k = 64$  and  $B_k = 0$

$$CR > 0$$

当  $B_k = 0$  时, LCS 就变成 TCS。当  $B_k$  取其它 LCS 在一个码周期内, 会有一次频率的跳跃,  $CR > 0$  时频率向下跳跃,  $CR < 0$  时频率向上跳跃。这种跳跃虽然能够实现多种类型的 Chirp 信号, 但由于采用相同的 CR, 所以各种类型的 Chirp 信号互相关性比较差 (自相关特性得以保留)。因此本文需要分析下 LCS 的自相关和互相关特性。

#### 2.4.1 LCS 自相关

根据式(2.1)和式(2.13), 本文得出 LCS 自相关函数, 由于 LCS 是分段函数所以其互相关积分也是分段的, 所以根据两段频率的距离可将这个积分分成两

段相同 CR 的积分，如下所示，

$$R_k(\tau) = IS_k^1(\tau) + IS_k^2(\tau) \quad (2.17)$$

本文只分析当  $0 \leq \tau < T_k$ ，则第一项为

$$\begin{aligned} IS_k^1(\tau) &= \left( \int_{\tau}^{T_k} + \int_{T_k+\tau}^{T_s} \right) s_k(t) s_k^*(t-\tau) dt \\ &= E_s \left\{ \frac{T_k - \tau}{T_s} \sin c[\mu\tau(T_k - \tau)] e^{j\phi(\tau)} + \frac{T_s - T_k - \tau}{T_s} \sin c[\mu\tau(T_s - T_k - \tau)] e^{j\phi(\tau)} \right\} \\ \phi(\tau) &= \pi\mu\tau(T_k - 2\tau), \quad \phi(\tau) = \pi\mu\tau(T_s - T_k - 2\tau) \end{aligned}$$

第二项为：

$$\begin{aligned} IS_k^2(\tau) &= \int_{T_k}^{T_k+\tau} s_k(t) s_k^*(t-\tau) dt = E_s \frac{\tau}{T_s} \sin c[(\mu\tau + B)\tau] e^{j\alpha(\tau)} \\ \alpha(\tau) &= -\pi B\tau \end{aligned}$$

这里  $\sin c(x) = \frac{\sin(\pi x)}{\pi x}$

特别的，当  $\tau=0$  时， $R_k(0) = S_k^1(0) + S_k^2(0) = E_s \left( \frac{T_k}{T_s} + \frac{T_s - T_k}{T_s} + 0 \right) = E_s$ 。

当  $\tau < 0$  或者  $\tau > T_k$  时，本文用相似的方法得到结果。总的来说，LCS 的自相关在  $\tau=0$  附近具有很大的值，在其它区间，其自相关数值非常小。所以第一个过零点值近似为  $\tau = \pm 1/B$ 。

#### 2.4.2 LCS 互相关

由于 LoRa 可采用不同 CR 的 LCS，所以互相关类型有相同 SF 不同  $B_k$  的 LCS 的互相关和不同 SF 的 LCS 的互相关。不同 SF 的 LCS 的互相关其实跟两个信号的 CR 差值有关系，即  $|\mu_{sf_1} - \mu_{sf_2}| = \frac{|2^{sf_1} - 2^{sf_2}|}{T_s^2}$ ，所以扩频因子差值越大其最大相关性越小。这里主要分析相同 SF 不同  $B_k$  的 LCS 的互相关特性。这个积分跟自相关积分相似，如图 2.8 所示。根据两段频率的距离也可将这个积分，

分成两段相同 CR 的积分来求,

$$R_{k_1,k_2}(\tau) = IS_{k_1,k_2}^1(\tau) + IS_{k_1,k_2}^2(\tau) \quad (2.18)$$

本文假设  $B_{k_2} > B_{k_1}$ , 只分析当  $0 \leq \tau \leq T_{k_1} - T_{k_2}$  ( $\mu = \frac{B}{T_s}$ ), 则第一项为,

$$\begin{aligned} IS_{k_1,k_2}^1(\tau) &= \left( \int_{\tau}^{T_{k_2}+\tau} + \int_{T_{k_1}}^{T_s} \right) s_{k_1}(t) s_{k_2}^*(t-\tau) dt \\ &= \frac{T_{k_2}}{T_s} \sin c[(\mu\tau + (b_{k_1} - b_{k_2}))T_{k_2}] e^{j\varphi_1} + \frac{T_s - T_{k_1}}{T_s} \sin c[(\mu\tau + (b_{k_1} - b_{k_2}))(T_s - T_{k_2})] e^{j\varphi_2} \end{aligned}$$

其中,

$$\varphi_1(\tau) = \pi[(\mu\tau + (b_{k_1} - b_{k_2}))T_{k_2} + \tau(2b_{k_2} - \mu\tau)],$$

$$\varphi_2(\tau) = \pi[(\mu\tau + (b_{k_1} - b_{k_2}))(T_s - T_{k_1}) + \tau(2b_{k_2} - 2B - \mu\tau)]$$

第二项为:

$$IS_{k_1,k_2}^2(\tau) = \int_{T_{k_2}+\tau}^{T_{k_1}} s_{k_1}(t) s_{k_2}^*(t-\tau) dt = E_s \frac{T_{k_1} - T_{k_2} - \tau}{T_s} \sin c[(\mu\tau + (b_{k_1} - b_{k_2} + B))(T_{k_1} - T_{k_2} - \tau)] e^{j\phi(\tau)}$$

$$\text{其中, } \phi(\tau) = \pi(b_{k_1} + b_{k_2} + B)\tau$$

特别的, 当  $\tau_1^* = -\frac{b_{k_1} - b_{k_2}}{\mu} = (B_{k_2} - B_{k_1})T$ , 其互相关极值,

$$R_{k_1,k_2}(\tau_1^*) = IS_{k_1,k_2}^1(\tau_1^*) + IS_{k_1,k_2}^2(\tau_1^*) = E_s \left(1 - \frac{B_{k_2} - B_{k_1}}{G}\right) e^{j\frac{\pi(B_{k_2}^2 - B_{k_1}^2)}{G}}$$

$$\text{所以 } \max(|R_{k_1,k_2}|) = E_s \frac{T_s - T_{k_1} + T_{k_2}}{T_s} = E_s \left(1 - \frac{B_{k_2} - B_{k_1}}{G}\right).$$

通过分析得出  $\tau_1^*$  的方法, 本文可以得出另一种情况取得极值的情况, 当

$$\tau_2^* = -\frac{b_{k_1} - b_{k_2} + B}{\mu} = (B_{k_2} - B_{k_1} - G)T,$$

$$R_{k_1,k_2}(\tau_2^*) = \int_0^{T_s - \tau_1^*} s_{k_1}(t) s_{k_2}^*(t - \tau_2^*) = E_s \frac{B_{k_2} - B_{k_1}}{G} e^{j\frac{(B_{k_2}^2 - B_{k_1}^2)\pi}{G}}$$

所以  $\max(|R_{k_1, k_2}|) = E_s \frac{T_s - T_{k_1} + T_{k_2}}{T_s} = E_s \left( \frac{B_{k_2} - B_{k_1}}{G} \right)$ 。对于其它的  $\tau$ ，本文可以用同样的方法去分析，得出  $|R_{k_1, k_2}|$  是一个很小的值。

所以综上所述，本文得出 LCR 互相关极值为：

$$|R_{k_1, k_2}(\tau)| = \begin{cases} \frac{G - |B_{k_2} - B_{k_1}|}{G} E_s, & \tau = (B_{k_2} - B_{k_1})T \\ \frac{|B_{k_2} - B_{k_1}|}{G} E_s, & \tau = (B_{k_2} - B_{k_1} - G)T \end{cases} \quad (2.19)$$

从公式可以得出两条结论，

- 1) 对于相同 SF，任意的  $B_{k_1}$  和  $B_{k_2}$  且  $B_{k_1} \neq B_{k_2}$ ， $\max(|R_{k_1, k_2}(\tau)|) \geq 0.5E_s$ 。
- 2) 对于相同 SF，当  $|B_{k_1} - B_{k_2}| = 1 \text{ or } G - 1$  时，由于  $G$  远大于 1，所以

$$\max(|R_{k_1, k_2}(\tau)|) = \frac{G - 1}{G} E_s \approx E_s。$$

虽然，LoRa 调制是一种多进制信息调制，但是这种 Chirp 信号也可以被用来实现多址接入，不同的  $B_k(b_k)$  可以被终端随机选择来传递数据，所以信息比特速率  $R_b$  和传输带宽  $B$  之间的关系为  $R_b = \frac{B}{2^{SF}}$ 。然而这种 Chirp 信号的互相关性比较差，在卫星通信中，时延和频偏比较大，所以这对时延和频偏的捕获带来困难。在后续的章节中，本文在卫星通信信道下，继续研究了多址 Chirp 信号和基于新 Chirp 信号的应用和多址接入协议研究。

## 2.5 Chirp 扩频调制优点

文献[66]指出低轨卫星通信信道衰落情况可分为莱斯衰落、瑞利衰落和对数正态高斯衰落，然而卫星物联网作为物联网补充，主要在无人区域，像海洋、沙漠、边境等宽旷区域，所以多径效应不明显，因此，本文不考虑多径信道下的卫星通信。因此，本文主要基于大时延、大频偏、多用户接入的卫星通信信道来研究。

Chirp 信号可通过声表面滤波器来实现，特点是成本低、功耗小、复杂度低、抗干扰能力和抗多径能力强<sup>[67][68]</sup>。在上面的章节中，本文分析了 Chirp 信

号的自相关，从仿真结果和公式都能看出 Chirp 信号具有脉冲压缩的特性，其自相关特性非常好，所以在抗多径干扰能力上有着显著的优势。

$$R(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} s_{k_1}^{DSSS}(t)(s_{k_2}^{CSS}(t-\tau))^* dt = ID(\tau) \quad (2.20)$$

根据公式(2.20)，当本文去分析 DSSS 信号与 Chirp 信号之间的互相关特性时，其积分为附录 Chirp 信号积分公式中的  $ID$  函数，结果随着 Chirp 信号 CR 的增大， $R(\tau)$  的平均值或者最大值会越小。从这里可以看出，对于当前卫星通信系统中采用的通信信号，Chirp 信号在相同信道传输时具有很强的抗干扰特性。

当传输信号存在多普勒频偏  $f_d$  时，本文对其做相干解调，其最大的自相关发送在  $\tau = f_d/\mu$ ，对于 TCS，最大自相关值为  $|R(\tau^*)| = 1 - |f_d/B|$ ，对于 LCS( $B_k \neq 0$ )，最大自相关值为  $|R(\tau^*)| = 1 - 2|f_d/B|$ 。也就是说当传输带宽  $B(|f_d/B| \approx 0)$  足够大时，多普勒频偏对同步和解调性能影响很小。这说明了 Chirp 信号具有很强的抗频偏特性。从另一个角度说，对于时延和频偏的捕获，Chirp 信号更容易实现。

综上所述，本文总结了 Chirp 扩频调制具有以下优点：

- 1) 对于单音余弦（正弦）信号具有较强的抗干扰特性；
- 2) 时延和频偏的捕获更容易，有利于低功耗设计；
- 3) 具有脉冲压缩和极好的自相关特性。

## 2.6 本章小结

本章主要介绍了已提出的传统 Chirp 信号和多址 Chirp 信号，分析了它们相关特性。传统 Chirp 信号结合 BOK 调制，通过不同的 CR 来区分二进制信息，然而不同 CR 的 Chirp 之间的互相关性不为 0，且随  $BT_s$  的增大而减小。另外两种多址 Chirp 信号，都是通过不同的 CR 的 Chirp 信号的组合来实现多址，而这两种 Chirp 信号在时间上没有充分利用频谱资源，其性能在第 5 章介绍。

## 第3章 Chirp 信号设计

### 3.1 引言

本章节重要的内容为 Chirp 信号设计，本章开始，本文对低轨卫星信道的多普勒频偏和频偏的动态变化进行分析，给出低轨卫星信道基本研究模型。LoRa Chirp 信号的提出是针对地面物联网系统，是一种多进制信息调制，同样可被当作多址 Chirp 信号。当在卫星随机接入信道中，LoRa Chirp 信号互相关性能变差，因此本文提出对称 Chirp 信号和非对称 Chirp 信号，非对称 Chirp 信号可看作是对称 Chirp 信号的改进。

### 3.2 信道模型

与地面网络通信系统比较，卫星通信系统存在较大的多普勒频偏。图 3.1 给出了 LEO 卫星覆盖模型，假设天线张角是  $\theta$ ，地球半径为  $r$ ，轨道高度为  $h$ ， $O$  为地心，假设 LEO 卫星轨道是圆形（虚线所示），卫星飞行速度为  $v$ 。卫星信号覆盖区域存在一个终端 Terminal (视线传播)，其连线与卫星和地心的夹角为  $\alpha$ 。

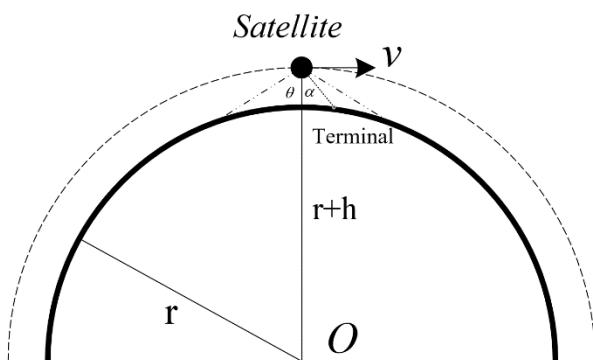


图 3.1 卫星相对地球的覆盖模型

Figure 3.1 Satellite Coverage Model Relative to Earth

根据圆型轨道下的卫星速度与轨道高度公式<sup>[87]</sup>,

$$v = \sqrt{\frac{\mu}{r+h}} \quad (3.1)$$

这里  $\mu = 3.986005 \times 10^{14} m^3/s^2$ , 为地球引力常数。

定义变量  $k$ ,

$$k(\alpha) = \frac{v}{c} \sin(\alpha) \quad (3.2)$$

卫星轨道高度  $h = 800Km$ , 天线张角为  $\theta = \pi/3$ , 载波频率为  $f_c = 1GHz$ ,

本文给出星下点的频偏  $f_d$  和  $k$  随时间变化值以及对应的变化率。

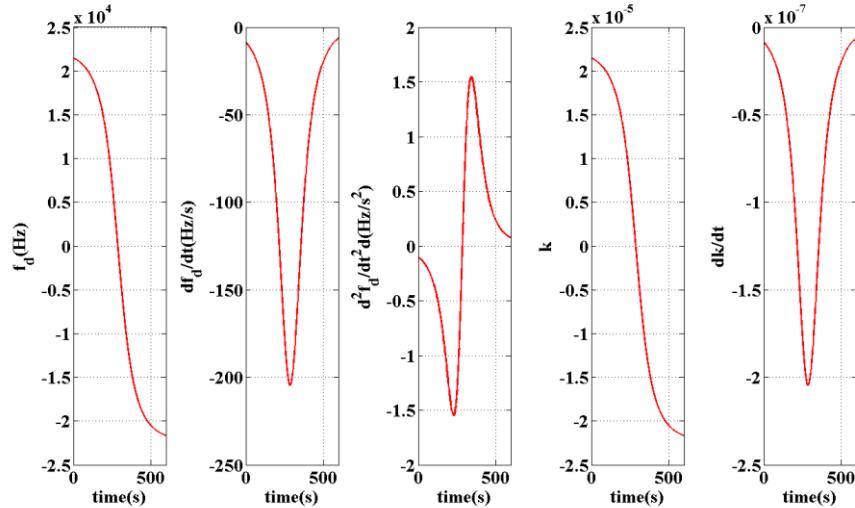


图 3.2 单轨可见时间内  $f_d, f'_d, f''_d, k, k'$  值

Figure 3.2  $f_d, f'_d, f''_d, k, k'$  in visibility time of one track

从图中可以看出, 频偏的二阶变化率很小, 最大值略大于  $1.5Hz/s^2$ , 虽然在卫星物联网终端通信速率低(假设  $R_s = 500bps$ ), 因此二阶变化率可忽略。对于 Chirp 信号  $s(t)$ , 由于多普勒的存在, 考虑到  $k$  在短时间内变化很小, 假设为常数, 在不考虑时延、传播损耗和噪声的情况下, 接受的信号  $r(t)$ <sup>[69]</sup> 为:

$$r_k(t) = s((1+k)t) = \sqrt{\frac{E_s}{T_s}} e^{j2\pi(\frac{B(1+k)^2}{T_s}t^2 + f_c(1+k)t)} = \sqrt{\frac{E_s}{T_s}} e^{j2\pi(\frac{B(1+2k+k^2)}{T_s}t^2 + (f_c+f_d)t)} \quad (3.3)$$

从公式(3.3)可以看出，多普勒不仅影响信号的频偏，还影响着 Chirp 信号的 Chirp 变化率。接受信号与原始信号相关性和不同  $k$  值的最大相关值表示为：

$$R_k(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t)r_k^*(t-\tau)dt, \quad \text{MaxCorr}(k) = \max(|R_k(\tau)|) \quad (3.4)$$

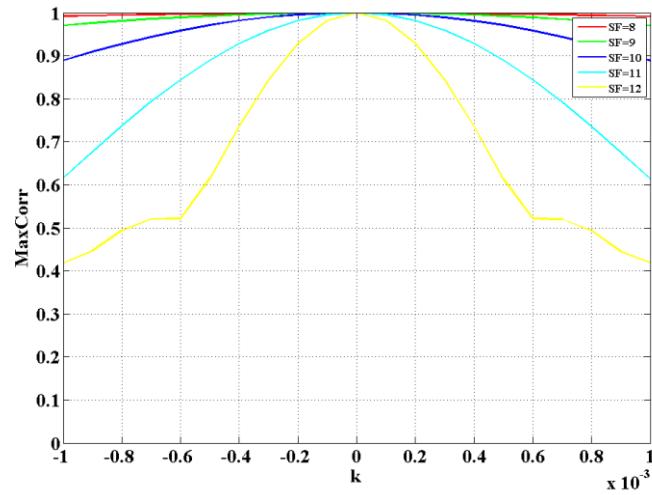


图 3.3  $k$  值对不同扩频因子的 Chirp 信号影响

Figure 3.3 Influence on Chirp Sginal of Different SFs from  $k$

表 3.1  $k$  值对不同 SF Chirp 信号的影响

Table 3.1 Influence on Chirp Sginal of Different SFs from  $k$

SF	MaxCorr( $k=1e-4$ )
8	0.9997
9	0.9995
10	0.9986
11	0.9953
12	0.9817

综合图 3.2 和图 3.3 可以看出， $k$  值对使用越大 SF 的 Chirp 信号影响越大。但对低轨卫星通信系统， $k$  值很小，因此，可忽略式(3.3)中  $2k+k^2$  项。

$$r_k(t) = \sqrt{\frac{E_s}{T_s}} e^{j2\pi(\frac{B}{T_s}t^2 + (f_c + f_d)t)} \quad (3.5)$$

以上分析没有考虑频偏动态变化的情况，然而实际上星下点覆盖的时间内，频偏是时刻在变化的，对于低轨卫星通信系统，由图 3.2 可知，在单个符号周期内可忽略频偏和  $k$  值的二阶变化率，仅考虑频偏一阶变化率的情况。

$$\begin{cases} k(t) = k_0 + \lambda_k t/2 \\ f_d(t) = k(t)f_c = f_d^0 + \lambda_f f_c t/2 = f_d^0 + \lambda_f t/2 \end{cases} \quad (3.6)$$

这里  $\lambda_k$  和  $\lambda_f$  分别表示  $k$  和  $f_d$  的一阶变化率， $k_0$  和  $f_d^0$  分别表示  $k$  和  $f_d$  的初始值。

将(3.6)代入到(3.5)中得到：

$$r_k(t) = \sqrt{\frac{E_s}{T_s}} e^{j2\pi(\frac{B(1+k_\lambda)}{T_s}t^2 + (f_c + f_d^0)t)} \quad (3.7)$$

这里的  $k_\lambda = \frac{\lambda_f G}{2B^2} = \frac{\lambda_f}{2GR_s^2}$ 。当  $G=1024, R_s=500bps, \lambda_f=200Hz/s$ ，则

$k_\lambda \approx 4 \times 10^{-7}$ 。从图 3.3 可以看出， $k_\lambda$  对其影响很小，所以在低轨卫星通信系统中多普勒频偏的动态变化对 Chirp 信号影响很小，这样式(3.7)可等效成式(3.5)。

因此本文研究的卫星信道模，仅考虑多普勒频偏，不考虑频偏的动态变化，对于高动态( $\lambda_f$  值较大)的检测方案，文献[69][70][71][72]采用分数阶傅立叶方法，可实现单音余(正)弦信号的高动态的捕获，这种方法同样可用于 Chirp 信号的。对于多径效应，由于大部分卫星物联网终端是在偏远、宽旷的区域，所以本文不考虑多径信道。

### 3.3 对称 Chirp 信号

在直接序列扩频中，使用的是 PN 码序列，常见的有 m 码序列、M 码、Gold 码序列、哈达玛 (Hadamard) 矩阵<sup>[8]</sup>，这些序列都是通过提高比特速率拓展频谱从而实现扩频调制，同时这些序列在时域具有比较好的自相关和互相关，而在频域上，频偏对相关性的影响为<sup>[77]</sup>：

$$R(\Delta f) = \frac{\sin(\pi N \Delta f T_c)}{\pi N \Delta f T_c} = \frac{\sin(\pi \Delta f T_s)}{\pi \Delta f T_s} \quad (3.8)$$

这里  $T_c$  ( $R_c = 1/T_c$ ) 和  $T_s$  ( $R_s = 1/T_s$ ) 分别是码片周期(速率)和符号周期(速率)，

$T_s = NT_c$ 。第一个零点位置  $\Delta f = \pm \frac{1}{T_s} = \pm R_s$ ，从中可以看出符号速率跟载波频率、多普勒频偏有着密切的关系。

直接序列扩频是通过时域的码序列来实现多址接入，通常是基于相位键控调制 (Phase Shift Keying, PSK) 技术，在上一章节中，传统的多址 Chirp 信号和 LoRa Chirp 信号都可以作为线性扩频的多址 Chirp 信号。由于传统多址 Chirp 信号使用不同的 CR，来实现多址。LCS 是一种可以在相同的扩频增益下使用相同的 CR，以及所有的 CR 的 Chirp 信号可使用相同的带宽，这对硬件设计带来便利性。当 LCS 作为一种多址信号被应用到卫星通信信道时，互相关性较差。因此，本文改进 LCS，给出对称 Chirp 信号 (Symmetry Chirp Signal, SCS)<sup>[78]</sup>，对称 Chirp 信号具有更好的互相关特性。

通过 2.4.1 节中式(2.17)和 2.4.2 节中式(2.18)本文得到，LCS 具有很好的自相关，但是互相关特性比较差，本文得出两个结论：

1) 两个极值：对于任意的  $B_{k_1} \neq B_{k_2}$ ， $\max(|R_{k_1, k_2}|) = (1 - \frac{|B_{k_2} - B_{k_1}|}{G})E_s$  和

$$\frac{|B_{k_2} - B_{k_1}|}{G} E_s。$$

2) 对于任意的  $B_{k_1} \neq B_{k_2}$ ， $\max(|R_{k_1, k_2}|) \geq 0.5E_s$ ，特别当  $|B_{k_1} - B_{k_2}|$  很小 ( $\approx 0$ )

或者很大时 ( $\approx G$ )， $\max(|R_{k_1, k_2}|) \approx 1$ 。 (“ $\approx$ ”表示“趋近于”。)

这种互相关特性，在多址接入中，时延和频偏的捕获产生很大的影响，这在后续章节中介绍。

下图本文给出了 SCS 的时间-频率图，SCS 一个周期均分成两部分，分别是正 CR 信号(Positive Chirp Rate Signal)和负 CR 信号(Negative Chirp Rate Signal)，或者相反。SCS 的频率有两个断点和一个折点，可以理解成有两个 LCS 组成，CR 值为  $\pm 2B/T_s$ 。

变量说明：符号周期(假设等于比特周期) $T_s$ ，其能量为  $E_s$ ，传输带宽为  $B$ ，起始频率为  $b_k = \frac{B_k}{2^{SF}} B = \frac{B_k}{G} B$ ， $B_k \in \{0, 1, 2, \dots, G-1\}$  为规则化频率。

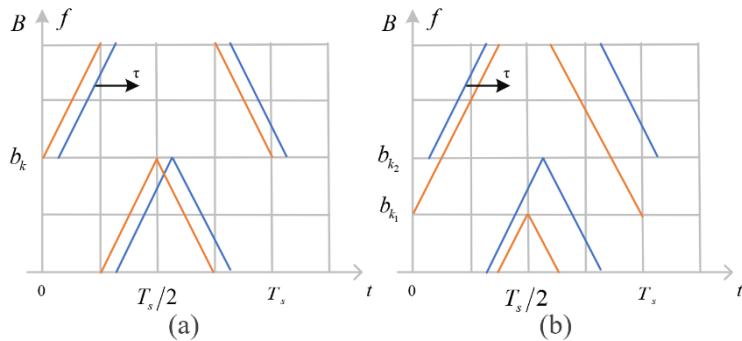


图 3.4 对称 Chirp 信号时间-频率图

Figure 3.4 Frequency-Time Diagram of SCS

时间-频率关系可表示为：

$$f_k(t) = \begin{cases} (\frac{B}{T_s}t + b_k) \bmod B & \begin{cases} \frac{2B}{T_s}t + b_k, & 0 \leq t < T_k \\ \frac{2B}{T_s}t + b_k, & T_k \leq t < T_s/2 \end{cases} \\ (-\frac{B}{T_s}t + b_k) \bmod B & \begin{cases} -\frac{2B}{T_s}t + b_k + B, & T_s/2 \leq t < T_s - T_k \\ -\frac{2B}{T_s}t + b_k + 2B, & T_s - T_k \leq t < T_s \end{cases} \end{cases} \quad (3.9)$$

这里  $T_k = A_k T / 2$ 。

SCS 时间表达式为：

$$s_k = \sqrt{\frac{E_s}{T_s}} \begin{cases} e^{j2\pi(\frac{B}{T_s}t^2 + b_k t)}, & 0 \leq t < T_k \\ e^{j2\pi(\frac{B}{T_s}t^2 + b_k t - Bt)}, & T_k \leq t < T_s/2 \\ e^{j2\pi(-\frac{B}{T_s}t^2 + b_k t + Bt)}, & T_s/2 \leq t < T_s - T_k \\ e^{j2\pi(-\frac{B}{T_s}t^2 + b_k t + 2Bt)}, & T_s - T_k \leq t < T_s \end{cases} \quad (3.10)$$

式(3.9)和(3.10)是先正后负 CR 表达式，同样的道理，也可以先负 CR 后正 CR，并不影响信号之间的特性和性能。

根据式(2.1)计算两个信号间相关性公式，本文分析下 SCS 的相关性，对于任意的时延  $\tau$ ，其相关性计算都可以最多用两个相同 CR 的积分和一个相反 CR 的积分，

$$R_{k_1, k_2}(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} \delta_{k_1, k_2}(\tau) dt = IS_{k_1, k_2}^1(\tau) + IS_{k_1, k_2}^2(\tau) + II_{k_1, k_2}(\tau) \quad (3.11)$$

### 3.3.1 SCS 自相关

如图 3.4(a)所示，当  $k_1 = k_2 = k$  时，本文得到 SCS 自相关，

$$R_k(\tau) = IS_k^1(\tau) + IS_k^2(\tau) + II_k(\tau) \quad (3.12)$$

当  $0 \leq \tau \leq \min(T_k, T_s - T_k)$  时， $\delta_k(\tau) = s_k(t)s_k^*(t - \tau)$ ，

- 第一项为：

$$\begin{aligned} IS_k^1(t) &= \left( \int_{\tau}^{T_k} + \int_{T_k + \tau}^{T_s/2} + \int_{T_s/2 + \tau}^{T_s - T_k} + \int_{T_s - T_k + \tau}^{T_s} \right) \delta_k(\tau) dt \\ &= \frac{E_s}{T_s} \left\{ (T_k - \tau) \sin c \left[ \frac{2B}{T_s} \tau (T_k - \tau) \right] e^{j\phi_1(\tau)} + (T_s/2 - T_k - \tau) \sin c \left[ \frac{2B}{T_s} \tau (T_s - T_k - \tau) \right] e^{j\phi_2(\tau)} + \right. \\ &\quad \left. (T_s/2 - T_k - \tau) \sin c \left[ -\frac{2B}{T_s} \tau (T_k - \tau) \right] e^{j\phi_3(\tau)} + (T_k - \tau) \sin c \left[ -\frac{2B}{T_s} \tau (T_s - T_k - \tau) \right] e^{j\phi_4(\tau)} \right\} \end{aligned}$$

这里

$$\begin{aligned}
\phi_1(\tau) &= \pi\tau\left[\frac{2B}{T_s}(T_k - \tau) + (2b_k + \frac{2B}{T_s})\tau\right] \\
\phi_2(\tau) &= \pi\tau\left[\frac{2B}{T_s}\left(\frac{T_s}{2} - T_k - \tau\right) + (2(b_k - B) + \frac{2B}{T_s})\tau\right] \\
\phi_3(\tau) &= \pi\tau\left[\frac{2B}{T_s}\left(\frac{T_s}{2} - T_k - \tau\right) + (2b_k + 2B + \frac{2B}{T_s})\tau\right] \\
\phi_4(\tau) &= \pi\tau\left[\frac{2B}{T_s}(T_k - \tau) + (2b_k + 4B + \frac{2B}{T_s})\tau\right]
\end{aligned}$$

- 第二项为：

$$\begin{aligned}
IS_k^2(t) &= \left( \int_{T_k}^{T_k+\tau} + \int_{T_s-T_k}^{T_s-T_k+\tau} \right) \delta_{k_1, k_2}(\tau) dt \\
&= \frac{E_s \tau}{T_s} \{ \sin c[\tau(\mu\tau - B)] e^{j\varphi_1(\tau)} + \sin c[\tau(\mu\tau + B)] e^{j\varphi_2(\tau)} \}
\end{aligned}$$

这里

$$\begin{aligned}
\varphi_1(\tau) &= \pi\left[(\frac{2B}{T_s}\tau - B)\tau + (2b_k + \frac{2B}{T_s})\tau\right] \\
\varphi_2(\tau) &= \pi\left[(\frac{2B}{T_s}\tau + B)\tau + (2(b_k - B) + \frac{2B}{T_s})\tau\right]
\end{aligned}$$

- 第三项为

$$II_k(\tau) = \int_{T_s/2}^{T_s/2+\tau} \delta_{k_1, k_2}(\tau) dt = \frac{E_s}{\sqrt{\pi B T_s}} (F(T_1) - F(T_2)) e^{j\varphi_3(\tau)}$$

$$\text{这里 } T_1 = \sqrt{\frac{\pi B}{T_s}}(T_s + \tau), \quad T_2 = \sqrt{\frac{\pi B}{T_s}}(T_s - \tau), \quad \varphi_3(\tau) = \pi\left(\frac{2B}{T_s}\tau^2 + 2b_k\tau - \frac{\tau^2}{4}\right).$$

对于其它时延  $\tau$ ，本文都可以用这样的方法来推导。因此，当  $\tau = 0$  时，

$$|R_k(0)| = E_s, \quad \text{第一个过零点值近似为 } \frac{1}{2}\left[\frac{2B\tau}{T_s}T_k + \frac{2B\tau}{T_s}(T_s - T_k)\right] = \pm 1 \Rightarrow \tau = \pm \frac{1}{B}.$$

所以，SCS 保留了 TCS 和 LCS 的脉冲压缩的特性。本文给出 SCS 和 LCS 自相关对比图，

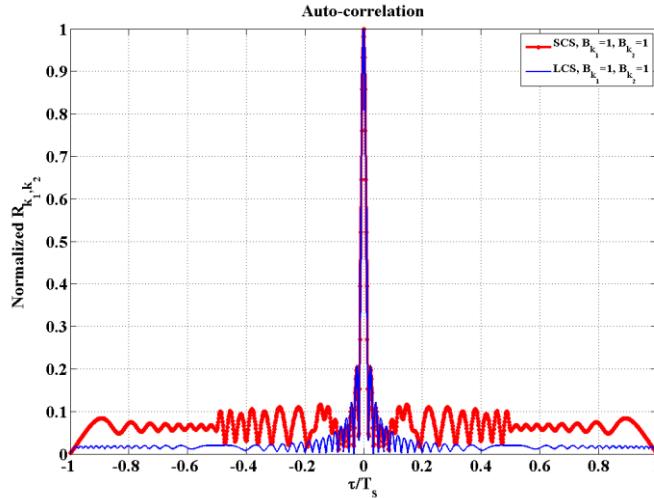


图 3.5 SCS 和 LCS 自相关对比

Figure 3.5 Autocorrelation Comparision of SCS and LCS

### 3.3.2 SCS 互相关

本文在分析 LCS 的时候，发现不同  $B_k$  值的 LCS 信号之间的互相关值较大，因此对于 SCS，其互相关特性的改进是重点。

如图 3.4(b)所示，本文可以采用相同的分析方法计算 SCS 互相关，

$$R_{k_1, k_2}(\tau) = IS_{k_1, k_2}^1(\tau) + IS_{k_1, k_2}^2(\tau) + IS_{k_1, k_2}^3(\tau) + IS_{k_1, k_2}^4(\tau) + II_{k_1, k_2}(\tau) \quad (3.13)$$

当  $b_{k_2} > b_{k_1}$  时， $0 \leq \tau \leq \min(T_{k_2}, T_{k_1} - T_{k_2})$  时， $\delta_{k_1, k_2}(\tau) = s_{k_1, k_2}(t)s_{k_1, k_2}^*(t - \tau)$

- 第一项为：

$$\begin{aligned} IS_{k_1, k_2}^1(t) &= \left( \int_{\tau}^{T_{k_2} + \tau} + \int_{T_{k_1}}^{T_s/2} \right) \delta_{k_1, k_2}(\tau) dt \\ &= \frac{E_s}{T_s} \left\{ T_{k_2} \sin c[(\mu\tau + b_{k_1} - b_{k_2})T_{k_2}] e^{j\phi_{11}(\tau)} + \left( \frac{T_s}{2} - T_{k_1} \right) \sin c[(\mu\tau + b_{k_1} - b_{k_2})(\frac{T_s}{2} - T_{k_1})] e^{j\phi_{12}(\tau)} \right\} \end{aligned}$$

这里

$$\begin{aligned} \phi_{11}(\tau) &= \pi \left[ \left( \frac{2B}{T_s} \tau + b_{k_1} - b_{k_2} \right) T_{k_2} + \left( 2b_{k_2} - \frac{2B}{T_s} \tau \right) \tau \right] \\ \phi_{12}(\tau) &= \pi \left[ \left( \frac{2B}{T_s} \tau + b_{k_1} - b_{k_2} \right) \left( \frac{T_s}{2} - T_{k_1} \right) + \left( 2b_{k_2} - 2B - \frac{2B}{T_s} \tau \right) \tau \right] \end{aligned}$$

- 第二项为：

$$\begin{aligned}
 IS_{k_1, k_2}^2(t) &= \left( \int_{T_s/2+\tau}^{T_s-T_{k_1}} + \int_{T_s-T_{k_2}+\tau}^{T_s} \right) \delta_{k_1, k_2}(\tau) dt \\
 &= \frac{E_s}{T_s} \left\{ \left( \frac{T_s}{2} - T_{k_1} - \tau \right) \sin c \left[ \left( -\frac{2B}{T_s} \tau + b_{k_1} - b_{k_2} \right) \left( \frac{T_s}{2} - T_{k_1} - \tau \right) \right] e^{j\phi_{21}(\tau)} + \right. \\
 &\quad \left. \left( \frac{T_s}{2} + T_{k_2} - \tau \right) \sin c \left[ \left( -\frac{2B}{T_s} \tau + b_{k_1} - b_{k_2} \right) \left( \frac{T_s}{2} + T_{k_2} - \tau \right) \right] e^{j\phi_{22}(\tau)} \right\}
 \end{aligned}$$

这里

$$\begin{aligned}
 \phi_{21}(\tau) &= \pi \left[ \left( -\frac{2B}{T_s} \tau + b_{k_1} - b_{k_2} \right) \left( \frac{T_s}{2} - T_{k_1} - \tau \right) + \left( 2b_{k_2} - \frac{2B}{T_s} \tau \right) \tau \right] \\
 \phi_{22}(\tau) &= \pi \left[ \left( -\frac{2B}{T_s} \tau + b_{k_1} - b_{k_2} \right) \left( \frac{T_s}{2} + T_{k_2} - \tau \right) + \left( 2b_{k_2} - 2B - \frac{2B}{T_s} \tau \right) \tau \right]
 \end{aligned}$$

- 第三项为：

$$IS_{k_1, k_2}^3(t) = \int_{T_{k_2}+\tau}^{T_{k_1}} \delta_{k_1, k_2}(\tau) dt = \frac{E_s(T_{k_1} - T_{k_2} - \tau)}{T_s} \sin c \left[ \left( \frac{2B}{T_s} \tau + b_{k_1} - b_{k_2} + B \right) (T_{k_1} - T_{k_2} - \tau) \right] e^{j\phi_3(\tau)}$$

这里

$$\phi_3(\tau) = \pi \left[ \left( \frac{2B}{T_s} \tau + b_{k_1} - b_{k_2} + B \right) (T_{k_1} - T_{k_2} - \tau) + \left( 2b_{k_2} - 2B - \frac{2B}{T_s} \tau \right) \tau \right]$$

- 第四项为：

$$IS_{k_1, k_2}^4(t) = \int_{T_s-T_{k_1}}^{T_s-T_{k_2}-\tau} \delta_{k_1, k_2}(\tau) dt = \frac{E_s(T_{k_1} - T_{k_2} - \tau)}{T_s} \sin c \left[ \left( -\frac{2B}{T_s} \tau + b_{k_1} - b_{k_2} + B \right) (T_{k_1} - T_{k_2} - \tau) \right] e^{j\phi_4(\tau)}$$

这里

$$\phi_4(\tau) = \pi \left[ \left( -\frac{2B}{T_s} \tau + b_{k_1} - b_{k_2} + B \right) (T_{k_1} - T_{k_2} - \tau) + \left( 2b_{k_2} + B - \frac{2B}{T_s} \tau \right) \tau \right]$$

- 第五项为

$$II_{k_1, k_2}(\tau) = \int_{T_s/2}^{T_s/2+\tau} \delta_{k_1, k_2}(\tau) dt = \frac{E_s}{\sqrt{\pi B T_s}} (F(T_1) - F(T_2)) e^{j\phi_5(\tau)}$$

这里

$$T_1 = \sqrt{\frac{\pi B}{T_s}} \left( \frac{3}{2} T_s + \frac{b_{k_1} - b_{k_2}}{4B} T_s + \tau \right), \quad T_2 = \sqrt{\frac{\pi B}{T_s}} \left( \frac{3}{2} T_s + \frac{b_{k_1} - b_{k_2}}{4B} T_s - \tau \right),$$

$$\varphi_5(\tau) = \pi \left[ \frac{2B}{T_s} \tau^2 + 2(b_{k_2} - B)\tau - \left( \frac{\tau}{2} - \frac{b_{k_1} - b_{k_2} + 2B}{4B} T_s \right)^2 \right]。$$

根据这种情况本文可以推出更一般的结果,

$$|R_{k_1, k_2}(\tau)| \approx E_s \begin{cases} \frac{G - |B_{k_2} - B_{k_1}|}{2G}, & \tau = \pm \frac{B_{k_2} - B_{k_1}}{2} T \\ \frac{|B_{k_2} - B_{k_1}|}{2G}, & \tau = \pm \frac{G - (B_{k_2} - B_{k_1})}{2} T \end{cases} \quad (3.14)$$

根据(3.14)的结果, 本文得出对于任意的  $B_{k_1} \neq B_{k_2}$ , 其最大互相关值  $\max(|R_{k_1, k_2}(\tau)|)$  近似小于  $0.5E_s$ 。本文给出 SCS 和 LCS 自相关对比图,

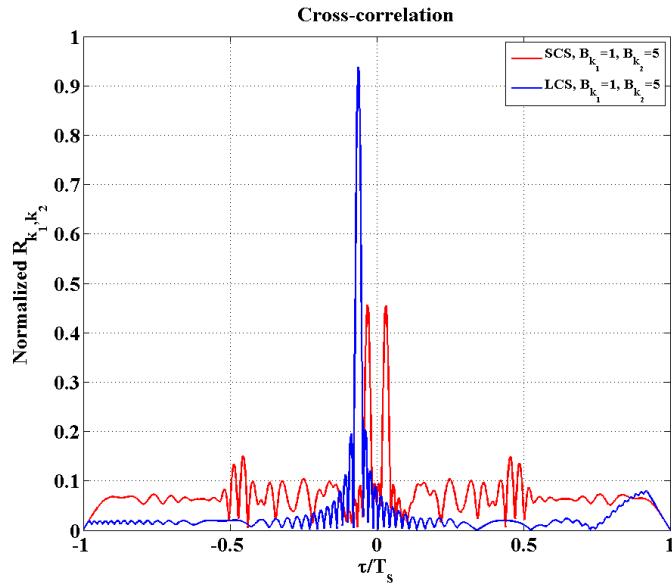


图 3.6 SCS 和 LCS 互相关对比

Figure 3.6 Cross-correlation Comparision of SCS and LCS

从图 3.5 和图 3.6 中, 本文可以看出, SCS 在时域保持了很好的自相关同时还降低了 LCS 信号之间的互相关值, 能够使不同  $B_k$  的 SCS 之间的相关值近似小于  $0.5E_s$ 。

### 3.4 非对称 Chirp 信号

由于 SCS 是基于时域去分析 Chirp 信号的相关特性，而在直接序列扩频中，伪随机码是基于时间的序列，其相关性不依赖于频偏，所以只需要在时域上考虑其相关性。而对于 Chirp 信号，在一个码周期内，频率和时间呈线性变化，所以 Chirp 信号是基于时间和频率相关的信号。所以本文引出模糊函数 (Ambiguity Function, AF) 来说明信号在时域和频域的相关特性。

$$AF_{k_1, k_2}(\tau, f_d) = \int_{-\infty}^{+\infty} s_{k_1}(t)s_{k_2}^*(t - \tau)e^{-j2\pi f_d t} dt \quad (3.15)$$

#### 3.4.1 SCS 存在的问题

如下图所示，不同起始频率 ( $B_{k_1}$  和  $B_{k_2}$ ) 的 SCS 在时间-频率、时延  $\tau$  和规则化频偏  $F_d = G \cdot f_d / B$  时的对应位置关系，从 SCS 的相关性计算，本文发现，在两种 SCS 取得相关极值点时，是在时-频信号图上尽可能多的重合的时候。因此，本文重点考虑特殊值的情况。

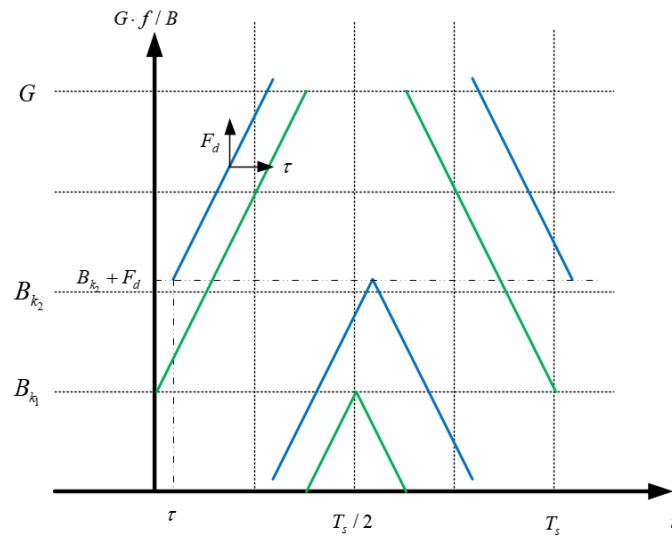


图 3.7 不同  $B_k$  值的 SCS 时间频率关系

Figure 3.7 Time and Frequency Relation of Different- $B_k$  SCS

当  $\tau=0$  时,  $|AF_{k_1,k_2}|$  在  $f_d^1 = b_{k_1} - b_{k_2}$  和  $f_d^2 = b_{k_1} - b_{k_2} + B$  取得极值,

$$|AF_{k_1,k_2}(0, f_d)| = \frac{E_s}{G} \begin{cases} G - |B_{k_1} - B_{k_2}|, & f_d = f_d^1 \\ |B_{k_1} - B_{k_2}|, & f_d = f_d^2 \end{cases} \quad (3.16)$$

当  $0 < |\tau| \leq |B_{k_2} - B_{k_1}|T/2$  时,  $|AF_{k_1,k_2}|$  在两条线段上  $f_d^3 = 2B\tau/T_s + b_{k_1} - b_{k_2}$  和  $f_d^4 = -2B\tau/T_s + b_{k_1} - b_{k_2}$  取值为  $E_s(G - |B_{k_1} - B_{k_2}|)/2G$ , 对于任意的  $B_{k_2} \neq B_{k_1}$ , 其值近似小于  $0.5E_s$ 。对于其它  $\tau$  值,  $\max(|AF_{k_1,k_2}|) < 0.5E_s$ 。

从(3.16)可以发现, 在时-频域, SCS 的互相关特性有如下特点:

- $\max(|AF_{k_1,k_2}|) \approx \max\{\frac{G - |B_{k_1} - B_{k_2}|}{G} E_s, \frac{|B_{k_1} - B_{k_2}|}{G} E_s\} \geq 0.5E_s, \forall B_{k_1} \neq B_{k_2}$ ,
- $\max(|AF_{k_1,k_2}|) = \frac{G-1}{G} E_s \approx E_s, |B_{k_1} - B_{k_2}| = 1 \text{ 或 } G-1$ 。

对比式(2.19)得出的两条结论, SCS 在时-频域出现了 LCS 在时域相同的问题, 这很大程度地影响了 SCS 信号在时-频的相关特性。为此, 本文给出非对称 Chirp 信号 (Asymmetry Chirp Signal, ACS), 这种 Chirp 信号, 即使在很大的频偏的情况下, 不同  $B_k$  值的 ACS 之间仍然能够保持很好的互相关。

### 3.4.2 平移理论

根据附录 Chirp 信号积分公式 (IS 函数、ID 函数), 本文得知,

1) 相同 CR 的 Chirp 信号, 其最大相关值是当它们在时间-频率图重叠时取

得, 此时, 当频偏已知时, 时延差为  $\tau = \frac{b_{k_2} - b_{k_1} + f_d}{\mu}$ ; 当时延已知时,

频偏为  $f_d = \mu\tau + b_{k_2} - b_{k_1}$ 。

2) 不同 (相反) CR 的 Chirp 信号, 其最大相关值与它们 CR 的差值

$|\mu_1 - \mu_2|$  有关,  $|\mu_1 - \mu_2|$  越大, 最大相关值越小。

### 3.4.3 ACS 构造思路

根据平移理论, 从图 3.7 可以发现, 两种信号的时延差和频偏差, 其实就是一个信号相对于另一个信号在时-频坐标轴上的水平移动和垂直移动。对于

SCS，在水平移动时，互相关的特性很好，但是当时延差为 0 时，在垂直移动的时候，有很大的互相关。为此，本文需要修改 SCS。为此本文重写 SCS 的表达式来说明 ACS.

$$s_k = \sqrt{\frac{E_s}{T_s}} \begin{cases} Se1_k(t), & 0 \leq t < T_k^+ \\ Se1_k(t)e^{-j2\pi Bt}, & T_k^+ \leq t < T_s / 2 \\ Se2_k(t)e^{j2\pi Bt}, & T_s / 2 \leq t < T_k^- \\ Se2_k(t)e^{j4\pi Bt}, & T_k^- \leq t < T_s \end{cases} \quad (3.17)$$

这里  $b_k^+(B_k^+), b_k^-(B_k^-)$  分别表示正负 Chirp 信号的起始(规则化)频率，

$$Se1_k(t) = e^{j2\pi(Bt^2/T_s + b_k^+ t)}, \quad Se2_k(t) = e^{j2\pi(-Bt^2/T_s + b_k^+ t)}$$

$$T_k^+ = (G - B_k^+)T/2, \quad T_k^- = (G + B_k^-)T/2.$$

对于 SCS， $B_k^+ = B_k^- = B_k$ 。

为了打破式(3.16)的关系，回归到图 3.7，本文用平移理论的方法来分析问题。当一个信号相对另一个信号在水平和垂直移动，本文要让正 Chirp 信号和负 Chirp 信号不能同时重叠，因此本文得到：

$$\begin{cases} T_{k_1}^+ - T_{k_2}^+ \neq T_{k_2}^- - T_{k_1}^-, \\ B_{k_1}^+ - B_{k_2}^+ \neq B_{k_1}^- - B_{k_2}^-, \forall B_{k_1}^+ \neq B_{k_2}^+ \end{cases} \quad (3.18)$$

最终本文得到规则化频率之间的关系为，

$$\begin{cases} B_{k_1}^+ + B_{k_1}^- \neq B_{k_2}^+ + B_{k_2}^-, \\ B_{k_1}^+ - B_{k_1}^- \neq B_{k_2}^+ - B_{k_2}^-, \forall B_{k_1}^+ \neq B_{k_2}^+ \end{cases} \quad (3.19)$$

因此，本文需要找到  $B_k^-$  和  $B_k^+$  的映射关系： $B_k^- = f(B_k^+)$ ，使式(3.19)成立。映射关系有线性映射和非线性映射，在线性映射域中本文找到了  $B_k^-$  和  $B_k^+$  映射关系。

$$B_k^- = \begin{cases} (DB_k^+ + 1 - i) \bmod G, & D > 0 \\ (DB_k^+ - 1 + i) \bmod G, & D < 0 \end{cases} \quad (3.20)$$

这里

$$\frac{Gi}{|D|} \leq B_k^+ < \frac{G(i+1)}{|D|}, i \in \{0, 1, \dots, |D|-1\}$$

$$|D| = \begin{cases} 2, & SF \text{ is even} \\ 3, & SF \text{ is odd} \end{cases}$$

将(3.20)代入到(3.19), 得到,

$$\begin{cases} B_{k_1}^+ + B_{k_1}^- \neq \frac{1+G}{|D+1|}(i_1 - i_2) \\ B_{k_1}^+ - B_{k_1}^- \neq \frac{1+G}{|D-1|}(i_1 - i_2) \end{cases}, \forall B_{k_1}^+ \neq B_{k_2}^+ \quad (3.21)$$

经过逐一计算和验证, 式(3.21)恒成立。结合式(3.20)和(3.17), 可以得到 ASC 的表达式。

#### 3.4.4 ACS 自相关

这节本文分析 ACS 在时间和频域的自相关特性, 根据平移理论, 本文得出其自相关仍然可以表示为两个  $IS$  函数和一个  $II$  函数的积分,

$$AF_k(\tau, f_d) = IS_k^1(\tau, f_d) + IS_k^2(\tau, f_d) + II_k(\tau, f_d) \quad (3.22)$$

本文分析其最大相关值, 是当  $\tau^* = 0, f_d^* = 0$  时取得,

$$|AF_k(\tau^*, f_d^*)| = E_s \quad (3.23)$$

第一个过零点值近似为  $\frac{1}{2}[\frac{2B\tau}{T_s}T_k^+ + \frac{2B\tau}{T_s}T_k^-] = \pm 1 \Rightarrow \tau = \pm \frac{1}{B(1 + (B_k^- - B_k^+)/G)}$

当频偏存在时即  $f_d \neq 0$ , 存在两个极值点, 即在  $\tau_1^* = \frac{f_d}{\mu}, \tau_2^* = -\frac{f_d}{\mu}$  (其中

$$\mu = \frac{2B}{T_s},$$

$$|AF_k(\tau_1^*, f_d)| = |AF_k(\tau_2^*, f_d)| \approx \frac{1}{2}(1 - \frac{2f_d}{B})E_s \quad (3.24)$$

特别的当  $f_d \ll B$  时,  $|AF_k(\tau_1^*, f_d)| = |AF_k(\tau_2^*, f_d)| \approx \frac{1}{2}E_s$ ,

或者时延存在时, 本文改变频偏  $f1_d^* = \mu\tau, f2_d^* = -\mu\tau$  去获得极值,

$$|AF_k(\tau, f1_d^*)| = |AF_k(\tau, f2_d^*)| \approx \frac{1}{2}(1 - \frac{2\tau}{T_s})E_s \quad (3.25)$$

这种时延和频偏互换的特性可作为 SCS 或 ACS 时延和频偏的捕获的时候

理论基础, 3.4 节中有详细的介绍。下图给出了 ACS 在时域和频域的互相关图。

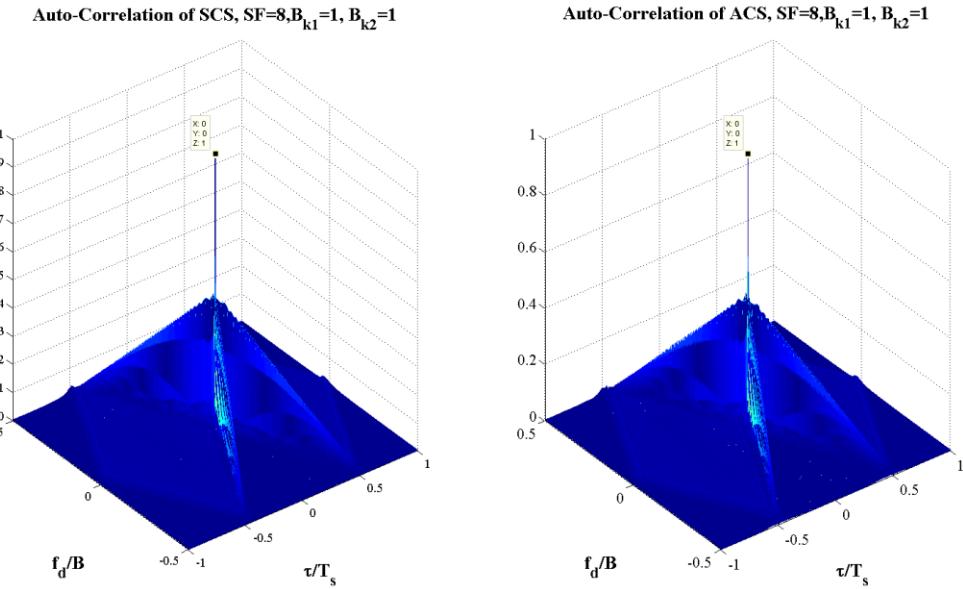


图 3.8 SCS 和 ACS 在时域和频域自相关对比图

Figure 3.8 Autocorrelation Comparison of SCS and ACS in Time and Frequency Domain

### 3.4.5 ACS 互相关

这节本文分析 ACS 信号的互相关特性, 如图 3.9 给出两种在相同  $B_k^-$  和  $B_k^+$  映射下的 ACS。

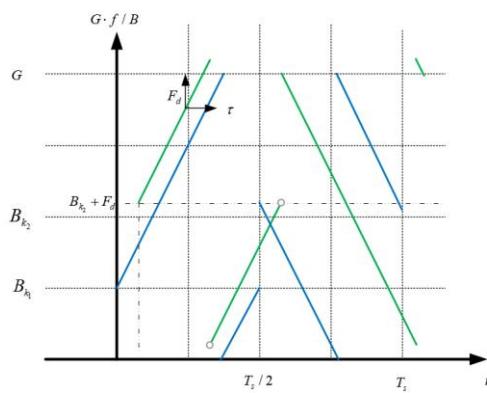


图 3.9 不同  $B_k$  值的 ACS 时间频率关系

Figure 3.9 Frequency-Time Relation of Different- $B_k$  ACS

互相关的表达式由 4 个  $IS$  函数和一个  $II$  函数表示,

$$AF_{k_1,k_2}(\tau, f_d) = IS_{k_1,k_2}^1(\tau, f_d) + IS_{k_1,k_2}^2(\tau, f_d) + IS_{k_1,k_2}^3(\tau, f_d) + IS_{k_1,k_2}^4(\tau, f_d) + II_{k_1,k_2}(\tau, f_d) \quad (3.26)$$

根据平移理论,  $\beta^+ = |B_{k_1}^+ - B_{k_2}^+|/G$ ,  $\beta^- = |B_{k_1}^- - B_{k_2}^-|/G$ ,  $\tau \in [-T_s/2, T_s/2]$ ,

1) 当  $\tau 1_+^* = \frac{b_{k_2}^+ + f_d - b_{k_1}^+}{\mu}$ ,  $\tau 2_+^* = -\frac{b_{k_2}^+ + f_d - b_{k_1}^+ + B}{\mu}$  (其中  $\mu = \frac{2B}{T_s}$ ), 其互相关

的值可取得极大值,

$$|AF_{k_1,k_2}(\tau 1_+^*, f_d)| \approx \begin{cases} \frac{1}{2} \left| 1 - \beta^+ - \frac{f_d}{B} \right| E_s, & Tl_1^+ \leq \tau 1_+^* < Tu_1^+ \\ \frac{1}{2} \left| 1 - \beta^+ - \frac{2f_d}{B} \right| E_s, & \text{else} \end{cases} \quad (3.27)$$

$$|AF_{k_1,k_2}(\tau 2_+^*, f_d)| \approx \begin{cases} \frac{1}{2} \left| \beta^+ - \frac{f_d}{B} \right| E_s, & Tl_2^+ \leq \tau 2_+^* < Tu_2^+ \\ \frac{1}{2} \left| \beta^+ - \frac{2f_d}{B} \right| E_s, & \text{else} \end{cases} \quad (3.28)$$

这里,

$$Tl_1^+ = \min\{0, T_{k_1}^+ - T_{k_2}^+\}, \quad Tu_1^+ = \max\{0, T_{k_1}^+ - T_{k_2}^+\}$$

$$Tl_2^+ = \min\{0, T_{k_1}^+ - T_{k_2}^+ - T_s/2\}, \quad Tu_2^+ = \max\{0, T_{k_1}^+ - T_{k_2}^+ - T_s/2\}$$

2) 当  $\tau 1_-^* = -\frac{b_{k_2}^- + f_d - b_{k_1}^-}{\mu}$ ,  $\tau 2_-^* = \frac{b_{k_2}^- + f_d - b_{k_1}^- + B}{\mu}$  (其中  $\mu = \frac{2B}{T_s}$ ), 其互相关

的值可取得极大值,

$$|AF_{k_1,k_2}(\tau 1_-^*, f_d)| \approx \begin{cases} \frac{1}{2} \left| 1 - \beta^- - \frac{f_d}{B} \right| E_s, & Tl_1^- \leq \tau 1_-^* < Tu_1^- \\ \frac{1}{2} \left| 1 - \beta^- - \frac{2f_d}{B} \right| E_s, & \text{else} \end{cases} \quad (3.29)$$

$$\left|AF_{k_1, k_2}(\tau 2_{-}^{*}, f_d)\right| \approx \begin{cases} \frac{1}{2}\left|\beta^{-} - \frac{f_d}{B}\right|E_s, & Tl_2^{-} \leq \tau 1_{-}^{*} < Tu_2^{-} \\ \frac{1}{2}\left|\beta^{-} - \frac{2f_d}{B}\right|E_s, & \text{else} \end{cases} \quad (3.30)$$

这里,

$$Tl_1^{-} = \min\{0, T_{k_2}^{-} - T_{k_1}^{-}\}, \quad Tu_1^{-} = \max\{0, T_{k_2}^{-} - T_{k_1}^{-}\}$$

$$Tl_2^{-} = \min\{0, T_{k_2}^{-} - T_{k_1}^{-} - T_s / 2\}, \quad Tu_2^{-} = \max\{0, T_{k_2}^{-} - T_{k_1}^{-} - T_s / 2\}$$

从(3.27)、(3.28)、(3.29)、(3.30), 本文得到,

$$\left|AF_{k_1, k_2}(\tau, f_d)\right| \approx \begin{cases} \frac{1}{2}(1 - \frac{|B_{k_1}^{+} - B_{k_2}^{+}|}{G})E_s, & \tau = 0, f_d = b_{k_1}^{+} - b_{k_2}^{+} \\ \frac{|B_{k_1}^{+} - B_{k_2}^{+}|}{2G}E_s, & \tau = 0, f_d = b_{k_1}^{+} - b_{k_2}^{+} + B \\ \frac{1}{2}(1 - \frac{|B_{k_1}^{-} - B_{k_2}^{-}|}{G})E_s, & \tau = 0, f_d = b_{k_1}^{-} - b_{k_2}^{-} \\ \frac{|B_{k_1}^{-} - B_{k_2}^{-}|}{2G}E_s, & \tau = 0, f_d = b_{k_1}^{-} - b_{k_2}^{-} + B \end{cases} \quad (3.31)$$

由此, 本文得出对于任意两个不相等  $B_k$  值的 ACS, 其最大互相关值都近似小于  $0.5E_s$ 。如图 3.10, 本文给出 SCS 和 ACS 在时域和频域的互相关对比图。

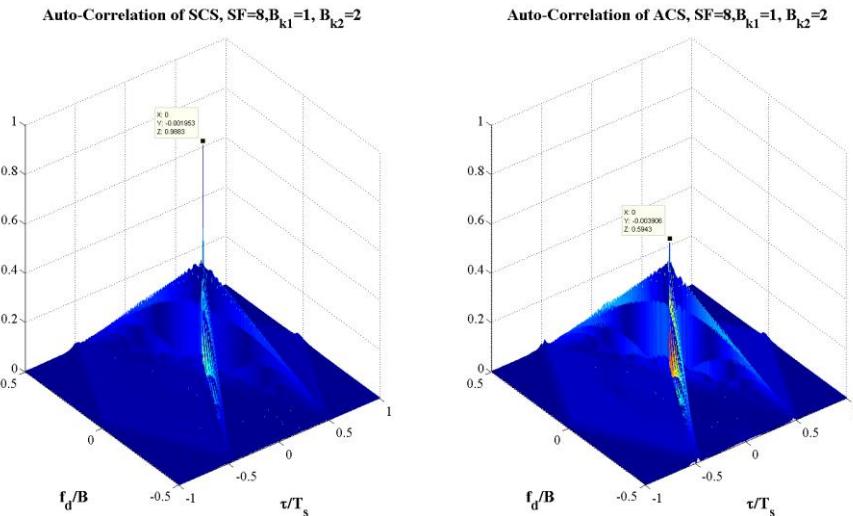


图 3.10 SCS 和 ACS 在时域和频域互相关对比图

Figure 3.10 Cross-correlation Comparison of SCS and ACS in Time and Frequency Domain

### 3.5 基于SCS和ACS的调制方式

文献[80][81]给出了TCS的频率键控法(Frequency Shift Keying, FSK)和相移键控法(Phase Shift keying, PSK)。针对本文研究的新的Chirp信号SCS(ACS)，在原理上，本文同样可以将这种信号与PSK和FSK调制结合，形成一种新的Chirp扩频调制方式，Chirp扩频调制。Chirp扩频调制包含频率调制(Chirp Signal-Frequency Shift Keying, CS-FSK)和相位调制(Chirp Signal-Phase Shift Keying, CS-PSK)。

#### 3.5.1 Chirp信号频率调制

Chirp信号频率调制(CS-FSK)类比于单音余弦(正弦)信号的FSK调制方式，在SCS(ACS)传输时，假设调制后载波频率为 $f_{c_1}$ 和 $f_{c_2}$ ，在频率调制中，则二进制( $M=2$ )FSCSS信号的表达式为，

$$c_k(t) = \begin{cases} s_k(t)e^{j2\pi f_{c_1}t}, & a(t)=0 \\ s_k(t)e^{j2\pi f_{c_2}t}, & a(t)=1 \end{cases} \quad (3.32)$$

这里 $c_k(t)$ 为传输信号， $a(t)$ 为码元时间信号。本文称这种方式为多载波频率调制，如图3.11所示。

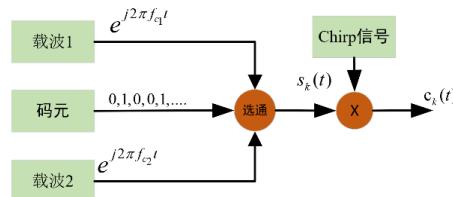


图 3.11 Chirp 信号多载波频率调制

Figure 3.11 Multicarrier Frequency Modulation of Chirp Signal

文献[42]在分析LCS时，得出对于不相等 $B_k$ 值的Chirp信号是相互正交，

$$\sum_{n=0}^{N-1} s_{k_1}(n)s_{k_2}^*(n) = 0, B_{k_1} \neq B_{k_2} \quad (3.33)$$

这里 $s_k(n)$ 是 $s_k(t)$ 的离散序列的表达形式，采样周期为 $T_{sam} = 1/B$ 。因为SCS(ACS)是由两个LCS信号组成，SCS(ACS)同样是相关正交。对于二进制

( $M = 2$ )频率调制，在相同带宽内可以有  $G/M$  中组合来传输二进制信息，例如顺序组合  $\{B_k, B_k + 1\}, B_k \in \{0, 2, 4, \dots, G - 2\}$ ，

$$c_k(t) = \begin{cases} s_k(t, B_k) e^{j2\pi f_c t}, & a(t) = 0 \\ s_k(t, B_k + 1) e^{j2\pi f_c t}, & a(t) = 1 \end{cases} \quad (3.34)$$

以上的频率调制方式还可以实现多进制调制  $M = 2^k, k = \{1, 2, 3, \dots, SF\}$ 。当  $k = 1$  时，如图 3.12 所示。

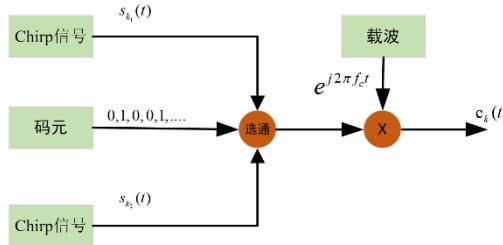


图 3.12 Chirp 信号单载波频率调制

Figure 3.12 Single Carrier Frequency Modulation of Chirp Signal

特别的，在第二种频率调制方案中，当  $k = SF$  时，其调制方式类似于使用 LCS 的 LoRa 调制。

### 3.5.2 Chirp 信号相位调制

Chirp 信号相位调制 (CS-PSK) 类比于单音余弦(正弦)信号的 PSK 调制方式，本文给出对于  $M$  进制 Chirp 信号相位调制方式的调制信号，

$$c_k(t) = s_k(t) e^{j(2\pi f_c t + \varphi(a(t)))} \quad (3.35)$$

这里  $\varphi(a(t)) = \frac{2\pi}{M} a(t), a(t) = \{0, 1, \dots, M - 1\}$ ，特别的当  $M = 2$  时，

$$c_k(t) = (-1)^{a(t)} s_k(t) e^{j2\pi f_{\min} t} \quad (3.36)$$

如下图，给出二进制 Chirp 信号相位调制方式原理框图：

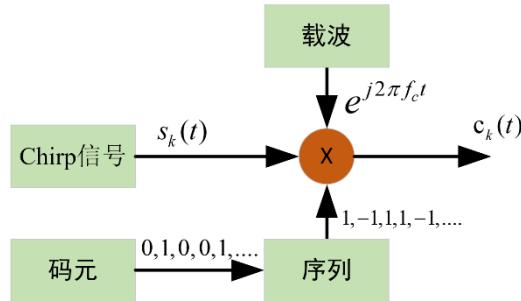


图 3.13 Chirp 信号二进制相位调制

Figure 3.13 Binary Phase Modulation of Chirp Signal

### 3.5.3 误码率

经过上面两种调制方式的说明，本文给出 Chirp 信号的二进制频率和相位调制方式在加性高斯白噪声(Additive White Gaussian Noise, AWGN)误码率对比，AWGN 功率谱密度为  $N_0$ ，如下图所示，

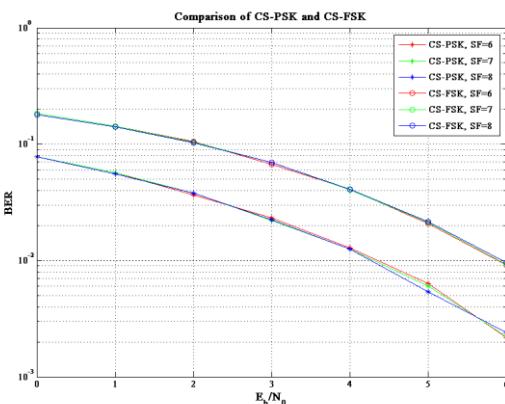


图 3.14 Chirp 信号二进制频率和相位调制误码率对比

Figure 3.14 BER Comparison of Binary Frequency and Phase Modulation of Chirp Signal

从图 3.14 本文可以得出 CS-2FSK 比 CS-BPSK 拥有更低的误码率性能，其误码率公式可表示为，

$$\begin{cases} P_e^{CS-2FSK} = Q\left(\sqrt{E_b/N_0}\right) \\ P_e^{CS-BPSK} = Q\left(\sqrt{2E_b/N_0}\right) \end{cases} \quad (3.37)$$

### 3.6 本章小结

本章提出了两种类型的 Chirp 信号，分别为对称 Chirp 信号和非对称 Chirp 信号。从结构上来上看，两种类型的 Chirp 信号都是使用一对互为相反数 CR 的 LoRa Chirp 信号。对称 Chirp 信号在时域具有比较好的互相关特性，非对称 Chirp 信号在时域和频域都具有比较好的互相关特性。两种类型的 Chirp 信号都能够实现多址方式的接入，且具有比较好的自相关特性。非对称 Chirp 信号具有更好的互相关特性。

## 第4章 Chirp 信号捕获

### 4.1 引言

在这一章节中，首先本文分析了 DSSS 信号、TCS 和 SCS(ACS)的特点，指出 Chirp 信号在时延和频偏捕获有着很大的优势。在卫星物联网通信中，数据传输的速率 ( $R_s$ ) 特别低，而多普勒频偏比较大，即  $|f_d^{\max}|/R_s > 1$ ，这给时延和频偏的捕获带来困难。针对 SCS 和 ACS，本文提出了一种新的即保证性能又保证了低功耗的捕获方式。并对比了 LCS、SCS 和 ACS 的捕获性能。

### 4.2 SCS 或 ACS 特点

根据(3.8)的模糊函数，本文的得出 DSSS 信号在  $\tau^* = 0$  时相互值为，

$$|AF_k^{DSSS}(\tau^*, f_d)| = \left| \frac{\sin(\pi f_d GT_c)}{\pi f_d GT_c} \right| \quad (4.1)$$

这里  $T_s = GT_c$ ， $T_c$  是码片周期。式(3.37)在频域第一个过零点值为

$f_d = \pm 1/GT_c = 1/T_s = R_s$ ，这说明 DSSS 信号抗频偏能力很弱。

- 对于 TCS，当时延  $\tau^* = f_d/\mu_{TCS}$  ( $\mu_{TCS} = B/T_s$ ) 时，

$$|AF_k^{TCS}(\tau^*, f_d)| = 1 - \left| \frac{f_d}{B} \right| = 1 - \left| \frac{f_d}{GR_s} \right| \quad (4.2)$$

- 对于 LCS，当时延  $\tau^* = f_d/\mu_{LCS}$  ( $\mu_{LCS} = B/T_s$ ),  $B_k \neq 0$  时，

$$|AF_k^{LCS}(\tau^*, f_d)| = 1 - 2 \left| \frac{f_d}{B} \right| = 1 - 2 \left| \frac{f_d}{GR_s} \right| \quad (4.3)$$

当  $B_k = 0$  时，其 AF 值等于式(4.2)结果。

- 对于 SCS，当时延  $\tau_1^* = f_d/\mu_{SCS}$ ,  $\tau_2^* = -f_d/\mu_{SCS}$  ( $\mu_{SCS} = 2B/T_s$ ),  $B_k \neq 0$  时，

$$\left|AF_k^{SCS}(\tau_1^*, f_d)\right| \approx \left|AF_k^{SCS}(\tau_2^*, f_d)\right| \approx \left(\frac{1}{2} - \left|\frac{f_d}{B}\right|\right) = \left(\frac{1}{2} - \left|\frac{f_d}{GR_s}\right|\right) \quad (4.4)$$

当  $B_k = 0$ ，

$$\left|AF_k^{SCS}(\tau_1^*, f_d)\right| \approx \left|AF_k^{SCS}(\tau_2^*, f_d)\right| \approx \frac{1}{2}(1 - \left|\frac{f_d}{B}\right|) = \frac{1}{2}(1 - \left|\frac{f_d}{GR_s}\right|) \quad (4.5)$$

- 对于 ACS,  $B_k^+$  和  $B_k^-$  不会同时为 0, 所以根据(3.34)和(3.35)能得出其在

$$\tau_1^* = f_d/\mu, \quad \tau_2^* = -f_d/\mu \text{ 的 } AF。$$

对比式(4.2)~(4.5), 本文发现,

- 1) TCS(LCS)的抗频偏能力最强, 只要  $\left|\frac{f_d}{GR_s}\right|$  足够小, TCS 即使在频偏没有同步的情况下, 仍能被解调。
- 2) SCS(ACS)抗频偏能力强于 DSSS 信号, 并且在时延和频偏捕获时更具优势。

### 4.3 传统捕获方法

根据第 3 章中的信道模型, 定义  $\beta = \eta/G, \eta = \left|f_d^{\max}\right|/R_s$ , 本文给出卫星场景下的  $\beta$  参考值,

表 4.1  $r = 6400km, h = 800km, \theta = \pi/3, SF = 6 \sim 12$  不同载波不同信息速率时  $\beta$  取值

Table 4.1  $\beta$  Values for Different Carriers and Information Rate When

$$r = 6400km, h = 800km, \theta = \pi/3, SF = 6 \sim 12$$

载波 $f_c$	$v \sin \theta / c$	$ f_d^{\max} $	$\eta(100bps)$	$\eta(500bps)$	$\eta(1kbps)$
200MHz	$2.15 \times 10^{-5}$	4.3KHz	43	8.6	4.3
1GHz	$2.15 \times 10^{-5}$	21.5KHz	215	43	21.5

这里  $c = 3.0 \times 10^8 \text{ m/s}$  为光速。

从表中可以看出，载波频率越大，频偏越大， $\eta$  越大；符号速率越大， $\eta$  越小。当  $SF$  取值为  $9 \sim 12$ ，载波频率为  $1\text{GHz}$ ， $\beta$  取值范围为： $0.05 \sim 0.42(100\text{bps})$ 、 $0.01 \sim 0.08(500\text{bps})$ 、 $0.005 \sim 0.04(1\text{kbps})$ 。在后续的分析中，本文考虑最大值  $\beta=0.5$  的情形。

在 DSSS 扩频系统中，通过在有限频偏范围内扫频来实现时延和频偏同步，虽然这种方法可以被用到 SCS 的时延和频偏捕获，但是计算量（功耗）太大。结合 SCS 自身的特点，本文给出了一种结合粗略捕获和精确捕获的方式来实现 SCS 时延和频偏捕获，能够有效降低计算量（功耗）。

针对 TCS，在文献[82]和[83]中，分别给出了快速捕获方法 (Fast Acquisition Approach, FAA) 和拓展匹配滤波器方法 (Extended Matched Filter Method, EMFM)。

- FAA 原理就是根据(3.32)的特点，同时传输正 TCS 和负 TCS，分别得到两个峰值时的时延  $\tau_1^*$  和  $\tau_2^*$ ，最后根据  $f_d^* = \frac{\tau_1^* - \tau_2^*}{2} \mu_{TCS}$ ，时延为  $\tau^* = \frac{\tau_1^* + \tau_2^*}{2}$ 。这种方法丢弃了有用信号能量。
- EMFM 原理是拓展匹配信号的带宽来实现对 TCS 信号的捕获，如下图所示。捕获时，在时延  $\tau_1^*$  和  $\tau_2^*$  分别得到两个峰值，最后频偏的估计值为  $f_d^* = \frac{\tau_1^* - \tau_2^*}{2} \mu_{TCS}$ 。这种方法捕获所有有用信号能量的同时引入了更多的噪声。

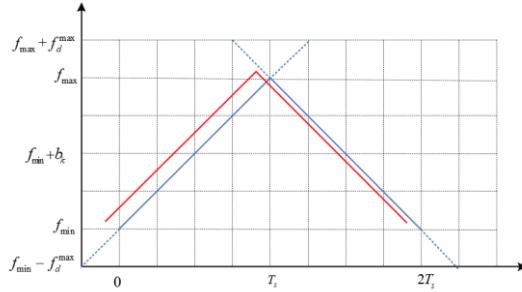


图 4.1 TCS 的拓展匹配滤波信号时频图

Figure 4.1 Frequency-Time Diagram of TCS EMFM Signal

$$\begin{cases} r(t) = s(t)e^{j2\pi f_d t} + n(t) \\ d(\tau) = \int_0^{+\infty} r(t)h^*(t-\tau)dt \end{cases} \quad (4.6)$$

这里  $r(t)$  为接收信号，  $d(\tau)$  为本地相关后的信号，  $h(t)$  为周期为  $T_h$  匹配滤波信号，  $n(t)$  为噪声谱密度为  $N_0 / 2$  高斯白噪声信号，该模型可分析 FAA 和 EMFM 捕获性能。

当  $\tau=0$  时，  $h(t)$  匹配  $s(t)e^{j2\pi f_d t}$ ，则得到，

$$d(0) = \sqrt{p_s p_h} T_p + n'(t) \quad (4.7)$$

这里  $p_s$  和  $p_h$  分别表示  $s(t)$  和  $h(t)$  信号功率，  $T_p$  表示  $d(\tau)$  取最大值时的积分区间，  $n'(t)$  仍为 AWGN，噪声谱密度为  $N_0 p_h T_h / 2$  因此，

$$d(0) \sim N(\sqrt{p_s p_h} T_p, N_0 p_h T_h / 2) \quad (4.8)$$

定义检测阈值为  $\lambda_{th} \in (0,1)$ ，则漏检概率（Missing Probability，未检测到有用信号的概率）为，

$$p_m = p(d(0) < \lambda_{th} \sqrt{p_s p_h} T_p) = Q((1 - \lambda_{th}) \sqrt{\frac{2 p_s T_p^2}{N_0 T_h}}) \quad (4.9)$$

$$\text{这里 } Q(x) = \int_x^{+\infty} \frac{e^{-t^2/2}}{\sqrt{2\pi}} dt$$

FAA 漏检概率 ( $B_k = G/2$ ) 为,

$$P_m^{FAA} = Q((1 - \lambda_{th})(1 - 2|f_d|/B)\sqrt{2E_b/N_0}) \quad (4.10)$$

EMFM 漏检概率 ( $B_k = G/2$ ) 为,

$$P_m^{EMFM} = Q((1 - \lambda_{th})\sqrt{\frac{2E_b}{(1+4\beta)N_0}}) \quad (4.11)$$

仿真性能对比如图 4.2 所示,

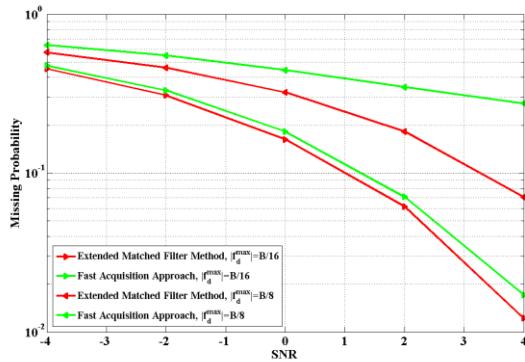


图 4.2 FAA 和 EMFM 漏检概率对比,  $B_k = G/2, SF = 6, \lambda_{th} = 0.8$

Figure 4.2 Missing Probability of FAA and EMFM ,  $B_k = G/2, SF = 6, \lambda_{th} = 0.8$

从公式(4.10)(4.11)和图 4.2 仿真结果来看, EMFM 具有更好的性能, 特别当频偏越大时, 捕获性能差别越大。

#### 4.4 一种改进的捕获方法

本文的提出一种新的捕获方式是基于拓展匹配滤波法来研究的<sup>[84]</sup>。因为拓展匹配滤波法通过拓展匹配信号的带宽来降低捕获的运算量(功耗)。拓展时间为  $T_E = \beta T_s / 2$ 。如图 4.3 ( $B_k = G/2$ ), 根据 EMFM 原理, 本文给出了 SCS 的 EMFM 拓扑匹配滤波器时频图。

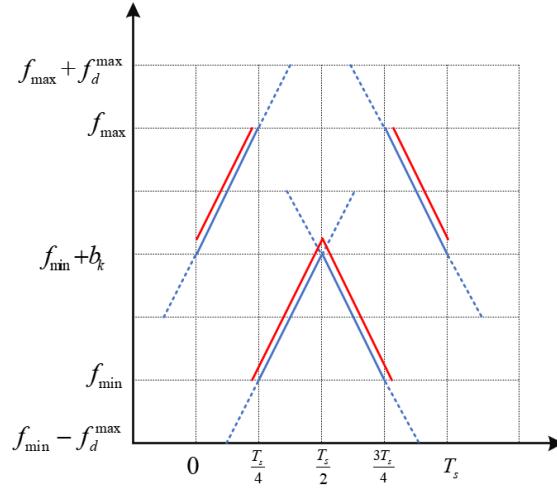


图 4.3 SCS 的拓展匹配滤波信号时频图

Figure 4.3 Frequency-Time Diagram of SCS EMFM Signal

在图 4.3 中, 红色表示待同步的信号, 蓝色的本地拓展匹配滤波信号, 其信号由四段 TCS 信号组成,

$$\begin{cases} s_1(t) = \sqrt{p} F^+(b_k - f_d^{\max}), -T_E \leq t < T_s/4 + T_E \\ s_2(t) = \sqrt{p} F^+(-f_d^{\max}), T_s/4 - T_E \leq t < T_s/2 + T_E \\ s_3(t) = \sqrt{p} F^-(b_k + f_d^{\max}), T_s/2 - T_E \leq t < 3T_s/4 + T_E \\ s_4(t) = \sqrt{p} F^-(B + f_d^{\max}), 3T_s/4 - T_E \leq t < T_s + T_E \end{cases} \quad (4.12)$$

这里  $p = E_s/T_s$ ,  $F^+(f) = e^{j2\pi(Bt^2/T_s + f_{\min} + f)}$ ,  $F^-(f) = e^{j2\pi(-Bt^2/T_s + f_{\min} + f)}$ 。

针对 SCS, 正 Chirp 信号与匹配滤波器信号频率在  $\tau_1^*$  时域重叠时, 其峰值为  $AF_p$ , 服从正态分布, 即  $AF_p \sim N(0.5E_b, (1+4\beta)N_0E_b/4)$ 。同理, 对于负 Chirp 信号在  $\tau_2^*$  时重叠, 其峰值为  $AF_n \sim N(0.5E_b, (1+4\beta)N_0E_b/4)$ 。它们的和为  $AF_s$ , 其仍为正态分布,  $AF_s = AF_p + AF_n \sim N(E_b, (1+4\beta)E_bN_0/2)$ 。

在给定阈值  $\lambda_{th}$  情况下, 漏检概率为:

$$P_m^{EMFM} = Q((1-\lambda_{th})\sqrt{\frac{2E_b}{(1+4\beta)N_0}}) \quad (4.13)$$

特别的当  $B_k = 0$ , 漏检概率为:

$$P_m^{EMFM} = Q((1-\lambda_{th})\sqrt{\frac{2E_b}{(1+2\beta)N_0}}) \quad (4.14)$$

在图 4.3 中，四段 TCS 带宽上下限同时被拓展了。然而这种匹配滤波器的设计没有考虑到实际情况——某一个终端接受信号的频偏只可能是正的或者负的，也就是说拓展匹配滤波器只需要拓展带宽上限或者带宽下限，本文称这种方法为修改的 EMFM (modified EMFM, mEMFM)。mEMFM 需要两个拓展匹配滤波器，分别是只拓展带宽上限的 mEMFM-1 和 只拓展带宽下限的 mEMFM-2，

- 对于 mEMFM-1 拓展匹配滤波器，其信号表达式为：

$$\begin{cases} s1_1(t) = \sqrt{p}F^+(b_k), 0 \leq t < T_s / 4 + T_E \\ s1_2(t) = \sqrt{p}F^+(0), T_s / 4 \leq t < T_s / 2 + T_E \\ s1_3(t) = \sqrt{p}F^-(b_k + f_d^{\max}), T_s / 2 \leq t < 3T_s / 4 + T_E \\ s1_4(t) = \sqrt{p}F^-(B + f_d^{\max}), 3T_s / 4 \leq t < T_s + T_E \end{cases} \quad (4.15)$$

- 对于 mEMFM-2 拓展匹配滤波器，其信号表达式为：

$$\begin{cases} s2_1(t) = \sqrt{p}F^+(b_k - f_d^{\max}), -T_E \leq t < T_s / 4 \\ s2_2(t) = \sqrt{p}F^+(-f_d^{\max}), T_s / 4 - T_E \leq t < T_s / 2 \\ s2_3(t) = \sqrt{p}F^-(b_k), T_s / 2 - T_E \leq t < 3T_s / 4 \\ s2_4(t) = \sqrt{p}F^-(B), 3T_s / 4 - T_E \leq t < T_s \end{cases} \quad (4.16)$$

因此在给定阈值  $\lambda_{th}$  情况下，漏检概率为：

$$P_m^{mEMFM} = Q((1-\lambda_{th})\sqrt{\frac{2E_b}{(1+2\beta)N_0}}) \quad (4.17)$$

特别的当  $B_k = 0$ ，漏检概率为：

$$P_m^{mEMFM} = Q((1-\lambda_{th})\sqrt{\frac{2E_b}{(1+\beta)N_0}}) \quad (4.18)$$

在后续内容中，本文使用离散信号的表达方式来表述。假设系统采样周期为  $T_{sam}$ ，则每个符号周期采样点数为  $N = T_s / T_{sam}$ ，滤波器带宽拓展的序列长度为  $N_E = T_E / T_{sam}$ 。在时延  $n_0$  时，本文得到经过拓展匹配滤波器 mEMFM-1 得到

$AF1_p(n_0)$  和  $AF1_n(n_0)$ ，及其在有限的时间范围内和给定阈值  $\lambda_{th}$  时它们最大值时

( $AF1_p(n_0) + AF1_n(n_0) \geq \lambda_{th} E_b$ ) 的  $n1_p$  和  $n1_n$ ，其表达式为：

$$\begin{cases} AF1_p(n_0) = \left| \sum_{n=0}^{N/4+N_E-1} r(n+n_0) s1_1(n) \right| + \left| \sum_{n=N/4}^{N/2+N_E-1} r(n+n_0) s1_2(n) \right| \\ AF1_n(n_0) = \left| \sum_{n=N/2}^{3N/4+N_E-1} r(n+n_0) s1_3(n) \right| + \left| \sum_{n=3N/4}^{N+N_E-1} r(n+n_0) s1_4(n) \right| \end{cases} \quad (4.19)$$

$$\begin{cases} n1_p = \arg \max_{n_0} (AF1_p(n_0)) \\ n1_n = \arg \max_{n_0} (AF1_n(n_0)) \end{cases} \quad (4.20)$$

同样的，对于拓展匹配滤波器 mEMFM-2，得到它们最大值时的时延  $n2_p$  和

$n2_n$ ，

$$\begin{cases} AF2_p(n_0) = \left| \sum_{n=-N_E}^{N/4-1} r(n+n_0) s2_1(n) \right| + \left| \sum_{n=N/4-N_E}^{N/2} r(n+n_0) s2_2(n) \right| \\ AF2_n(n_0) = \left| \sum_{n=N/2-N_E}^{3N/4-1} r(n+n_0) s2_3(n) \right| + \left| \sum_{n=3N/4-N_E}^{N-1} r(n+n_0) s2_4(n) \right| \end{cases} \quad (4.21)$$

$$\begin{cases} n2_p = \arg \max_{n_0} (AF2_p(n_0)) \\ n2_n = \arg \max_{n_0} (AF2_n(n_0)) \end{cases} \quad (4.22)$$

当  $AF1_p(n1_p) + AF1_n(n1_n) \geq AF2_p(n2_p) + AF2_n(n2_n)$ ，mEMFM-1 得到了更准确的时延估计，反之 mEMFM-2 得到了更准确的时延估计。其流程如图 4.4 所示。

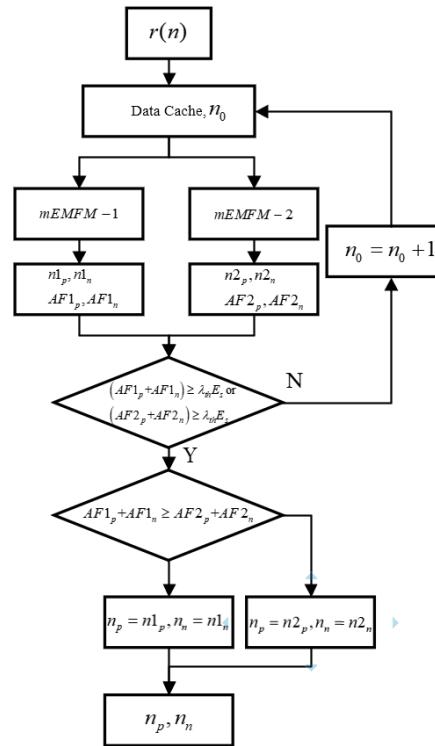


图 4.4 mEMFM 捕获流程

Figure 4.4 Acquisition Process of mEMFM

则时延捕获估计值为  $n_0^* = \frac{n_p + n_n}{2}$ ，频偏估计值为  $f_d^* = \frac{(n_p - n_n)}{N} B$ 。

因此在  $\beta=1/2$  和  $\beta=1/4$ ，如图 4.5 所示，本文比较了 EMFM 和 mEMFM 的错误检测概率。从图中可以看出，mEMFM 比 EMFM 在相同的 SNR 条件下拥有更低的漏检概率。

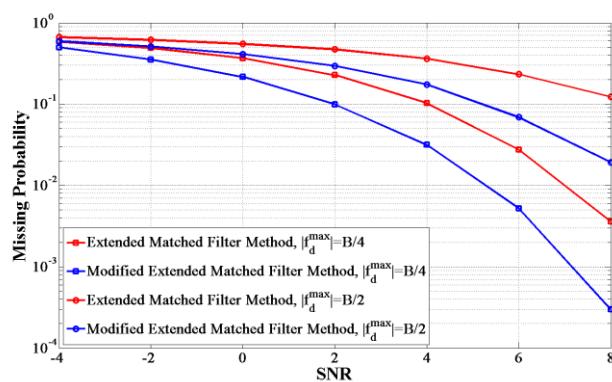


图 4.5 EMFM 和 mEMFM 的错误检测概率，SF = 6

Figure 4.5 False Probability of EMFM and mEMFM, SF = 6

由于 EMFM 方法引入更多的噪声，所以这种方法是一种粗略捕获方式来确定时延的位置。然后在这个时延附近搜索最精确的频偏和时延。本文用离散信号的方式给出了粗略捕获结合精确捕获方法来获取估计频偏和时延，如图 4.6 所示， $r(n)$  为接受信号采样后的序列。

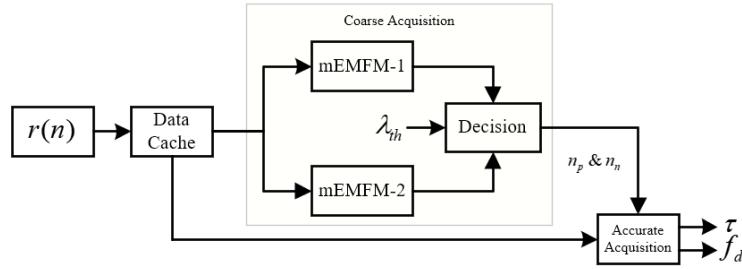


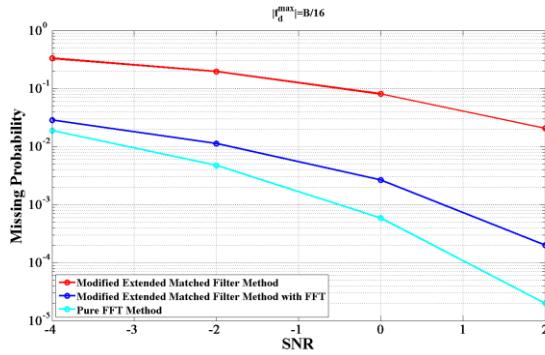
图 4.6 mEMFM 结合精确捕获

Figure 4.6 mEMFM Combining with Accurate Acquisition

精确捕获的方式主要有直接搜索法<sup>[85]</sup>和快速傅立叶变换(Fast Fourier Transform, FFT)法<sup>[86]</sup>。当  $n_p \geq n_n$ ，精确捕获的区间为  $[\frac{n_p+n_n}{2}, \frac{n_p+n_n}{2} + N_E]$ ；当  $n_p < n_n$ ，精确捕获的区间为  $[\frac{n_p+n_n}{2} - N_E, \frac{n_p+n_n}{2}]$ 。介于两个拓展匹配滤波器最大值比较时产生误差的概率，选择精确捕获区间为  $[\frac{n_p+n_n}{2} - N_E, \frac{n_p+n_n}{2} + N_E]$  更为合适。

最后当  $\beta=1/16$ ，本文比较了 mEMFM、mEMFM 结合精确捕获的 FFT 方法和纯 FFT 方法的错误检测概率，如图 4.7 所示，从图中可以看出，mEMFM 结合精确捕获的方法相比 mEMFM 拥有更好的性能，但比纯 FFT 方法差。

所以这种结合粗略捕获和精确捕获方式，在保证了一定的精度同时还能够降低运算量（功耗）。

图 4.7 三种同步方法的错误检测概率,  $SF = 6$ Figure 4.7 False Probability of Three Synchronized Methods,  $SF = 6$ 

## 4.5 捕获性能对比

在上一节中, 本文分了 SCS 在 AWGN 信道下的捕获方式, 这种方法也可以套用到 ACS, 只是需要对相应的匹配滤波器信号作一些修改。ACS 信号的优势是体现在存在多址干扰情况下拥有更好的捕获精度。

一般情况下, 如图 4.8 所示, 本文给出了终端随机接入流程, 一个数据包主要包含前导序列 (Preamble) 和数据 (Data) 部分, 而 Preamble 主要包含用于时延和频偏捕获的  $N_p$  个码序列 ( $Seq_1, Seq_2, \dots, Seq_{N_p}$ )<sup>[88]</sup>。假设不同终端的 Data 随机使用  $B_k$ , 所有的 Preamble 使用相同的  $B_k$  来传递数据包。Preamble 是用来实现时延和频偏同步。

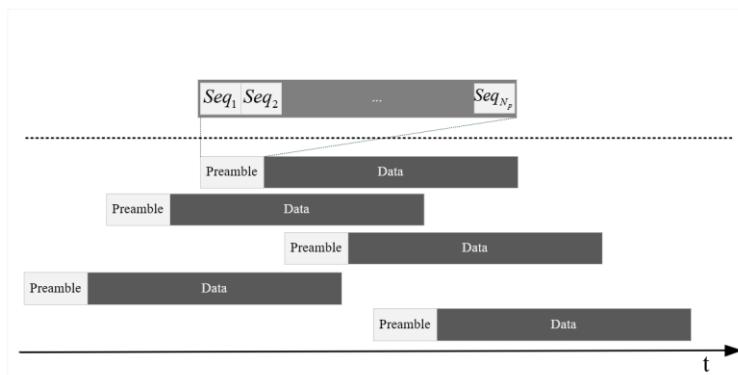


图 4.8 终端随机接入数据流

Figure 4.8 Random Access Data Stream

根据图 4.8 模型，本文假设所有的 Preamble 在时间轴上不重叠，所有 Preamble 的干扰只是来自 Data 部分。因此信号模型可表示为：

$$r(n) = c_{k_0}^p(n - n_{k_0}) + \sum_{k=1}^K c_k(n - n_k) + Noise(n) \quad (4.23)$$

这里  $n_i$  表示终端  $i$  的时延， $c_{k_0}^p(\cdot)$  和  $c_k(\cdot)$  表示 Preamble 序列和 Data 序列， $Noise(\cdot)$  表示 AWGN 序列。

本文总结两种错误概率事件：

- 1) 漏检概率 (Missing Probability)：当前检测序列为 Preamble 序列，判决结果为非 Preamble 序列；
- 2) 误检概率 (False Probability)：当前检测序列为 Data 序列，判决结果为 Preamble 序列；

在这种模型下，本文对比了漏检概率和错误概率，

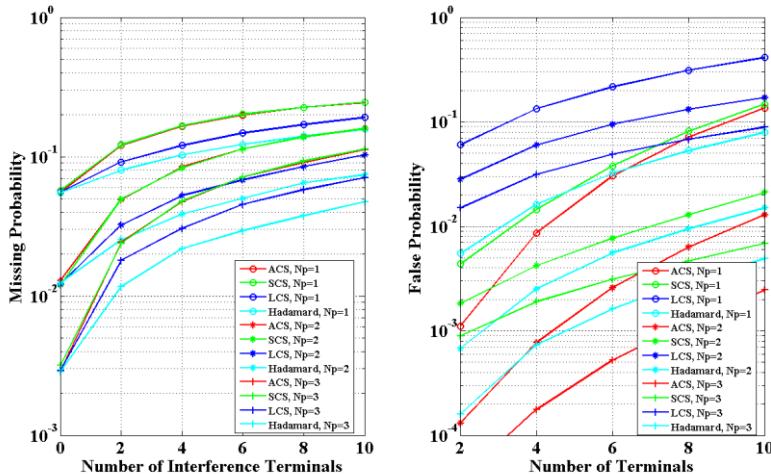


图 4.9 ACS、SCS、LCS 和 Hadamard 矩阵的漏检概率和误检概率，

$$SF = 6, E_b / N_0 = 15\text{dB}, f_d \in \{-B/8, B/8\}$$

Figure 4.9 Missing Probability and False Probability of ACS, SCS, LCS and Hadamard Matrices

$$\text{When } SF = 6, E_b / N_0 = 15\text{dB}, f_d \in \{-B/8, B/8\}$$

从图 4.9 可以看出，在多用户接入信道中，在相同的条件下，LCS 的漏检

概率相比 SCS 和 ACS 会更小一点，Hadamard 矩阵比 LCS 的漏检概率更低。但对于错检概率，LCS 会比较偏大，ACS 具有更好的性能。对比 SCS 和 ACS，ACS 的捕获性能会更好。他们的漏检和错检概率都会随着  $N_p$  的增大而减小。

## 4.6 本章小结

这一章节中，本文分析了针对传统 Chirp 信号的两种捕获方法，拓展匹配滤波法和快速捕获法，发现了在卫星通信系统中，拓展匹配滤波法更适合去捕获 SCS 或 ACS，且捕获性能更好，复杂度低。这两种方法都是粗略地估计时延和频偏。当存在大频偏存在时，拓展匹配滤波法性能较差，为此，本文基于拓展匹配滤波法提出改进的拓展匹配滤波法，以及结合精确捕获方法，可以实现性能和复杂度的均衡。

## 第 5 章 接入协议

### 5.1 引言

对于传统的通信卫星体系中，通信的方式基本都是点对点（比如数传）或者点对多点（广播，比如卫视）的通信，随着卫星技术的发展和当前对全球物联网的需求，卫星通信不再局限点对点和广播通信。卫星通信与地面通信相比，低功耗物联网终端和多址接入给卫星通信带来巨大的挑战<sup>[5][89]</sup>。目前地面的多址接入协议比较成熟，本章通过对已有的随机接入协议研究，寻找适合当前 LEO 卫星物联网随机接入协议——扩频 ALOHA 协议。基于扩频 ALOHA 协议，本文给出 Chirp 扩频 ALOHA 协议，并分析了 SCS 和 ACS 的性能。这种接入协议可以结合多址干扰消除技术，来提高低轨卫星物联网通信系统的容量。

### 5.2 协议分类

随机接入是多址接入方式的一种，适合数据量小的突发性终端接入使用。随机接入实现原理是多用户随机选择时隙发送各自的数据，如果发送碰撞，需要等待随机时长重新发送之前的数据，直到数据被正确接收否则需要重发，当达到最大可重发次数则会丢弃这条数据<sup>[90]</sup>。

按时隙分类，随机接入可分为时隙 ALOHA (Slotted ALOHA, SA) 和非时隙 ALOHA (Unslotted ALOHA, Asynchronous Random Access 或 Pure ALOHA, PA)。按是否扩频分类，可分为扩频 ALOHA (Spread Spectrum ALOHA, SSA) 和非扩频 ALOHA<sup>[91]</sup>。如图 5.1 给出了 SA 和 PA 的数据流时间图。

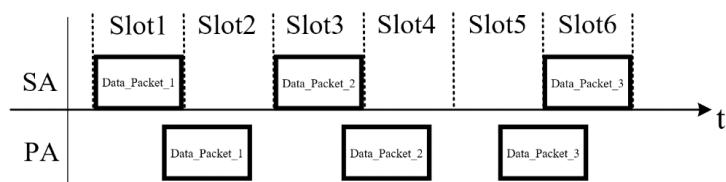


图 5.1 SA 和 PA 的数据接入时间图

Figure 5.1 Data Access Time Graph of SA and PA

SA 和 PA 都有相应的变种或改进机制。文献[92]给出了多样时隙 ALOHA (Diversity Slotted ALOHA, DSA) 协议的说明, 其基本原理是一个用户可以传送同一个数据包的多个副本。多个副本可以在不同的频率通道(频率多样性)上进行模拟传输, 也可以在单个高速通道上传输但是以随机时间间隔(时间多样性)。特别的当副本个数为 2 时, DSA 具有很好的鲁棒性。文献[93]提出一种随机副本次数的不规则重复 SA(Irregular Repetition Slotted ALOHA, IRS), 每一个突发信号的 MAC 帧传输次数根据一个给定的概率分布, 随着冲突的变化而变化。基于扩频的 ALOAH (SSA) 协议在[91][94]中介绍了, SSA 系统具有低复杂度和高吞吐量的特点, 在无线分组网络、卫星通信网络以及军用通信网络中有很好的应用前景<sup>[95][96][97]</sup>。然而 SSA 对功率不平衡非常敏感, 增强 SSA(Enhanced Spread Spectrum ALOHA, E-SSA)由 Oscar del Rio Herrero 等人在文献[98][99]提出, E-SSA 采用了更合适的网关数字信号处理, 在接收端增加了分组检测器设计开发了迭代的连续干扰消除(iterative Successive Interference Cancellation, iSIC), 与传统的 SSA 相比, E-SSA 在鲁棒性和绝对吞吐量方面提供了显著的增强。

### 5.3 协议说明

随机接入解决了多用户可同时共享时间和频率资源问题, 但同时也会带来碰撞或干扰的问题。因此本文的随机接入协议研究主要包含两部分内容, 一是随机接入方式的研究, 二是碰撞解决(干扰消除)的研究。

由于物联网数据包含短报文、监测数据、预警等类型, 这种数据类型具有数据包长度短(几百比特)、速率低(几百到几千比特每秒)、占空比低(一天、一周、一个月几次或者是事件驱动)等特点。在终端到卫星的通信链路中, 时延相对地面较大, 且入境时间有限, 再根据物联网终端数据特点, 基于时隙接入协议会降低通信效率、增加协议复杂度和功耗。文献[99]详细分析了在卫星 M2M (Machine-to-Machine)通信中, 分析了 SA、PA 及其变种体制的优点和性能, 最后给出了 E-SSA 是最佳的卫星物联网上行接入方式。

E-SSA 是一种使用直接序列扩频(DSSS)方式的非同步的码分多址的

ALOHA 接入协议，在接收端使用了连续干扰消除（Successive Interference Cancellation, SIC）的算法来实现最大化数据吞吐量。在 E-SSA 中，处理数据窗口为  $W$  (3 倍于一个物理层数据包符号长度)，步进为  $\Delta W$  ( $1/3 \sim 1/2 W$ )<sup>[99]</sup>，其流程为：

- 1) 检测器根据当前窗口的大小存储新的基带信号采用后的信号；
- 2) 执行包 preamble 检测然后选择高 SNIR 值的数据包；
- 3) 对所选包的 preamble 进行数据辅助信道估计；
- 4) 对所选数据包执行 FEC 解码；
- 5) 如果在 CRC 检测后解码的 FEC 帧被认为是正确的，然后 1. 在整个回收包(载体)上执行增强的数据辅助信道估计频率，相位，振幅，和时间；  
2. 在基带进行重构，检测到的包用于以下的消去步骤；3. 执行干扰消除。
- 6) 重复步骤 2 直到最大 SIC 迭代次数执行完。当到达极限时，将观察窗提前  $\Delta W$ 。

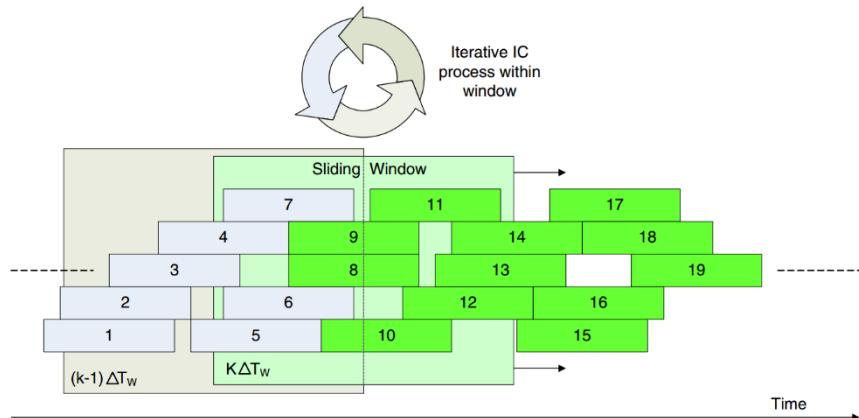


图 5.2 E-SSA 解调算法流程<sup>[98]</sup>

Figure 5.2 Algorithm Flow of E-SSA Demodulation<sup>[98]</sup>

CSS 作为一种扩频方式，结合 SCS 和 ACS 信号的特点，再加上 E-SSA 算法，可以很好的被应用到 LEO 卫星物联网上行接入协议。在下面的章节中，本文分析 Chirp 扩频 ALOHA 协议 (Enhanced Chirp Spread Spectrum ALOHA, E-CSSA) 的接入流程和性能。

## 5.4 接入流程

NB-IoT 是基于地面移动网络的物联网技术，这种技术可以理解成 LTE（Long Term Evolution）协议的裁剪，但是在接入协议，他们没有什么大的不同<sup>[100]</sup>。NB-IoT 主要经过四个步骤(UE 可以被理解是终端，Msg1~Msg4 为四种信息)<sup>[101][102][103]</sup>：

- 1) UE 发送随机接入前导序列(Msg1);
- 2) UE 接收网络端发送的随机接入响应(Msg2);
- 3) UE 发送数据(Msg3);
- 4) 竞争解决(Msg3)。

在 NB-IoT 系统中，UE 发送随机接入前导之前需先确定物理层随机信道资源。而这种资源可分为两种：一种是由基站明确指示的信道资源；另一种是由 UE 所选择的信道资源。这个系统是时间同步系统，终端需要和基站需要建立精确的时间同步。

对于 LoRa Class-A 终端的接入协议<sup>[104]</sup>，终端可被集中器接受的情况下，其接入流程为：

- 1) 终端组帧以扩频因子  $SF$  向集中器发送数据包；
- 2) 集中器如果正确接收到该终端数据，发送 ACK 信息，调至步骤 4)；反之调至步骤 3)；
- 3) 终端以扩频因子  $SF = SF + 1$  重发当前数据，调至步骤 2)；若达到最大重发次数，则丢弃该数据，调至步骤 4)；
- 4) 终端继续发送下一帧数据或进入睡眠状态。

LoRa Class-A 终端能够自动选择扩频因子来传输数据，因为  $SF$  越大（在相同的带宽或者相同的码率的情况下），能够容纳的终端数量越多，使用不同  $SF$  的 Chirp 信号之间的干扰会很小。

在终端与低轨卫星通信系统中，传输时延远大于地面通信的传输时延，其次单颗卫星可见时间有限，再对比两种类型物联网接入协议，本文发现 LoRa Class-A 终端接入协议更适合 LEO 卫星物联网终端接入。因此本文给出 LEO 卫星物联网终端接入流程，这个流程和 LoRa Class-A 终端的接入协议大同小异，

如图 5.3 所示：

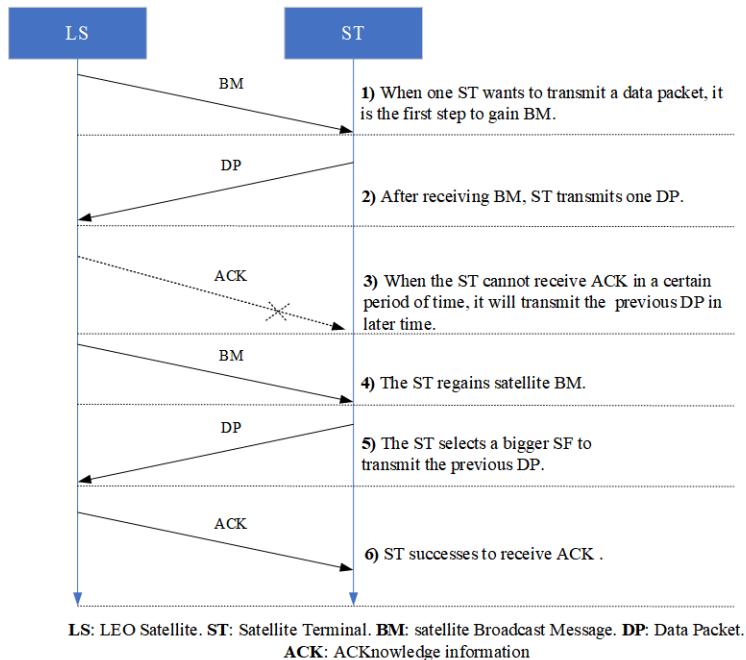


图 5.3 LEO 卫星物联网接入流程

Figure 5.3 Access Process of LEO Satellite IoT

LEO 卫星物联网接入流程与 LoRa Class-A 终端接入协议不无二致，只是 LoRa 协议规定了，如果在接收端有两个及以上的数据包同时接入，则会发生碰撞需要重传。但在接收端，如果加上 SIC 算法，则可以提高吞吐量，这就是完整的 E-CSSA 的协议描述。因此，E-CSSA 协议包含两方面内容，一是多址通信时的性能或误码率 (Bit Error Rate, BER)，另一方面是关于使用 SIC 算法来降低误包率 (Packet Error Rate, PER)。

## 5.5 误码率性能

### 5.5.1 信道信号模型

按照 4.4 节中随机接入流程，本文给出终端-卫星随机接入信道下数据流到达时间图，如图 5.4 所示：

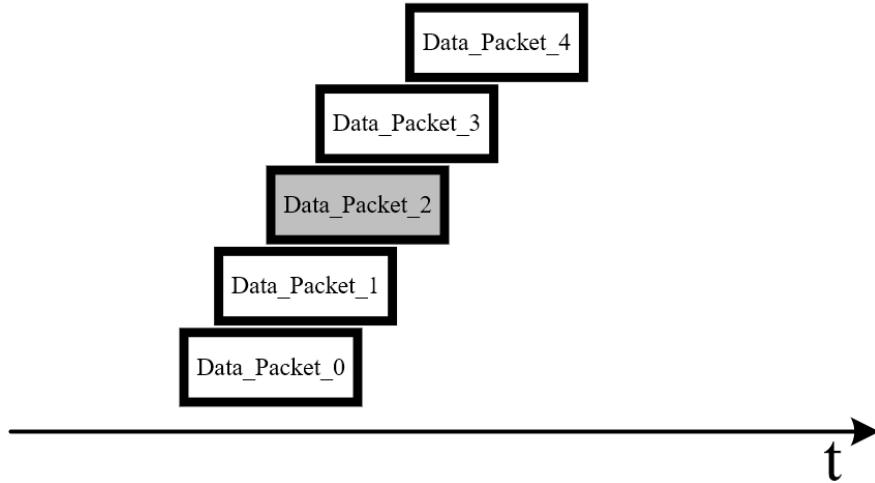


图 5.4 LEO 卫星终端多个接入数据块

Figure 5.4 Multiple Data Blocks of LEO Satellite Terminals

当终端 $k$ 在卫星可见的范围内，随机时间发送当前储存在缓存中的数据(假  
设数据长度固定持续时间为 $lT_s$ )。经过传播时延 $n_k$ 被卫星接收，本文采用二进  
制相位键控调制(Binary Phase Shift Keying, BPSK)，其接收信号模型可被表示  
为：

$$c_k(lT_s + nT_{sam}) = a_k(lT_s + nT_{sam})s_k(nT_{sam}) \Rightarrow c_k(l, n) = a_k(l)s_k(n) \quad (4-1)$$

$$r(l, n) = \sum_{k=1}^K c_k(l, n - n_k) e^{j2\pi F_d^k n/N} + Noise(l, n) \quad (4-2)$$

$l \in \{0, 1, 2, \dots, L-1\}$ ,  $n \in \{0, 1, 2, \dots, N-1\}$ ;  $c_k(l, n)$  表示终端 $k$ 发送的数据在  
 $lT_s + nT_{sam}$ 时的数据； $a_k(l)$  表示码序列，码“0”映射成“1”，码“1”映射成“-1”，  
 $s_k(n)$  表示传输信号， $r(l, n)$  表示接收的采样信号在时间为 $lT_s + nT_{sam}$  ( $T_{sam}$  表示的  
是采样周期， $T_{sam} = T/M$ ， $M$  为过采样因子，每个符号周期采样点数为  
 $N = T_s/T_{sam} = G \cdot M$ );  $F_d^k = G \cdot f_d^k / B$  表示规则化的频偏，在区间 $[-F_d^{\max}, F_d^{\max}]$ 均  
匀分布，即  $F_d \sim U(-F_d^{\max}, F_d^{\max})$ ;  $K$  表示当前时刻接入的总用户数； $Noise(l, n)$   
表示在时刻 $lT_s + nT_{sam}$ 的白噪声值。在这些表达式中，

$c_k(l, n - n_k) = c_k(l + \left\lfloor \frac{n - n_k}{N} \right\rfloor, (n - n_k)_N)$ ,  $\lfloor \cdot \rfloor$  表示向下取整,  $(\cdot)_N$  表示取模运算。

对于终端  $k_0$ , 经过时延和频偏同步(假设  $n_{k_0} = 0, F_d^{k_0} = 0$ )后, 本文解调该信号, 得到:

$$d_{k_0}(l) = E_s a_{k_0}(l) + \sum_{k \neq k_0} \rho_{k,k_0}(n_k, F_d^k) + Noise_{k_0}(l) \quad (4-3)$$

这里

$$\begin{aligned} \rho_{k_1, k_2}(n_k, F_d^k) &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} a(l, n - n_k) s_{k_2}(n) s_{k_1}^*((n - n_k)_N) \\ Noise_k(l) &= \sum_{n=0}^{N-1} Noise_k(l, n) s_k^*(n) e^{j2\pi F_d^k n / N} \end{aligned}$$

因此最后的判决条件为:

$$RE(d_{k_0}(l)) \begin{cases} \geq 0, \text{ Decision is 0} \\ < 0, \text{ Decision is 1} \end{cases} \quad (4-4)$$

$RE(\cdot)$  表示取实部。

虽然本文无法计算出  $d_{k_0}(l)$  干扰具体的表达式, 但是本文可以把  $\rho_{k,k_0}(n_k, F_d^k)$  看作是随机干扰, 满足均值为 0, 方差为  $N_I$  正态分布, 即  $\rho_{k,k_0} \sim N(0, N_I)$ 。因此误码率表达式可表示为( $k$  为干扰终端的数量):

$$P_e(k) = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0 + kN_I}}\right) \quad (4-5)$$

### 5.5.2 LCS、SCS、ACS 和 DSSS 信号对比

在这章节中, 本文对 LCS、SCS、ACS、DSSS 信号误码率性能进行分析, DSSS 信号包含哈达玛矩阵(Hadamard Matrix)和 m 序列(m-Sequence)<sup>[105]</sup>。

哈达玛矩阵是有  $G=2^{SF}$  ( $SF$  为正整数)个码序列(长度为  $G$ )组成的矩阵,  $G$  又称为阶数, 不同的行序列之间相互正交。本文给出  $G=4$  阶的哈达玛矩阵例

子：

$$H = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix} \quad (4-6)$$

2013年，欧洲电信标准化协会(European Telecommunications Standards Institute, ETSI)更新了《卫星地面站和系统(Satellite Earth Stations and Systems , SES)和S波段移动交互式多媒体空中接口(Air Interface for S-band Mobile Interactive Multimedia, S-MIM)》，包含了一般系统架构和配置(General System Architecture and Configurations)<sup>[24]</sup>、前向链路子系统需求(Forward Link Subsystem Requirements)<sup>[25]</sup>、物理层规范——返回链路异步接入(Physical Layer Specification, Return Link Asynchronous Access)<sup>[26]</sup>、物理层规范——返回链路同步接入(Physical Layer Specification, Return Link Synchronous Access)<sup>[27]</sup>、协议规范——链路层(Protocol Specifications, Link Layer)<sup>[28]</sup>和协议规范——信令系统(Protocol Specifications, System Signalling)<sup>[29]</sup>。

在物理层规范——返回链路异步接入中，针对M2M通信体制使用了哈达玛矩阵的扩频码来实现多址接入，也就是扩频ALOHA协议，SSA。可见，异步接入在卫星物联网终端通信中存在重要的意义。

在比较误码率性能前，本文分析LCS、SCS、ACS、DSSS信号的特点。本文再次引入模糊函数，

- 当 $s_k(t)$ 是DSSS信号，它的模糊函数最大值是在 $\tau=0$ 时取得，则频偏对其影响为：

$$|AF_k^{DSSS}(0, f_d)| = E_s \left| \frac{\sin(\pi f_d T_s)}{\pi f_d T_s} \right| \quad (4-7)$$

- 当 $s_k(t)$ 是LCS，其最大模糊函数值在 $\tau^* = f_d / \mu_{LCS}$ ，则频偏对其影响为：

$$\left|AF_k^{LCS}(\tau^*, f_d)\right| \approx E_s \begin{cases} 1 - \left| \frac{2f_d}{B} \right|, & B_k \neq 0 \\ 1 - \left| \frac{f_d}{B} \right|, & B_k = 0 \end{cases} \quad (4-8)$$

- 当  $s_k(t)$  是 SCS 或者 ACS, 其最大模糊函数值在  $\tau^* = f_d / \mu_{SCS}$  和

$-f_d / \mu_{SCS}$ , 则频偏对其影响为:

$$\left|AF_k^{SA}(\tau^*, f_d)\right| \approx \frac{E_s}{2} \begin{cases} 1 - \left| \frac{2f_d}{B} \right|, & B_k \neq 0 \\ 1 - \left| \frac{f_d}{B} \right|, & B_k = 0 \end{cases} \quad (4-9)$$

- 当  $s_{k_1}(t)$  是 SCS 或者 ACS,  $s_{k_2}(t)$  是 DSSS 信号, 则对任意的  $\tau, f_d$ , 其模糊函数值,

$$\left|AF_{k_1, k_2}^{SA, DSSS}(\tau, f_d)\right| \approx 0 \quad (4-10)$$

从式(4-7)可以看出, 模糊函数第一过零点是在  $f_d = \pm 1/T_s = \pm B/G$ , 这说明当  $|f_d| > B/G$  时, 它们的自相关很小。这种特性, 在信号捕获时带来困难。然而从式(4-8)和式(4-9)中可以看出, 线性扩频信号的抗频偏能力强于 DSSS 信号, 且在带宽  $B$  足够大时, 可以使它们的模糊函数值只经行时延同步就能获得很大的自相关值来, 从而来估计频偏值, 这在 3.5.2 节中有详细说明。式(4-10)说明了线性扩频信号和 DSSS 信号之间的互相关性很弱, DSSS 被广泛应用到卫星通信, 所以线性扩频信号的使用一定程度上受其它信号干扰影响较小。

通过蒙特卡罗方法 (Monte Carlo method), 本文得出了 LCS、SCS、ACS、Hadamard Matrix 和 m-Sequence 误码率性能对比,  $N_{IT}$  表示干扰终端的数量, 如图 5.5 所示,

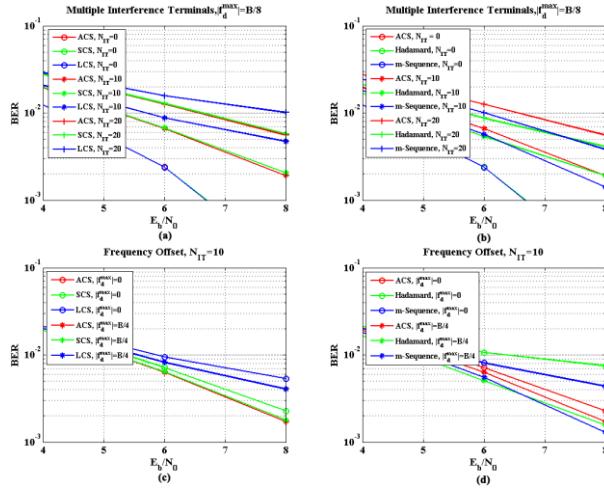


图 5.5 LCS、SCS、ACS、Hadamard Matrix 和 m-Sequence 误码率性能对比,  $SF = 6$ ,

$$M = 2$$

Figure 5.5 BER Comparison of LCS、SCS、ACS、Hadamard Matrix and m-Sequence When

$$SF = 6, M = 2$$

从图 5.5 可以看出,

- 1) 在左图中, 当频偏足够大情况下, Hadamard Matrix 和 m-Sequence 误码率性能优于 ACS、SCS 和 LCS;
- 2) 在左图中, ACS、SCS 误码率性能相近, 且都比 LCS 性能好;
- 3) 右图仿真了频偏为 0(较小频偏)和频偏为  $B/4$ (较大频偏)时的性能, 可见, 当频偏足够小时, ACS、SCS 误码率性能要优于 Hadamard Matrix 和 m-Sequence。

另外, 本文没有给出 ACS 和 SCS 误码率性能的闭合表达式, 但是在文献 [106] 中给出了直接扩频非同步接入方式的误码率表达式, 满足公式(4-5),  $N_I = 3E_b/G$ 。因此, 针对不同的 Chirp 信号, 多址干扰下误码率性能表达式就是估计  $N_I$  的值。

### 5.5.3 SCS、ACS、MBCS 和 SBCS 对比

在 2.3 节中, 本文总结了两种多址 Chirp 信号, 分别是多带宽 Chirp 信号(MBCS)和单带宽 Chirp 信号(SBCS)<sup>[63]</sup><sup>[63]</sup>。MBCS 有正负 CR 两大类 Chirp 信

号，实现多址的原理是在相同的带宽内通过两段不同 CR 的传统 Chirp 信号来组成，假设正或负 CR Chirp 信号类型有  $G(=2^{SF})$  种。而对于 SBCS，实现多址的方式由一段不同 CR 的传统 Chirp 信号，假设正或负 CR Chirp 信号类型有  $G(=2^{SF})$  种。这样与 SCS、ACS、LCS 对比就可以统一条件。因此，在相同的带宽( $B$ )和符号周期( $T_s$ )的条件下，在 0 所示的随机接入信道中，本文得到其误码率性能仿真结果如图 5.6 所示。

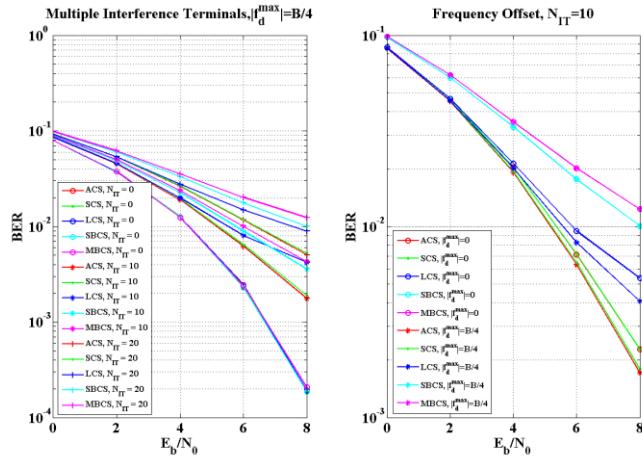


图 5.6 LCS、SCS、ACS、MBCS 和 SBCS 误码率性能对比， $SF = 6$ ,  $M = 2$

Figure 5.6 BER Comparison of LCS、SCS、ACS、MBCS and SBCS When  $SF = 6$ ,

$$M = 2$$

从图 5.6 中本文可以看出，在相同条件（最大频偏、干扰用户数、 $E_b/N_0$ ）下，LCS、SCS 和 ACS 误码率性能都优于 MBCS 和 SBCS。其中 SBCS 性能在以上多址 Chirp 信号类型是最差的，这跟频谱利用率不无关系。

## 5.6 连续干扰消除

连续干扰消除(Successive Interference Cancellation, SIC)<sup>[107][108][109]</sup>属于冲突解决(Contention Resolution)方法的一种(文献[110]介绍了通过传递副本本来实现冲

突解决方法，以及其变种<sup>[110][111][112]</sup>，不过这种解决方法是基于同步或时隙 ALOHA。2014年 Riccardo 等人基于 CRDSA 的构思提出非同步冲突解决方法，Asynchronous Contention Resolution Diversity ALOHA<sup>[113]</sup>，因此同步 ALOHA 协议的一些冲突解决思想被应用到非同步的 ALOHA 协议中)。SIC 在多址接入通信系统应用，不仅能够提高信道的吞吐量<sup>[114]</sup>，还能提高接收机对用户检测的准确度<sup>[115]</sup>。

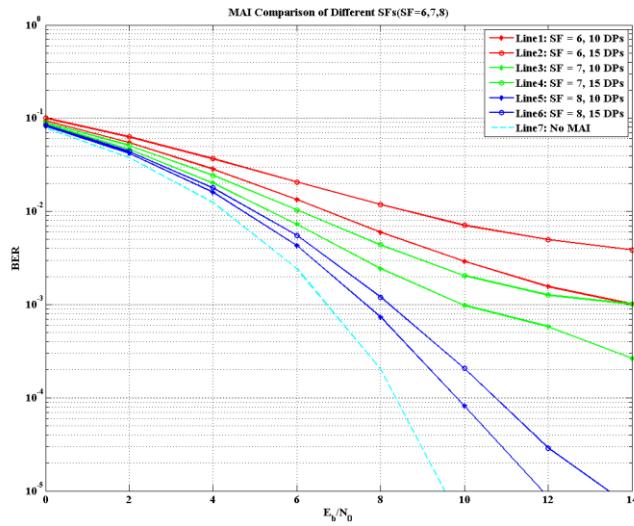


图 5.7 扩频因子大小对误码率性能的影响

Figure 5.7 BER Comparison of Different SFs

对于 SCS 和 ACS，扩频因子  $SF$  的取值为  $6 \sim 12$ ，扩频因子越大，在相同的误码率门限的条件下，同时容纳的用户数会越多，如图 5.7 所示。在 4.4 章节接入流程中，本文知道用户重发数据时会选择大于上一次选择的  $SF$ ，使用不同扩频因子 SCS 或 ACS，它们的传输带宽相同，不同的是符号周期或者符号速率，通过降低符号速率来提高扩频增益（根据  $G = B/T_s$ ），传输带宽和符号周期之间的关系为( $T_s^f$  表示  $SF = sf$  的 Chirp 信号的符号周期)：

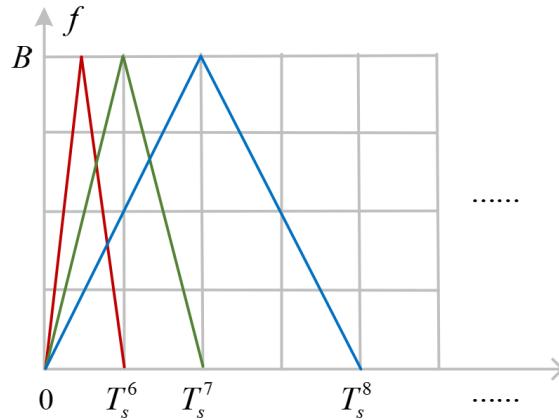
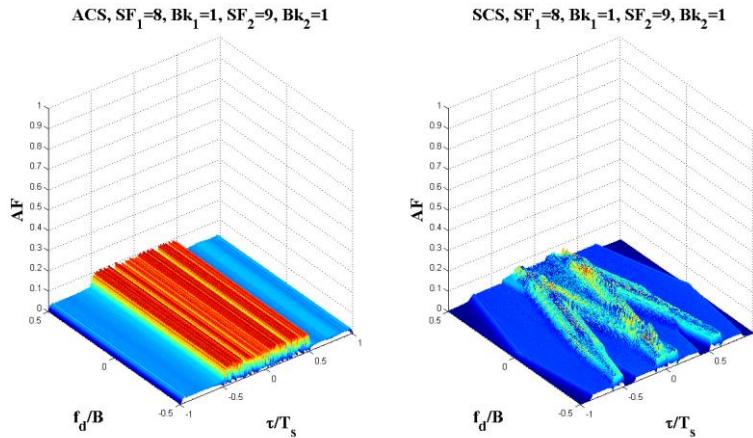
图 5.8 传输带宽和符号周期之间的关系,  $B_k = 0$ 

Figure 5.8 The Relationship between The Transmission Bandwidth and The Symbol Period

When  $B_k = 0$ 

之所以选择更大的扩频因子  $SF$ , 是因为不同扩频因子之间的模糊函数值很小, 如图 5.9 所示, 虽然本文只给出扩频因子  $SF_1=8, B_{k_1}=1$  和  $SF_2=9, B_{k_2}=1$ , 对于其它不同扩频因子的任意  $B_k$  值, 本文都能得到相同的结论。

图 5.9 不同  $SF$  ACS 和 SCS 之间的模糊函数绝对值,  $D=-2$ Figure 5.9 Absolute AF values of ACS and SCS in Different SFs,  $D=-2$ 

因此, 本文对式(4-1)、(4-2)和(4-3)信号表达式做出适当修改, 传输一个数

据包持续时间为  $T_{DP} = L^s T_s^{sf}$  为固定值，一个符号周期采样点数为

$N^{sf_k} = T_s^{sf_k} / T_{sam}$ ，则数据包长度做出相应的增加或减少，

$$c_k^{sf_k}(l, n) = a_k^{sf_k}(l) s_s^{sf_k}(n) \quad (4-11)$$

$$r(l, n) = \sum_{k=1}^K c_k^{sf_k}(l, n - n_k) e^{j2\pi F_d^k n/N} + Noise(l, n) \quad (4-12)$$

其中  $l \in \{0, 1, 2, \dots, L^{sf_k} - 1\}$ ,  $n \in \{0, 1, 2, \dots, N^{sf_k} - 1\}$ 。

对终端  $k_0$  经行解调得到，

$$d_{k_0}(l) = E_s a_{k_0}^{sf_{k_0}}(l) + \sum_{k \neq k_0} \rho_{k, k_0}(n_k, F_d^k) + Noise_{k_0}(l) \quad (4-13)$$

因此最后的判决条件为：

$$D_{k_0}(l) = \begin{cases} 0, & RE(d_{k_0}(l)) \geq 0 \\ 1, & RE(d_{k_0}(l)) < 0 \end{cases} \quad (4-14)$$

最后采用迭代连续干扰消除的方法，得到迭代前后信号之间的关系为，

$$r^{iter}(l) = r^{iter-1}(l) - E_s e^{j2\pi d_k(l)} \quad (4-15)$$

在信号模型中，本文假设所有到达信号的符号能量是相同的，即为  $E_s$ 。不同扩频因子的迭代顺序对误包率(Packet Loss Ratio, PLR)有影响。因此，本文给出仿真（无限次迭代次数），如图 5.10，以及 SIC 对性能的影响如图 5.11，

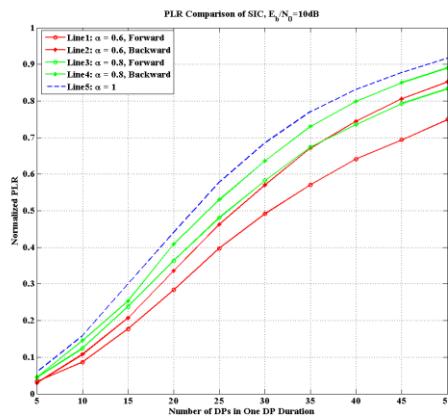


图 5.10 在  $T_{DP}$  内归一化误包率和数据包的数量之间的关系，接受信号包含扩频因子为 7,8 的 SCS，‘Forward’ 表示先解调  $SF = 7$  再解调  $SF = 8$  的 SCS，‘Backward’ 则相反，这里

$SF = 7$  的符号长度为  $L^7 = 256$ ,  $\alpha$  表示  $SF = 8$  的数据包含率。

Figure 5.10 The Relation of Normalized PER and The Number of Packets in one  $T_{DP}$ .

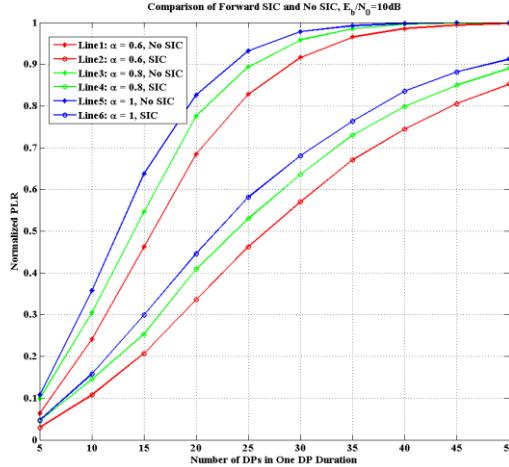


图 5.11 继承图 4.10 变量的定义, 比较是否使用连续干扰消除的性能仿真

Figure 5.11 Performance simulation of SIC and No SIC

按照文献[99]模型, 比特能量与噪声密度比服从高斯分布, 均值为视线传播 (Line-of-Sight, LOS) 后接收到的信号能量, 即  $[E_b/N_0]_{LOS}$ 。因此接受信号能量的大小对干扰消除的顺序也会有影响, 参考这个文献本文给出线性扩频解调的过程, 参考图 5.2 E-SSA 解调算法流程, 窗口大小至少为 3 倍  $T_{DP}$ , 流程为:

- 1) 将与当前窗口步骤对应的新基带信号样本存储在检测器内存中。
- 2) 执行数据包前导序列检测并选择最小扩频因子的数据包。
- 3) 通过前导序列对所选数据包进行数据辅助信道估计, 对数据包进行解码, 优先选择能量较大的数据包。
- 4) 重构基带, 对剩余信号进行干扰消除。
- 5) 重复步骤 2)直到该窗口中的所有数据包都被解码。

## 5.7 本章小结

本章研究了基于线性扩频调制的接入协议, 在 E-SSA 的基础上, 本文研究了使用 SCS 和 ACS 线性扩频调制的 CSSA 接入和解调流程。同时在随机接入

信道中，本文分析了基于 SCS 和 ACS 线性扩频调制的多址接入性能和 SIC 对性能的提升有着显著的影响。

在仿真多址接入性能时，本文对比了直接扩频和线性扩频信号性能，发现 SCS 和 ACS 在频偏较小时性能是优于直接扩频信号。此外，对于已提出的多址 Chirp 信号 MBCS 和 SBCS，性能都比 SCS 和 ACS 差。然而 LCS 的提出是作为一种多进制调制信号，当为多址 Chirp 信号时，其性能依然没有 SCS 和 ACS 性能好。所以，SCS 和 ACS 非常适合当前低轨卫星物联网通信系统，ACS 在大频偏时具有更好的捕获性能。

## 第 6 章 总结与展望

### 6.1 全文总结

由于线性扩频具有很好的抗干扰、适应频偏、易捕获等特点，本文提出将 Chirp 扩频技术应用在 LEO 卫星物联网通信系统。在 LoRa 技术的基础上，本文主要研究了 Chirp 信号设计、Chirp 信号捕获和接入协议，研究成果总结如下：

1) 本文研究了 LoRa Chirp 信号，发现 LoRa Chirp 信号在时域不具有很好的互相关特性，因此本文提出对称 Chirp 信号，以及基于频率和相位调制的 Chirp 调制技术。

该部分相关研究经整理已发表 SCI 期刊论文一篇。

2) 对称 Chirp 信号在大频偏的情况下，互相关性差。因此本文又改进了对称 Chirp 信号，提出非对称 Chirp 信号，在时域和频域都具有很好的互相关特性。在随机接入信道中，非对称 Chirp 信号具有更低的误检概率。

该部分相关研究经整理已发表 SCI 期刊论文一篇。

3) Chirp 信号具有易捕获的特点，虽然时域和频域搜索法可以实现准确同步，但是拓展匹配滤波法可以大大减少捕获的计算量，从而降低功耗。本文基于拓展匹配滤波法，提出一种对称或非对称 Chirp 信号的改进的捕获方法。实验仿真结果说明，在大频偏的情况下，ACS 具有更好的捕获性能。

该部分相关研究经整理已发表 SCI 期刊论文一篇。

4) 本文分析了卫星 M2M 和 LoRa 接入协议，得出扩频 ALOHA 协议更适合低轨卫星物联网通信系统。基于 Chirp 扩频调制，本文提出自适应速率的 Chirp 扩频 ALOHA 协议。

该部分相关研究经整理已投稿 EI 会议论文一篇。

## 6.2 研究展望

本文是从理论上说明了 Chirp 扩频调制在低轨卫星物联网通信系统中的应用，后续的工作中包含：

- 1) 本文研究了时间和频率同步，对于 Chirp 信号跟踪没有研究，后续的工作内容，可深入研究针对对称和非对称 Chirp 信号的跟踪实现方法；
- 2) 根据文章所提出的 Chirp 信号，在实际的场景中实现和测试，验证结果与理论分析的偏差。
- 3) 在实际的应用场景，仿真低轨卫星物联网通信系统的吞吐量，并与使用直接序列扩频系统作性能对比。
- 4) 本文研究的卫星物联网的终端都是固定类型，没有考虑运动或运动速度快场景的物联网终端。
- 5) 卫星物联网作为地面物联网的补充，物联网的星地融合<sup>[116]</sup>协议值得后续研究。

## 参考文献

- [1] 汪宏武, 张更新, 余金培. 低轨卫星星座通信系统的分析与发展建议[J]. 技术发展, 2015(7): 35-44.
- [2] 陶孝锋, 李雄飞, 翟继强, et al. Orbcomm 星座卫星系统发展历程及其最新动态研究[J]. 空间电子技术, 2015(2):29-36.
- [3] 宋飞, 冯旭哲. Argos 系统的发展现状与趋势[J]. 海洋预报, 2012, 29(6):98-102.
- [4] 王晓海. 天基物联网技术发展与应用研究[J]. 卫星与网络, 2017, 8: 64-69.
- [5] 高倩, 张更新. 低轨卫星物联网多址接入协议研究[J]. 通信技术, 2018, 51(3): 588-592.
- [6] 胡煜雪, 张勇, 郭达, et al. 低轨卫星通信系统链路层设计[J]. 通信技术, 2017(10):2274-2278.
- [7] 张宗升. 卫星通信中的调制技术研究[J]. 信息系统工程, 2015(9):69-70.
- [8] 天日才. 扩频通信[M]. 清华大学出版社, 2007.
- [9] 802.15.4a - IEEE Standard for Information Technology - T-telecommunications and Information Exchange Between Systems - Localand Metropolitan Area Networks - Specific Requirement Part 15.4:Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY)Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs);
- [10] LoRaWan, <https://lora-alliance.org/sites/default/files/2018-04/lorawantm> specification - v1.1.pdf, 2018, accessed:2019-1.
- [11] O.B.A.塞勒 N.索宁. 低功率远程发射机: CN103973626A[P]. 2014-08-06.
- [12] Springer A , Gugler W , Huemer M , et al. Spread spectrum communications using chirp signals[C]. EUROCOMM 2000. Information Systems for Enhanced Public Safety and Security. IEEE/AFCEA. IEEE, 2000.
- [13] 何翔宇, 王克锋, 赵洪利. 卫星通信系统的多址接入协议[J]. 兵工自动化, 2006, 25(6): 57-65.
- [14] 朱骏, 廖晓谈, 张秀梅. 关于低轨卫星物联网多址接入应用研究[J]. 无线互联科技, 2019, 2(3): 14-15.

- [15] 许俊杰, 陈军. 基于物联网的智慧医疗系统及其发展应用[J]. 中国医疗设备, 2017, 32(10):117-131.
- [16] 吴建伟. 中国农业物联网发展模式研究[J]. 中国农业科技导报, 2017, 19(7):10-16.
- [17] 杜利征. 颠覆性正在到来: 物联网时代低功耗广域网络剖析[EB/OL]. [2018-11-28].  
<http://www.IoT01.com>.
- [18] 爱立信. Ericsson Mobility Report[R]. 2016, 11.
- [19] 3GPP TS 36.211 V13.2.0[DB/OL]. <http://www.3gpp.org/release-13>.
- [20] LoRaWAN Specification[DB/OL]. <https://lora-alliance.org/about-lorawan>.
- [21] 肖龙龙, 梁晓娟, 李信. 卫星移动通信系统发展及应用[J]. 通信技术, 2017, 6(50):1093-1100.
- [22] 柳罡, 陆洲, 周彬, et al. 天基物联网发展设想[J]. 中国电子科学研究院学报, 2015, 10(6):586-592.
- [23] 刘悦. 国外中低轨高通量通信卫星星座发展研究[J]. 国际太空, 2017, 5(461): 59-63.
- [24] ETSI TS 102 721-1: "Satellite Earth Stations and Systems (SES); Air Interface for S-band Mobile Interactive Multimedia (S-MIM); Part 1: General System Architecture and Configurations".
- [25] ETSI TS 102 721-2: "Satellite Earth Stations and Systems (SES); Air Interface for S-band Mobile Interactive Multimedia (S-MIM); Part 2: Forward Link Subsystem Requirements".
- [26] ETSI TS 102 721-3: "Satellite Earth Stations and Systems (SES); Air Interface for S-band Mobile Interactive Multimedia (S-MIM); Part 3: Physical Layer Specification, Return Link Asynchronous Access"
- [27] ETSI TS 102 721-4: "Satellite Earth Stations and Systems (SES); Air Interface for S-band Mobile Interactive Multimedia (S-MIM); Part 4: Physical Layer Specification, Return Link Synchronous Access".
- [28] ETSI TS 102 721-5: "Satellite Earth Stations and Systems (SES); Air Interface for S-band Mobile Interactive Multimedia (S-MIM); Part 5: Protocol Specifications, Link Layer".
- [29] ETSI TS 102 721-6: "Satellite Earth Stations and Systems (SES); Air interface for S-band Mobile Interactive Multimedia (S-MIM); Part 6: Protocol Specifications, System Signalling".
- [30] 曾庆勇, 刘远仲. 浅谈物联网技术发展方向与产业前景[J]. COMPUTER

ENGINEERING & SOFTWARE, 2018, 39(3):37-40.

[31] 李毅, 侯睿, 张更新.发展我国低轨卫星通信星座系统的思考[J]. Space International 国际太空, 2018(4):62-65.

[32] 沈永言. 全球空间信息基础设施的发展态势与我国卫星通信的发展思路[C]. 卫星通信学术年会. 2016.

[33] 张更新, 揭晓, 曲至诚. 低轨卫星物联网的发展现状及面临的挑战[J]. 物联网学报, 2017(3): 6-9.

[34] 肖逸寒. 物联网的发展和应用[J]. 探索与观察, 2017, 21(40):77-79.

[35] Fitzgerald, R.J. Effects of Range-Doppler Coupling on Chirp Radar Tracking Accuracy[J]. Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on, 1974, 10(4):528-532.

[36] Congchao Wang, Zaichen Zhang, Liang Wu, and Jian Dang. High-precision multiple-antenna Indoor positioning system based on chirp signal. 2017 9th International Conference on Wireless Communications and Signal Processing (WCSP), 2017, 12.

[37] Darlington, S.: ‘U.S. Patent 2,678,997’, Pulse Transmission (chirp).

[38] M. R. Winkler. Chirp signals for communications[J]. WESCON convention record, paper 14.2, 1962.

[39] Cook C . Linear FM Signal Formats for Beacon and Communication System[J]. IEEE Transactions on Aerospace & Electronic Systems, 1974, AES-10(4):471-478.

[40] Baier, P.W., Simons, R., Waibel, H. Chirp-PN-PSK-Signale als SpreadSpectrum-Signalformen geringer Dopplerempfindlichkeit und grober Signalformvielfalt[J]. NTZ Archiv, 1981(3):29–33.

[41] Kowatsch M , Lafferl J . A Spread-Spectrum Concept Combining Chirp Modulation and Pseudonoise Coding[J]. IEEE Transactions on Communications, 1983, 31(10):1133-1142.

[42] Vangelista L . Frequency Shift Chirp Modulation: The LoRa Modulation[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2017, 24(12):1818-1821.

[43] Efficient multiple-access communications using multi-user chirp modulation signals Khan M A , Rao R K , Wang X . Performance of quadratic and exponential multiuser chirp spread spectrum communication systems[C]. IEEE International Symposium on Performance

- Evaluation of Computer and Telecommunication Systems (SPECTS), 2013. IEEE, 2013.
- [44] El-Khamy S E , Shaaban S E , Thabet E A . Frequency-hopped multi-user chirp modulation (FH/M-CM) for multipath fading channels[C]. Radio Science Conference. IEEE, 1999.
- [45] Fanyu M , Xuemai G . A Combined Chirp Signal Modulation Technique for Multiple Access System[J]. Information Technology Journal, 2011, 10(2): 416-421.
- [46] Reynders B , Pollin S . [IEEE 2016 Symposium on Communications and Vehicular Technologies (SCVT) - Mons, Belgium (2016.11.22-2016.11.22)] 2016 Symposium on Communications and Vehicular Technologies (SCVT) - Chirp spread spectrum as a modulation technique for long range communication[C]. 2016 Symposium on Communications and Vehicular Technologies (SCVT). IEEE, 2016:1-5.
- [47] C. E. Cook and M. Bernfeld, Radar Signals. New York: Academic Press, 1967.
- [48] Cantrell B H , Coleman J O , Trunk G V . Radar communications[J]. Naval Research Lab Report, 1981.
- [49] 张岩, 魏书田, 张守祥. 喇叭扩频超宽带技术的测距定位研究[J]. Computer Engineering and Applications, 2012, 48 (28):130-134.
- [50] 任修坤, 李珂, 郑娜娥, 朱世磊. 基于 chirp 信号的室内导航定位系统设计与实现[J]. Communications Technology, 2016, 49 (6):788-793.
- [51] 欧汉杰. 基于 Chirp 扩频技术的超宽带室内定位技术研究[J]. 大众科技, 2010 (5):16-18.
- [52] 802.15.4a-2007.IEEE Standard for Information Technology Telecommunications and Information Exchange Between Systems - Local and Metropolitan Area Networks - Specific Requirement Part 15.4: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs) [EB/OL]. [2018-11-28]. <https://ieeexplore.ieee.org/document/4299496>.
- [53] Wang H , Fapojuwo A O . A Survey of Enabling Technologies of Low Power and Long Range Machine-to-Machine Communications[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2017:2621 - 2639.
- [54] LoRaWan, <https://lora-alliance.org/sites/default/files/2018-04/lorawantm specification - v1.1.pdf>, 2018, accessed:2018-04.

- [55] LoRa Transceiver, <https://www.semtech.com/wireless-rf/rftransceivers/sx1276>, 2018,  
accessed:2018-11.
- [56] Olivier B. A. SELLER Nicolas Sornin. Long Power Long Range Transmitter: US  
009252834A1[P]. 2014-08-07.
- [57] Olivier B. A. SELLER Nicolas Sornin. Long Power Long Range Transmitter: US  
009252834B2[P]. 2016-02-02.
- [58] Olivier B. A. SELLER Nicolas Sornin. Long Power Long Range Transmitter: EP  
2763321A1[P]. 2014-08-06.
- [59] Chen Y , Ding S , Xie Z , et al. Design Study for a Quasisynchronous CDMA Sensor Data  
Collection System: An LEO Satellite Uplink Access Technique Based on GPS[J].  
International Journal of Distributed Sensor Networks, 2015, 2015:1-15.
- [60] 吴庭薇, 谢继东, 张更新. LoRa 调制在低轨卫星物联网下适应性研究[J]. 电视技术,  
2018, 42(9):21—25.
- [61] 邢家省, 杨义川, 王拥军. 菲涅尔积分的几种计算方法[J]. 四川理工学院学报(自然科学  
版), 2016,29(5):88-96.
- [62] Wang X , Fei M , Li X . Performance of Chirp Spread Spectrum in Wireless Communication  
Systems[C]. Communication Systems, 2008. ICCS 2008. 11th IEEE Singapore International  
Conference on. IEEE, 2008.
- [63] Cook C . Linear FM Signal Formats for Beacon and Communication System[J]. IEEE  
Transactions on Aerospace & Electronic Systems, 1974, AES-10(4):471-478.
- [64] Sadkhan S B , Hameed A Q , Hamed H A . A proposed identification method for multi-user  
chirp spread spectrum signals based on adaptive Neural-Fuzzy Inference System  
(ANFIS)[C]. Al-sadeq International Conference on Multidisciplinary in It & Communication  
Science & Applications. IEEE, 2016.
- [65] Hengstler S , Kasilingam D P , Costa A H . A novel chirp modulation spread spectrum  
technique for multiple access[C]. IEEE Seventh International Symposium on Spread  
Spectrum Techniques & Applications. IEEE, 2002.
- [66] 赵国栋, 陈晓挺, 刘会杰, 梁旭文. 低轨道卫星信道特性及高路径解析度 Rake 接收[J].

- 上海航天, 2009, 26(5):52-55.
- [67] 吴进, 孔辉. 一种利用线性调频信号的新型扩频调制技术[J]. 电讯技术, 2017(4): 397-401.
- [68] 伊锦旺, 朱逸, 王贤凌, et al. 基于 Chirp-BOK 扩频的水声通信系统[J]. 厦门理工学院学报, 2018:70-75.
- [69] 袁兆凯, 隋天宇, 李宇, et al. 水声扩频通信中多普勒估计与补偿算法研究[J]. 电子与信息学报, 2012, 34(1): 51-56.
- [70] 霍雁明, 刘媛, 张晓. 基于分数阶 Fourier 变换的水声通信多普勒系数估计技术研究[J]. 科技广场, 2012(1):25-28.
- [71] 黄明军, 王永民, 牛家红. 基于分数阶傅里叶变换的高动态目标检测方法[J]. 探测与控制学报, 2016, 38(1): 37-41.
- [72] 董俊翔, 赵健康, 朱程广, et al. 应用于高动态接收机的分数阶傅里叶变换实现[J]. 电子设计工程, 2016(24): 70-77.
- [73] 易克初, 李怡, 孙晨华, 等. 卫星通信的近期发展与前景展望[J]. 通信学报, 2015, 36(6):157-172.
- [74] 张有志, 哈斯巴特, 张更新. 发展我国低轨星座卫星通信系统的一些思考[J]. 卫星与网络, 2016, 05: 72-77.
- [75] 全国低功耗广域网络产业联盟. 2016 年中国低功耗广域网络市场全景调研与发展预测报告[R]. 2016, 6.
- [76] Kowatsch M , Seifert F , Lafferl J . Comments on Transmission System Using Pseudonoise Modulation of Linear Chirps[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1981, AES-17(2):300-303.
- [77] Viterbi A J. Principles of Coherent Communications [M]. New York, McGraw-hill, 1966.
- [78] Yubi Qian, Lu Ma, Xuwen Liang. Symmetry Chirp Spread Spectrum Modulation Used in LEO Satellite Internet of Things[J]. IEEE Communications Letters, 2018, 22(11):2230-2233.
- [79] Yubi Qian, Lu Ma, Xuwen Liang. The Performance of Chirp Signal Used in LEO Satellite Internet of Things [J]. IEEE COMMUNICATIONS LETTERS, 2019, 23(8): 1319 - 1322.
- [80] Lee Y , Yoon T , Yoo S , et al. Performance Analysis of a CSS System with M-ary PSK in the

- Presence of Jamming Signals[C]. IEEE Vehicular Technology Conference. IEEE, 2009.
- [81] Dutta R , Kokkeler A B J , Zee R V D , et al. [IEEE 2011 18th IEEE Symposium on Communications and Vehicular Technology in the Benelux (SCVT) - Ghent, Belgium (2011.11.22-2011.11.23)] 2011 18th IEEE Symposium on Communications and Vehicular Technology in the Benelux (SCVT) - Performance of chirped-FSK and chirped-PSK in the presence of partial-band interference[J]. 2011:1-6.
- [82] Wang T . Chirp Noise Waveform Aided Fast Acquisition Approach for Large Doppler Shifted TT&C System[C]. IEEE Global Communications Conference. IEEE, 2014.
- [83] Ravi Kadlimatti, Adly T. Fam. Doppler Detection for Linear FM Waveform Using Extended Matched Filter[C]. 2016 IEEE Radar Conference, PP. 1-5.
- [84] Yubi Qian, Lu Ma, Xuwen Liang. The Acquisition Method of Symmetry Chirp Signal Used in LEO Satellite Internet of Things[J]. IEEE COMMUNICATIONS LETTERS, 2019, 23(9): 1572 - 1575.
- [85] D'Amico, Antonio A, Morelli M . Frequency estimation and timing acquisition in the uplink of a DS-CDMA system[J]. IEEE Transactions on Communications, 2004, 52(10):1809-1819.
- [86] Huang P , Zu B F . Performance Analysis of PN Code Acquisition Using Fast Fourier Transform[C]. International Conference on Wireless Communications. IEEE Press, 2009.
- [87] 彭成荣. 航天器总体设计[M]. 中国科学技术出版社, 2010.11.
- [88] Zhen L , Qin H , Song B , et al. Random Access Preamble Design and Detection for Mobile Satellite Communication Systems[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2018: 280-291.
- [89] 贾敏. 天基网络动态接入技术现状与趋势[J]. 中兴通讯技术, 2016, 22(4): 34-38.
- [90] 徐洋, 朱近康. 无线通信中的随机接入协议研究[J]. 通信技术, 2008, 11(41): 72-74.
- [91] De?Gaudenzi R , Oscar D R H , Gallinaro G , et al. Random access schemes for satellite networks, from VSAT to M2M: a survey[J]. International Journal of Satellite Communications and Networking, 2016.
- [92] G. Choudhury, S. Rappaport. Diversity ALOHA - A Random Access Scheme for Satellite Communications[J]. IEEE Transactions on Communications, 1983, 5:450-457.

- [93] Liva G. Graph-based analysis and optimization of contention resolution diversity slotted ALOHA[J]. IEEE Trans. On Communications, 2011, 59(2):477–487.
- [94] 孙诗东, 聂景楠. 扩频 ALOHA 多址系统吞吐量和时延性能分析[J]. 电子与信息学报, 2006, 7(8):1251-1254.
- [95] 孙诗东, 聂景楠. 扩频 ALOHA 多址系统吞吐量和时延性能分析[J]. 电子与信息学报, 2006, 7(8):1251-1254.
- [96] Norman A. The throughput of packet broadcasting channels[J]. IEEE Trans. On Commu, 1977, 25(1):117-128.
- [97] Norman A. Fundaments of packets multiple access for satellite networks[J]. IEEE J. on Select. Areas commun, 1992, 10(2):309-316.
- [98] Oscar D R H , De Gaudenzi R . A high efficiency scheme for quasi-real-time satellite mobile messaging systems[C]. International Workshop on Signal Processing for Space Communications. IEEE, 2008..
- [99] del Río Herrero O, De Gaudenzi R. High efficiency satellite multiple access scheme for machine-to-machine communications[J]. IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, 2012, 48(4):2961–2989.
- [100] NB-IoT 随机接入[DB/OL]. <http://www.sharetechnote.com>.
- [101] 张德民, 张颖, 周述淇, 舒强. NB-IoT 系统随机接入过程的设计与实现[J]. 光通信研究, 2018(4): 74—78.
- [102] 曹政, 李小文, 周述淇. NB-IoT 随机接入过程的研究与实现 [J]. 无线电通信技术, 2018, 44(1):73—77.
- [103] 曾丽丽. 基于 NB-IoT 的随机接入技术研究[J]. 现代信息科技, 2015, 2(1):176—177.
- [104] LoRaWAN Specification v1.1[DB/OL]. <https://lora-alliance.org/resource-hub/lorawantm-specification-v11>.
- [105] 田日才. 扩频通信[M]. 清华大学出版社, 2007.4.
- [106] Yamazato T , Sato T , Okada K , et al. Throughput and delay analysis of DS/SSMA unslotted ALOHA by non-perfect capture[C]. Fourth IEEE International Conference on

- Universal Personal Communications. IEEE, 1995.
- [107] Gal Shulkind, Milutin Pajovic, Philip Orlit. Packet separation in random access channels via approximate sparse recovery[C]. 2017 IEEE Global Conference on Signal and Information Processing, 2018.
- [108] 刘文杰, 王视环, 傅海阳. 码分多址信道中的迭代译码及干扰消除技术[J]. 重庆邮电学院学报, 2002, 3(12): 18-21.
- [109] 李浩, 邓平, 程远瑶, 等. 基于连续干扰消除的超奈奎斯特信号迭代接收技术 [J]. 电讯技术, 2017, 57(9):1052—1057.
- [110] Enrico Casini, Riccardo De Gaudenzi, Oscar del Rio Herrero. Contention Resolution Diversity Slotted ALOHA (CRDSA): An Enhanced Random Access Scheme for Satellite Access Packet Networks[J]. IEEE TRANSACTIONS ON WIRELESS COMMUNICATIONS, 2007, 6(4): 1408-1419.
- [111] Lee Y , Lee J , Lim J , et al. MR-CRDSA: Multiple reservation-contention resolution diversity slotted ALOHA for battle-field communication[C]. Military Communications Conference. IEEE, 2015.
- [112] Lee M W , Lee J K , Lee J J , et al. R-CRDSA: Reservation-Contention Resolution Diversity Slotted ALOHA for Satellite Networks.[J]. IEEE Communications Letters, 2012, 16(10):1576-1579.
- [113] De Gaudenzi R , Del R H O , Acar G , et al. Asynchronous Contention Resolution Diversity ALOHA: Making CRDSA Truly Asynchronous[J]. Wireless Communications IEEE Transactions on, 2014, 13(11):6193-6206.
- [114] Ghotbi M . Multiuser detection of DS-CDMA signals using parallel interference cancellation in wireless communications[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2004, 22(3):584-593.
- [115] 张光山, 张 烈, 张有光. 快跳频系统中基于连续干扰相消的多用户检测[J]. 北京工业大学学报, 2013, 12 (39):1804—1809.
- [116] 靳聪, 和欣, 谢继东, 张更新. 低轨卫星物联网体系架构分析[J/OL]. 计算机工程与应用. <http://kns.cnki.net/kcms/detail/11.2127.TP.20181108.1706.007.html>.

## 附录 Chirp 信号积分公式

定义两种 Chirp 信号,  $\mu_n (> 0)$  为第  $n$  类传统 Chirp 信号的 Chirp 变化率:

$$P_k^n = e^{j\pi(\mu_n t^2 + 2f_k t)}, N_k^n = e^{j\pi(-\mu_n t^2 + 2f_k t)}$$

定义复信号的菲涅尔积分  $F(x)$ ,

$$F(x) = C(x) + jS(x), C(x) = \int_0^x \cos(t^2) dt, S(x) = \int_0^x \sin(t^2) dt$$

- 相同 Chirp 变化率的两个 Chirp 信号积分——IS 函数

$$IS(\tau) = \int_{T_a}^{T_b} P_1(t) P_2^*(t - \tau) e^{-j2\pi f_d t} dt = (T_b - T_a) \sin c[(\mu\tau + (f_1 - f_2 - f_d))(T_b - T_a)] e^{j\varphi_{IS}}$$

这里  $T_b, T_a$  分别为积分区间的上下限,

$$\varphi_{IS} = \pi(\mu\tau + (f_1 - f_2 - f_d))(T_b - T_a) + \pi\tau(2f_2 - \mu\tau)$$

$$\sin c(x) = \frac{\sin(\pi x)}{\pi x}$$

- 相反 Chirp 变化率的两个 Chirp 信号积分——II 函数

$$II(\tau) = \int_{T_a}^{T_b} P_1(t) N_2^*(t - \tau) e^{-j2\pi f_d t} dt = \frac{1}{\sqrt{2\mu\pi}} [F(T_1) - F(T_2)] e^{j\varphi_{II}}$$

这里

$$T_1 = \sqrt{2\mu\pi} (T_b + \frac{f_1 - f_2 - f_d}{2\mu} - \frac{\tau}{2}), T_2 = \sqrt{2\mu\pi} (T_a + \frac{f_1 - f_2 - f_d}{2\mu} - \frac{\tau}{2})$$

$$\varphi_{II} = \pi[\mu\tau^2 + 2f_2\tau - (\frac{\tau^2}{2} - \frac{f_1 - f_2 - f_d}{2\mu})^2]$$

- 不同 Chirp 变化率的两个 Chirp 信号积分——ID 函数

$$ID(\tau) = \int_{T_a}^{T_b} P_1^1(t) [P_1^1(t - \tau)]^* e^{-j2\pi f_d t} dt = \frac{1}{\sqrt{\pi |\mu_1 - \mu_2|}} [F(T_1) - F(T_2)] e^{j\varphi_{ID}}$$

这里

$$T_1 = \sqrt{(\mu_1 - \mu_2)\pi} \left( T_b + \frac{f_1 - f_2 - f_d}{\mu_1 - \mu_2} - \frac{\tau}{2} \right), \quad T_2 = \sqrt{(\mu_1 - \mu_2)\pi} \left( T_a + \frac{f_1 - f_2 - f_d}{\mu_1 - \mu_2} - \frac{\tau}{2} \right)$$

$$\varphi_{ID} = \pi \left[ 2f_2\tau - \mu_2\tau^2 - \left( \frac{\tau^2}{2} - \frac{f_1 - f_2 - f_d}{\mu_1 - \mu_2} \right)^2 \right]$$

## 致 谢

本文能够顺利完成，离不开导师的指导、师兄们、同学的帮助及家人的支持。在此，谨向他们致以最衷心的感谢。

首先，由衷地感谢培养、指导、关怀我五年的导师梁旭文研究员。本文从选题、研究直至论文的撰写都得到梁老师的悉心指导和帮助。梁老师为人师表，亦师亦友，在科研和治学态度上，严谨有耐心，在研究方向上，具有更前瞻的眼界，在生活交往中，言语逻辑清晰且风趣幽默，这些都深深地影响着我，让我知道在不管是科研还是处事，都要严以律己，持之以恒。在此，再次向梁老师致以最诚挚的谢意！

其次，感谢马陆师兄一直以来的帮助、解惑、关心和支持。

感谢小卫星和欧科微在生活上提供帮助，在科研的道路上，没有后顾之忧。感谢小卫星教务处老师贾冰清、陈家铭和周素华老师在学生事务给予帮助；同样，感谢欧科微的小伙伴们，他们不辞辛苦、以身作则的工作态度让我深深感动，生活大家谈笑风生，积极乐观，像一个大家庭。

感谢我的师兄们，丁晟、陈毅君、吴康、胡伟圣和庞岩，他们和蔼友善，学识丰富，在与他们讨论问题时常常给我提出宝贵的建议，使我受益匪浅。

感谢陈文豪师兄，一直探讨科研和生活问题，闲暇之余，谈人生，谈理想。陈师兄处事严谨，让我在学习和生活中受益颇多。

感谢我读研期间的同学，张鸽、张学钢、汪骏勇、漆翔宇、季玮和赵超毅，在上科大一起学习，一起讨论问题。

感谢微系统所研究生部的余翔波老师、邵天浩老师、罗琦老师，对我的学习和生活提供了无微不至的关心和帮助，让我们这些身在外地的学子时时刻刻都能感受到大家庭的温暖。

最后感谢我的家人，感谢我的母亲和父亲，从小到大无微不至的关怀，在读书的道路上充满期待以及拼命的支持，您们辛苦了。感谢我最可爱的、唯一的亲姐姐，非常疼爱你这个弟弟。感谢我的夫人周娟娟女士，从大学到读研期间一直以来的陪伴、理解和支持。还要感谢其他大家庭的亲人们。



## 缩 略 词

ACS	Asymmetry Chirp Signal	非对称 Chirp 信号
AF	Ambiguity Function	模糊函数
AWGN	Additive White Gaussian Noise	高斯白噪声
BER	Bit Error Rate	误码率
BOK	Binary Orthogonal Keying	二进制正交键控
BPSK	Binary Phase Shift Keying	二进制相移键控
CN	Chirp Number	Chirp 编号
CR	Chirp Rate	Chirp 变化率
CSS	Chirp Spread Spectrum	线性扩频
CS-FSK	Chirp Signal-FSK	Chirp 信号频率调制
CS-PSK	Chirp Signal-PSK	Chirp 信号相位调制
DSA	Diversity Slotted ALOHA	多样时隙 ALOHA
DSSS	Direct Sequence Spread Spectrum	直接序列扩频
E-CSSA	Enhanced Chirp Spread Spectrum ALOHA	增强线性扩频 ALOHA
EMFM	Extended Matched Filter Method	拓展匹配滤波法
E-SSA	Enhanced Spread Spectrum ALOHA	增强 SSA
FAA	Fast Acquisition Approach	快速捕获方法
FFT	Fast Fourier Transform	快速傅立叶变换
FSCM	Frequency Shift Chirp Modulation	频移 Chirp 调制
FSK	Frequency Shift Keying	频率键控调制
GEO	Geostationary Earth Orbit	静止轨道
IoT	Internet of Things	物联网
IRSA	Irregular Repetition Slotted ALOHA	不规则重复 SA
iSIC	iterative Successive Interference Cancellation	迭代连续干扰消除
ISM	Industrial Scientific Medical	非授权
LCS	LoRa Chirp Signal	LoRa Chirp 信号
LEO	Low-Earth-Orbit	低轨
LFM	Linear Frequency Modulation	线性频率调制
LoRa	Long Range	远距离
LPWAN	Low-Power Wide-Area Network	低功耗广域网
M2M	Machine-to-Machine	物到物
MBCS	Multiple Bandwidth Chirp Signal	多带宽 Chirp 信号
MCL	Maximum Coupling Loss	最大耦合损耗
mEMFM	modified Extended Matched Filter Method	修改拓展匹配滤波法
NB-IoT	Narrow Band-Internet of Things	窄带物联网
NPURCH	Narrowband Physical Uplink Random Channel	窄带物理上行随机信道
NPUSCH	Narrowband Physical Uplink Shared Channel	窄带物理上行共享信道
OFDMA	Orthogonal Frequency Division Multiple Access	正交频分复用
PA	Pure ALOHA	纯 ALOHA

PER	Packet Error Rate	误包率
PG	Processing Gain	处理增益
RFID	Radio Frequency Identification Devices	射频识别设备
PSK	Phase Shift Keying	相移键控法
SA	Slotted ALOHA	时隙 ALOHA
SBCS	Single Bandwidth Chirp Signal	单带宽 Chirp 信号
SCS	Symmetry Chirp Signal	对称 Chirp 信号
SF	Spreading Factor	扩频因子
SIC	Successive Interference Cancellation	连续干扰消除
SSA	Spread Spectrum ALOHA	扩频 ALOHA
TCS	Traditional Chirp Signal	传统 Chirp 信号
UWB	Ultra-Wide Bandwidth	超宽带



## 作者简历及攻读学位期间发表的学术论文与研究成果

### 作者简历:

- 2010 年 09 月~2014 年 6 月：在福州大学物理与信息工程学院获得学士学位，专业方向为无线通信；
- 2014 年 09 月~2019 年 6 月：在中科院微系统与信息技术研究所攻读博士学位，培养单位为中科院微小卫星创新研究院，专业方向为通信与信息系统；

获奖情况：无；

工作经历：无；

### 已发表学术论文：

- [1] Yubi Qian, Lu Ma, Xuwen Liang. Symmetry Chirp Spread Spectrum Modulation Used in LEO Satellite Internet of Things[J]. IEEE COMMUNICATIONS LETTERS, VOL. 22, NO. 11, PP. 2230-2233, Nov. 2018.
- [2] Yubi Qian, Lu Ma, Xuwen Liang. The Performance of Chirp Signal Used in LEO Satellite Internet of Things[J]. IEEE COMMUNICATIONS LETTERS, VOL. 23, NO. 8, PP. 1319-1322, Aug. 2019.
- [3] Yubi Qian, Lu Ma, Xuwen Liang. The Acquisition Method of Symmetry Chirp Signal Used in LEO Satellite Internet of Things [J]. IEEE COMMUNICATIONS LETTERS, VOL. 23, NO. 9, PP.1572-1575, Sept. 2019.
- [4] Yubi Qian, Lu Ma, Xuwen Liang. Chirp Spread Spectrum Aloha in LEO Satellite Internet of Things. Engineering Letters 会议同意接收.

