

密级 \_\_\_\_\_



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

# 博士学位论文

基于MF-TDMA的卫星反向信道并行接收技术研究

作者姓名: 吴康

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

二零一六年十二月



# Research on Parallel Receiving Technology of Satellite Reverse Channel Based on MF-TDMA

By

Kang Wu

A Dissertation Submitted to  
Graduate University of Chinese Academy of Sciences  
In partial fulfillment of the requirement  
For the degree of  
Doctor of Philosophy

Shanghai Institute of Microsystem and Information Technology  
Chinese Academy of Sciences

December, 2016



## 致    谢

本文能够顺利完成，离不开老师的指导、同学的帮助以及家人的理解和支持。在此，谨向他们致以最衷心的感谢！

首先，感谢我的导师梁旭文研究员对我多年来的培养和指导。梁老师为人师表，知识渊博，在我攻读博士学位期间不仅给我提供宽松的科研环境，还锻炼了我的独立科研能力。从论文的选题、研究直至撰写都离不开梁老师的长期关心和谆谆教导。梁老师严谨的治学态度、开阔的学术视野和务实的工作作风深深激励着我，让我受益终生。值此论文完成之际，向尊敬的梁老师致以深深的谢意！

其次，感谢国防科技大学的张传胜老师在项目合作期间给予我诸多的指导与帮助。张老师平易近人，朴实低调，他的言传身教使我对航天科研有了深刻的认识。张老师拥有坚实的理论基础和丰富的工程经验，是我今后学习和工作的榜样。

感谢中国科学院微小卫星创新研究院的刘会杰老师、龚文斌老师和余金培老师在实验室管理、科研和生活上为我们学生付出了大量的时间和精力。他们在通信和航天领域造诣深厚，在生活上对学生热心关怀，是我们科研和生活中的良师益友。

感谢丁晟师兄和陈毅君师兄一直以来对我科研上的指导和帮助。他们和蔼友善，学识丰富，常在科研中给我提供宝贵的建议，使我受益匪浅。

感谢马陆、胡伟圣、姜兴龙、庞岩、赵璐璐、谢卓辰、王勇勇、叶周、冯磊、刘洁、侯绩玲、肖洋、常家超、陈文豪、钱玉璧、邹彦良等中科院微小卫星重点实验室的兄弟姐妹，感谢徐天衡、程小六、李光、余振华、张家辉等中科院上海微系统与信息技术研究所的同窗好友，感谢王洋、左霖、朱明、陆洁、文枚金、田高辉等上海欧科微航天科技有限公司的领导和同事，谢谢你们在我学习和生活中给予的关怀和帮助，与你们在一起共度的美好时光，是我一生宝贵的财富。

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、解佳老师以及小卫星人事部的贾冰清老师，对我们学生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，还要感谢我的家人。感谢我的父母对我的养育之恩以及他们在我求学生涯上所倾注的大量心血。感谢我的女朋友王丹女士，感谢她对我学习和生活中一如既往的理解和支持，与她一起携手走过的日子充满了欢笑和幸福。



# 基于MF-TDMA的卫星反向信道并行接收技术研究

吴康 (通信与信息系统)

指导教师: 梁旭文 研究员

## 摘要

随着互联网和物联网技术的蓬勃发展，人们对实现全球信息的互联互通提出了进一步的需求，尤其是在海洋、高空、偏远地区等缺乏地面通信网络的环境。基于地球同步卫星的物联网系统具有覆盖范围广、通信容量大、不受地理环境限制等诸多优点，可为物联网提供广域全天时全天候的信息采集和数据传输服务。MF-TDMA作为FDMA和TDMA相结合的一种混合多址接入方式，因其灵活的时频分配策略和高效的资源利用率被广泛应用于现代卫星通信系统。在基于MF-TDMA的卫星物联网系统星形网应用中，地面中心站需要同时接收各VSAT终端的反向多载波突发信号，随着物联网规模的不断扩大以及采用逼近香农限的信道编码技术（如Turbo码、LDPC码等），对中心站接收机的复杂度和低信噪比解调性能提出了更高的要求。因此，对低复杂度和高性能多载波突发信号全数字并行接收技术的研究具有重要的理论意义和工程应用价值。

本文以基于MF-TDMA的卫星物联网系统为应用背景，以低复杂度高性能中心站接收机设计为出发点，围绕反向信道多载波突发信号全数字并行接收相关技术展开深入研究，以达到降低接收机复杂度、缩短同步时间、提高误码率性能的目的，其主要研究内容如下：

1. 高效多载波全数字分路技术研究。在分析传统多相滤波FFT数字分路结构的基础上，根据实信号频谱特性提出了一种改进的实信号信道划分方法，理论推导了基于多相滤波FFT的改进实信号高效数字分路算法（IRDD-PFF），并给出了IRDD-PFF算法的高效实现结构，该结构相对于传统RDD-PFF算法结构有效降低了全数字分路的计算复杂度；理论分析了有限字长效应对全数字分路的影响，并推导了运算的舍入误差对IRDD-PFF数字分路输出信噪比（SNR）以及系统误码率（BER）的解析式，在此基础上给出了系统误码率性能指标下的数据精度方案。

2. 低复杂度突发定时同步技术研究。针对基于最大似然准则（ML）的传统数据辅助类（DA）定时偏差估计算法计算复杂度高的问题，通过分析存在异步采样偏差条件下帧头（如m序列）捕获的相关峰衰减特性，提出了一种基于帧头捕获的低复杂度前馈定时偏差估计算法（TOE-FHA），理论推导了该算法的计算公式并分析了计算复杂度，该算法在任意成形系数和低信噪比条件下均具有良好的估计性能（逼近MCRB下界）；同时给出了能量检测、帧同步和定时同步的一体化实现结构（E-F-T），该结构相对于传统结构具有复杂度低、同步时间短和频谱利用率高的优点。
3. 低复杂度突发载波同步技术研究。针对传统次优载波频偏估计算法中估计精度与计算复杂度的矛盾，从系统模型、载波频偏与相偏的最大似然估计入手，通过分析存在小数频点时FFT半频点谱的相关特性，提出了一种基于半频点谱的低复杂度联合载波频偏与相偏估计算法（CFPE-HFS），理论推导了该算法的计算公式和噪声统计特征（包括估计期望和估计方差），并根据估计方差特性进一步提出了CFPE-HFS迭代估计算法；仿真结果表明，CFPE-HFS迭代估计算法的载波频偏估计性能在低信噪比时非常接近MCRB下界，优于传统载波频偏估计算法；载波相偏估计性能在 $\text{SNR} > -2\text{dB}$ 时与最大似然载波相偏估计算法性能相近；理论分析了CFPE-HFS迭代估计算法的计算复杂度，其复杂度远低于具有同等性能的传统估计算法。

**关键词：** 卫星物联网，MF-TDMA，全数字分路，定时同步，载波同步

# Research on Parallel Receiving Technology of Satellite Reverse Channel Based on MF-TDMA

Kang Wu

Directed by: Prof. Xuwen Liang

## Abstract

With the rapid development of Internet and IoT technologies, high-speed and reliable information interaction around the world has drawn a great deal of attention, especially in the lack of ground communication network environment, such as ocean, high altitude, remote areas, etc. The IoT systems based on GEO satellite, which is not limited by geographical environment and have wide coverage, large communication capacity and other characteristics, can provide data collection and transmission service for IoT at any time and any place. As a kind of hybrid multiple access method combining FDMA and TDMA, MF-TDMA is widely used in modern satellite communications systems due to its flexible time-frequency allocation strategy and efficient resource utilization. In the application of star network in satellite IoT systems based on MF-TDMA, the ground station needs to receive multi-carrier burst signal of VSAT terminals in the reverse link. With the continuous expansion in the size of IoT and the use of channel coding technologies approaching Shannon limit (such as Turbo codes, LDPC codes, etc), the complexity of ground station receiver and demodulation performance under low SNR conditions has been put forward higher requirements. Therefore, researching on all-digital parallel receiving technology for multi-carrier burst signal with low-complexity and high-performance has important theoretical significance and engineering value.

To reduce the complexity of ground station receiver, shorten the synchronization time and improve the BER performance on the background of satellite IoT systems, this thesis focuses on the relevant technologies of all-digital parallel receiving for multi-carrier burst signal in the reverse link. The main research contents in the thesis are as follows:

1. Research on efficient multi-carrier all-digital demultiplexing technology. In analysis of the traditional polyphase filtering FFT (PFF) digital demultiplexing structure, an improved all-digital demultiplexing algorithm (IRDD-PFF) based on PFF is proposed according to the characteristic of real signal spectrum. Then, an efficient implementation structure of IRDD-PFF, which reduces computational complexity effectively, is presented. Finally, this article analyzes the finite word length effect on digital demultiplexing and deduces the analytic formula of arithmetic rounding error of SNR and BER. The optimized word-length schemes are given under the BER performance.
2. Research on low-complexity burst timing synchronization technology. In view of high complexity of the conventional data-aided timing offset estimation method based on ML criterion, a low-complexity feedforward timing offset estimation algorithm (TOE-FHA) based on FH acquisition is proposed according to the attenuation property of correlation peak caused by asynchronous sampling offset. Numerical results show that TOE-FHA algorithm performs well under low SNRs and any rolloff factor conditions. Furthermore, an integrated implementation structure of energy detection, frame synchronization and timing synchronization is presented, which has advantages of low complexity, short synchronization time and efficient spectrum utilization.
3. Research on low-complexity burst carrier synchronization technology. To deal with the conflicts of estimation accuracy and complexity for the traditional CFO estimation algorithms, a low-complexity joint CFO and CPO estimation algorithm (CFPE-HFS) is proposed according to the property of half frequency spectrum in the presence of decimal frequency. Moreover, an iterative algorithm of CFPE-HFS is also presented according to the variance property of CFO. Simulation results show that the CFO estimation performance of CFPE-HFS iterative algorithm is very close to the MCRB and the CPO estimation performance is similar to that of ML estimation algorithm when  $\text{SNR} > -2\text{dB}$ . The complexity of CFPE-HFS iterative algorithm is also analyzed, and is much lower than conventional estimation algorithms with the same performance.

**Keywords:** Satellite IoT, MF-TDMA, All-digital demultiplexing, Timing synchronization, Carrier synchronization

## 目 录

致谢 .....	i
摘要 .....	iii
<b>Abstract</b> .....	v
目录 .....	vii
<b>第一章 绪论</b> .....	1
1.1 引言 .....	1
1.2 卫星物联网系统结构 .....	2
1.3 物联网对卫星通信的需求分析 .....	4
1.3.1 物联网节点的特征 .....	4
1.3.2 对卫星通信系统的需求 .....	5
1.4 国内外研究现状及存在的问题 .....	6
1.4.1 卫星多址接入体制 .....	6
1.4.2 MF-TDMA系统与地面设备 .....	7
1.4.3 全数字信道化接收机的关键技术 .....	9
1.4.4 应用于物联网时存在的主要问题 .....	15
1.4.5 论文的研究意义 .....	16
1.5 论文主要研究内容和创新点 .....	17
1.6 本章小结 .....	20
<b>第二章 全数字信道化接收机基本理论</b> .....	21
2.1 引言 .....	21
2.2 全数字信道化接收机的信号处理 .....	21
2.3 数字分路技术理论基础 .....	23
2.3.1 信号采样理论 .....	23
2.3.2 数字下变频技术 .....	25

---

2.3.3 数字滤波器技术 .....	26
2.3.4 多速率信号处理技术 .....	29
2.4 突发同步技术理论基础 .....	33
2.4.1 同步参数估计 .....	33
2.4.2 同步性能评估 .....	34
2.4.3 同步结构与分类 .....	35
2.5 本章小结 .....	37
<b>第三章 高效多载波全数字分路技术研究 .....</b>	<b>39</b>
3.1 引言 .....	39
3.2 数字分路模型 .....	39
3.3 数字滤波器组分路结构 .....	41
3.3.1 带通滤波器组数字分路 .....	41
3.3.2 低通滤波器组数字分路 .....	42
3.4 基于多相滤波FFT的高效数字分路算法 .....	43
3.4.1 复信号高效数字分路算法（CDD-PFF） .....	43
3.4.2 实信号高效数字分路算法（RDD-PFF） .....	47
3.4.3 改进实信号多相滤波FFT高效数字分路算法（IRDD-PFF） .....	49
3.4.4 IRDD-PFF结构与传统RDD-PFF结构的复杂度比较 .....	51
3.5 数字分路中的有限字长效应 .....	53
3.5.1 量化噪声的统计特性 .....	53
3.5.2 系数的量化误差对IRDD-PFF结构的影响 .....	56
3.5.3 运算的舍入误差对IRDD-PFF结构的影响 .....	57
3.6 本章小结 .....	62
<b>第四章 低复杂度突发定时同步技术研究 .....</b>	<b>63</b>
4.1 引言 .....	63
4.2 同步方案 .....	63
4.3 信号模型 .....	64
4.4 定时偏差的最大似然估计 .....	65
4.5 基于帧头捕获的低复杂度前馈定时偏差估计算法（TOE-FHA） .....	68
4.5.1 能量衰减特性 .....	68

4.5.2 TOE-FHA算法推导 .....	69
4.5.3 实现流程与结构 .....	72
4.5.4 计算复杂度分析 .....	74
4.5.5 性能仿真与验证 .....	76
4.6 本章小结 .....	83
<b>第五章 低复杂度突发载波同步技术研究 .....</b>	<b>85</b>
5.1 引言 .....	85
5.2 系统模型 .....	85
5.3 载波频偏与相偏的最大似然估计 .....	87
5.4 次优载波频偏估计算法 .....	88
5.4.1 基于线性回归的频率估计器 .....	89
5.4.2 基于FFT内插的频率估计器 .....	92
5.5 基于半频点谱的低复杂度联合载波频偏与相偏估计算法（CFPE-HFS）	93
5.5.1 CFPE-HFS算法推导 .....	94
5.5.2 噪声统计特征分析 .....	97
5.5.3 CFPE-HFS迭代估计 .....	103
5.5.4 计算复杂度分析 .....	105
5.5.5 性能仿真与验证 .....	106
5.6 本章小结 .....	114
<b>第六章 总结与展望 .....</b>	<b>115</b>
6.1 全文总结 .....	115
6.2 研究展望 .....	116
<b>参考文献 .....</b>	<b>117</b>
<b>缩略词 .....</b>	<b>131</b>
<b>发表文章目录 .....</b>	<b>133</b>
<b>简历 .....</b>	<b>135</b>



## 插 图

1.1	无线传感网、地面蜂窝网和卫星通信网的比较 .....	2
1.2	卫星物联网系统结构 .....	3
1.3	无线传感器网络基本结构 .....	4
1.4	MF-TDMA时频二维矩阵及帧结构 .....	8
1.5	地面中心站接收机基本结构 .....	9
1.6	并行滤波器组分路法原理 .....	10
1.7	树形滤波器组分路法原理 .....	11
1.8	WOLA滤波器组分路法原理 .....	11
1.9	多相FFT滤波器组分路法原理 .....	12
1.10	前馈定时同步结构 .....	13
1.11	前馈载波同步结构 .....	14
1.12	论文结构 .....	18
2.1	无线数字通信系统模型 .....	21
2.2	全数字信道化接收机的基本结构 .....	22
2.3	奈奎斯特采样过程 .....	24
2.4	带通采样过程 .....	25
2.5	数字下变频原理 .....	25
2.6	理想数字滤波器的幅频响应 .....	26
2.7	实际数字低通滤波器的幅频响应 .....	27
2.8	FIR滤波器的直接型结构 .....	28
2.9	FIR滤波器的多相滤波结构 .....	29
2.10	抽取的频域变化关系 .....	30
2.11	完整的抽取器结构 .....	31
2.12	抽取器的等效置换结构 .....	31
2.13	内插的频域变化关系 .....	32
2.14	完整的内插器结构 .....	32

---

2.15 内插器的等效置换结构 .....	32
2.16 同步的反馈实现结构 .....	36
2.17 同步的前馈实现结构 .....	36
3.1 $N$ 通道全数字接收机的基本结构 .....	40
3.2 $N$ 个终端的载波分布示意图 .....	40
3.3 $N$ 路带通滤波器组数字分路结构 .....	41
3.4 $N$ 路低通滤波器组数字分路结构 .....	42
3.5 基于复调制的均匀低通滤波器组数字分路结构 .....	43
3.6 复信号信道划分 ( $N$ 为奇数) .....	44
3.7 复信号信道划分 ( $N$ 为偶数) .....	44
3.8 第 $k$ 路子带信号的多相滤波结构 .....	46
3.9 复信号多相滤波FFT数字分路结构 (CDD-PFF) .....	47
3.10 实信号信道划分 ( $N$ 为奇数) .....	47
3.11 实信号信道划分 ( $N$ 为偶数) .....	47
3.12 实信号多相滤波FFT数字分路结构 (RDD-PFF) .....	49
3.13 改进实信号信道划分 .....	49
3.14 改进实信号多相滤波FFT数字分路结构 (IRDD-PFF) .....	51
3.15 舍入量化和截尾量化的输入输出非线性关系 .....	54
3.16 等效量化噪声模型 .....	54
3.17 低通滤波器系数采用8比特量化的频率响应曲线 ( $L = 200$ ) .....	57
3.18 低通滤波器系数采用12比特量化的频率响应曲线 ( $L = 200$ ) .....	57
3.19 低通滤波器系数采用12比特量化的频率响应曲线 ( $L = 256$ ) .....	58
3.20 数字分路输出信噪比SNR与载波数 $N$ 的关系 .....	60
3.21 数字分路输出信噪比SNR与多相滤波器长度 $Q$ 的关系 .....	60
3.22 数字分路输出信噪比SNR与量化位数 $B$ 的关系 .....	61
3.23 系统误码率 $P_e$ 与量化位数 $B$ 的关系 .....	61
4.1 突发定时同步的前馈实现结构 .....	64
4.2 突发数据包结构 .....	65
4.3 定时偏差的最大似然估计结构 .....	67
4.4 帧头捕获相关能量 ( $Q = 1$ ) .....	69

---

---

4.5 存在采样偏差的帧头捕获相关能量 ( $Q = 2$ ) .....	70
4.6 TOE-FHA算法流程图 .....	72
4.7 E-F-T一体化实现结构 .....	73
4.8 传统全数字接收机的E-T-F结构 .....	74
4.9 无噪声条件下TOE-FHA算法的估计偏差与实际定时偏差的关系 .....	77
4.10 低信噪比条件下TOE-FHA算法的估计方差与实际定时偏差的关系 .....	77
4.11 不同帧头长度条件下TOE-FHA算法的估计方差与信噪比的关系 .....	78
4.12 各种定时偏差估计算法的估计方差与信噪比的关系 .....	79
4.13 各种定时偏差估计算法的估计方差与成形系数的关系 .....	81
4.14 不同载波频偏条件下TOE-FHA算法的估计方差与信噪比的关系 .....	82
5.1 载波频偏与相偏的最大似然估计结构 .....	89
5.2 FFT主瓣内的归一化幅度谱及半频点幅度谱 ( $\delta = 0$ ) .....	95
5.3 FFT主瓣内的半频点幅度谱与小数频点的关系 ( $L = 64$ ) .....	96
5.4 频偏估计因子、相偏估计因子与小数频点的关系曲线 .....	103
5.5 CFPE-HFS算法的CFO估计期望与实际CFO的关系曲线 (无噪声) .....	107
5.6 CFPE-HFS算法的CFO估计期望与实际CFO的关系曲线 ( $SNR=0dB$ ) ..	108
5.7 CFPE-HFS算法的频偏估计因子与小数频点的关系曲线 ( $SNR=0dB$ ) ..	108
5.8 CFPE-HFS迭代估计算法的 $NMSE_{CFO}$ 与 $\delta$ 的关系曲线 ( $SNR=0dB$ ) .....	109
5.9 CFPE-HFS迭代估计算法的 $NMSE_{CFO}$ 与 $SNR$ 的关系曲线 .....	110
5.10 各种载波频偏估计算法的 $NMSE_{CFO}$ 与 $SNR$ 的关系曲线 ( $L = 64$ ) .....	111
5.11 CFPE-HFS迭代估计算法的 $NMSE_{CPO}$ 与 $\delta$ 的关系曲线 ( $SNR=0dB$ ) .....	112
5.12 各种载波相偏估计算法的 $NMSE_{CPO}$ 与 $SNR$ 的关系曲线 ( $L = 64$ ) .....	112
5.13 采用CFPE-HFS迭代估计算法的 $P_e$ 与 $SNR$ 的关系曲线 ( $L = 64$ ) .....	113



## 表 格

3.1 IRDD-PFF结构与传统RDD-PFF结构的复杂度比较 .....	52
4.1 TOE-FHA算法与传统ML估计算法的复杂度比较 .....	75
4.2 系统仿真参数 .....	76
4.3 不同信噪比条件下各种定时偏差估计算法的估计方差值 .....	80
4.4 不同成形系数条件下各种定时偏差估计算法的估计方差值 .....	81
5.1 CFPE-HFS迭代估计算法流程 .....	104
5.2 CFPE-HFS迭代估计算法与传统估计算法的计算复杂度比较 .....	106



# 第一章 绪论

## 1.1 引言

自1957年前苏联成功发射第一颗人造地球卫星以来，航天技术已经取得了举世瞩目的成就，人造卫星在通信、定位、遥感和空间探测等方面发挥着越来越重要的作用，极大地推动了人类社会的进步与发展<sup>[1-3]</sup>。距阿瑟·克拉克在《无线电世界》上发表著名的论文《地球外的中继站》<sup>[4]</sup>已经过去半个多世纪了，克拉克本人在2003年世界卫星目录的序言中惊叹道：“我几乎不能相信，现代卫星通信产业已经发展到了如此规模，仅仅在我提出利用人造地球卫星进行通信广播的半个世纪之后，它们已经给人类带来了巨大的利益。”卫星通信作为当前通信领域中迅速发展的研究方向和现代信息交换强有力手段之一，具有频带宽、容量大、覆盖范围广、不受地理条件限制、通信成本与距离无关等特点，尤其是在解决通信不发达地区、海洋和高空等区域通信具有不可替代的作用，它在军事通信以及民用通信领域得到了广泛的应用<sup>[5, 6]</sup>。

进入21世纪以来，伴随着无线通信技术和互联网技术的不断进步与快速发展，物联网（IoT: Internet of Things）应运而生并得到了广泛的应用，人们对实现任何时刻、任何地点、任何物体之间的信息互联提出了更高的需求<sup>[7-9]</sup>。传统的地面通信系统无法对大范围或特定区域提供高密度、全覆盖的实时数据采集和传输服务，造成这些区域的物联网应用缺乏必要的远程传感网络和通信网络的支撑；此外，在严重灾害条件下，地面通信设施极易损毁，地面应急网络搭建不便，使物联网应用受到很大的限制。而卫星通信既能够在通信的远距离传输上充分发挥自己的优势，又能够向用户终端提供从语音到数据、从低速到高速、从单一通信到多媒体通信、从固定通信到移动通信等各种通信方式，可为物联网提供广域全天时全天候的数据传输服务，扩展了物联网的应用范围，真正实现全球意义上的物联网<sup>[10]</sup>。随着全球物联网接入规模的不断扩大，由不同传感器网络产生的Internet数据呈现出规模大、类型多、速率高、结构复杂等特点，将对卫星通信网络的承载能力和服务质量提出了巨大的挑战。因此，以Internet业务为主的基于卫星通信的物联网系统，已成为现代物联网发展的新热点之一<sup>[11]</sup>。

## 1.2 卫星物联网系统结构

物联网的概念最初来源于美国麻省理工学院Auto-ID研究中心于1999年提出的无线射频识别（RFID: Radio Frequency Identification）系统，它把所有物品通过射频识别等信息传感设备与互联网连接起来，实现智能化识别和管理。2005年，国际电信联盟（ITU: International Telecommunication Union）在突尼斯举办的信息社会世界峰会上发布了《ITU 互联网报告2005: 物联网》<sup>[12]</sup>，对物联网概念进行了扩展，提出了在任何时刻、任何地点、任何物体之间都可以通过互联网主动地进行信息交换。

在业界，物联网大致被公认为有三个层次，即用来采集数据的感知层、传输数据的网络层和管理数据的应用层<sup>[13]</sup>。传统的物联网网络层以无线传感器网络为主，受节点体积、价格和能源供应等因素限制，其通信距离有限，被限定在某一特定区域内，如果这一区域距离用户终端较远，那么采集到的原始数据就失去了价值。目前，地面蜂窝移动通信网络技术成熟，基础设施完善，传输速率完全能够满足无线传感器网络实时、大规模数据采集的需要，特定区域的传感器网完全可以接入本地蜂窝移动通信网络实现数据传输。但是地面蜂窝移动通信网络受人为、自然灾害等因素的影响容易遭到破坏，对于关系国民经济的重要物联网应用领域，短暂的数据中断都有可能引起严重的后果。另外，对于地面蜂窝移动通信网络覆盖不到的区域，如偏远山区、高空、海洋等，造成这些区域的物联网应用缺乏必要的远程传感网络和通信网络支撑。而卫星系统的主要通信设备处于外太空，受人为、自然灾害影响小，能够实现全球范围、全天时、全天候的实时数据传输，无线传感器网络将采集到的数据通过卫星通信转发给数千公里之外的用户终端，真正实现全球意义上的物联网。图1.1为无线传感网、地面蜂窝网和卫星通信网的覆盖范围及带宽比较。

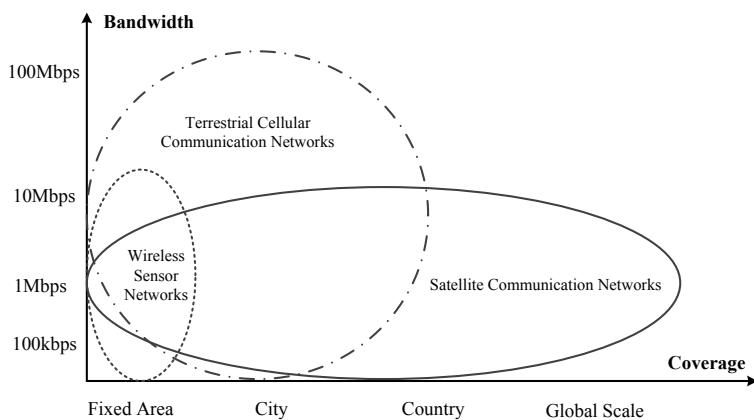


图 1.1: 无线传感网、地面蜂窝网和卫星通信网的比较

分布在世界各地的无线传感网络是实现物联网必不可少的基础设施，它很好地解决了最后一公里问题，但如果将传感器节点所采集的信息传输到数千公里之外，仅仅依靠其本身的传输能力显然无法满足需求，因此结合卫星通信系统，将短距离至长距离无线网络全部囊括其中建立一个提供广域全天时全天候数据采集和传输服务的卫星物联网系统，其结构如图1.2所示。由图可见，卫星物联网系统主要由卫星、地面中心站、分布在不同地点的卫星路由器以及相应的传感器节点组成，构成面向地面中心站的信息采集星状网。每个卫星路由器的覆盖区域构成一个无线传感网，并由若干传感器节点组成，各传感器节点采集数据后通过ZigBee无线通信协议发送给对应的卫星路由器，再由卫星路由器通过反向链路传送至地面中心站。地面中心站一般固定并接入Internet，一方面通过前向链路完成指令向传感器节点的广播转发，另一方面提供海量接收通道接收反向链路中大量卫星路由器发送传感器采集的数据。

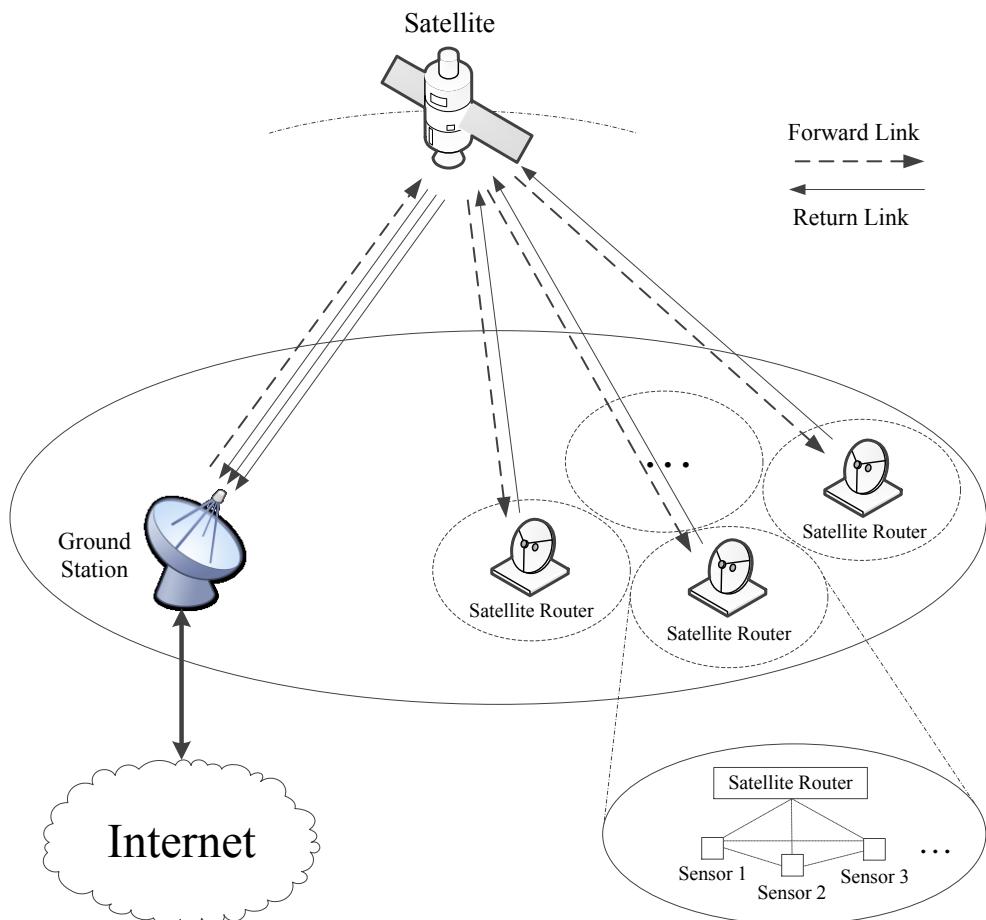


图 1.2: 卫星物联网系统结构

## 1.3 物联网对卫星通信的需求分析

### 1.3.1 物联网节点的特征

无线传感器网络（WSN: Wireless Sensor Networks）<sup>[14]</sup>是物联网最基本的组成部分，它由部署在监测区域内大量的物联网节点组成，通过短距离无线通信方式形成的一个多跳自组织网络，其目的是协作地感知、采集和处理网络覆盖区域中被感知对象的信息，其基本结构如图1.3所示。物联网节点通常包括传感器节点和汇聚节点，大量传感器节点随机分布在监测区域内，并通过自组织方式构成无线网络，传感器节点采集的数据沿着其它传感器节点逐跳地进行传输，经过多跳路由后到达汇聚节点，最后通过远程通信网络连接全球互联网<sup>[15]</sup>。

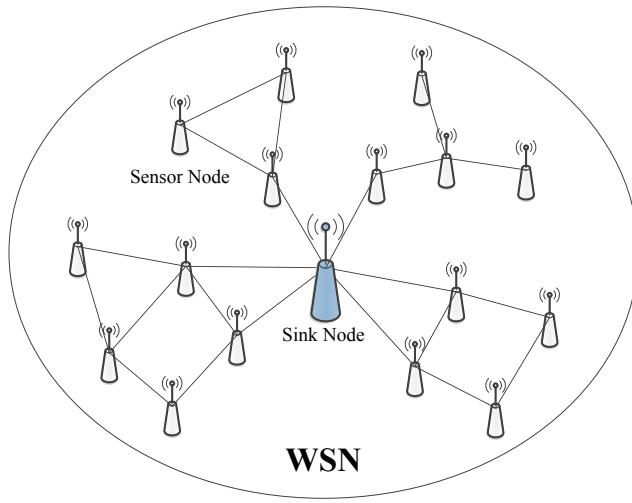


图 1.3: 无线传感器网络基本结构

物联网节点一般以低功耗ZigBee无线通信模块为基础，再接上各类不同功能的传感器实现对不同信息的采集。ZigBee是一种近距离、低功耗、低速率的无线通信技术<sup>[16, 17]</sup>，主要用于电子设备之间进行数据传输，可工作在2.4GHz（全球范围）、868MHz（欧洲）和915MHz（美国）3个频段上，分别具有最高250kbps、20kbps、40kbps的传输速率。ZigBee组网形式灵活，可以组成星状网或网状网，每个网络可支持255个节点，一个区域内可以同时存在最多100个ZigBee网络，每两个网络节点之间的通信距离一般在10 ~ 100m，且可以通过增加发射功率来增大传输距离。

未来是大数据时代，物联网应用范围将不断扩大，物联网节点将呈现出海量规模、超低功耗和多样化业务的趋势发展，远程通信技术必须适应物联网的发展需求，进行不断地创新，并为物联网的广泛应用提供有效的支撑。

### 1.3.2 对卫星通信系统的需求

目前，国际上卫星通信系统正在朝着两个大的方向发展<sup>[18]</sup>：一个是基于地球静止轨道（GEO: Geostationary Earth Orbit）卫星的宽带通信系统；另一个是基于低轨道（LEO: Low Earth Orbit）卫星星座构成的移动通信系统。

基于LEO卫星星座的移动通信系统采用数十颗甚至上百颗LEO卫星实现全球无缝覆盖，具有传输损耗低和时延小的特点，与GEO 卫星通信系统相比更适合于个人移动通信的发展需求<sup>[1]</sup>。早期的LEO卫星通信系统主要有美国的Iridium<sup>[19]</sup>、Globalstar<sup>[20]</sup>和Orbcomm<sup>[21]</sup>，其通信频段主要为L、S和VHF频段，提供最高速率为9.6kbps 的窄带移动通信业务。近些年来，以OneWeb和SpaceX 为代表的新一代LEO卫星通信系统相继被提出<sup>[22]</sup>，主要目的是从提供窄带移动通信业务转向提供宽带移动通信业务。LEO卫星寿命短和数量多导致LEO星座通信系统建设和运行成本高，网络运行控制与管理、星座时间同步、异轨星间通信、高移动性的路由选择、空中接口等复杂的关键技术是影响LEO星座通信系统建设的主要因素，这些因素使得LEO星座通信系统实现全球物联网的代价较高，且国内尚未建成具有全球覆盖的LEO星座通信系统<sup>[23]</sup>。因此，目前在我国还不能利用LEO卫星实现全国乃至全球的物联网系统。

基于GEO卫星的宽带通信系统大都采用透明转发器实现中继传输，GEO卫星距离地面高度35786km，一颗GEO卫星可覆盖全球表面的42.4%，只需3颗GEO卫星就可以覆盖除两极纬度76° 以上地区以外的全球表面及临地空间<sup>[4]</sup>。早期GEO卫星转发器主要是C和Ku频段，可用带宽约500 ~ 1000MHz，每个转发器带宽有36MHz、54MHz、72MHz等。近年来，由于Ka频段卫星通信具有带宽大（可用带宽3.5GHz）、远端设备小巧、点波束增益高等优点，适合大容量数据传输，是宽带卫星通信系统的主要发展趋势<sup>[24]</sup>。Ka 频段卫星通信服务始于北美，目前在世界各地都得到了长足的发展<sup>[25-31]</sup>，如加拿大的Anik-F2，美国的WildBlue-1、Spaceway-3、Viasat-2、Inmarsat-5，泰国的iPSTAR，欧洲的KA-SAT，其中最高通信容量已经超过100Gbps。经过数十年的研究和探索，我国在GEO卫星通信技术方面已经取得了很大的进展，已经构建了以GEO 卫星为主的卫星通信网络<sup>[23]</sup>，基本掌握了Ka 频段卫星转发器的设计与制造，且已经在“天链一号”和“中星”系列等通信卫星中得到成功应用。因此，在我国利用成熟的大容量GEO 卫星通信系统与多种具备感知、信息采集功能的物联网节点相结合，可实现全国乃至全球的卫星物联网系统。

在GEO卫星通信系统中，VSAT（Very Small Aperture Terminal），即甚小口径终端，是一种具有智能化的分散在地球表面的终端小站，利用小口径天线通过GEO卫星与地面中心站进行通信，因其成本低、组网灵活、安全可靠等优点得到了广泛的应用<sup>[32-34]</sup>。VSAT卫星通信是由点到点传输的卫星通信演化而来，发展非常迅速，传输方式由最初的电路交换发展到现在的分组交换方式，业务类型由开始的单一通信发展到目前的基于IP技术的综合通信方式。VSAT卫星通信站能够方便地组成不同规模、不同速率、不同用途的灵活而经济的网络系统。

在基于GEO卫星的物联网系统中，分布在不同地点的物联网节点将采集的数据通过无线传感网汇聚到相应的VSAT小站，众多的VSAT小站通过多址复用技术共享卫星链路接入互联网。随着物联网规模的不断扩大，海量规模的物联网节点需要VSAT卫星通信系统能够提供海量信道接入，并在地面中心站以较低的复杂度实现海量信道接收；物联网节点的多样化业务需要VSAT卫星通信系统能够提供不同速率的数据传输业务；物联网节点的超低功耗需要VSAT卫星通信系统能够在低信噪比环境下实现可靠的数据通信。

## 1.4 国内外研究现状及存在的问题

### 1.4.1 卫星多址接入体制

卫星多址接入是指卫星天线波束覆盖范围内的多个地球站共享卫星有限通信资源的方式。目前，卫星通信系统中基本的多址接入方式有频分多址（FDMA: Frequency Division Multiple Access）、时分多址（TDMA: Time Division Multiple Access）、码分多址（CDMA: Code Division Multiple Access）及其组合形式<sup>[2]</sup>。

FDMA是以频率来进行划分的，把卫星转发器的频带分成各自独立相互不重叠的子频率带，卫星和多个地球站之间采用不同的频率进行通信<sup>[35]</sup>。在卫星通信发展初期，几乎都采用FDMA方式。它的主要优点是设备简单、系统可靠且易于实现。但是卫星转发器在以多载波方式工作时，容易产生交调干扰，转发器利用率较低，需要功率回退和补偿，不太适合大规模组网应用。

TDMA是以时间来进行划分的，把卫星转发器资源划分为不同的时隙，各地球站通过在不同的时隙占用卫星转发器资源进行通信<sup>[36]</sup>。它的优点是转发器以单载波方式进行工作，功放效率高，不存在交调干扰。但是系统实现需要复杂的全网时间同步，地球站型较大且系统扩容不便。

CDMA是以伪码的正交性来进行划分的，各地球站采用不同的伪码在相同的时间使用卫星转发器资源进行扩频通信<sup>[37]</sup>。CDMA通信具有抗干扰能力强、保密性高的优点，但其通信容量和频带利用率都较低，因此它比较适合于军事卫星通信，也适合于站型小、通信容量较低的卫星通信系统。

多频时分多址（MF-TDMA: Multi-Frequency Time Division Multiple Access）是将FDMA和TDMA体制相结合的一种混合多址接入方式，它具有时分和频分二维信道，先将信道按频率分割成不同的子载波，每个子载波再进行时隙划分，每个用户终端在指定的载波按照分配的时隙来传输业务，通过综合调度时频二维资源，达到系统资源的灵活分配，是目前卫星通信系统的主流多址接入方式<sup>[38-40]</sup>。图1.4为MF-TDMA时频二维矩阵及帧结构，其中横轴表示时隙，若干个时隙组成一个TDMA帧，若干个TDMA帧构成一个TDMA超帧，用于全网的时间统一和划分；纵轴表示载波，不同的载波占用不同的频带资源，各自的频点和带宽构成了整个信道的频率资源。当MF-TDMA系统的载波速率逐步提高，载波数逐渐减小，当载波数减小为1时对应的就是传统的高速TDMA体制；当MF-TDMA系统的载波速率逐步降低，载波数逐渐增多，当载波速率降低到用户终端的速率时，对应的就是传统的低速FDMA体制。MF-TDMA克服了传统TDMA体制应用时地球站较大、机动灵活性差的缺点，能够根据用户终端的业务需求分配不同的载波和时隙实现对多用户、多业务的灵活支持，并且能方便的解决系统扩容问题，其容量的提升仅需要增加额外的载波信道即可。目前，应用较为广泛的卫星通信系统空中接口协议主要有DVB-RCS<sup>[41]</sup>、IPoS<sup>[42]</sup>和RSM-A<sup>[43]</sup>，且三种协议标准的反向链路均采用MF-TDMA体制。因此，基于MF-TDMA体制的卫星通信系统具有资源利用率高、组网灵活、支持多媒体业务、网络易扩展等优点，已成为当前卫星通信系统的研究热点<sup>[44, 45]</sup>。

#### 1.4.2 MF-TDMA系统与地面设备

国外基于MF-TDMA技术体制的VSAT卫星通信系统主要有加拿大PolarSat公司的VSATPlus系统，德国NDSatCom公司的SkyWAN系统和美国Viasat公司的LinkWay系统等<sup>[46-48]</sup>。PolarSat公司在全球拥有超过5000个VSAT终端，用户遍及40多个国家，该公司主要产品为基于MF-TDMA技术的VSATPlus系列设备，目前已经发展到VSATPlus III，它继承了VSATPlus II的全部MF-TDMA产品功能，并增加了8-PSK调制方式、Turbo 纠错编码等新功能。VSATPlus III系统中每个载波速率可达10Mbps，采用公共信令信道。系统最主要的特点是网络的中心站只是为网内的

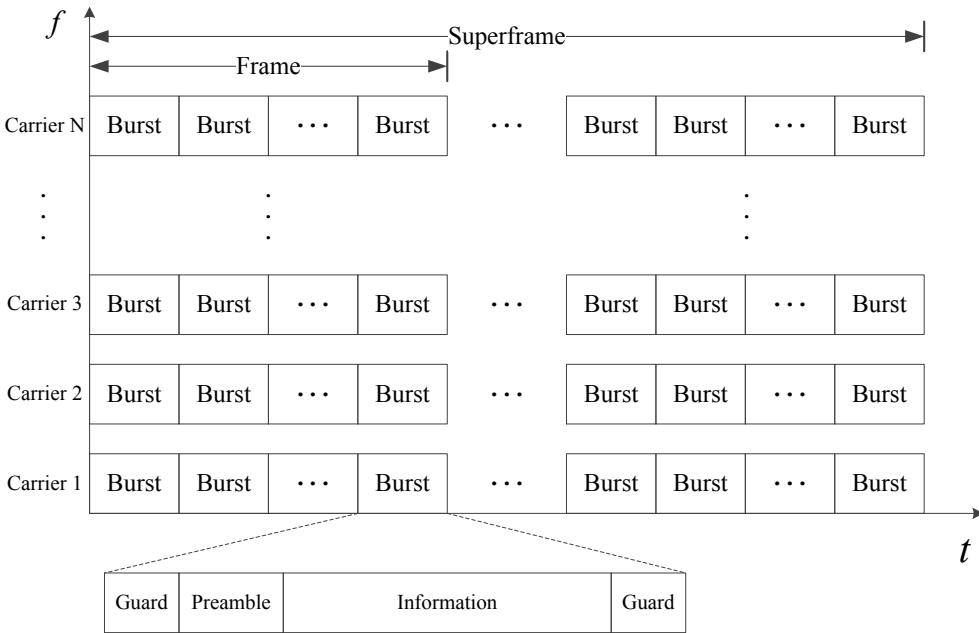


图 1.4: MF-TDMA时频二维矩阵及帧结构

所有终端站提供时钟参考，保持全网时间同步，而信道资源的申请和分配完全采用分散控制方式，所有的站各自同时处理，而不需要中心站集中进行分配管理。SkyWAN 是一种灵活性极高且功能丰富多样的MF-TDMA卫星通信系统，可用于组建广域的企业网、政府网和军用网，提供IP、视频和话音等各种类型应用。它支持的载波数为8个，采取集中控制信道的方式，拥有完全动态的带宽按需分配机制，支持星状、网状或混合状等多种网络拓扑结构，各站均具备高速突发能力，载波速率高达8Mbps。SkyWAN支持异地互为备份的双主站配置，每个远端VSAT小站都可与两个主站进行通信，它能够对IP业务的传输自动地实施载荷均衡，从而使网络的可用性和带宽效率都得到显著的提高。LinkWay是一种用于单跳、星状或网状连接的VSAT卫星通信系统，采用MF-TDMA多址接入体制，提供宽带多媒体、内部网以及互联网应用，支持动态带宽按需分配、固定带宽分配等多种带宽管理机制，系统扩展性强，单一网络可支持64个载波，网络的定时同步和信道分配由地面中心站负责，采取集中控制信道的方式。

国内基于MF-TDMA技术体制的VSAT卫星通信系统主要有中国电子科技集团第54研究所的MF-TDMA卫星通信系统和航天恒星科技有限公司的Anovo系统等<sup>[49, 50]</sup>。54所的MF-TDMA卫星通信系统载波数可达8个，可实现星状网、网状网以及混合组网，系统高效支持话音、图像和IP数据等类型的业务，信道分配采取集中

控制方式和轮询分配的原则。在星状组网应用中，前向链路采用高速率载波进行数据广播分发，反向链路采用多载波解调接收低速率载波回传信息，得益于反向的TDMA突发工作方式，业务站能够实时动态的共享反向信道资源，易于组成大规模星状拓扑网络。Anovo系统是采用MF-TDMA技术的卫星宽带通信系统产品，系统主要包括VSAT主站、VSAT小站、卫星通信车、便携站等，主要应用于数据通信、互联网接入、交互式远程教育、应急通信以及数据采集等场合，前向链路支持DVB-S标准，回传链路支持DVB-RCS标准，提供高达70Mbps的前向和2Mbps的反向载波速率，系统采用星型拓扑结构，单个节点最大支持4000个终端。

在基于MF-TDMA的VSAT卫星通信系统星状网应用中，地面中心站需要同时接收VSAT小站的反向多载波突发信号，一般采用全数字信道化接收机结构<sup>[51]</sup>，即利用多载波分路器将瞬时带宽划分成多个子带，并同时对多个子带信道内的信号进行并行数字解调，如图1.5所示。接收信号先通过低噪放（LNA: Low Noise Amplifier）、混频器（Mixer）、模数转换器（ADC: Analog to Digital Converter）整带采样后变为数字信号，然后送入多载波分路器（MCD: Multi-Carrier Demultiplexer）将各子路信号分开，最后通过全数字解调器（ADD: All-Digital Demodulator）输出多路调制信息。

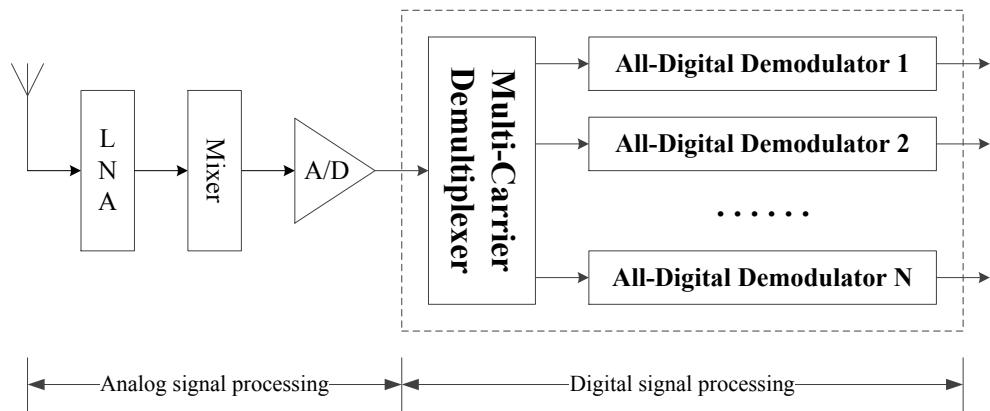


图 1.5: 地面中心站接收机基本结构

### 1.4.3 全数字信道化接收机的关键技术

#### 1.4.3.1 多载波数字分路技术

目前多载波数字分路技术主要有四种方法：并行滤波器组分路法、树形滤波器组分路法、WOLA滤波器组分路法以及多相FFT滤波器组分路法。

并行滤波器组分路法<sup>[52]</sup>也称为带通滤波器组分路法，它是每路用一个单独的带通滤波器来实现信号分路的方法。由于带通滤波器较难设计，尤其是当信号间隔较窄时，对带通滤波器的通带宽度和过渡带陡峭程度有很高的要求，很难实现理想的带通滤波器。因此，常采用两个滤波器级联的方法来解决，其原理如图1.6所示。

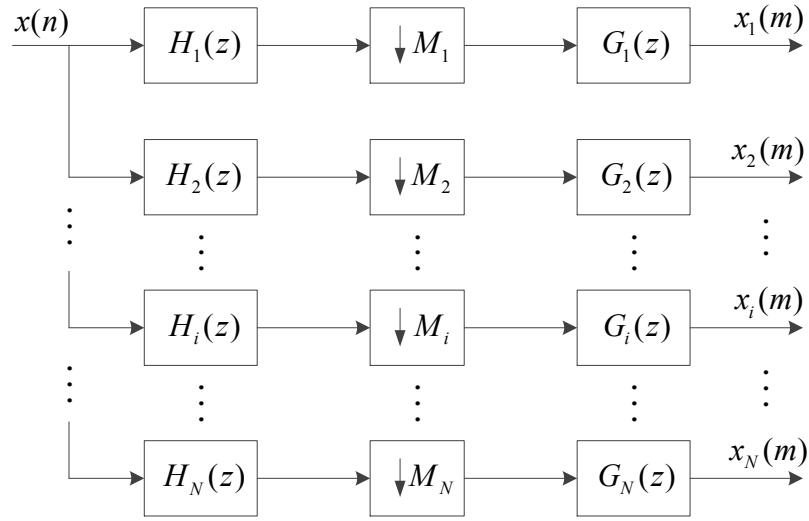


图 1.6: 并行滤波器组分路法原理

由图1.6可见，各支路均由两个带通滤波器和一个抽取器级联而成。 $N$  路信号 $x(n)$ 首先通过带通滤波器 $H_i(z)$ 将第*i*路信号分离出来，然后经过 $M_i$ 倍抽取降低采样率，最后通过带通滤波器 $G_i(z)$ 进行进一步滤波，以达到设计性能。由于 $H_i(z)$ 和 $G_i(z)$ 共同完成对第*i*路信号的滤波，因此它们的级联频率响应需要实现理想带通滤波器。并行滤波器组分路法的特点是它对构成多路信号的信道组成特征没有要求，适用于任何形式的多路信号的分路，特别是在路数较少、信道间隔较宽的情况下，具有较好的应用优势<sup>[53]</sup>。但在信号间隔较窄、路数较多的系统中，要求设计的带通滤波器数量较多，系统计算量大、硬件资源效率低<sup>[54]</sup>。

树形滤波器组分路法<sup>[55]</sup>是一种多级分路的方法，其基本原理如图1.7所示。由图可见，在每一级，树形滤波结构把输入信号经过一对数字滤波器分成两路输出，然后进行两倍抽取。这两个数字滤波器的输出再分别通过相同的过程形成四路输出，因此经过 $L$ 级滤波和抽取，便可得到 $2^L$ 路分路信号。上述两个数字滤波器分别为低通滤波器（LPF: Low Pass Filter）和高通滤波器（HPF: High Pass Filter），它们在数字域上分别占 $(0, \frac{\pi}{2})$ 和 $(\frac{\pi}{2}, \pi)$ 。树形滤波器组分路法的特点是结构简单、计算量小、时延大；由于在每一级都采用2倍抽取来逐级降低处理速率，因而整个系统的运算效

率比并行滤波器组分路法高，且对多路信号的信道构成没有具体要求。但是，只有当信道间隔相等且路数为2的整数次幂时，树形滤波器组分路法才能表现出最高的运算效率<sup>[56]</sup>。

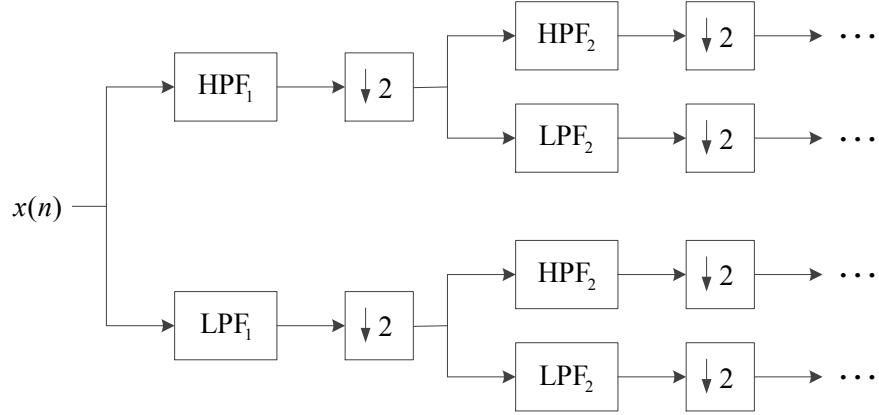


图 1.7: 树形滤波器组分路法原理

加权叠接相加 (WOLA: Weighted OverLap Add) 滤波器组<sup>[57]</sup>是一种灵活而高效的数字分路结构，如图1.8 所示。输入信号 $x(n)$ 每次输入 $M$ 个样本，并用滤波器 $h(-n)$ 对其加权，将加权后的序列分成若干组，每组长度为 $N$ ，再将各组序列对应相加，相加后得到 $N$ 点序列送入快速傅里叶变换 (FFT: Fast Fourier Transformation) 模块，最后将FFT输出 $N$ 点序列乘上对应系数得到 $N$ 路输出信号。WOLA滤波器组分路法具有以下优点<sup>[58, 59]</sup>: (1) 工作速率低，仅为输入信号的 $\frac{1}{M}$ ；(2) 只需要一个滤波器，硬件复杂度低；(3) 采用FFT 算法，计算效率高；(4) 分路数 $N$ 与抽取倍数 $M$ 没有严格的约束关系。

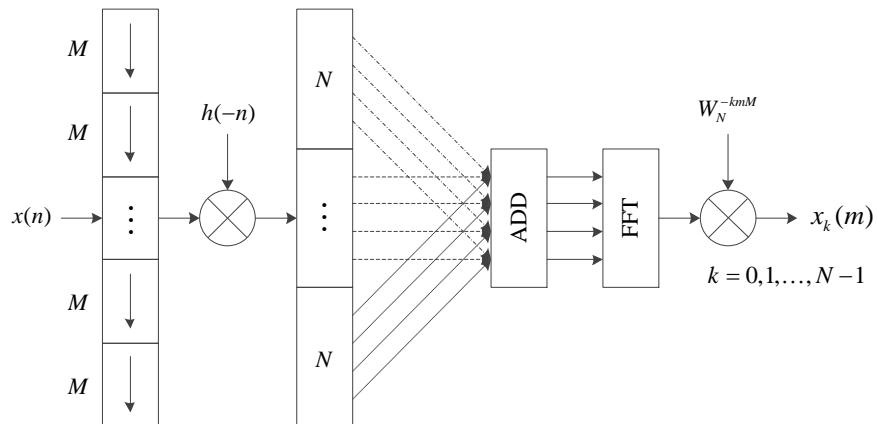


图 1.8: WOLA滤波器组分路法原理

多相FFT滤波器组分路法<sup>[60]</sup>的基本原理是，当构成多路信号的信道间隔相等且连续均匀排列时，所有信道可以共用同一个低通滤波器，通过不同频率的复调制实现不同中心频率的带通滤波，其原理如图1.9所示。

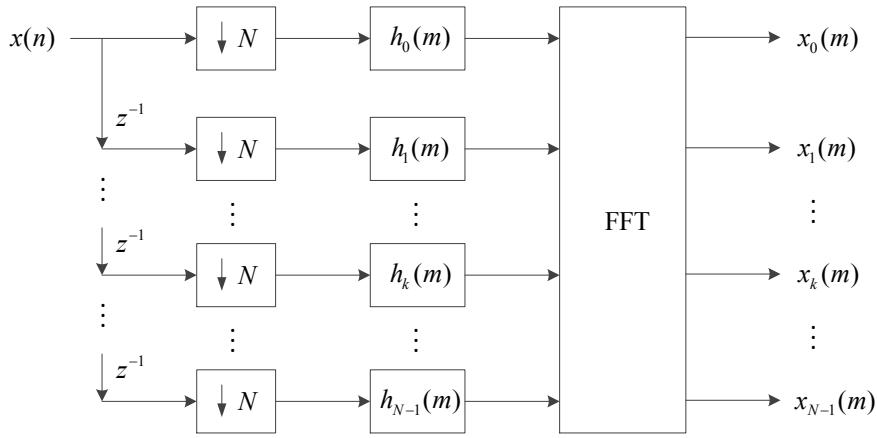


图 1.9: 多相FFT滤波器组分路法原理

实际上，多相FFT滤波器组分路法是WOLA滤波器组分路法的一种特殊情况，即当 $N = M$ 时，多相FFT滤波器组分路法与WOLA滤波器组分路法在数学上是等价的。但是，多相FFT滤波器组分路法的低通滤波器采用多相结构，大大降低了滤波的运算量，从而提高计算效率<sup>[61, 62]</sup>。

#### 1.4.3.2 突发定时同步技术

全数字信道化接收机中同步技术通常有两类处理方式<sup>[63-65]</sup>：一类是通过计算定时误差值和载波相位误差值并反馈调整以实现同步，称为闭环或反馈同步算法。反馈同步算法一般通过锁相环技术来实现<sup>[66]</sup>，它的主要特点是：计算复杂度低，同步精度高，但存在捕获时间较长、收敛速度较慢等缺点，而且在某些情况下还会出现“假锁”现象<sup>[67]</sup>（即收敛于非全局极值点，使环路长时间处于较大相位误差状态），适合在以连续解调方式工作的通信系统中。另一类是利用数字信号处理方法直接从离散数据信号中估计定时误差和载波误差并进行定时恢复和载波恢复，称为开环或前馈同步算法。前馈同步算法一般由估计器来实现，不需要反馈控制，它的主要特点是：计算复杂度高，同步速度快且不存在收敛过程，通过选择合适的估计器可以达到估计理论的下限，非常适合于突发信号的通信系统中<sup>[68-71]</sup>。

图1.10给出了全数字信道化接收机前馈定时同步结构，它主要由定时偏差估计器、内插控制器和内插滤波器组成<sup>[64]</sup>。

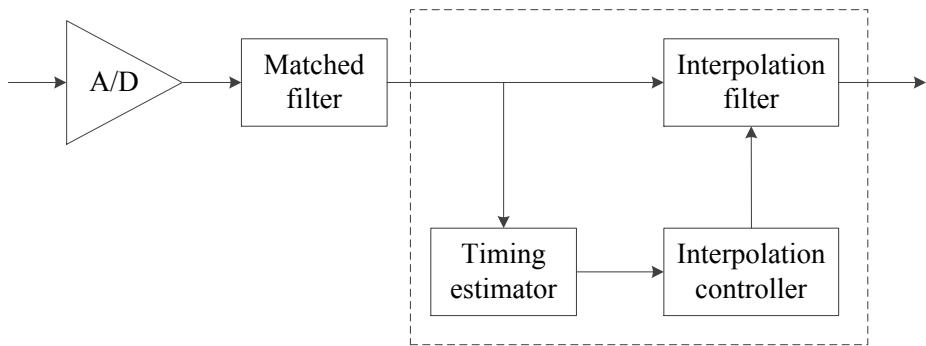


图 1.10: 前馈定时同步结构

前馈定时偏差估计算法中，非数据辅助类算法<sup>[72-79]</sup>由于便于实现而受到广泛关注，到目前为止大多数相关文献都集中在此领域。1988年Oerder提出了平方滤波定时偏差估计算法（SLN）<sup>[72]</sup>，其基本原理是基带采样值模平方和的频谱分量中含有采样时间信息，采样点的定时偏差在频域可以表示为该频谱的相位旋转，通过对模平方和序列进行离散傅里叶变换（DFT: Discrete Fourier Transformation）得到该频谱分量的相位，进而获取定时偏差。在文献[72]的基础上又发展了两种性能更好的非线性定时偏差估计算法：基于符号绝对值的AVN 算法<sup>[73]</sup> 和基于符号模平方对数的LOGN 算法<sup>[74]</sup>。上述三种算法实现简单，但都要求至少4 倍符号率采样。Lee 在文献[75] 中提出了只需每符号2采样点的定时偏差估计算法，较SLN更简单，而性能与其基本相当。文献[76]根据过采样信号的循环平稳特性提出了一种新的估计算法，其复杂度与Lee算法相同，但估计性能略优于Lee算法。文献[77]提出了适用于多径衰落信道的定时估计算法，并对估计结果采用卡尔曼滤波进一步提高估计性能。文献[78]从条件似然函数出发来消除“自噪声”影响，其估计方法与SLN类似，但仅在高信噪比时性能有所改善，信噪比低于10dB时几乎无改善效果。文献[79]利用MPSK 信号恒模特性，并通过最小二乘估计得到定时偏差估计，在高信噪比时消除了“自噪声”干扰，不再出现方差平层现象。上述非数据辅助类算法虽然实现简单，但在低信噪比和小成形系数条件下由于平方等非线性处理导致估计性能严重恶化。数据辅助类定时偏差估计算法能够克服上述算法的缺点，但实现复杂度较高，目前数据辅助类算法相关文献非常少，传统估计方法是搜索似然函数的最大值<sup>[64, 80]</sup>。近年来，McKilliam 提出了一种低复杂度数据辅助定时偏差估计算法<sup>[81]</sup>，它利用FFT算法来计算所有时延并以最大值对应的时延作为定时偏差估计，此方法相对传统估计方法降低了计算复杂度，但需要额外的时延先验信息，因此它不适合随机突发通信系统。

### 1.4.3.3 突发载波同步技术

载波同步对于相干解调接收机来说非常重要，其性能好坏直接影响到接收机的误码率。对于突发信号的载波同步，宜采用前馈同步结构快速估计出载波频偏和相偏并进行校正<sup>[64]</sup>。图1.11给出了全数字信道化接收机前馈载波同步结构，它主要由载波频偏估计器、载波频偏校正器、载波相偏估计器和载波相偏校正器组成<sup>[65]</sup>。

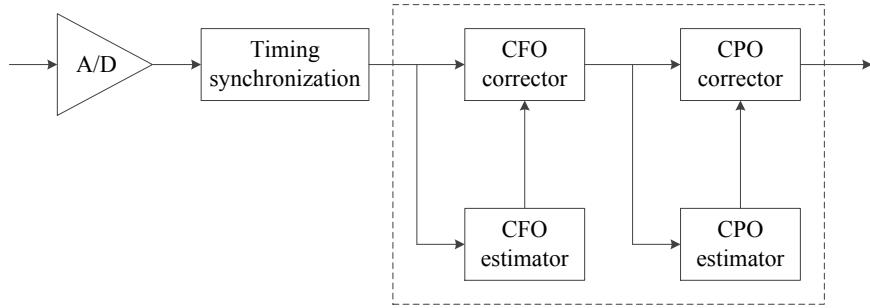


图 1.11: 前馈载波同步结构

目前应用广泛的载波频偏估计算法<sup>[82-102]</sup> 主要分为基于线性回归的频偏估计算法和基于FFT 内插的频偏估计算法两大类。基于线性回归的频偏估计算法一般利用信号样本或自相关函数的相位与载波频偏成线性关系的特点，直接从相位或相位差中利用最小二乘估计准则估计频偏。Tretter对非线性估计方程在高信噪比下进行线性化近似，并采用最小二乘估计得到载波频偏和相偏估计值<sup>[82]</sup>，但不适合于低信噪比环境。Kay 在文献[83] 中对信号相邻样本间的相位差采用加权最小二乘估计，实现简单，频偏估计范围大，在高信噪比时能达到修正克拉美罗下界，但在低信噪比时估计性能迅速恶化。文献[84] 可以看作Kay算法的另一种实现形式，其估计性能保持不变。Fitz 算法<sup>[85]</sup> 不仅利用自相关函数相邻样本间的相位差，还利用了不相邻样本间的相位差，在低信噪比时仍能获得良好的估计性能，付出的代价是过高的计算复杂度和较小的估计范围。文献[86] 可以看作是Fitz算法的一种改进形式，其估计范围提高了一倍。M&M 在文献[87] 中采用与Kay 算法类似的估计策略，其估计范围大大增加，但在低信噪比时的估计性能不如文献[86]。文献[88]指出通过将信号样本或自相关函数的幅度进行归一化可以提高Kay 算法和M&M算法在低信噪比下的估计性能。文献[89]总结并比较了上述基于线性回归的频偏估计算法的优缺点。

基于FFT内插的频偏估计算法根据最大似然估计准则，利用信号FFT频谱幅度峰值对应的频率作为粗估计，再利用FFT谱线进行内插作为精估计。Rife 在文献[90]中提出利用FFT 谱线通过割线插值来提高估计精度，实现简单，但估计性能随着信号

频率的变化波动较大。Quinn算法<sup>[91, 92]</sup>与Rife算法类似，不同的是它根据谱线幅值之比的实部进行插值，其估计性能优于Rife算法，但在某些频率点的估计性能不佳。文献[93]提出了利用三根谱线进行插值，其估计精度较Rife算法有了显著的提高。A&M提出了迭代估计算法<sup>[94]</sup>，估计精度逼近理论界，但增加了计算复杂度和估计时延。Jacobsen在前人的基础上根据经验提出了一种新的内插公式<sup>[95]</sup>，但估计性能在高信噪比时会出现方差平层。Cadan分别给出了Jacobsen算法的偏差修正公式<sup>[96]</sup>和偏差消除公式<sup>[97]</sup>，进一步提高了估计性能并消除了方差平层。文献[98]融合了所有傅里叶系数进行精估计，再进行一次迭代估计，估计精度很高，付出的代价是过高的复杂度。文献[99]理论推导了在高信噪比条件下各种内插估计器的有偏估计量，并消除有偏量得到无偏估计器。文献[100]和[101]分别提出了一种新的载波频偏估计算法，它们的共同点是在粗估计阶段采用补零FFT，获得了比其他算法更低的门限信噪比，但付出的代价是更高的复杂度。文献[102]针对实正弦信号提出了一种高精度的频率估计方法，但计算复杂度较高。以上基于FFT内插的频偏估计算法均具有最大的估计范围( $-\frac{1}{2T}, \frac{1}{2T}$ )和良好的低信噪比估计性能，但是算法计算量都非常大。

#### 1.4.4 应用于物联网时存在的主要问题

在基于MF-TDMA的卫星物联网系统星形网应用中，反向信道多载波突发信号并行接收存在以下难点：

首先，由图1.5可知，地面中心站接收机的复杂度主要体现在MCD和ADD模块，且ADD模块的数量与信道数成正比，随着物联网规模的扩大和物联网节点的大幅增长，MF-TDMA系统的信道数将不断增加，导致接收机的功耗和体积不断增大。

其次，GEO卫星与VSAT终端相距遥远，传输损耗大，VSAT终端发射机功率受限且采用逼近香农限的信道编码技术（如Turbo码<sup>[103]</sup>、LDPC码<sup>[104]</sup>），信号到达中心站接收机天线的信噪比非常低，需要接收机在低信噪比环境下进行同步。

最后，由于MF-TDMA信号的突发特性，接收机解调一个突发数据包的处理时间非常短，需要接收机快速估计出同步参数并完成解调。

因此，低复杂度、低信噪比和快速同步三者联合对全数字信道化接收机的设计提出了巨大的挑战。现有多载波数字分路算法中多相FFT滤波器组分路算法效率最高<sup>[60–62]</sup>，但是针对实信号的频谱特征进一步提高算法效率以及对数字分路中的有限字长效应的研究较少；现有非数据辅助类定时偏差估计算法已经非常成熟且应用广泛，但在低信噪比和小成形系数条件下估计性能严重恶化<sup>[72–74]</sup>；而数据辅助类定时

偏差估计算法的估计性能在低信噪比环境和小成形系数条件下均能逼近MCRB下界，但它需要搜索似然函数的最大值，具有较高的计算复杂度<sup>[64, 80]</sup>，需要进一步研究低复杂度的数据辅助类定时偏差估计算法；现有基于FFT内插的前馈载波频偏估计算法在低信噪比环境下具有良好的估计性能和较大的频偏估计范围，但是计算复杂度较高、估计时间较长<sup>[90-102]</sup>。然而，在GEO卫星通信系统中，收发双方多普勒频移相对符号速率较小，因而较大的频偏估计范围是冗余的<sup>[105]</sup>，需要研究通过缩小估计范围换取低复杂度低估计时延的载波频偏估计算法。

#### 1.4.5 论文的研究意义

在基于MF-TDMA的卫星物联网系统应用背景中，要求中心站接收机能够在满足性能指标的前提下以较低成本实现低信噪比环境下的快速同步。因此，为了降低中心站接收机的功耗、体积和成本，迫切需要研究基于MF-TDMA的卫星物联网反向信道并行接收相关技术的低复杂度算法。

本文研究和解决的主要问题是：在分析传统多相滤波FFT数字分路结构的基础上，根据实信号频谱特性提出了一种改进的实信号信道划分方法，理论推导了基于多相滤波FFT的改进实信号高效数字分路算法（IRDD-PFF），该算法有效降低了全数字分路的计算复杂度，同时分析了有限字长效应对数字分路算法的影响，并给出了误码率性能指标下的数据精度方案；针对基于最大似然准则的传统数据辅助类定时偏差估计算法计算复杂度高的问题，研究分析了存在异步采样偏差条件下帧头捕获的相关峰衰减特性，提出了一种基于帧头捕获的低复杂度前馈定时偏差估计算法（TOE-FHA），该算法在任意成形系数和低信噪比条件下均具有良好的估计性能，同时给出了能量检测、帧同步和定时同步的一体化实现结构（E-F-T），该结构相对于传统结构具有复杂度低、同步时间短和频谱利用率高的优点；针对传统次优载波频偏估计算法中估计精度与计算复杂度的矛盾，研究分析存在小数频点时FFT半频点谱的相关特性，提出了一种基于半频点谱的低复杂度联合载波频偏与相偏估计算法（CFPE-HFS），并根据估计方差特性进一步提出了CFPE-HFS迭代估计算法，该算法的计算复杂度远低于具有同等性能的传统估计算法。

本文的研究能够解决基于MF-TDMA的卫星物联网系统中由于物联网规模的不断扩大和逼近香农限的信道编码技术的应用引起的接收机复杂度增加和解调门限下降的问题，为中心站接收机的低功耗、高可靠地工作提供了支撑，具有重要的理论意义和工程应用价值。

## 1.5 论文主要研究内容和创新点

论文以基于MF-TDMA的卫星物联网系统为应用背景，以低复杂度高性能中心站接收机设计为出发点，围绕反向信道多载波突发信号全数字并行接收相关技术展开深入研究，以达到降低接收机复杂度、缩短同步时间、提高误码率性能的目的。

全文研究内容安排如下：

### 第一章：绪论

介绍论文的研究背景和意义、国内外研究现状以及论文的研究内容和创新点。

### 第二章：全数字信道化接收机基本理论

介绍了全数字信道化接收机中的数字分路技术理论基础（包括信号采样理论、数字下变频技术、数字滤波器技术以及多速率信号处理技术）和突发同步技术理论基础（包括同步参数估计、同步性能评估以及同步结构与分类）。

### 第三章：高效多载波全数字分路技术研究

首先介绍了多载波数字分路模型，并给出了传统数字滤波器组分路结构，然后从基于复调制的均匀低通滤波器组数字分路模型出发，分别推导了基于多相滤波FFT的复信号数字分路算法（CDD-PFF）和实信号数字分路算法（RDD-PFF），并给出了CDD-PFF和RDD-PFF算法的高效数字分路结构；在此基础上根据实信号频谱特性提出了一种改进的实信号信道划分方法，理论推导了基于多相滤波FFT的改进实信号高效数字分路算法（IRDD-PFF），给出了IRDD-PFF算法的高效实现结构，并与传统结构进行复杂度比较；最后讨论了数字分路中的有限字长效应，分析了系数的量化误差对IRDD-PFF数字分路算法的影响，理论推导了运算的舍入误差对IRDD-PFF数字分路输出信噪比以及系统误码率的解析式，并给出了误码率性能指标下的数据精度方案。

### 第四章：低复杂度突发定时同步技术研究

首先给出了适合于突发通信系统的前馈定时同步方案，然后从信号模型出发推导了定时偏差的最大似然估计，在此基础上分析了定时偏差对帧头（如m序列）捕获性能的影响，并根据定时偏差引起的帧头捕获相关峰能量衰减特性，提出了基于帧头捕获的低复杂度前馈定时偏差估计算法（TOE-FHA），理论推导了该算法的计算公式，仿真分析了该算法在不同数据长度、不同信噪比以及不同成形系数下的估计性能；最后给出了能量检测、帧同步和定时同步的一体化实现结构（E-F-T），分析了该结构的实现复杂度并与传统结构进行比较。

## 第五章：低复杂度突发载波同步技术研究

首先从系统模型出发推导了载波频偏与相偏的最大似然估计，然后研究比较了常用的次优载波频偏估计算法，在此基础上通过分析存在小数频点时FFT半频点谱的相关特性，提出了一种基于半频点谱的低复杂度联合载波频偏与相偏估计算法(CFPE-HFS)，理论推导了该算法的计算公式和噪声统计特征，并根据估计方差特性进一步提出了CFPE-HFS迭代估计算法，分析了该算法的计算复杂度，最后通过仿真分析和验证了该算法的估计性能，并与传统估计算法进行比较。

## 第六章：总结与展望

对论文的研究成果进行了回顾总结，并对下一步要开展的研究进行展望。

论文各章结构关系如图1.12所示。论文的第一章和第二章是全文的基础，介绍了论文的研究背景和意义、国内外研究现状以及相关技术基础理论，第三、四、五

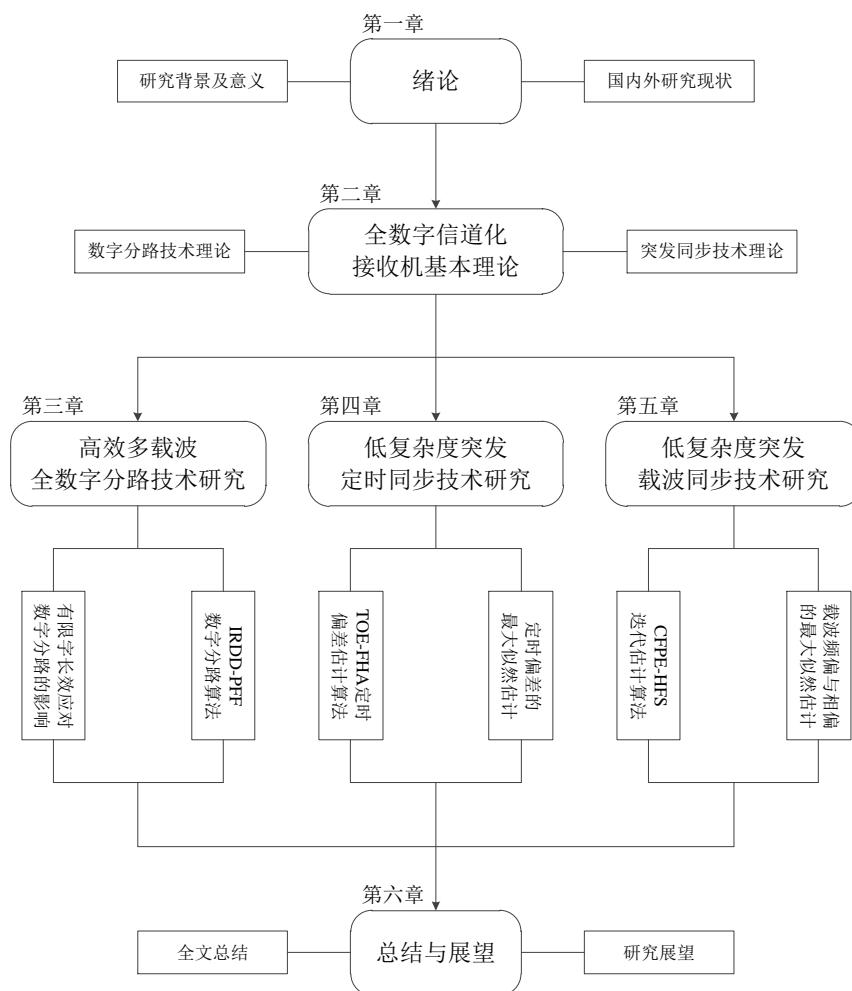


图 1.12: 论文结构

章分别针对具体的问题进行了深入研究。其中，第三章主要针对卫星物联网背景下反向信道多载波突发信号的全数字分路，研究了实信号高效多载波全数字分路技术以及有限字长效应对全数字分路的影响；第四章主要针对基于最大似然准则的传统数据辅助类定时偏差估计算法计算复杂度高的问题，研究了适用于低信噪比突发通信系统的低复杂度前馈定时同步技术；第五章主要针对传统次优载波频偏估计算法中估计精度与计算复杂度的矛盾，研究了适用于低信噪比突发通信系统的低复杂度前馈载波同步技术；第六章对全文进行总结与展望。

论文的创新点主要包括：

1. 在分析传统多相滤波FFT数字分路结构的基础上，根据实信号频谱特性提出了一种改进的实信号信道划分方法，理论推导了基于多相滤波FFT的改进实信号高效数字分路算法（IRDD-PFF），并给出了IRDD-PFF算法的高效实现结构，该结构相对传统结构有效降低了全数字分路的计算复杂度。
2. 理论研究了全数字分路中的有限字长效应，分析了系数的量化误差对IRDD-PFF数字分路算法的影响，推导了运算的舍入误差对IRDD-PFF数字分路输出信噪比（SNR）和系统误码率（BER）的解析式，并在此基础上给出了误码率性能指标下的数据精度方案。
3. 针对基于最大似然准则（ML）的传统数据辅助类（DA）定时偏差估计算法计算复杂度高的问题，通过分析存在异步采样偏差条件下帧头（如m序列）捕获的相关峰衰减特性，提出了一种基于帧头捕获的低复杂度前馈定时偏差估计算法（TOE-FHA），该算法在任意成形系数和低信噪比条件下均具有良好的估计性能；同时给出了能量检测、帧同步和定时同步的一体化实现结构（E-F-T），该结构相对于传统结构具有复杂度低、同步时间短和频谱利用率高的优点。
4. 针对传统次优载波频偏估计算法中估计精度与计算复杂度的矛盾，通过分析存在小数频点时FFT半频点谱的相关特性，提出了一种基于半频点谱的低复杂度联合载波频偏与相偏估计算法（CFPE-HFS），理论推导了该算法的噪声统计特征，并根据估计方差特性进一步提出了CFPE-HFS迭代估计算法，仿真结果表明该算法的载波频偏估计性能在低信噪比时非常接近MCRB下界，载波相偏估计性能在 $\text{SNR} > -2\text{dB}$ 时与最大似然载波相偏估计算法性能相近；同时分析了该算法的计算复杂度，其复杂度远低于具有同等性能的传统估计算法。

## 1.6 本章小结

本章首先介绍了论文的研究背景，概述了卫星物联网系统对卫星通信的需求，然后阐述了卫星多址接入体制、多载波数字分路技术和突发同步技术的国内外研究现状，分析了全数字信道化接收机在基于MF-TDMA的卫星物联网系统中所面临的问题与挑战，最后概括了论文在基于MF-TDMA的卫星物联网反向信道并行接收技术方面进行的研究和创新点。

## 第二章 全数字信道化接收机基本理论

### 2.1 引言

本章从基本理论出发，主要介绍了全数字信道化接收机中的数字分路技术理论基础（包括信号采样理论、数字下变频技术、数字滤波器技术以及多速率信号处理技术）和突发同步技术理论基础（包括同步参数估计、同步性能评估以及同步结构与分类）。

### 2.2 全数字信道化接收机的信号处理

在无线数字通信系统中<sup>[106]</sup>，发射端的信源在传输前需要经过信源编码（Source encoding）、信道编码（Channel encoding）、数字调制（Digital modulation）、数模转换（D/A: Digital-to-Analog）、上变频（Up conversion）后通过天线发送出去，发送的无线信号经过无线信道（Wireless channel）后到达接收端，接收端天线接收到无线信号后经过下变频（Down conversion）、模数转换（A/D: Analog-to-Digital）、数字解调（Digital demodulation）、信道译码（Channel decoding）、信源译码（Source decoding）得到发射端的信源信息，其无线数字通信系统模型如图2.1所示。

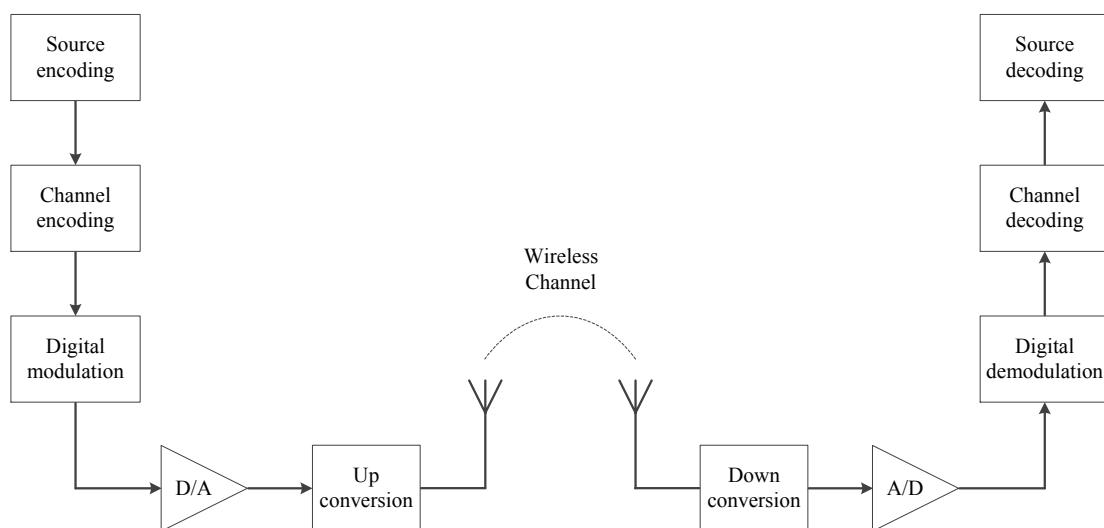


图 2.1: 无线数字通信系统模型

全数字信道化接收机是在接收机前端即中频、高频或靠近天线的地方采用独立振荡于固定频率的本地参考时钟对接收信号进行采样，接收机后续的功能（如分路、滤波、同步、译码等）全部用数字信号处理技术来实现，它克服了传统数字接收机中需要将误差信号反馈到模拟前端进行控制，大大简化了接收机前端的设计，有利于整个接收机的数字化和集成化<sup>[64]</sup>。全数字信道化接收机的基本结构如图2.2所示。

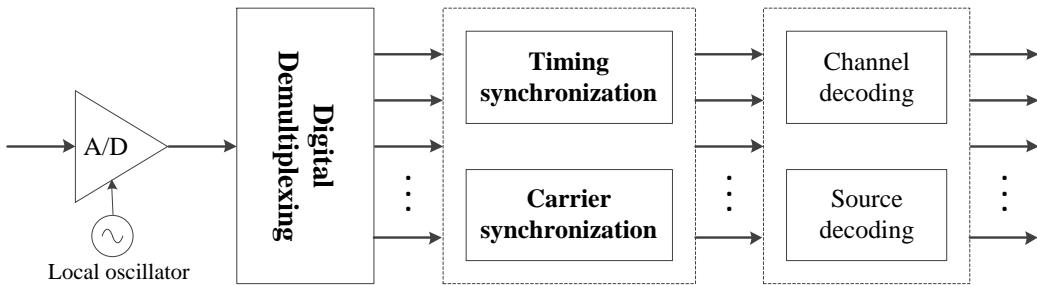


图 2.2: 全数字信道化接收机的基本结构

本文主要关注的是数字分路（Digital demultiplexing）、定时同步（Timing synchronization）和载波同步（Carrier synchronization）的设计与实现。分路是将接收到的多载波信号进行频带分割，划分为若干个子频带或子信道，以便接收机对各子信道进行下一步的信号处理。数字分路可以看成一个数字滤波器组，即具有一个共同输入和若干个输出的一组滤波器。一般实现滤波器组的方法是设计多个独立的带通滤波器，各个滤波器具有各自的中心频率和带宽，但是这种方法随着信道个数的增加其复杂度非常高。因此，根据输入多载波信号的特点设计高效的数字分路结构是数字分路技术的关键<sup>[51]</sup>。在数字通信系统中，由于信道传输存在时延且接收机的采样时钟与发射端的符号时钟是不相干的，这将带来时钟偏差并导致接收机的采样判决无法在最佳采样时刻（眼图张开最大位置）进行，进而会影响接收机的解调性能。另外，对于常用的相干解调来说，接收机需要产生与接收信号同频同相的本地参考载波，但是由于收发两端晶振的频漂以及相位噪声会引起接收信号的载波频率与相位发生变化，如果接收机本地参考载波与接收信号载波之间存在频率或相位的偏差，将会给基带信号带来误差，最终会影响基带信号的判决。因此，解决信号接收中的最佳采样点与本地参考载波问题是接收机同步设计的关键，其参数的估计与补偿是同步技术的主要内容<sup>[65]</sup>。定时同步就是为了解决由异步采样引起的最佳采样时刻偏差问题，而载波同步是为了解决由晶振频漂和相位噪声引起的载波频率偏差与相位偏差问题。

## 2.3 数字分路技术理论基础

数字分路技术是实现全数字信道化接收机的基础，其中的信号采样理论、数字下变频技术、数字滤波器技术以及多速率信号处理技术等为数字分路算法的设计和实现提供了理论依据。本节主要介绍这些与数字分路技术相关的基础理论。

### 2.3.1 信号采样理论

采样是将一个连续时间信号转换为离散时间信号，采样定理指出了对信号采样过程所必须遵循的基本原则，是数字信号处理最基本的定理之一，它为模拟信号的数字化奠定了理论基础<sup>[107]</sup>。

#### 2.3.1.1 奈奎斯特采样定理

采样定理是由奈奎斯特（Nyquist）于1928年最先提出的，因此，采样定理又称奈奎斯特采样定理。

奈奎斯特采样定理指出<sup>[108]</sup>：对于一个有限带宽的连续时间信号 $x(t)$ ，其频带限制在 $(0, f_H)$ 内，对 $x(t)$ 进行采样时，若保证采样频率

$$f_s \geq 2f_H \quad (2.1)$$

那么，由采样后得到的离散时间信号 $x(n) = x(nT_s)$ （其中 $T_s = 1/f_s$ 称为采样周期）能够完全恢复出原始连续时间信号 $x(t)$ ，即 $x(n)$ 保留了 $x(t)$ 的全部信息。最低采样频率 $2f_H$ 称为奈奎斯特采样率，与此对应的最大采样周期称为奈奎斯特采样周期。

某一低通实信号的奈奎斯特采样过程如图2.3所示。从图中可以看出，采样之后离散信号的频谱为原始信号频谱的搬移叠加，只要满足奈奎斯特采样定理，就能避免频谱发生混叠，且只要通过一个理想低通滤波器就可以完全恢复出原始连续信号。采样定理的意义在于，时间上连续的模拟信号可以用时间上离散的采样点完全表示，这就为模拟信号的数字化奠定了理论基础<sup>[109]</sup>。

#### 2.3.1.2 带通采样定理

上一节奈奎斯特采样定理描述的是频谱分布在 $(0, f_H)$ 上低通信号的采样问题。如果对频谱分布在某一有限频带 $(f_L, f_H)$ 的带通信号进行采样，当 $f_H \gg (f_H - f_L)$ ，即当带通信号的最高频率远大于其信号带宽时，虽然同样可以根据奈奎斯特采样定理以采样率 $f_s \geq 2f_H$ 对带通信号进行采样，但要求的采样率会非常高，进而

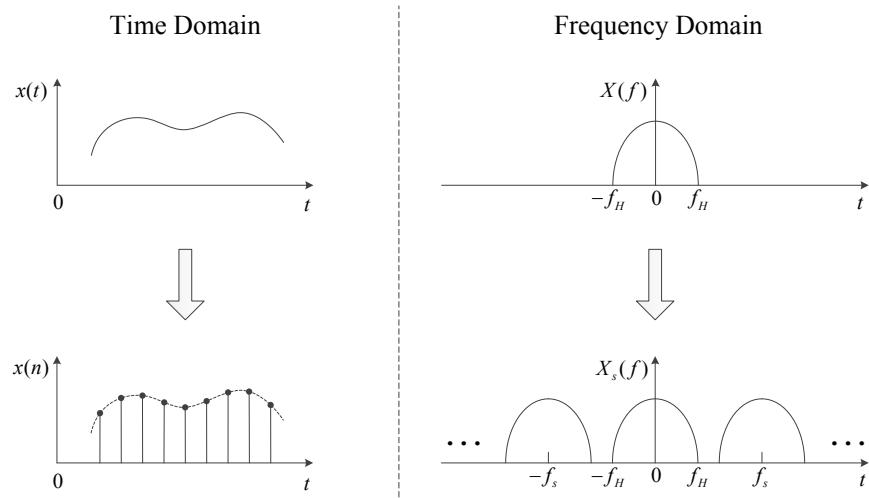


图 2.3: 奈奎斯特采样过程

对ADC速率的要求很高且不利于后续接收机的实时处理。为了保留带通信号的全部信息，即在频谱不混叠的前提下，实际上只需要低于奈奎斯特采样率就能把整个带通信号的频谱搬移到一个较低的频率范围，这就是带通采样定理的基本原则。

带通采样定理指出<sup>[110]</sup>：对于一个有限带宽的连续时间信号  $x(t)$ ，其频带限制在  $(f_L, f_H)$  内，对  $x(t)$  进行采样时，若保证采样频率

$$\frac{2f_H}{n} \leq f_s \leq \frac{2f_L}{n-1} \quad (2.2)$$

其中， $n$  取不大于  $f_H / (f_H - f_L)$  的任意正整数，那么，由采样后得到的离散时间信号  $x(n) = x(nT_s)$ （其中  $T_s = 1/f_s$  称为采样周期）能够完全恢复出原始连续时间信号  $x(t)$ ，即  $x(n)$  保留了  $x(t)$  的全部信息。

某一带通实信号的带通采样过程如图2.4所示，其中原始信号频谱图中实线表示正频谱，虚线表示与正频谱共轭对称的负频谱。从图中可以看出，对于带通信号而言，可以远低于奈奎斯特采样率的采样频率来进行采样，这样大大降低了对ADC速率的要求且减少了后续接收机处理的数据量，为接收机的实时处理奠定了基础。

事实上，一般射频信号传输的都是带通信号，在接收机前端进行下变频后的中频信号仍然是带通信号，因此，对于中频接收机都可以运用带通采样定理对模拟信号进行数字化。值得指出的是，为了避免带外信号频谱在带通采样过程中与带内信号的频谱发生混叠，一般在用ADC对带通信号进行采样之前先通过抗混叠滤波器，将通带之外的频率成分滤除，使得输入ADC的信号频率严格位于通带内，这样再进行带通采样，信号频谱才不会发生混叠<sup>[111]</sup>。

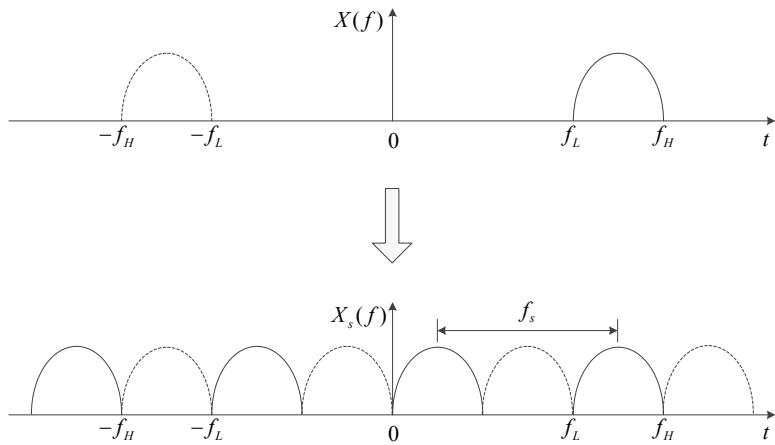


图 2.4: 带通采样过程

### 2.3.2 数字下变频技术

在全数字信道化接收机中，数字下变频（DDC: Digital Down-Conversion）的目的是将由ADC经过带通采样得到的中频数字信号变成基带数字信号，以便接收机进行基带信号处理<sup>[112]</sup>。对于实中频信号而言，一般采用数字正交下变频将实中频信号转换为复基带信号，再通过LPF滤除基带信号以外的频率成分。经过数字下变频后的基带信号一般都处于过采样状态，导致后续基带信号处理的计算量大。因此，需要在数字下变频之后对过采样的基带信号进行抽取以降低采样率，在确保抽取后的信号不会带来信息丢失的前提下减小了后续基带处理的计算量。数字下变频的基本原理如图2.5所示。

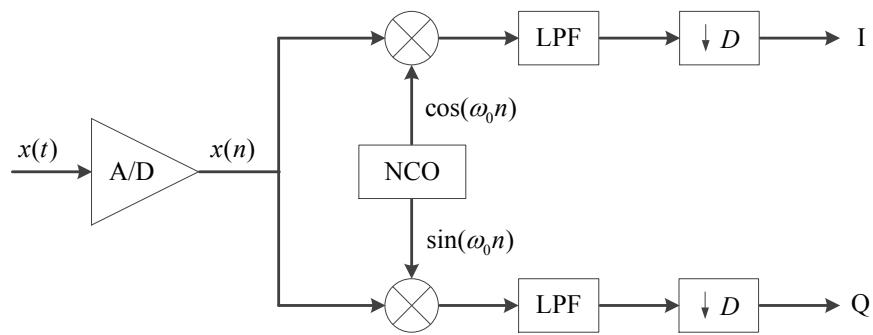


图 2.5: 数字下变频原理

由图2.5可见，经过采样后的实中频数字信号  $x(n)$  分别与数字控制振荡器（NCO: Numerically Controlled Oscillator）产生的正交数字本振  $\cos(\omega_0 n)$  和  $\sin(\omega_0 n)$  相乘完成频谱搬移功能，然后分别通过低通滤波和抽取得得到相互正交的基带I路和Q路数据。

### 2.3.3 数字滤波器技术

数字滤波器是指通过一定的数字运算改变或滤除输入信号的某些频率成分，并用有限精度算法实现的线性时不变系统，它的输入和输出都是数字信号。

#### 2.3.3.1 数字滤波器的分类

从功能上数字滤波器可以分为<sup>[108]</sup>：低通滤波器（LPF），高通滤波器（HPF），带通滤波器（BPF: Band Pass Filter）和带阻滤波器（BSF: Band Stop Filter），这些数字滤波器的理想幅频响应如图2.6所示。

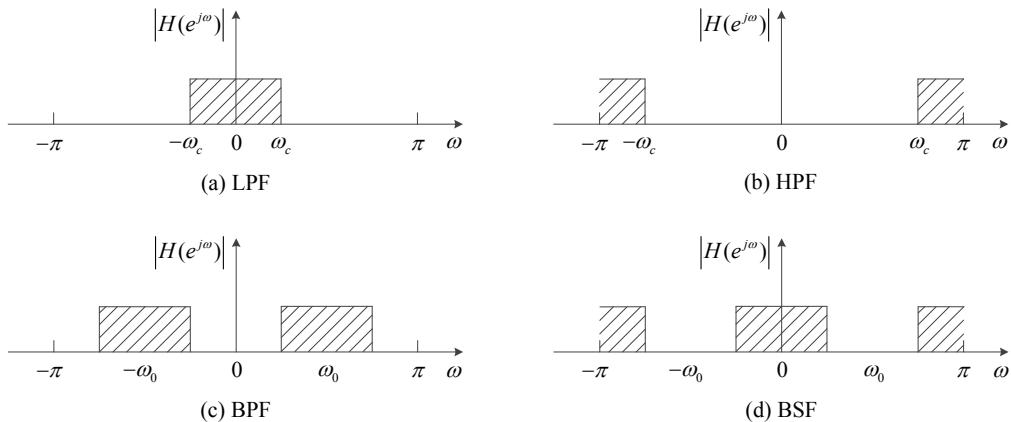


图 2.6: 理想数字滤波器的幅频响应

数字滤波器按照单位冲激响应的长度可以分为有限冲激响应（FIR: Finite Impulse Response）数字滤波器和无限冲激响应（IIR: Infinite Impulse Response）数字滤波器。FIR滤波器相对于IIR滤波器有两个突出的优点：一是系统总是稳定的，二是易于实现线性相位。由于在数字通信中要求信号在处理时不允许有明显的相位失真，而IIR 滤波器的相位往往具有非线性特性，因此，FIR滤波器在全数字信道化接收机中获得了广泛的应用<sup>[63]</sup>。FIR滤波器的系统函数为

$$H(z) = \sum_{n=0}^{N-1} h(n)z^{-n} = h(0) + h(1)z^{-1} + h(2)z^{-2} + \cdots + h(N-1)z^{-(N-1)} \quad (2.3)$$

其中， $N$ 为滤波器的长度， $N-1$ 为滤波器的阶数， $h(n)$ 为单位冲激响应，对于FIR滤波器来说， $h(n)$ 也是滤波器的系数。

### 2.3.3.2 数字滤波器的性能参数

由于理想的数字滤波器是非因果系统，在实际的信号处理系统中是无法实现的。一个实际数字低通滤波器的幅频响应曲线如图2.7所示。

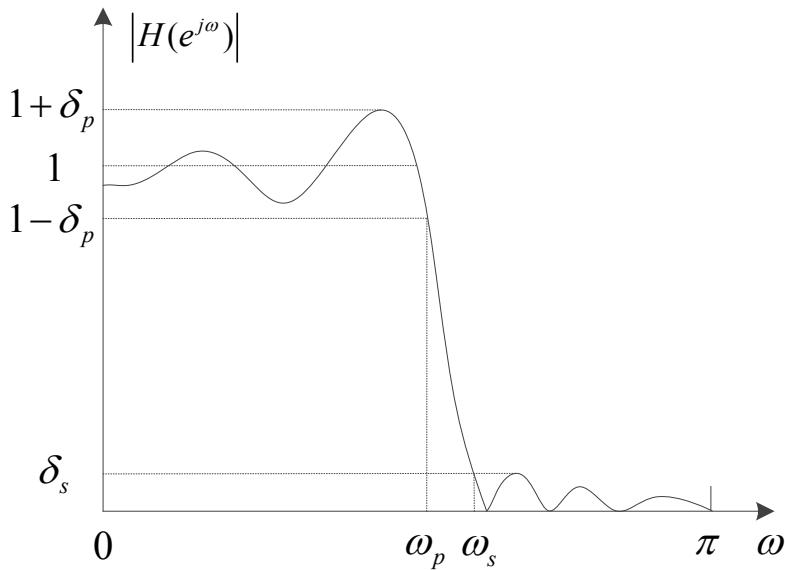


图 2.7: 实际数字低通滤波器的幅频响应

对于实际的数字滤波器，一般有4个性能参数，即通带边沿频率 $\omega_p$ 、阻带边沿频率 $\omega_s$ 、通带波纹 $\delta_p$ 以及阻带波纹 $\delta_s$ 。FIR滤波器的设计思想是建立在对理想滤波器频率响应特性进行某种逼近的基础上<sup>[113]</sup>，设计方法主要有3种：窗函数法、频率采样法和最优化方法。滤波器的设计方法和性能参数的选择共同决定了滤波器的阶数。一般来说，在满足相同性能参数的情况下，最优化方法所需的滤波器阶数最少。当滤波器的设计方法确定后，通带波纹和阻带波纹要求越小，归一化过渡带越窄，所需的滤波器阶数越高。因此，在实际系统中设计数字滤波器时，需要折中考虑4个性能参数的选择，在满足要求的情况下，尽量降低滤波器的阶数，从而减少硬件资源的消耗<sup>[108]</sup>。

### 2.3.3.3 数字滤波器的多相滤波结构

数字滤波器的一般实现结构是直接型结构，图2.8给出了FIR滤波器的直接型实现结构。从图2.8可以看出，对于每个输出点 $y(n)$ ，直接型结构需要 $N - 1$ 个存储单元来存储前 $N - 1$ 个输入数据，需要 $N$ 个存储单元来存储滤波器系数，需要 $N$ 次复数乘法和 $N - 1$ 次复数加法运算。

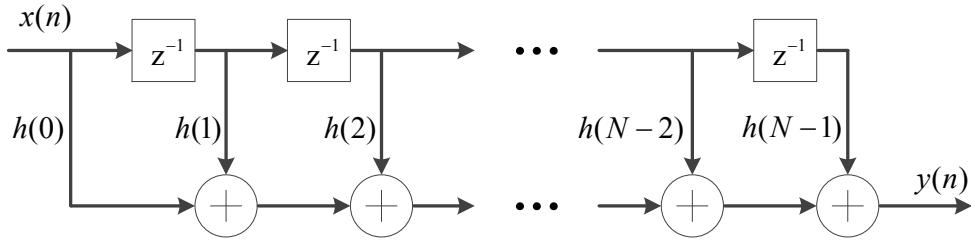


图 2.8: FIR 滤波器的直接型结构

当数字滤波器的阶数较高且输入数据速率较大时，采用直接型结构的缺点是滤波运算累积误差大且实时性差。因此，在实际系统中一般采用多相滤波结构来降低累积误差和处理速率。多相滤波<sup>[114]</sup>（PF: Polyphase Filtering）是指按照相位均匀把数字滤波器的系统函数分解成若干个具有不同相位的组，形成多个分支，并在每个分支上实现滤波。将式(2.3)中的 $H(z)$ 重新排列成 $D$ 组，每组 $L = N/D$ 个系数，即

$$\begin{aligned}
 H(z) &= \sum_{n=0}^{N-1} h(n) z^{-n} \\
 &= h(0)z^0 + h(D)z^{-D} + \cdots + h[(L-1)D]z^{-(L-1)D} \\
 &\quad + h(1)z^{-1} + h(D+1)z^{-(D+1)} + \cdots + h[(L-1)D+1]z^{-(L-1)D+1} \\
 &\quad + \cdots \\
 &\quad + h(D-1)z^{-(D-1)} + h(2D-1)z^{-(2D-1)} + \cdots + h(LD-1)z^{-(LD-1)} \\
 &= \sum_{n=0}^{L-1} h(nD+0)z^{-nD} + z^{-1} \sum_{n=0}^{L-1} h(nD+1)z^{-nD} + \cdots + z^{-(D-1)} \sum_{n=0}^{L-1} h(nD+D-1)z^{-nD}
 \end{aligned} \tag{2.4}$$

定义

$$E_k(z^D) = \sum_{n=0}^{L-1} h(nD+k)z^{-nD}, \quad k = 0, 1, \dots, D-1 \tag{2.5}$$

将式(2.5)代入式(2.4)可得

$$H(z) = \sum_{k=0}^{D-1} z^{-k} E_k(z^D) \tag{2.6}$$

上式即为FIR滤波器的多相滤波结构，其中 $E_k(z^D)$ 称为 $H(z)$ 的多相分量。

若将式(2.6)中的 $z$ 换成 $e^{j\omega}$ ，则得到FIR滤波器的频率响应为

$$H(e^{j\omega}) = \sum_{k=0}^{D-1} e^{-j\omega k} E_k(e^{j\omega D}) \tag{2.7}$$

上式中 $e^{-j\omega k}$ 表示不同的 $k$ 代表不同的相位，因此称之为多相表示。

FIR滤波器的多相滤波结构如图2.9所示。由图可见，多相滤波结构是利用多个并联的低阶滤波器来实现单个高阶滤波器。每个分支滤波器的阶数只有原来的 $1/D$ ，可以减少滤波运算带来的累积误差，提高计算精度。另外，每个分支滤波器处理的数据速率仅为原始数据速率的 $1/D$ ，大大减轻了滤波运算的压力，提高了对信号的实时处理能力<sup>[113]</sup>。

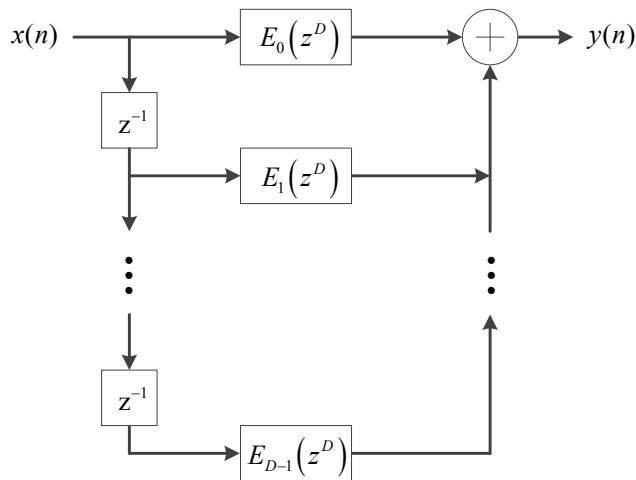


图 2.9: FIR滤波器的多相滤波结构

### 2.3.4 多速率信号处理技术

多速率信号处理是指在满足采样定理的条件下提高或降低数字信号的采样率，以便于后续数字信号处理。通常把降低信号采样率的过程叫抽取，把提高信号采样率的过程叫内插。

在全数字信道化接收机中，经过数字下变频后的基带信号一般都为过采样信号，输出的采样速率很高，对后续接收机的实时处理和计算复杂度都会带来不利的影响，所以有必要对过采样信号进行降速处理，多速率信号处理技术为这种降速处理的实现提供了理论依据<sup>[114]</sup>。

#### 2.3.4.1 整数倍抽取

整数倍抽取是指对输入序列 $x(n)$ 每隔 $(D - 1)$ 个点取一个，形成一个新序列 $x_D(m)$ ，即

$$x_D(m) = x(mD) \quad (2.8)$$

其中,  $D$ 为正整数, 被称为抽取因子。若输入序列 $x(n)$ 的采样率为 $f_s$ , 那么经过 $D$ 倍抽取后的序列 $x_D(m)$ 的采样率为 $f_s/D$ 。因此, 整数倍抽取可以认为是对离散序列的重采样。假设输入序列 $x(n)$ 的离散傅里叶变换为 $X(e^{j\omega})$ , 则抽取后序列 $x_D(m)$ 的离散傅里叶变换为

$$X_D(e^{j\omega}) = \frac{1}{D} \sum_{i=0}^{D-1} X[e^{j(\omega-2\pi i)/D}] \quad (2.9)$$

式(2.9)表明抽取后序列 $x_D(m)$ 的频谱为抽取前序列 $x(n)$ 的频谱经 $D$ 倍扩展和频移后的 $D$ 个频谱的叠加和。某一序列进行抽取的频域变化如图2.10所示。

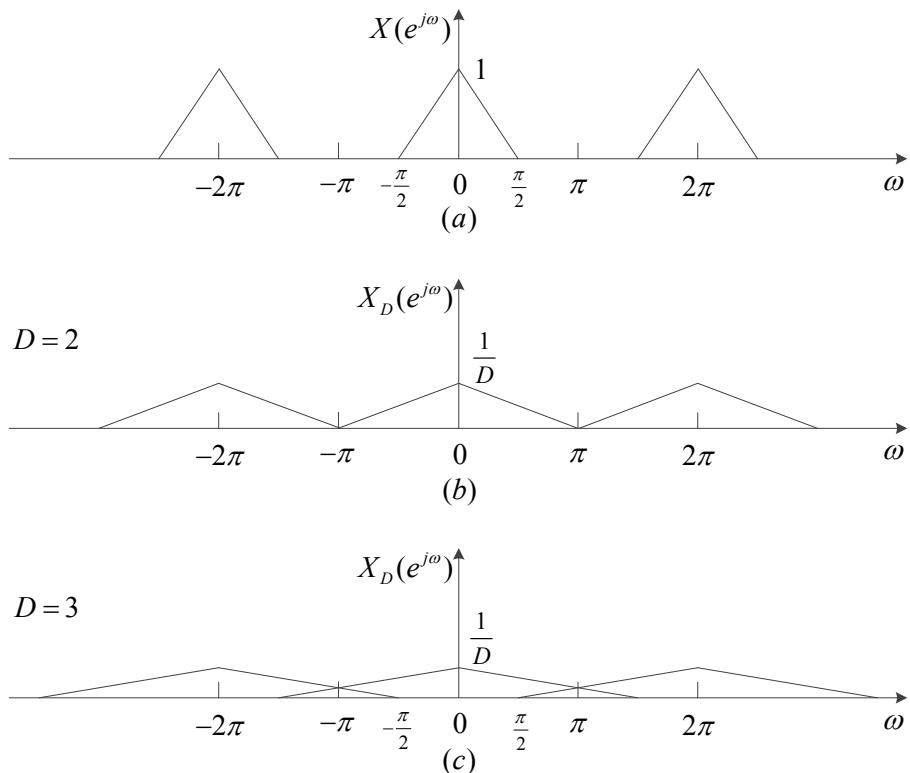


图 2.10: 抽取的频域变化关系

从图2.10中可以看出, 经过 $D$ 倍抽取后, 信号频谱被展宽 $D$ 倍。当 $D = 2$ 时, 抽取后信号频谱没有发生混叠, 抽取后的频谱仍然保留了原始信号的频谱, 可以从抽取后的信号中完全恢复出原始信号的频谱分量。但是当 $D = 3$ 时, 抽取后信号频谱发生混叠, 这时从抽取后的信号中已经无法完全恢复出原始信号的频谱分量。

为了避免经过抽取时发生频谱混叠, 一般在抽取之前加一个截止频率为 $\pi/D$ 的抗混叠低通滤波器对输入序列 $x(n)$ 进行滤波, 使得输入序列频谱 $X(e^{j\omega})$ 只含有频

率小于 $\pi/D$ 的成分，再进行 $D$ 倍抽取时就不会发生频谱混叠。如果输入序列的频谱 $X(e^{j\omega})$ 分量本身就小于 $\pi/D$ 时，则抗混叠低通滤波器就可以省去。由于抽取后序列 $x_D(m)$ 可以完全地表示抽取前序列 $x(n)$ ，所以对序列 $x_D(m)$ 的处理等效于对序列 $x(n)$ 的处理，但前者的数据流速率只有后者的 $1/D$ ，大大降低了后续接收机处理的速度。因此，一个完整的抽取器结构如图2.11所示。



图 2.11: 完整的抽取器结构

对抽取器可以采用等效置换的方法将抗混叠低通滤波器移到抽取之后，这样使得滤波在降速之后处理，大大节省了运算资源，其等效置换结构如图2.12所示。

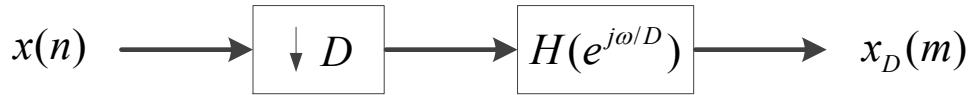


图 2.12: 抽取器的等效置换结构

### 2.3.4.2 整数倍内插

整数倍内插是指对输入序列 $x(n)$ 的各相邻点之间插入 $(I - 1)$ 个零，形成一个新的序列 $x_I(m)$ ，即

$$x_I(m) = \begin{cases} x\left(\frac{m}{I}\right), & m = 0, \pm I, \pm 2I, \dots \\ 0, & others \end{cases} \quad (2.10)$$

其中， $I$ 为正整数，被称为内插因子。若输入序列 $x(n)$ 的采样率为 $f_s$ ，那么经过 $I$ 倍内插后的序列 $x_I(m)$ 的采样率为 $f_s \cdot I$ 。假设输入序列 $x(n)$ 的离散傅里叶变换为 $X(e^{j\omega})$ ，则内插后序列 $x_I(m)$ 的离散傅里叶变换为

$$X_I(e^{j\omega}) = X(e^{j\omega I}) \quad (2.11)$$

式(2.11)表明内插后序列 $x_I(m)$ 的频谱为内插前序列 $x(n)$ 的频谱经过 $I$ 倍压缩后得到。某一序列进行内插的频域变化如图2.13所示。

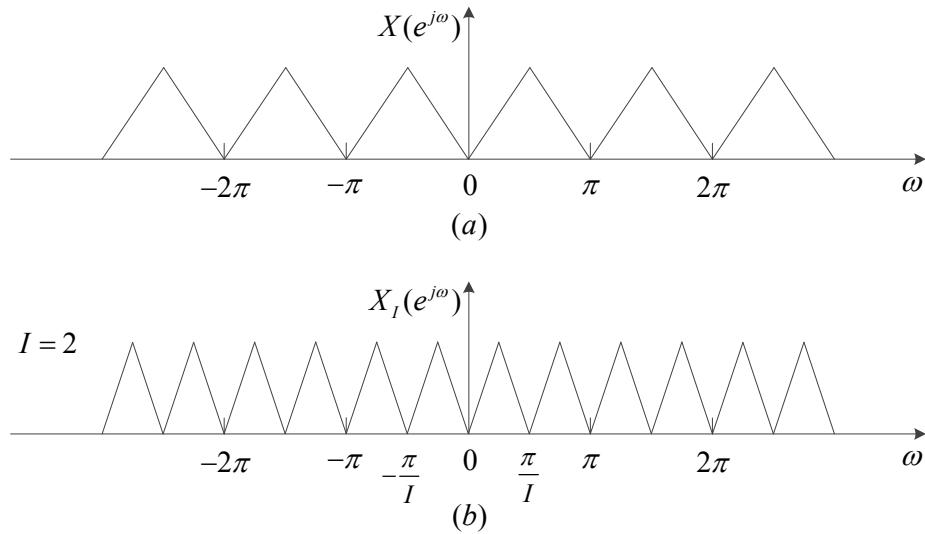


图 2.13: 内插的频域变化关系

从图2.13中可以看出，经过 $I$ 倍内插后，信号频谱被压缩 $I$ 倍。内插后信号频谱不仅含有原始信号的频谱分量，而且含有频率大于 $\pi/I$ 的高频成分，称为频谱镜像。

为了抑制频谱镜像的生成，一般在内插之后用截止频率为 $\pi/I$ 的抗镜像低通滤波器对内插后序列 $x_I(m)$ 进行滤波，滤波后信号的时域分辨率大大提高，原来插入零值的点变为准确的值了。因此，一个完整的内插器结构如图2.14所示。

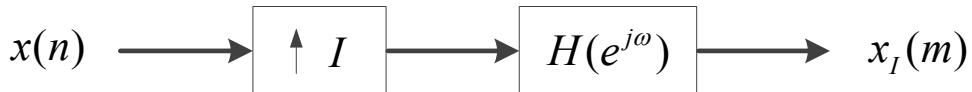


图 2.14: 完整的内插器结构

对内插器而言，也有与抽取器类似的结论。可以采用等效置换的方法将抗镜像低通滤波器移到内插之前，这样使得滤波在提速之前处理，大大节省了运算资源，其等效置换结构如图2.15所示。



图 2.15: 内插器的等效置换结构

## 2.4 突发同步技术理论基础

同步技术是全数字信道化接收机中最重要的技术之一<sup>[63]</sup>，同步程度的优劣直接影响到通信系统的性能。尤其在突发通信系统中，对同步技术的要求更高，突发通信系统由于信号的突发特性，相对于连续通信系统，主要在于：一方面，到达接收机的突发数据包无论信号电平还是噪声统计特性都各不相同，解调前一个突发数据包所得到的同步参数不能为下一个数据包所利用，因此对每一个突发数据包，接收机都需要重新估计同步参数；另一方面，接收机解调一个突发数据包的处理时间非常短，如果不能在短时间内捕获同步参数，接收机将会丢失整个数据包。因此，快速有效地实现同步是突发通信系统解调的关键<sup>[64]</sup>。本节主要介绍与突发同步技术相关的理论基础，包括同步参数估计、同步性能评估以及同步结构与算法分类。

### 2.4.1 同步参数估计

在全数字信道化接收机中，假设采用中频采样方式，则采样信号一般先经过数字正交下变频变换至基带，然后在基带进行同步和解调。对于多进制相移键控（MPSK: M-ary Phase Shift Key）调制，不失一般性，基带信号的复包络模型可以表示为<sup>[65]</sup>

$$r(nT_s) = \sqrt{P} \sum_i a_i g(nT_s - iT - \tau T) e^{j(2\pi f_d nT_s + \phi)} + v(nT_s) \quad (2.12)$$

其中， $P$ 为信号功率， $a_i$ 为调制符号， $T_s$ 为采样周期， $T$ 为符号周期， $\tau$ 为信道延时和采样引起的归一化定时偏差（NTO: Normalized Timing Offset）， $f_d$ 为多普勒效应和晶振频漂等引起的载波频率偏差（CFO: Carrier Frequency Offset）， $\phi$ 为CFO和相位噪声引起的载波相位偏差（CPO: Carrier Phase Offset）， $g(t)$ 为发射成形函数（一般取根升余弦函数）， $v(t)$ 为零均值加性高斯白噪声（AWGN: Additive White Gaussian Noise），其单边功率谱密度为 $N_0$ 。

从式(2.12)可以看出，为了获得调制数据 $a_i$ ，需要移除定时偏差 $\tau$ 、载波频偏 $f_d$ 及载波相偏 $\phi$ 的影响，对上述3个参数的估计过程即为同步技术研究的主要内容。显然对于同步参数 $\theta = \{\tau, f_d, \phi\}$ 的估计正是典型的信号参量估计问题。

在同步参数估计中，被广泛应用的估计方法是最大后验概率（MAP: Maximum A Posteriori）估计和最大似然（ML: Maximum Likelihood）估计<sup>[115]</sup>。MAP估计是根据观测样本选择使后验概率密度函数最大的参量值作为实际的信号参量，用公式表

示为

$$\hat{\boldsymbol{\theta}}_{MAP} = \max_{\boldsymbol{\theta}} f(\boldsymbol{\theta}|\mathbf{r}) \quad (2.13)$$

其中,  $f(\boldsymbol{\theta}|\mathbf{r})$  为给定观测样本  $\mathbf{r}$  时待估计参量  $\boldsymbol{\theta}$  的后验概率密度函数。

如果没有待估计参量  $\boldsymbol{\theta}$  的先验知识, 可假设待估计参量  $\boldsymbol{\theta}$  在参数的取值范围上是均匀分布的, 在这种情况下, 使后验概率密度函数  $f(\boldsymbol{\theta}|\mathbf{r})$  最大的参量值  $\boldsymbol{\theta}$ , 同时也使得似然函数  $f(\mathbf{r}|\boldsymbol{\theta})$  最大。ML 估计就是利用观测样本的似然函数  $f(\mathbf{r}|\boldsymbol{\theta})$  取得最大值的准则来估计参量  $\boldsymbol{\theta}$ , 用公式表示为

$$\hat{\boldsymbol{\theta}}_{ML} = \max_{\boldsymbol{\theta}} f(\mathbf{r}|\boldsymbol{\theta}) \quad (2.14)$$

其中,  $f(\mathbf{r}|\boldsymbol{\theta})$  为给定待估计参量  $\boldsymbol{\theta}$  时观测样本  $\mathbf{r}$  的似然函数。由此可见, ML 估计是 MAP 估计的一种特例。在无先验信息的条件下, ML 估计和 MAP 估计是等价的。

在突发通信系统中, 接收机处理一个突发数据包的时间很短, 可以认为同步参数在接收机处理的过程中是恒定不变的。因此, 对于未知的、确定的同步参数  $\boldsymbol{\theta} = \{\tau, f_d, \phi\}$  而言, 可以采用 ML 准则来估计。在进行 ML 估计时, 可以同时估计(联合估计)三个同步参数, 也可以分别进行独立估计。一般而言, 多参数的联合估计比单个参数分别估计的性能好, 但是多参数联合估计需要在多维空间上搜寻极大值, 将大大增加算法实现的复杂度<sup>[64]</sup>。

#### 2.4.2 同步性能评估

信号参量估计的性能通常用均值和方差来度量。对于确定单参量  $\lambda$ , 若估计量  $\hat{\lambda}$  的均值等于被估计量  $\lambda$ , 即  $E\{\hat{\lambda}\} = \lambda$ , 则此估计是无偏估计, 否则就是有偏估计。对于任何无偏估计, 其估计方差  $\text{Var}\{\hat{\lambda}\}$  存在一个理论下限, 即克拉美罗界<sup>[116]</sup> (CRB: Cramer-Rao Bound), 其表达式如下:

$$\text{Var}\{\hat{\lambda}\} \geq CRB(\lambda) = \frac{1}{E \left\{ \left[ \frac{\partial}{\partial \lambda} \ln f(\mathbf{r}|\lambda) \right]^2 \right\}} \quad (2.15)$$

在计算 CRB 时, 似然函数  $f(\mathbf{r}|\lambda)$  中与待估计量  $\lambda$  无关的参数一般可以通过积分的方式去除, 即

$$f(\mathbf{r}|\lambda) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(\mathbf{r}|\lambda, \mathbf{u}) f(\mathbf{u}) d\mathbf{u} \quad (2.16)$$

然而在同步参数估计中, 式(2.16)很难有解析式或者式(2.15)求解过于复杂, 从而很难得到 CRB 的计算结果。文献[117]给出了一种可以计算的修正克拉美罗界

(MCRB: Modified Cramer-Rao Bound), 并得到在AWGN信道下定时偏差 $\tau$ 、载波频偏 $f_d$ 及载波相偏 $\phi$ 的MCRB分别为:

$$\text{MCRB}(\tau) = \frac{1}{8\pi^2\xi L} \cdot \frac{1}{E_s/N_0} \quad (2.17)$$

$$\text{MCRB}(f_d) = \frac{3}{2\pi^2 L^3 T^2} \cdot \frac{1}{E_s/N_0} \quad (2.18)$$

$$\text{MCRB}(\phi) = \frac{1}{2L} \cdot \frac{1}{E_s/N_0} \quad (2.19)$$

其中,  $\xi = \frac{1}{12} + \alpha^2(\frac{1}{4} - \frac{2}{\pi^2})$  为成形符号归一化带宽,  $\alpha$  为成形系数,  $L$  为观测样本长度,  $E_s/N_0$  为符号信噪比。

从以上表达式可以看出, MCRB与观测样本长度、符号信噪比均成反比, 增大观测样本长度或提高符号信噪比, 都可以降低MCRB, 也即能提高估计精度。减小观测样本长度, 可以快速估计参数, 缩短估计时间。因此, 在同步参数估计中, 估计精度和估计速度始终是一对矛盾, 在系统设计时需要对两者进行折衷处理<sup>[65]</sup>。

### 2.4.3 同步结构与分类

在全数字信道化接收机中, 按照同步参数补偿原理, 同步实现结构可以分为两类<sup>[63]</sup>: 一类是将估计的同步参数通过反馈控制调整以实现同步, 称为反馈或闭环结构; 另一类是将估计的同步参数通过前向校正以实现同步, 称为前馈或开环结构。

图2.16为反馈同步结构, 接收信号经过A/D带通采样后, 依次经过数字正交下变频、匹配滤波、内插、估计和符号判决几个模块, 在估计模块得到同步参数(定时偏差 $\tau$ 、载波频偏 $f_d$ 及载波相偏 $\phi$ )后分别经过环路滤波器后反馈至内插模块和下变频模块完成接收机反馈同步过程。反馈同步结构一般通过锁相环技术来实现, 它的主要优点是同步精度高、跟踪性能好, 但是环路稳定时间较长、收敛速度较慢, 而且在某些情况下还会出现“hang-up”现象<sup>[67]</sup> (即收敛于非全局极值点, 使环路长时间处于较大误差状态)。因此, 反馈同步结构很难适合于突发通信系统<sup>[118]</sup>。

图2.17为前馈同步结构, 接收信号经过A/D带通采样、固定频率下变频和匹配滤波后, 通过估计模块得到同步参数(定时偏差 $\tau$ 、载波频偏 $f_d$ 及载波相偏 $\phi$ ), 然后直接进行前向校正完成同步过程, 同步后再进行符号判决。前馈同步结构的典型同步装置是估计器, 一般利用前导符号进行快速估计, 其估计精度受限于前导长度, 但前馈同步时间很短且不存在收敛过程, 非常适合于突发通信系统<sup>[70]</sup>。

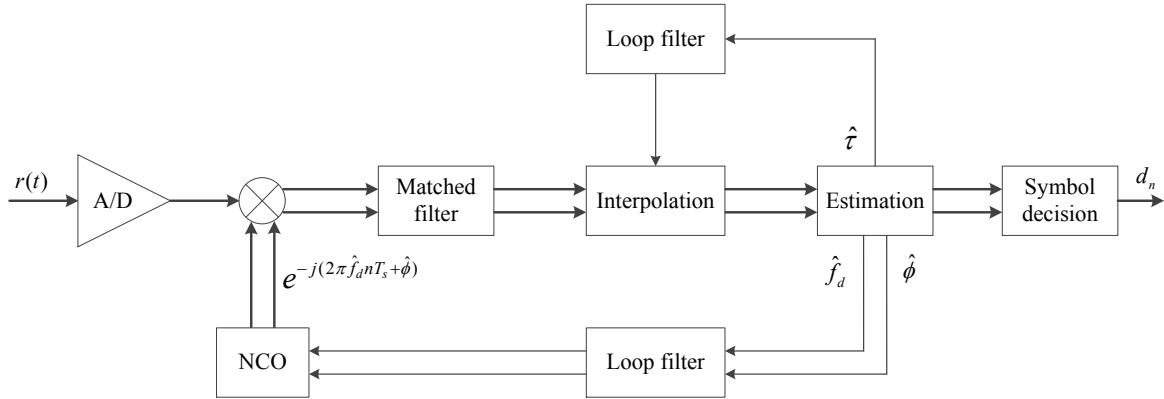


图 2.16: 同步的反馈实现结构

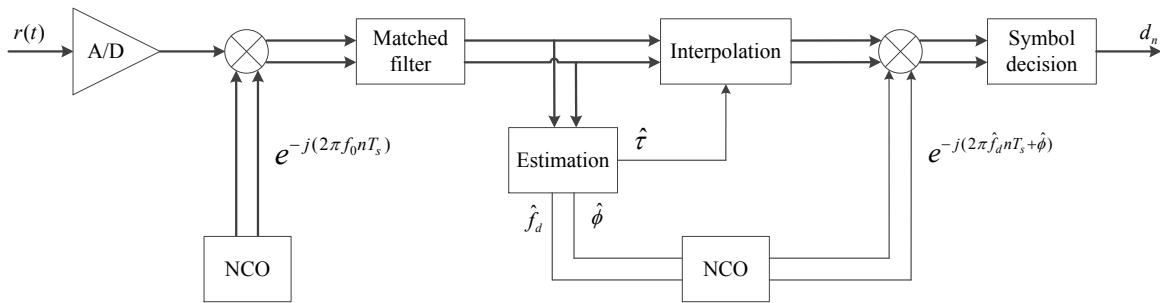


图 2.17: 同步的前馈实现结构

同步技术按照实现功能可以分为定时同步和载波同步<sup>[64]</sup>。定时同步的目的是正确估计出定时偏差  $\tau$ ，然后根据  $\tau$  调整采样时刻或内插出最佳采样点进行符号判决。载波同步的目的在于正确估计出载波频偏  $f_d$  和载波相偏  $\phi$ ，然后根据  $f_d$  和  $\phi$  调整本地载波频率和相位或校正信号以去除载波信息，为相干解调提供必要条件。

在进行同步参数估计时，根据采用的辅助手段，同步方法可以分为三种<sup>[119]</sup>：数据辅助（DA: Data-Aided），非数据辅助（NDA: Non-Data-Aided）和面向判决（DD: Decision-Directed）。DA 方法一般利用已知的前导符号进行估计，它的特点是估计速度快，其估计精度与前导长度成正比，但前导越长会导致频谱利用率下降。NDA 方法又称为盲估计，它一般对接收信号做统计平均或非线性运算来消除调制符号的影响，这种方法没有利用任何前导符号，所以它的频谱利用率高，但是它的估计精度低，一般只能工作在高信噪比条件。DD 方法也没有利用任何前导符号，但是在估计中利用了符号判决的结果，显然判决的结果会影响到估计的性能。在实际系统中，需要针对不同的应用场景选择合适的同步方法。

## 2.5 本章小结

本章通过基本理论分析，阐述了全数字信道化接收机中的数字分路技术和突发同步技术，这些技术为全数字信道化接收机的设计奠定了理论基础。

首先概述了无线数字通信系统的信号处理流程，并给出了全数字信道化接收机的基本结构；然后分别介绍了信号采样理论、数字下变频原理、数字滤波器设计和多速率信号处理技术；最后，介绍了同步的基本参数，包括定时偏差 $\tau$ 、载波频偏 $f_d$ 及载波相偏 $\phi$ ，给出了同步参数的性能界（MCRB），讨论了同步的前馈和反馈实现结构，并分析了DA、NDA和DD三种同步方法。



## 第三章 高效多载波全数字分路技术研究

### 3.1 引言

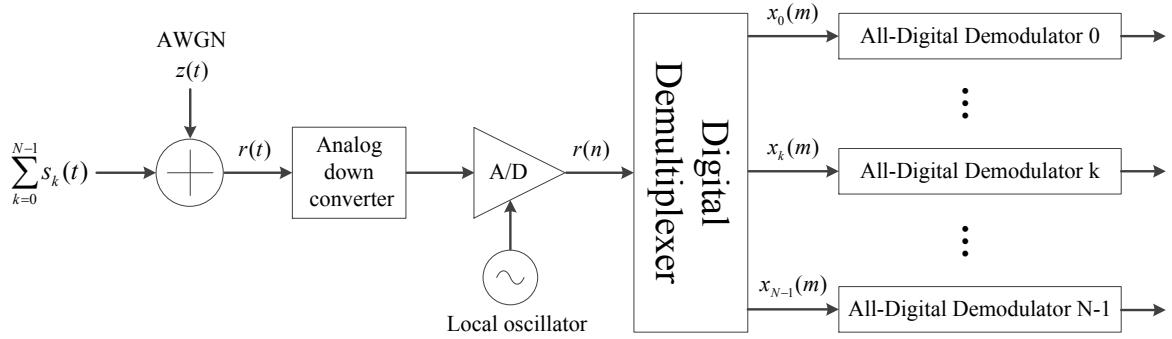
多载波突发信号的全数字接收是目前软件无线电和全数字信道化接收机的一项关键技术。在接收端，多载波突发信号首先经过模拟下变频和ADC整带采样，然后将多载波数字信号进行数字分路，划分为若干个子路信号，再对每个子路信号分别进行数字解调。数字分路可以看成一个数字滤波器组，即具有一个共同输入和若干个输出的一组滤波器。一般实现滤波器组的方法是设计多个独立的带通滤波器，各个滤波器具有各自的中心频率和带宽，但是这种方法随着信道个数的增加其复杂度非常高。因此，根据输入多载波信号的特点设计高效的数字分路结构是数字分路技术的关键。

本章首先介绍了多载波数字分路模型，并给出了传统数字滤波器组分路结构，然后从基于复调制的均匀低通滤波器组数字分路模型出发，分别推导了基于多相滤波FFT的复信号数字分路算法（CDD-PFF: Complex Digital Demultiplex based on Polyphase Filtering FFT）和实信号数字分路算法（RDD-PFF: Real Digital Demultiplex based on Polyphase Filtering FFT），并给出了CDD-PFF和RDD-PFF算法的高效数字分路结构；在此基础上根据实信号频谱特性提出了一种改进的实信号信道划分方法，理论推导了基于多相滤波FFT的改进实信号高效数字分路算法（IRDD-PFF: Improved Real Digital Demultiplex based on Polyphase Filter FFT），给出了IRDD-PFF算法的高效实现结构，并与传统RDD-PFF结构进行复杂度比较。最后讨论了数字分路中的有限字长效应，分析了系数的量化误差对IRDD-PFF数字分路的影响，理论推导了运算的舍入误差对IRDD-PFF 数字分路输出信噪比以及系统误码率的解析式，并给出了误码率性能指标下的数据精度方案。

### 3.2 数字分路模型

在基于MF-TDMA的卫星物联网系统中，中心站接收机需要同时接收地面终端的反向多载波突发信号，图3.1为 $N$ 通道全数字接收机的基本结构。

图3.1中， $N$ 个终端的突发信号与AWGN噪声叠加在一起进入接收机。因此，不

图 3.1:  $N$ 通道全数字接收机的基本结构

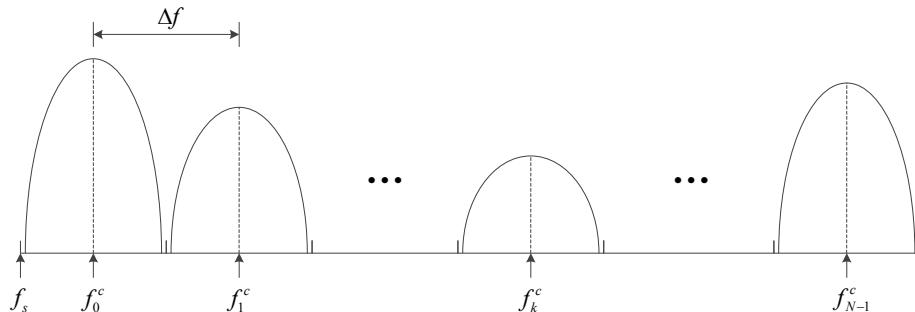
失一般性，接收机的射频前端信号可以表示为<sup>[120]</sup>

$$\begin{aligned} r(t) &= \sum_{k=0}^{N-1} s_k(t) + z(t) \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{L-1} A_k a_k^i g(t - iT - \tau_k T) \cos(2\pi f_k^c t + \phi_k) + z(t) \end{aligned} \quad (3.1)$$

其中， $N$ 为载波数目， $A_k$ 为第 $k$ 个终端的信号幅度， $a_k^i$ 为第 $k$ 个终端的调制符号， $T$ 为符号周期， $L$ 为突发符号长度， $g(t)$ 为发射端基带成形滤波器， $z(t)$ 为零均值高斯白噪声， $\tau_k$ 为经 $T$ 归一化后第 $k$ 个终端的传输时延， $\phi_k$ 为第 $k$ 个终端在区间 $[0, 2\pi)$ 内均匀分布的随机相位， $f_k^c$ 为第 $k$ 个终端的载波中心频率，它可以进一步表达为

$$\begin{aligned} f_k^c &= f_s + f_k \\ &= f_s + k \cdot \Delta f + \frac{\Delta f}{2} \end{aligned} \quad (3.2)$$

其中， $f_s$ 为载波起始频率， $\Delta f$ 为载波之间的频率间隔。图3.2给出了 $N$ 个终端的载波分布示意图。

图 3.2:  $N$ 个终端的载波分布示意图

射频前端信号 $r(t)$ 首先经过模拟下变频到中频信号，然后经过带通采样后得到数字信号 $r(n)$ ，其表达式为

$$r(n) = \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{L-1} A_k a_k^i g(nT_s - iT - \tau_k T) \cos(2\pi f_k nT_s + \phi_k) + z(nT_s) \quad (3.3)$$

其中， $T_s$ 为采样率。

### 3.3 数字滤波器组分路结构

#### 3.3.1 带通滤波器组数字分路

从图3.2可以直观的看到，可以利用一组带通滤波器分别滤出各个终端的信号实现载波分路功能，称之为带通型实现<sup>[3]</sup>。 $N$ 路带通滤波器组数字分路结构如图3.3所示。

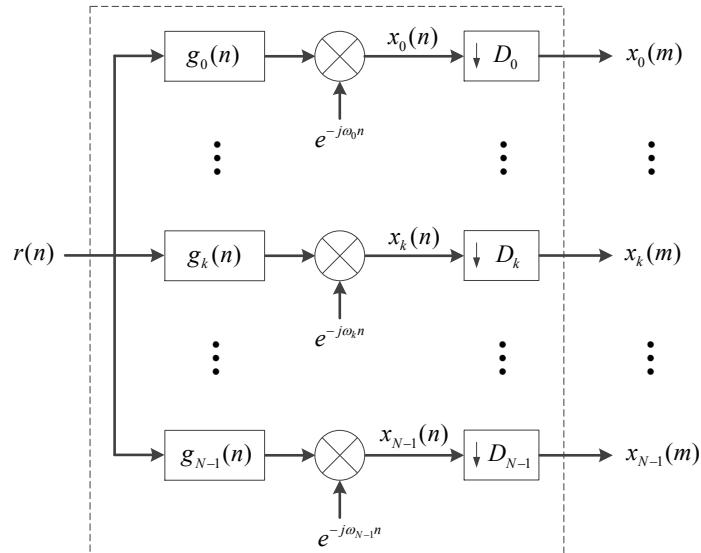


图 3.3:  $N$ 路带通滤波器组数字分路结构

由图3.3可见，每个终端信号对应于一个带通滤波器，输入信号 $r(n)$ 分别经过 $N$ 个带通滤波器 $g_k(n)$  ( $k = 0, 1, \dots, N-1$ )滤波，然后对滤波后信号分别进行正交下变频得到高采样率的基带信号 $x_k(n)$ ，最后通过抽取得到低采样率的基带信号 $x_k(m)$ ，上述带通滤波器 $g_k(n)$ 称为分析滤波器。当载波数 $N$ 较大时，需要的分析滤波器数量较多，这会使整个数字分路的复杂度较高。而且，分析滤波器的实现较难，尤其当载波间隔较窄时，对分析滤波器的通带宽度和过渡带陡峭程度都有很高的要求，很难实现理想的分析滤波器。

### 3.3.2 低通滤波器组数字分路

另一种原理简单的分路结构是低通型实现<sup>[3]</sup>，其基本思想是先将各终端带通信号经过正交下变频变换至基带信号，然后通过低通滤波器滤出各终端信号实现载波分路。 $N$ 路低通滤波器组数字分路结构如图3.4所示。

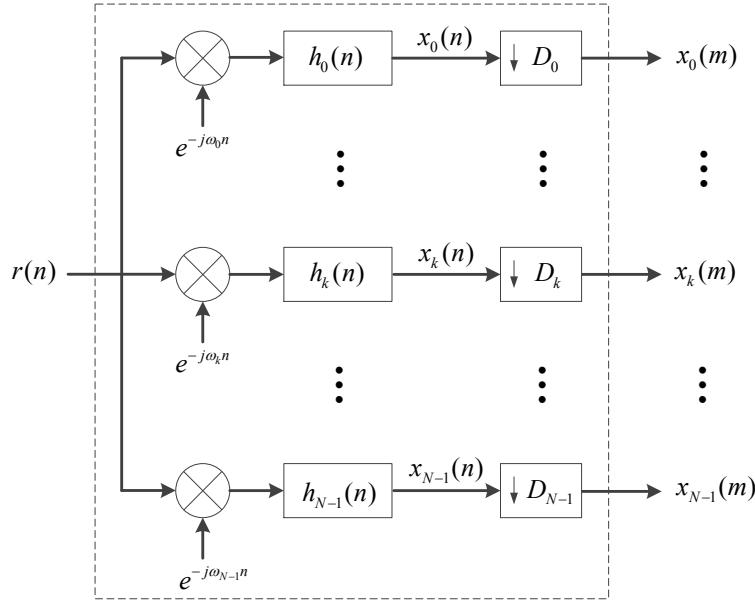


图 3.4:  $N$ 路低通滤波器组数字分路结构

由图3.4可见，输入信号 $r(n)$ 分别依次通过正交下变频、低通滤波器 $h_k(n)$ 滤波，得到各终端的高采样率基带信号 $x_k(n)$ ，最后经过抽取得到低采样率的基带信号 $x_k(m)$ ，上述低通滤波器 $h_k(n)$ 称为分析滤波器。比较图3.3和图3.4可知，两种数字滤波器组分路结构相似，只是分析滤波器的类型、正交下变频与分析滤波器的顺序不同而已。

当构成多路信号的载波间隔相等且连续均匀有序排列，如图3.2所示，采用低通滤波器组数字分路结构时，所有分析滤波器可以采用相同的低通滤波器，通过不同频率的复指数调制实现不同中心频率的带通滤波，从而实现多载波数字分路。基于复调制的均匀低通滤波器组数字分路结构如图3.5所示。

图3.5所示数字分路结构虽然原理简单，但在系统实现时硬件复杂度较高，尤其是当载波数较多、载波间隔较窄时，分析滤波器所需的阶数会非常高，导致累积误差和时延较大，且对每一载波需要一个分析滤波器，实现效率较低。

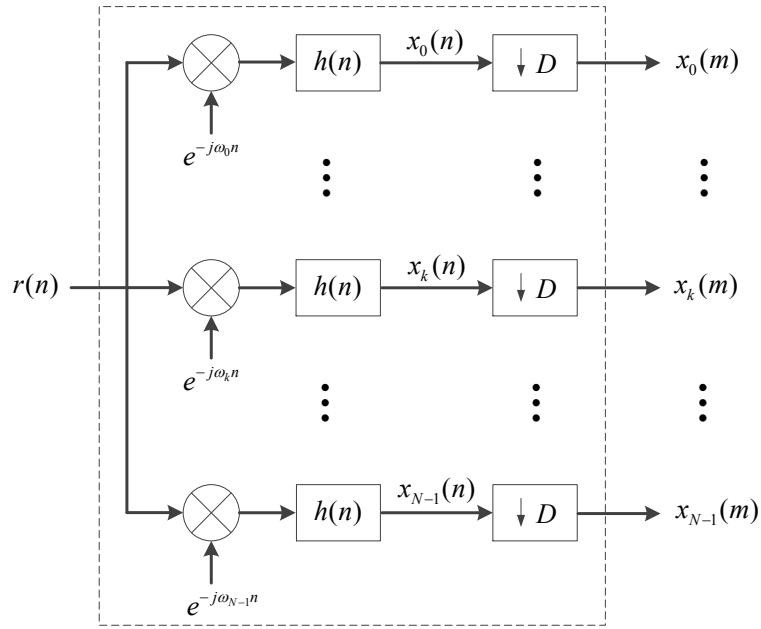


图 3.5: 基于复调制的均匀低通滤波器组数字分路结构

### 3.4 基于多相滤波FFT的高效数字分路算法

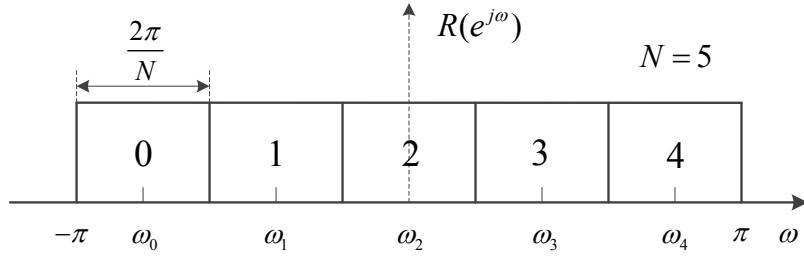
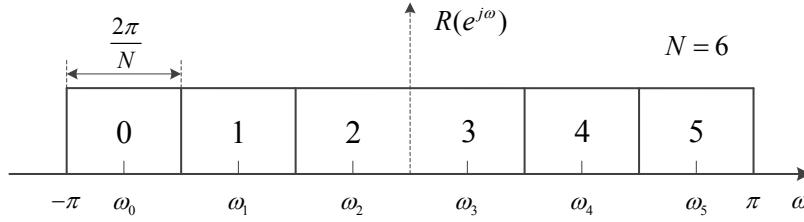
由3.3节分析可知,对于实际通信系统,若各终端突发信号的载波间隔相等且连续均匀排列时可以采用基于复调制的均匀低通滤波器组数字分路,但在载波数较大时实现复杂度非常高。本节从基于复调制的均匀低通滤波器组数字分路模型出发,分别推导了基于多相滤波FFT的复信号数字分路算法(CDD-PFF)和实信号数字分路算法(RDD-PFF),并给出了CDD-PFF和RDD-PFF算法的高效数字分路结构;然后在此基础上针对实信号提出了一种改进的实信号信道划分方法,推导了基于多相滤波FFT的改进实信号高效数字分路算法(IRDD-PFF),并给出了IRDD-PFF算法的高效实现结构,并与传统RDD-PFF结构进行复杂度比较。

#### 3.4.1 复信号高效数字分路算法 (CDD-PFF)

假设输入信号 $r(n)$ 是复信号,其频域信道划分与载波数 $N$ 的奇偶有关,图3.6和图3.7分别给出了 $N$ 为奇数和偶数时的信道划分。

从图3.6和图3.7可以看出,无论 $N$ 是奇数还是偶数,信道间隔均为 $\frac{2\pi}{N}$ ,各路信号中心频率可以统一表达为

$$\omega_k = \left( k - \frac{N-1}{2} \right) \cdot \frac{2\pi}{N}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (3.4)$$

图 3.6: 复信号信道划分 ( $N$  为奇数)图 3.7: 复信号信道划分 ( $N$  为偶数)

输入信号  $r(n)$  通过复调制将各路信号中心频率分别搬移至零频，然后分别通过理想低通滤波器  $h(n)$  得到各路高采样率的基带信号  $x_k(n)$ ，其表达式为

$$\begin{aligned} x_k(n) &= [r(n) \cdot e^{-j\omega_k n}] * h(n) \\ &= \sum_{p=-\infty}^{+\infty} h(n-p)r(p)e^{-j\omega_k p} \end{aligned} \quad (3.5)$$

其中， $h(n)$  的频率响应为

$$H(e^{j\omega}) = \begin{cases} 1, & |\omega| \leq \frac{\pi}{N} \\ 0, & others \end{cases} \quad (3.6)$$

由于经过低通滤波器  $h(n)$  之后的信号  $x_k(n)$  带宽被限制在  $\frac{2\pi}{N}$  以内，因此可以对  $x_k(n)$  进行  $N$  倍抽取以降低信号的采样率，便于后续接收机进行同步。对  $x_k(n)$  进行  $N$  倍抽取之后的信号表达式为

$$\begin{aligned} x_k(m) &= x_k(n)|_{n=mN} \\ &= \sum_{p=-\infty}^{+\infty} h(mN-p)r(p)e^{-j\omega_k p} \end{aligned} \quad (3.7)$$

对式(3.7)进行变量置换可得

$$x_k(m) = \sum_{p=-\infty}^{+\infty} h(p)r(mN-p)e^{-j\omega_k(mN-p)} \quad (3.8)$$

令

$$p = \lambda N + i, \quad -\infty < \lambda < +\infty, \quad 0 \leq i \leq N - 1 \quad (3.9)$$

将式(3.9)代入式(3.8)得

$$x_k(m) = \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{\lambda=-\infty}^{+\infty} h(\lambda N + i) r[(m - \lambda)N - i] e^{-j\omega_k[(m-\lambda)N-i]} \quad (3.10)$$

记

$$h_i(\lambda) = h(\lambda N + i) \quad (3.11)$$

$$r_i(\lambda) = r(\lambda N - i) \quad (3.12)$$

其中,  $h_i(\lambda)$  和  $r_i(\lambda)$  分别为  $h(\lambda)$  和  $r(\lambda)$  的多相分解信号。

将式(3.11)和式(3.12)代入式(3.10)可得

$$\begin{aligned} x_k(m) &= \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{\lambda=-\infty}^{+\infty} h_i(\lambda) r_i(m - \lambda) e^{-j\omega_k[(m-\lambda)N-i]} \\ &= \sum_{i=0}^{N-1} \left\{ \sum_{\lambda=-\infty}^{+\infty} h_i(\lambda) r_i(m - \lambda) e^{-j\omega_k(m-\lambda)N} \right\} e^{-j\omega_k i} \\ &= \sum_{i=0}^{N-1} \{ [r_i(m) e^{-j\omega_k m N}] * h_i(m) \} e^{-j\omega_k i} \end{aligned} \quad (3.13)$$

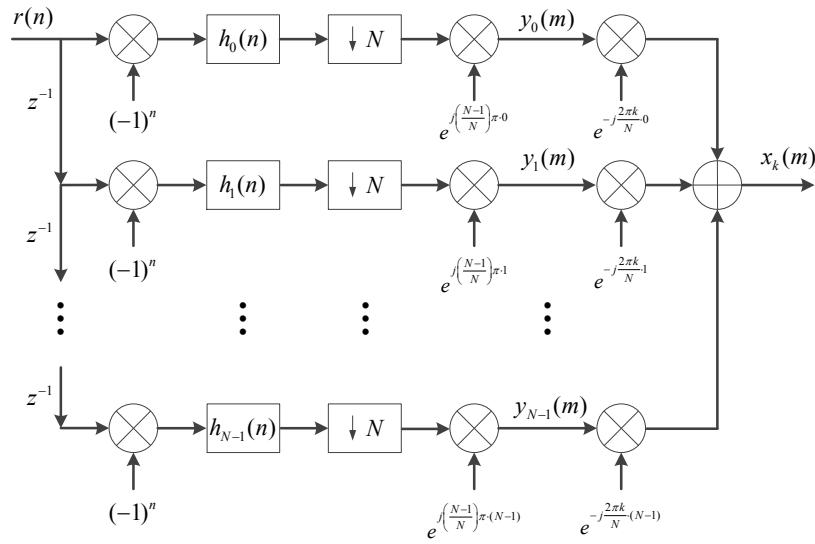
再将式(3.4)代入式(3.13)得

$$\begin{aligned} x_k(m) &= \sum_{i=0}^{N-1} \left\{ [r_i(m) e^{-j(k-\frac{N-1}{2})\frac{2\pi}{N}mN}] * h_i(m) \right\} e^{-j(k-\frac{N-1}{2})\frac{2\pi}{N}i} \\ &= \sum_{i=0}^{N-1} \left\{ \{ [r_i(m) e^{j(N-1)\pi m}] * h_i(m) \} e^{j(\frac{N-1}{N})\pi i} \right\} e^{-j\frac{2\pi}{N}ki} \\ &= \sum_{i=0}^{N-1} y_i(m) e^{-j\frac{2\pi}{N}ki} \end{aligned} \quad (3.14)$$

其中,

$$\begin{aligned} y_i(m) &= \{ [r_i(m) e^{j(N-1)\pi m}] * h_i(m) \} e^{j(\frac{N-1}{N})\pi i} \\ &= \begin{cases} [r_i(m) * h_i(m)] e^{j(\frac{N-1}{N})\pi i}, & N \text{ 为奇数} \\ [r_i(m)(-1)^m * h_i(m)] e^{j(\frac{N-1}{N})\pi i}, & N \text{ 为偶数} \end{cases} \end{aligned} \quad (3.15)$$

从式(3.14)可以看出, 将输入信号的多相分解信号  $r_i(\lambda)$  分别经过多相滤波器  $h_i(\lambda)$  和  $N$  倍抽取后, 再乘以相应的权系数, 最后将各相分支结果相加起来即可得

图 3.8: 第  $k$  路子带信号的多相滤波结构

到第  $k$  路子带信号  $x_k(m)$ , 其多相滤波结构如图3.8所示, 图中  $N$  为偶数,  $N$  为奇数时只需将图中  $(-1)^m$  变为 1。

事实上, 式(3.14)结果与DFT结构一致, 可以重新写为

$$\begin{aligned} x_k(m) &= \sum_{i=0}^{N-1} y_i(m) e^{-j \frac{2\pi}{N} ki} \\ &= \text{DFT}\{y_i(m)\} \end{aligned} \quad (3.16)$$

上式表明  $x_k(m)$  可以看作是  $y_i(m)$  做  $N$  点 DFT 的第  $k$  个输出。因此, 通过一次  $N$  点 DFT 运算可以得到所有  $N$  路子带信号, 其复信号多相滤波 FFT 数字分路结构如图3.9所示, 图中已经根据抽取器的等效置换结构将分析滤波器和抽取位置互换了。

相对于均匀低通滤波器组数字分路结构, 图3.9所示结构的抽取运算移到滤波运算之前, 使滤波效率提高了  $N$  倍; 其次, 多相滤波器组可以为每一路信号所共用, 因而滤波运算量是前者的  $1/N$ ; 再次, 每个多相分量滤波器的系数只有原型滤波器系数的  $1/N$ , 因此滤波累积误差大大减少; 最后,  $N$  点 DFT 运算可以采用 FFT 算法, 运算效率为  $N \log_2 N$ , 大大减少了计算量。

假设载波数  $N = 16$ , 原型低通滤波器长度为  $L = 128$ , 则采用图3.5所示均匀低通滤波器组结构需要  $N \cdot L = 2048$  次复数乘法运算, 而对于图3.9所示多相滤波 FFT 结构, 每个多相滤波器长度为  $Q = L/N = 8$ , 多相滤波共需要  $N \cdot Q = 128$  次复数乘法, 然后再进行  $N$  点 FFT 运算需要  $N \log_2 N = 64$  次复数乘法, 这样采用多相滤波 FFT 结构共需要 192 次复数乘法运算, 相比均匀低通滤波器组结构来说计算量明显下降。

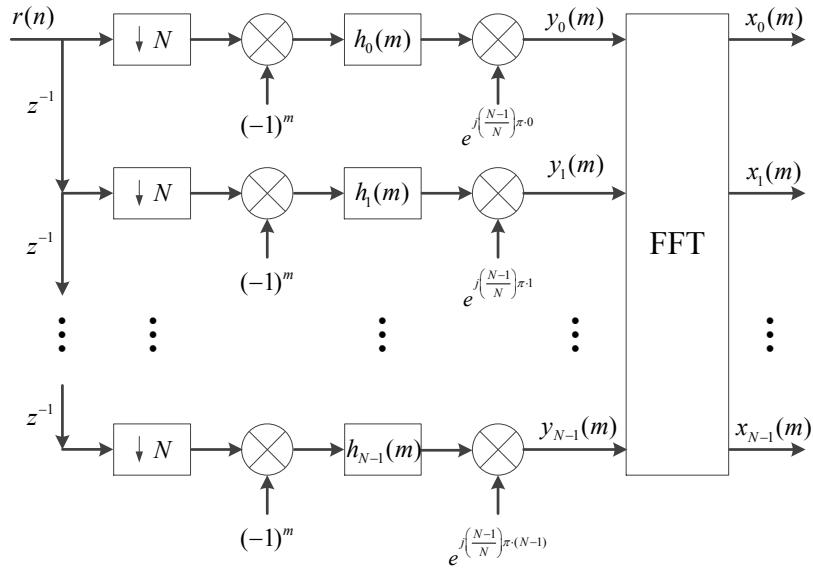
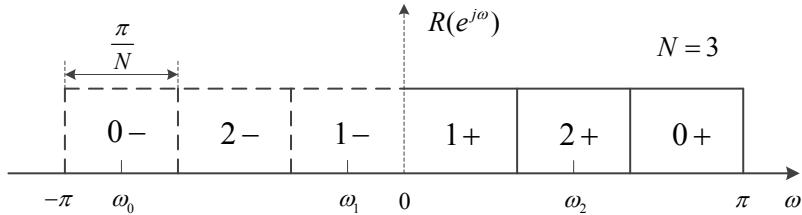
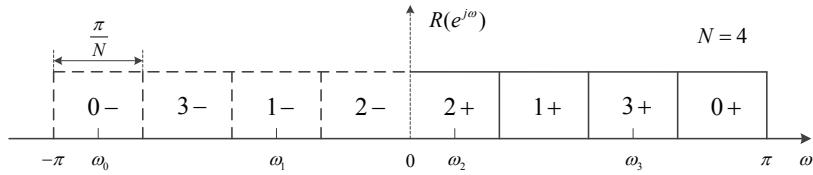


图 3.9: 复信号多相滤波FFT数字分路结构 (CDD-PFF)

### 3.4.2 实信号高效数字分路算法 (RDD-PFF)

假设输入信号  $r(n)$  是实信号，其一般频域信道划分如图3.10和图3.11所示，图中实线为真实信道，虚线为对应的镜像信道，其频谱关于数字域原点共轭对称。

图 3.10: 实信号信道划分 ( $N$  为奇数)图 3.11: 实信号信道划分 ( $N$  为偶数)

从图3.10和图3.11可以看出，无论  $N$  是奇数还是偶数，信道间隔均为  $\frac{\pi}{N}$ ，各路信号中心频率可以统一表达为

$$\omega_k = \left( k - \frac{2N-1}{4} \right) \cdot \frac{2\pi}{N}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (3.17)$$

同3.4.1节复信号高效数字分路算法推导类似，只是低通滤波器的频率响应为

$$H(e^{j\omega}) = \begin{cases} 1, & |\omega| \leq \frac{\pi}{2N} \\ 0, & others \end{cases} \quad (3.18)$$

由于经过低通滤波器 $h(n)$ 之后的信号带宽被限制在 $\frac{\pi}{N}$ 以内，因此可以对信号进行 $2N$ 倍抽取以降低采样率，最终得到第 $k$ 路子带信号的表达式为

$$\begin{aligned} x_k(m) &= \left\{ [r(n) \cdot e^{-j\omega_k n}] * h(n) \right\} \Big|_{n=m(2N)} \\ &= \sum_{p=-\infty}^{+\infty} h(p) r(2mN - p) e^{-j\omega_k (2mN - p)} \end{aligned} \quad (3.19)$$

令

$$p = \lambda N + i, \quad -\infty < \lambda < +\infty, \quad 0 \leq i \leq N-1 \quad (3.20)$$

将式(3.20)代入式(3.19)得

$$x_k(m) = \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{\lambda=-\infty}^{+\infty} h(\lambda N + i) r[(2m - \lambda)N - i] e^{-j\omega_k [(2m - \lambda)N - i]} \quad (3.21)$$

将式(3.11)和式(3.12)代入式(3.21)可得

$$\begin{aligned} x_k(m) &= \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{\lambda=-\infty}^{+\infty} h_i(\lambda) r_i(2m - \lambda) e^{-j\omega_k [(2m - \lambda)N - i]} \\ &= \sum_{i=0}^{N-1} \left\{ \sum_{\lambda=-\infty}^{+\infty} h_i(\lambda) r_i(2m - \lambda) e^{-j\omega_k (2m - \lambda)N} \right\} e^{-j\omega_k i} \\ &= \sum_{i=0}^{N-1} \left\{ [r_i(2m) e^{-j\omega_k 2mN}] * h_i(2m) \right\} e^{-j\omega_k i} \end{aligned} \quad (3.22)$$

再将式(3.17)代入式(3.22)得

$$\begin{aligned} x_k(m) &= \sum_{i=0}^{N-1} \left\{ [r_i(2m) e^{-j(k - \frac{2N-1}{4}) \frac{2\pi}{N} 2mN}] * h_i(2m) \right\} e^{-j(k - \frac{2N-1}{4}) \frac{2\pi}{N} i} \\ &= \sum_{i=0}^{N-1} \left\{ \{ [r_i(2m) e^{j(2N-1)\pi m}] * h_i(2m) \} e^{j(\frac{2N-1}{2N})\pi i} \right\} e^{-j\frac{2\pi}{N} ki} \\ &= \sum_{i=0}^{N-1} y_i(2m) e^{-j\frac{2\pi}{N} ki} \\ &= \text{DFT}\{y_i(2m)\} \end{aligned} \quad (3.23)$$

其中，

$$y_i(2m) = \{ [r_i(2m)e^{j(2N-1)\pi m}] * h_i(2m) \} e^{j\left(\frac{2N-1}{2N}\right)\pi i} \quad (3.24)$$

图3.12给出了实信号多相滤波FFT数字分路结构 (RDD-PFF)。输入实信号  $r(n)$  经过多相分解后分别进行  $N$  倍抽取，然后乘以相应的复系数后通过复低通滤波器的多相分支，再进行2倍抽取，并乘以相应的复系数，最后送入复数FFT模块并行输出  $N$  路子带信号。

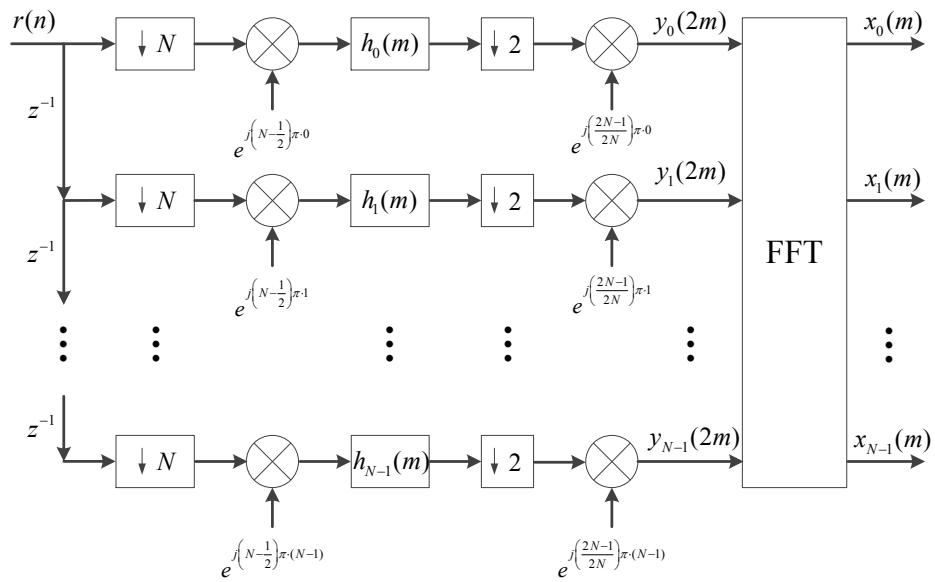


图 3.12: 实信号多相滤波FFT数字分路结构 (RDD-PFF)

### 3.4.3 改进实信号多相滤波FFT高效数字分路算法 (IRDD-PFF)

从图3.2可以发现终端突发信号的频谱关于其中心频率对称，因此，将数字信号  $r(n)$  中第一个终端的中心频率搬移至零频并不影响其频谱结构，其改进信道划分结构如图3.13所示，图中  $N$  为偶数，当  $N$  为奇数时与图3.13结构类似。

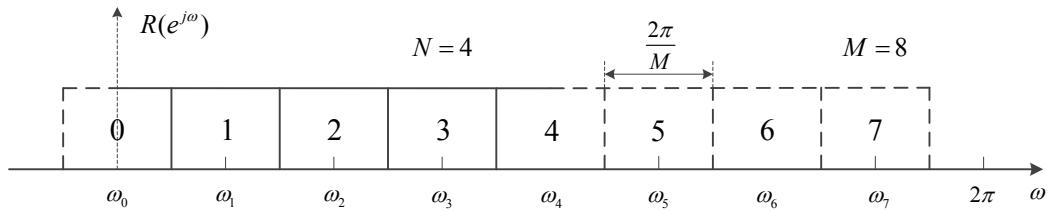


图 3.13: 改进实信号信道划分

由图3.13可见，将实信号 $r(n)$ 看作特殊的复信号，因此在一个周期内共有 $M = 2N$ 个复子信号，且子信道间隔为 $\frac{2\pi}{M}$ ，各路子信号中心频率可以统一表达为

$$\omega_k = \frac{2\pi k}{M}, \quad k = 0, 1, \dots, M-1 \quad (3.25)$$

通过复调制将各路子信号中心频率分别搬移至零频，然后分别通过理想低通滤波器 $h(n)$ 得到各路高采样率的基带信号，其理想低通滤波器 $h(n)$ 的频率响应为

$$H(e^{j\omega}) = \begin{cases} 1, & |\omega| \leq \frac{\pi}{M} \\ 0, & others \end{cases} \quad (3.26)$$

最后进行 $M$ 倍抽取得到各路子信号的表达式为

$$x_k(m) = \sum_{p=-\infty}^{+\infty} h(p)r(mM - p)e^{-j\omega_k(mM - p)} \quad (3.27)$$

令

$$p = \lambda M + i, \quad -\infty < \lambda < +\infty, \quad 0 \leq i \leq M-1 \quad (3.28)$$

并代入式(3.27)得

$$x_k(m) = \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{\lambda=-\infty}^{+\infty} h(\lambda M + i)r[(m - \lambda)M - i]e^{-j\omega_k[(m - \lambda)M - i]} \quad (3.29)$$

记

$$h_i(\lambda) = h(\lambda M + i) \quad (3.30)$$

$$r_i(\lambda) = r(\lambda M - i) \quad (3.31)$$

其中， $h_i(\lambda)$ 和 $r_i(\lambda)$ 分别为 $h(\lambda)$ 和 $r(\lambda)$ 的多相分解信号。

将式(3.30)和式(3.31)代入式(3.29)可得

$$\begin{aligned} x_k(m) &= \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{\lambda=-\infty}^{+\infty} h_i(\lambda)r_i(m - \lambda)e^{-j\omega_k[(m - \lambda)M - i]} \\ &= \sum_{i=0}^{M-1} \left\{ \sum_{\lambda=-\infty}^{+\infty} h_i(\lambda)r_i(m - \lambda)e^{-j\omega_k(m - \lambda)M} \right\} e^{-j\omega_k i} \\ &= \sum_{i=0}^{M-1} \{ [r_i(m)e^{-j\omega_k m N}] * h_i(m) \} e^{-j\omega_k i} \end{aligned} \quad (3.32)$$

再将式(3.25)代入式(3.32)得

$$\begin{aligned}
 x_k(m) &= \sum_{i=0}^{M-1} \left\{ [r_i(m) e^{-j \frac{2\pi k}{M} m M}] * h_i(m) \right\} e^{-j \frac{2\pi k}{M} i} \\
 &= \sum_{i=0}^{M-1} [r_i(m) * h_i(m)] e^{-j \frac{2\pi}{M} k i} \\
 &= \text{DFT} \{ r_i(m) * h_i(m) \}
 \end{aligned} \tag{3.33}$$

从式(3.33)可以看出, 各子路输出信号 $x_k(m)$ 是输入信号 $r(n)$ 经过抽取、多相滤波、DFT运算得到的结果。图3.14给出了改进实信号多相滤波FFT数字分路结构 (IRDD-PFF)。由图可见, 实合路信号 $r(n)$ 首先进行 $M$ 相分解并抽取 $M$ 倍, 然后经过实多相滤波器, 最后进行 $M$ 点实数FFT运算得到 $M$ 路子带信号 $x_k(m)$ , 其中 $\{x_k(m), m = 0, 1, \dots, N - 1\}$ 为 $N$ 路实信号的复基带信号。

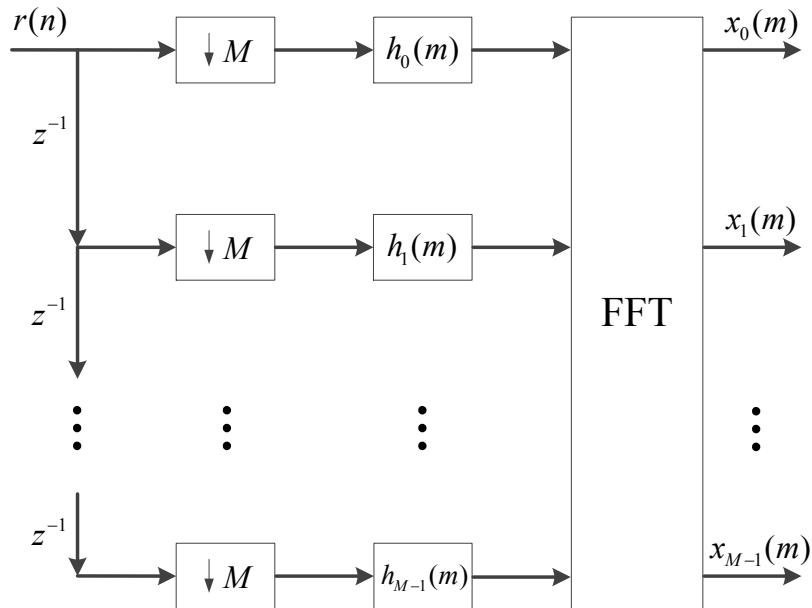


图 3.14: 改进实信号多相滤波FFT数字分路结构 (IRDD-PFF)

### 3.4.4 IRDD-PFF结构与传统RDD-PFF结构的复杂度比较

从图3.12和图3.14可以看出, RDD-PFF和IRDD-PFF结构主要包括抽取、复数乘法、多相滤波和FFT运算。

从抽取角度来看, RDD-PFF结构先进行 $N$ 倍抽取, 然后进行多相滤波, 再进行2倍抽取, 最后进行FFT运算; 而IRDD-PFF结构先进行 $M = 2N$ 倍抽取, 然后进行

多相滤波和FFT运算。假设输入信号 $r(n)$ 的采样率为 $f_s$ , 则RDD-PFF结构中的多相滤波器工作频率为 $\frac{f_s}{N}$ , FFT工作频率为 $\frac{f_s}{2N}$ ; 而IRDD-PFF结构中的多相滤波器和FFT工作频率均为 $\frac{f_s}{2N}$ 。因此, 相对于RDD-PFF结构, IRDD-PFF结构的多相滤波处理速率更低, 有利于滤波器和时序设计, 同时降低了系统功耗。

从复数乘法角度来看, RDD-PFF结构需要 $2N$ 次复数乘法运算, 而IRDD-PFF结构无需额外的复数乘法运算。因此, 相对于RDD-PFF结构, IRDD-PFF结构的复数乘法计算量更低, 降低了系统运算量。

从多相滤波角度来看, RDD-PFF和IRDD-PFF结构中的原型低通滤波器 $h(n)$ 的截止频率均为 $\frac{\pi}{2N}$ , 虽然在RDD-PFF结构中 $h(n)$ 分解为 $N$ 相, 而在IRDD-PFF结构中 $h(n)$ 分解为 $2N$ 相, 但它们的总阶数是相同的。但是, RDD-PFF结构中多相滤波器的输入数据是由实信号经过抽取并与复系数相乘得到的复数, 而IRDD-PFF结构中多相滤波器的输入数据是由实信号直接经过抽取得到的实数。因此, 相对于RDD-PFF结构, IRDD-PFF结构的多相滤波运算量减少一半, 降低了系统复杂度。

从FFT角度来看, RDD-PFF结构中FFT的输入数据是复数, 产生一组 $N$ 路输出序列 $x_k(m)$ 共需要 $N$ 点复数FFT运算; 而IRDD-PFF结构中FFT的输入数据是实数, 产生一组 $M$ 路输出序列 $x_k(m)$ 共需要 $2N$ 点实数FFT运算, 等价于 $N$ 点复数FFT运算。因此, RDD-PFF和IRDD-PFF结构中的FFT计算量是相同的。

表3.1给出了在信道数为 $N$ 的情况下, IRDD-PFF结构与传统RDD-PFF结构的复杂度比较。由表可见, IRDD-PFF结构比传统RDD-PFF结构具有处理速率低、硬件资源消耗少、计算量小和功耗低的优点, 且随着载波数 $N$ 的增大, IRDD-PFF结构的系统复杂度优势更加明显。

表 3.1: IRDD-PFF结构与传统RDD-PFF结构的复杂度比较

对比参数	IRDD-PFF结构	RDD-PFF结构
多相滤波速率	$\frac{f_s}{2N}$	$\frac{f_s}{N}$
复数乘法次数	0	$2N$
复数FFT点数	$N$	$N$
原型滤波器个数	1	2

### 3.5 数字分路中的有限字长效应

在离散时间系统的理论分析中，一般都假设信号和系统的系数是用无限精度的数值来表示<sup>[113]</sup>。然而，在数字信号处理实现中，必须把信号和系统的系数用某种数字式的数制来表示，而这些数字式的数制总是有限精度的，这种用有限精度的数来代替无限精度的数所产生的量化噪声称为有限字长效应（Finite word length effect）。本节首先介绍了量化噪声的统计特性，然后在此基础上分析了系数的量化误差和运算的舍入误差分别对IRDD-PFF数字分路的影响，推导了数字分路输出信噪比（SNR: Signal-Noise Ratio）与载波数N、多相滤波器长度Q和量化位数B的计算公式，并给出了误码率（BER: Bit Error Rate）性能指标下的数据精度方案。

#### 3.5.1 量化噪声的统计特性

任何一个实数用无限精度的二进制补码可以表示为<sup>[113]</sup>

$$x = X \left( -b_0 + \sum_{i=1}^{+\infty} b_i 2^{-i} \right) \quad (3.34)$$

其中，X是任意幅度加权因子， $b_i$ 是0或1， $b_0$ 称为符号位。若 $b_0 = 0$ ，则 $0 \leq x \leq X$ ；若 $b_0 = 1$ ，则 $-X \leq x < 0$ 。因此，任何绝对值小于等于X的实数都能用式(3.34)表示，且二进制位数要求为无限位数。

在数字信号处理系统实现时，只能用有限位数的二进制表示，若仅用B位二进制补码表示，其表达式为

$$\hat{x}_B = X \left( -b_0 + \sum_{i=1}^{B-1} b_i 2^{-i} \right) \quad (3.35)$$

上式表明经过B位二进制量化之后数与数之间的最小差为

$$\Delta = X \cdot 2^{-(B-1)} \quad (3.36)$$

其中， $\Delta$ 也称为量化宽度。

将一个实数量化到B位二进制数的运算可以按舍入量化（RQ: Roundoff Quantization）或截尾量化（TQ: Truncation Quantization）来处理<sup>[121]</sup>，且在任一情况下，量化都是一种非线性无记忆运算。图3.15给出了舍入量化和截尾量化的输入输出非线性关系。

在考虑量化效应时，一般定义量化误差为

$$e = \hat{x}_B - x \quad (3.37)$$

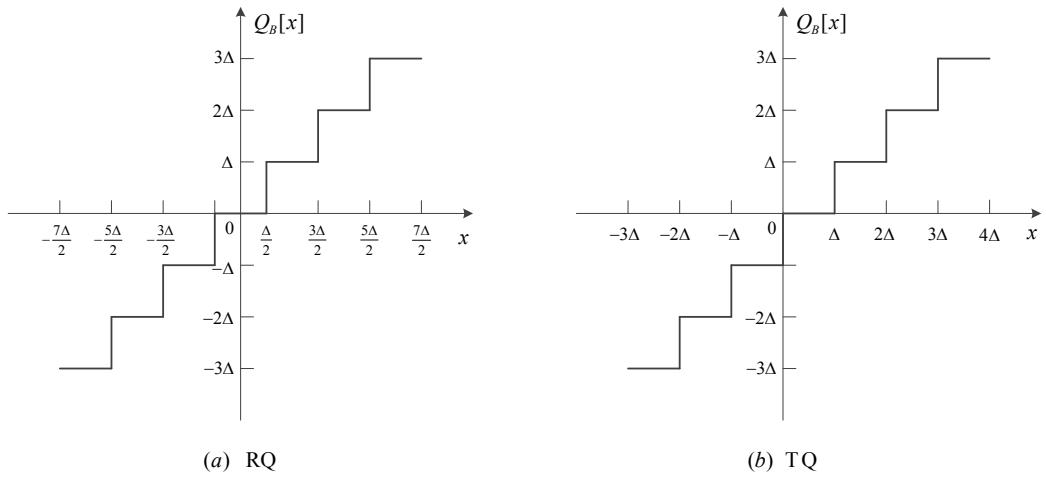


图 3.15: 舍入量化和截尾量化的输入输出非线性关系

对于舍入量化来说, 如图3.15(a)所示, 量化误差的取值范围为 $-\frac{\Delta}{2} < e \leq \frac{\Delta}{2}$ ; 对于截尾量化来说, 如图3.15(b)所示, 量化误差的取值范围为 $-\Delta < e \leq 0$ ;

一种简单而有效的等效量化噪声模型如图3.16所示。在该模型中, 量化误差被认为是一种加性噪声, 对信号进行量化的结果等效于在信号上叠加一个量化噪声, 即

$$\hat{x}_B(n) = x(n) + e(n) \quad (3.38)$$

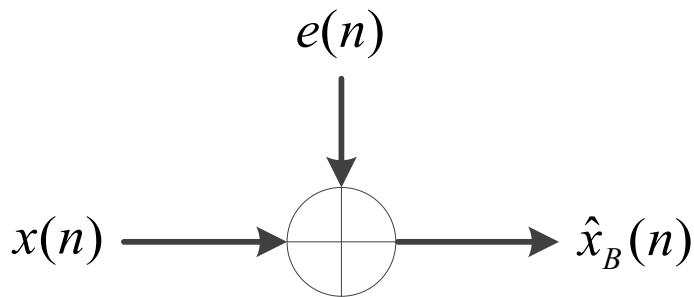


图 3.16: 等效量化噪声模型

量化噪声 $e(n)$ 的统计特征是基于如下假设<sup>[113]</sup>:

- (1)  $e(n)$ 是平稳随机过程的样本序列;
- (2)  $e(n)$ 与信号序列 $x(n)$ 是不相关的;
- (3)  $e(n)$ 的任意两个值之间是不相关的, 即 $e(n)$ 是一个白噪声;
- (4)  $e(n)$ 的概率分布是在误差取值范围内均匀分布的。

对于舍入量化，量化噪声 $e(n)$ 的概率密度函数（PDF: Probability Density Function）为

$$P\{e\} = \begin{cases} \frac{1}{\Delta}, & -\frac{\Delta}{2} < e \leq \frac{\Delta}{2} \\ 0, & others \end{cases} \quad (3.39)$$

其均值 $u_e$ 和方差 $\sigma_e^2$ 分别为

$$u_e = E\{e\} = \int_{-\frac{\Delta}{2}}^{\frac{\Delta}{2}} e P\{e\} de = 0 \quad (3.40)$$

$$\sigma_e^2 = E\{(e - u_e)^2\} = \int_{-\frac{\Delta}{2}}^{\frac{\Delta}{2}} (e - u_e)^2 P\{e\} de = \frac{\Delta^2}{12} \quad (3.41)$$

对于截尾量化，量化噪声 $e(n)$ 的概率密度函数为

$$P\{e\} = \begin{cases} \frac{1}{\Delta}, & -\Delta < e \leq 0 \\ 0, & others \end{cases} \quad (3.42)$$

其均值 $u_e$ 和方差 $\sigma_e^2$ 分别为

$$u_e = E\{e\} = \int_{-\Delta}^0 e P\{e\} de = -\frac{\Delta}{2} \quad (3.43)$$

$$\sigma_e^2 = E\{(e - u_e)^2\} = \int_{-\Delta}^0 (e - u_e)^2 P\{e\} de = \frac{\Delta^2}{12} \quad (3.44)$$

从式(3.40)和式(3.43)可以看出，舍入量化噪声的均值为零，而截尾量化噪声的均值不为零；从式(3.41)和式(3.44)可以看出，舍入量化噪声的方差与截尾量化噪声的方差相等。因此，在实际系统中，常采用舍入量化。

假设信号 $x(n)$ 的功率为 $\sigma_x^2$ ，则信号功率与噪声功率之比为

$$\frac{S}{N} = \frac{\sigma_x^2}{\sigma_e^2} = \frac{\sigma_x^2}{\Delta^2/12} = 12 \cdot 2^{2(B-1)} \cdot \sigma_x^2 \quad (3.45)$$

采用分贝表示，则为

$$SNR = 10 \lg \frac{\sigma_x^2}{\sigma_e^2} = 6.02B + 4.77 + 10 \lg \sigma_x^2 \quad [dB] \quad (3.46)$$

由式(3.36)和式(3.46)可见，增加量化位数 $B$ 可以降低量化噪声，进而提高量化信噪比，且量化位数每增加一位，信噪比增加约6dB。

### 3.5.2 系数的量化误差对IRDD-PFF结构的影响

由图3.14可见，IRDD-PFF结构的系数量化误差主要体现在多相滤波器组。假设原型低通滤波器的单位冲激响应为 $h(n)$ ，滤波器长度为 $L$ ，则系统频率响应为

$$H(e^{j\omega}) = \sum_{n=0}^{L-1} h(n)e^{-j\omega n} \quad (3.47)$$

当滤波器的系数 $h(n)$ 采用 $B$ 位二进制舍入量化，得到量化系数为

$$\hat{h}(n) = h(n) + \Delta h(n) \quad (3.48)$$

其中， $\Delta h(n)$ 为系数量化误差，且有

$$|\Delta h(n)| \leq \frac{2^{-(B-1)}}{2} \quad (3.49)$$

系数经过量化后的滤波器频率响应为

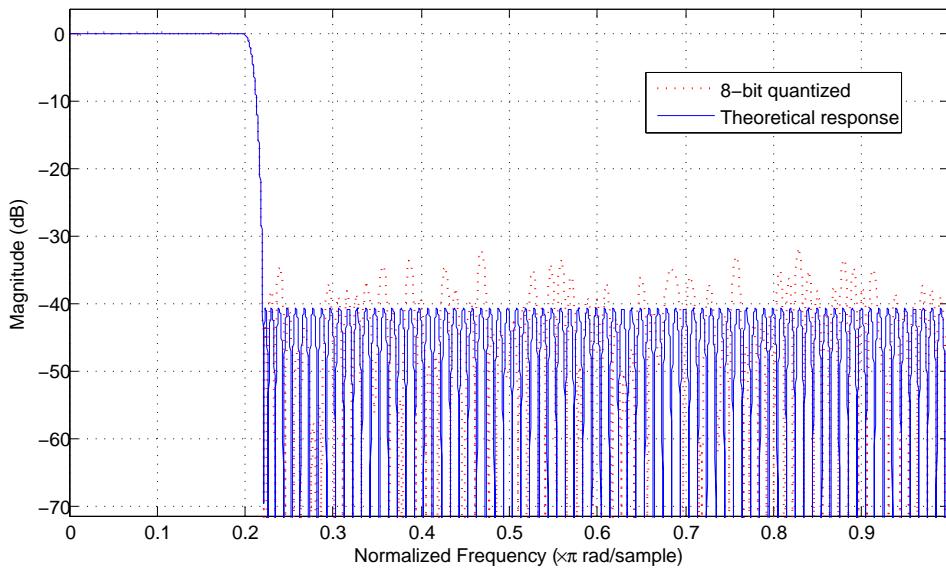
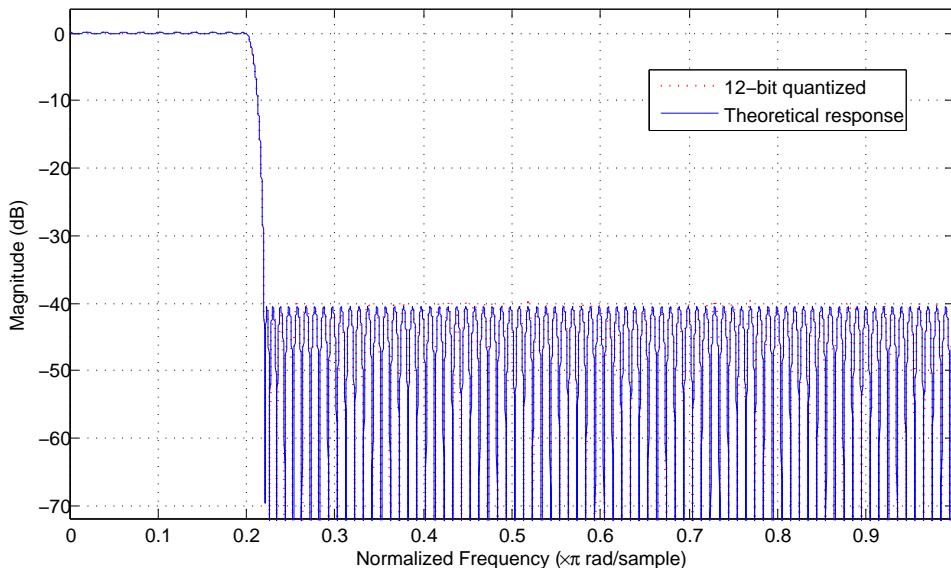
$$\begin{aligned} \hat{H}(e^{j\omega}) &= \sum_{n=0}^{L-1} \hat{h}(n)e^{-j\omega n} \\ &= \sum_{n=0}^{L-1} [h(n) + \Delta h(n)] e^{-j\omega n} \\ &= H(e^{j\omega}) + \Delta H(e^{j\omega}) \end{aligned} \quad (3.50)$$

其中， $\Delta H(e^{j\omega})$ 为系数量化误差引入的误差频率响应，且有

$$|\Delta H(e^{j\omega})| = \left| \sum_{n=0}^{L-1} \Delta h(n)e^{-j\omega n} \right| \leq 2^{-B} L \quad (3.51)$$

由式(3.50)和式(3.51)可见，滤波器系数的量化会改变滤波器的频率响应，即在原始频率响应上叠加一个误差频率响应，且误差频率响应与量化位数 $B$ 、滤波器长度 $L$ 均有关。当量化位数 $B$ 越多，系数量化对滤波器频率响应的影响越小；当滤波器长度 $L$ 越大，系数量化对滤波器频率响应的影响越大。

图3.17给出了某一原型低通滤波器系数采用8比特量化的频率响应曲线。图中低通滤波器的长度为 $L = 200$ ，同时给出了未量化的理论响应曲线。由图可见，滤波器系数的量化改变了滤波器的频率响应，体现在增大通带波纹、减小阻带衰减。图3.18给出了滤波器系数采用12比特量化的频率响应曲线。对比图3.17和图3.18可得，当滤波器长度 $L$ 一定时，系数量化对滤波器频率响应的影响随着量化位数 $B$ 的增加而减小。图3.19给出了当滤波器长度增加到 $L = 256$ 时，滤波器系数采用12比特量化的频率响应曲线。对比图3.18和图3.19可得，当量化位数 $B$ 一定时，系数量化对滤波器频率响应的影响随着滤波器长度 $L$ 的增加而增大。

图 3.17: 低通滤波器系数采用8比特量化的频率响应曲线 ( $L = 200$ )图 3.18: 低通滤波器系数采用12比特量化的频率响应曲线 ( $L = 200$ )

### 3.5.3 运算的舍入误差对IRDD-PFF结构的影响

数据在经过数字信号处理系统后一般字长都会增加，为了控制不断增加的数据字长对资源与功耗的影响，通常采用舍入或截尾的方法对数据尾数进行处理，运算过程中对数据的舍入或截尾所引入的误差称为运算的舍入误差。对于运算的舍入误差，采用等效量化噪声模型来分析，通过在计算中产生舍入现象的每个点上插入一个加性噪声源。

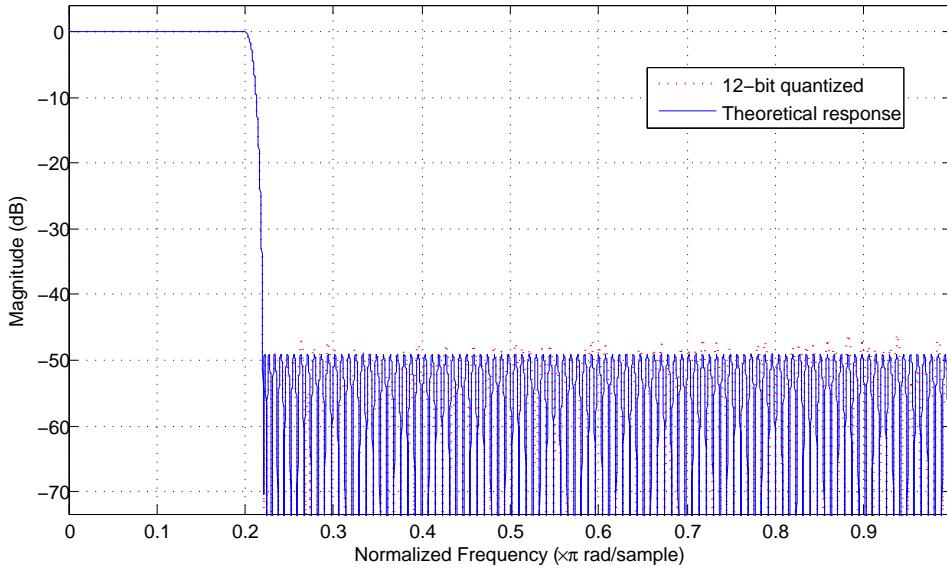


图 3.19: 低通滤波器系数采用12比特量化的频率响应曲线 ( $L = 256$ )

对于图3.14所示的IRDD-PFF数字分路结构，多相滤波器组与FFT计算都会引入运算的舍入误差。假设载波数为 $N$ ，原型低通滤波器的长度为 $L$ ，每个多相滤波器的长度为 $Q = L/N$ ，滤波器采用直接型实现结构，FFT点数为 $N$ ，其级数为 $\lambda = \log_2 N$ ，并采用基-2按时间抽取算法，运算过程中的量化位数为 $B$ ，则多相滤波器和FFT计算引入的量化噪声分别为<sup>[113]</sup>

$$\sigma_{\text{PF}}^2 = Q \cdot \frac{2^{-2(B-1)}}{12} = \frac{Q}{3} \cdot 2^{-2B} \quad (3.52)$$

$$\sigma_{\text{FFT}}^2 = \frac{4}{3} \cdot (1 - 2^{-\lambda}) \cdot 2^{-2(B-1)} = \frac{16(N-1)}{3N} \cdot 2^{-2B} \quad (3.53)$$

假设多相滤波器引入的运算舍入误差与FFT计算引入的运算舍入误差是不相关的，那么对于多相滤波FFT输出的每个通路的总运算舍入误差为

$$\sigma_e^2 = N \cdot \sigma_{\text{PF}}^2 + \sigma_{\text{FFT}}^2 = \left[ \frac{NQ}{3} + \frac{16(N-1)}{3N} \right] \cdot 2^{-2B} \quad (3.54)$$

下面具体分析运算的舍入误差对IRDD-PFF输出信噪比以及系统误码率的影响，其中不考虑系数的量化误差以及高斯白噪声的影响。

假设输入合路信号的平均功率为 $C$ ，对于IRDD-PFF数字分路结构，每个通路的输出信号功率为

$$\sigma_x^2 = \frac{C}{N^2} \quad (3.55)$$

每个通路的运算舍入误差如式(3.54)所示，那么各通路的输出信噪比为

$$\frac{S}{N} = \frac{\sigma_x^2}{\sigma_e^2} = \frac{C/N^2}{\left[\frac{NQ}{3} + \frac{16(N-1)}{3N}\right] \cdot 2^{-2B}} \quad (3.56)$$

当 $N$ 较大时，上式可近似为

$$\frac{S}{N} = \frac{3C}{N^2(NQ + 16)} \cdot 2^{2B} \quad (3.57)$$

采用分贝表示，则为

$$SNR = 6.02B + 4.77 - 20\lg N - 10\lg(NQ + 16) + 10\lg C \quad [dB] \quad (3.58)$$

若信号基带调制方式为正交相移键控 (QPSK: Quadrature Phase Shift Key)，则理想条件下误码率与信噪比的关系为<sup>[122]</sup>

$$P_e = Q\left(\sqrt{\frac{S}{N}}\right) \quad (3.59)$$

其中

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-\frac{\theta^2}{2}} d\theta \quad (3.60)$$

将式(3.57)代入式(3.59)可得各通路的误码率公式为

$$P_e = Q\left(\frac{2^B}{N} \sqrt{\frac{3C}{(NQ + 16)}}\right) \quad (3.61)$$

图3.20给出了数字分路输出信噪比SNR与载波数 $N$ 的关系曲线。仿真中，假设输入合路信号的平均功率为 $C = 1$ ，多相滤波器长度为 $Q = 8$ ，量化位数分别为 $B = 12$ 和 $B = 16$ 。由图可见，当给定 $Q$ 和 $B$ 时，随着载波数 $N$ 的增加，输出信噪比SNR逐渐变小，这是由于载波数增加导致各通路信号功率减小且带来更多的FIR与FFT运算舍入误差，从而使得输出信噪比降低。

图3.21给出了数字分路输出信噪比SNR与多相滤波器长度 $Q$ 的关系曲线。图中量化位数为 $B = 16$ ，载波数分别为 $N = 16$ 、 $N = 128$ 和 $N = 1024$ 。由图可见，当给定 $N$ 和 $B$ 时，输出信噪比SNR随着多相滤波器长度 $Q$ 的增加而减小。因此，在多相滤波器满足性能指标的前提下，选择较小阶数的低通滤波器使得输出信噪比较高。

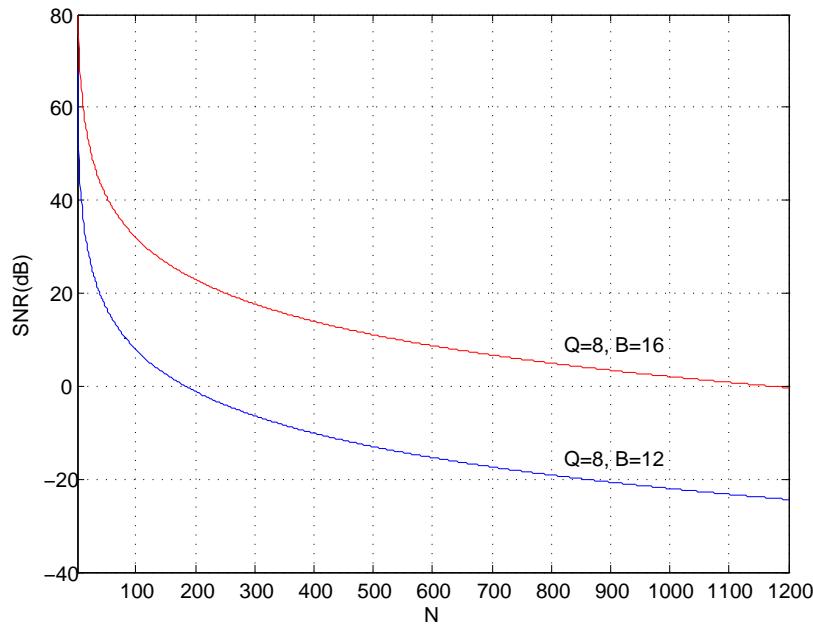


图 3.20: 数字分路输出信噪比SNR与载波数N的关系

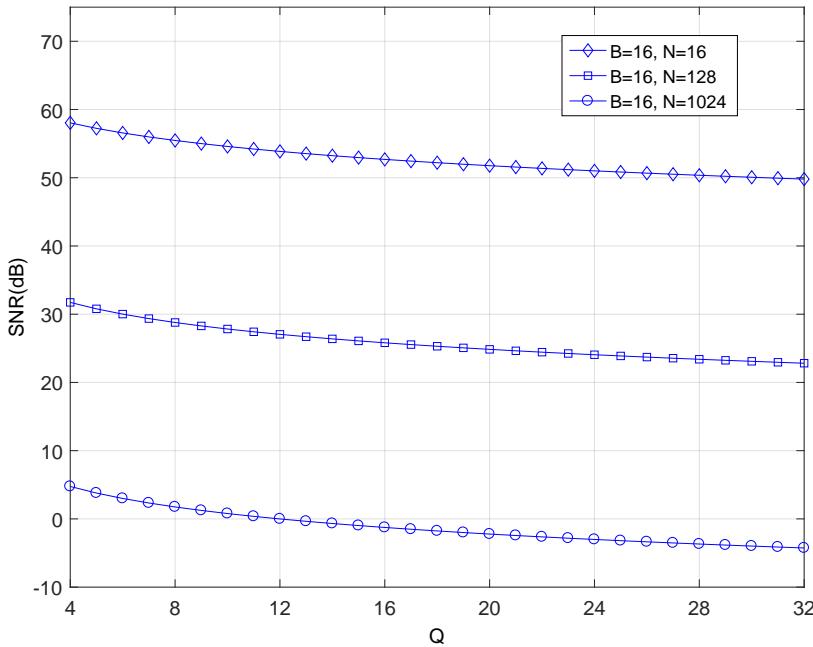


图 3.21: 数字分路输出信噪比SNR与多相滤波器长度Q的关系

图3.22给出了数字分路输出信噪比SNR与量化位数B的关系曲线。图中多相滤波器长度为 $Q = 8$ , 载波数分别为 $N = 16$ 、 $N = 128$ 和 $N = 1024$ 。由图可见, 当给定 $N$ 和 $Q$ 时, 输出信噪比SNR随着量化位数B的增加而线性增加, 且每增加一位量化位数, 信噪比增加约6dB。

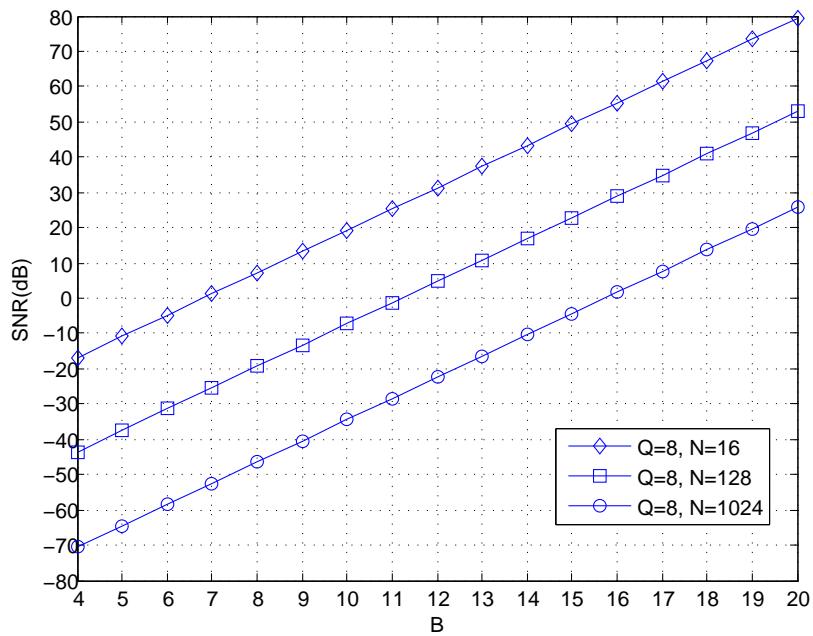


图 3.22: 数字分路输出信噪比SNR与量化位数B的关系

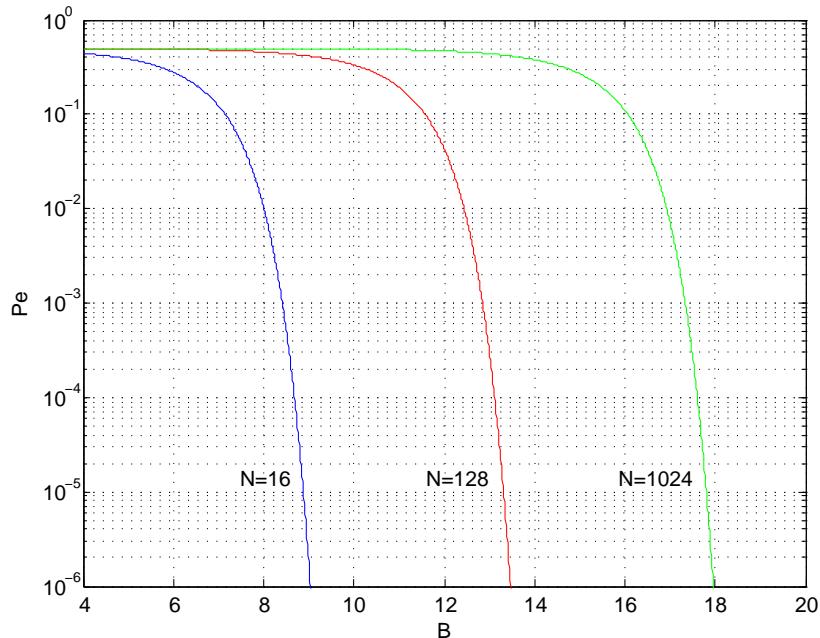
图 3.23: 系统误码率 $P_e$ 与量化位数B的关系

图3.23给出了系统误码率 $P_e$ 与量化位数B的关系曲线。图中多相滤波器长度为 $Q = 8$ ，载波数分别为 $N = 16$ 、 $N = 128$ 和 $N = 1024$ 。由图可见，当给定N和Q时，系统误码率 $P_e$ 随着量化位数B的增加而减小。为了保证误码率 $P_e \leq 10^{-6}$ ，对于 $N = 16$ 、 $N = 128$ 和 $N = 1024$ 时，量化位数分别需要9位、13位和18位。

### 3.6 本章小结

本章首先介绍了多载波数字分路模型，并给出了传统数字滤波器组分路结构，然后从基于复调制的均匀低通滤波器组数字分路模型出发，分别推导了基于多相滤波FFT的复信号数字分路算法（CDD-PFF）和实信号数字分路算法（RDD-PFF），并给出了CDD-PFF和RDD-PFF算法的高效数字分路结构；然后在此基础上根据实信号频谱特性提出了一种改进的实信号信道划分方法，并推导了基于多相滤波FFT的改进实信号高效数字分路算法（IRDD-PFF），给出了IRDD-PFF算法的高效实现结构，并与传统RDD-PFF结构进行复杂度比较。

最后讨论了数字分路中的有限字长效应，分析了系数的量化误差对IRDD-PFF数字分路的影响，理论推导了运算的舍入误差对IRDD-PFF数字分路输出信噪比以及系统误码率的解析式，并给出了误码率性能指标下的数据精度方案。

## 第四章 低复杂度突发定时同步技术研究

### 4.1 引言

在无线数字通信系统中，为了实现无码间串扰传输，需要在发射端对数字信号进行成形滤波，并在接收端进行匹配滤波后对基带波形进行重采样得到相应的数字信号。根据奈奎斯特第一准则，若在最佳采样时刻进行采样，则能实现无码间串扰。然而在实际系统中，由于信道传输存在时延且收发两端时钟是不相干的，因此在接收端如果直接进行异步采样，则采样判决无法在最佳时刻进行，导致接收机解调性能的恶化。接收端采取的确定最佳采样时刻的技术称之为定时同步技术，它是信号正确解调的前提，同时也是全数字信道化接收机设计的关键技术之一。接收机实际采样时刻与最佳采样时刻之间的时间差称为定时偏差，它会引起信号采样值的大小和码元之间的串扰，它的大小直接影响接收机的误码率。对于突发通信系统，快速有效地估计出定时偏差并内插出最佳采样点是突发定时同步的关键。

本章首先给出了适合于突发通信系统的前馈定时同步方案，然后从信号模型出发推导了定时偏差的最大似然估计，在此基础上分析了定时偏差对帧头捕获性能的影响，并根据定时偏差引起的捕获相关峰能量衰减特性，提出了基于帧头捕获的低复杂度前馈定时偏差估计算法（TOE-FHA: Timing Offset Estimation based on Frame Header Acquisition），仿真分析了该算法在不同数据长度、不同信噪比以及不同成形系数下的估计性能；最后给出了能量检测、帧同步和定时同步的一体化实现结构（E-F-T: Energy detection - Frame synchronization - Timing synchronization），分析了该结构的实现复杂度并与传统结构进行比较。

### 4.2 同步方案

突发通信信号由于自身特点，对定时同步时间要求较高，一般在几十个符号内实现同步<sup>[65]</sup>。从第二章2.4.3节分析可知，前馈同步结构因具有同步时间短且不存在收敛过程的优点非常适合于突发通信系统。因此，本文全数字信道化接收机定时同步采用前馈实现结构。图4.1为突发定时同步的前馈实现结构，主要由定时估计器（Timing estimator）、内插控制器（Interpolation controller）和插值滤波器（Interpolation filter）三部分组成。信号流程是：经过ADC采样和数字下变频后的基

带信号先通过匹配滤波器，再送入定时偏差估计模块估计定时偏差，然后利用估计出的定时偏差控制插值滤波模块内插出最佳抽样点，得到无定时偏差的抽样数据。

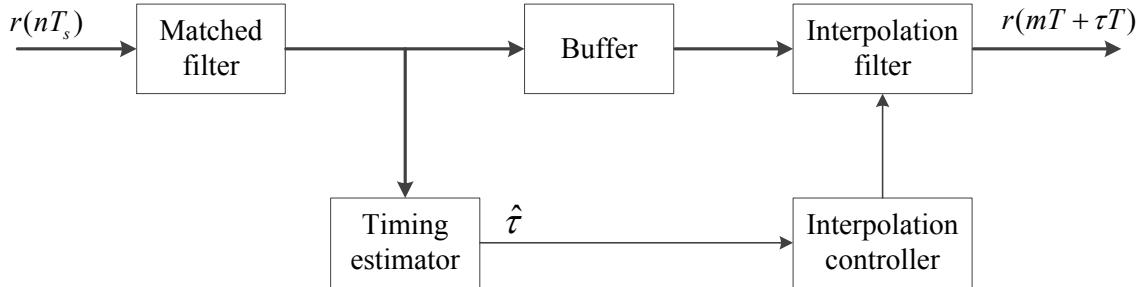


图 4.1: 突发定时同步的前馈实现结构

在突发通信系统中，通常在每个突发中插入一定长度的前导头（Preamble），用来实现信号能量检测、帧同步和同步参数的提取<sup>[123]</sup>。突发数据包结构如图4.2所示。每两个突发之间插入一定长度的保护间隔（Guard interval），每个突发包含两部分：前导头和有效信息。前导头又细分为同步头（Sync. header）和帧头<sup>[124]</sup>（FH: Frame Header）。同步头主要用于信号能量检测和同步参数提取，而帧头主要用于帧同步<sup>[125]</sup>（Frame synchronization）和身份确认（Identification）。对于定时偏差的估计，可以利用前导头进行DA估计，也可以利用整个突发进行NDA估计。从第二章2.4.2节分析可知，观测样本长度决定了估计精度和估计速度。利用整个突发进行NDA估计会导致同步时间过长，不适合突发信号的接收，而利用合适长度的前导头进行DA估计既能保证一定的估计精度又能保证较快的同步速度，是突发通信系统中常用的同步方法。

### 4.3 信号模型

在全数字信道化接收机中，假设采用中频采样方式，突发信号经过ADC采样后变成数字中频信号，再经过数字正交下变频变换至数字基带信号，然后在基带进行定时同步。假设载波频偏相对符号速率很小可以忽略，对于MPSK调制方式，不失一般性，数字基带信号的复包络模型可以表示为

$$r(nT_s) = \sqrt{P} \sum_{i=0}^{L-1} a_i g(nT_s - iT - \tau T) e^{j\phi} + v(nT_s) \quad (4.1)$$

其中， $P$ 为信号功率， $a_i$ 为MPSK调制符号 $\{e^{j2\pi m/M}; m = 0, 1, \dots, (M-1)\}$ ， $T$ 为符号周期， $T_s = T/Q$ 为采样周期， $Q$ 为每个符号的采样点数(也称为过采样因子)， $\tau$ 为

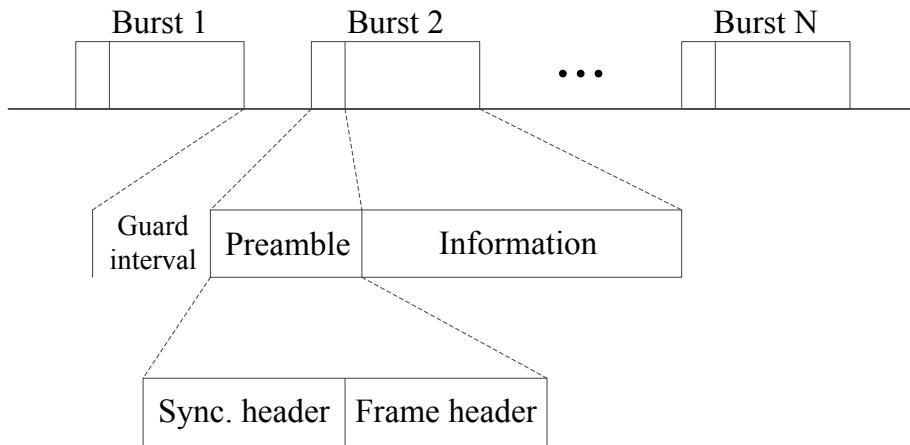


图 4.2: 突发数据包结构

经 $T$ 归一化后的定时偏差,  $\phi$ 为在区间 $[0, 2\pi)$ 内均匀分布的随机相位,  $L$ 为观测符号长度,  $g(t)$ 为发射端基带成形滤波器,  $v(nT_s)$ 为独立同分布的零均值复高斯白噪声序列, 噪声方差为 $\sigma_v^2$ 。

在本文中,  $g(t)$ 取平方根升余弦函数<sup>[106]</sup>, 表达式如下:

$$g(t) = 4\alpha \cdot \frac{\cos[(1 + \alpha)\pi t/T_s] + \frac{\sin[(1 - \alpha)\pi t/T_s]}{4\alpha t/T_s}}{\pi\sqrt{T_s}[1 - (4\alpha t/T_s)^2]} \quad (4.2)$$

其中,  $\alpha$ 为滚降系数或成形系数, 它决定了成形后信号的带宽。成形后基带信号占用带宽为

$$B = \frac{R_s}{2}(1 + \alpha) \quad (4.3)$$

其中,  $R_s = \frac{1}{T}$ 为符号速率。由式(4.3)可知, 当 $\alpha$ 越大, 占用带宽越大, 频谱利用率越低。因此, 在实际通信系统中, 一般选取较小的 $\alpha$ 来提高频谱利用率<sup>[126]</sup>。

#### 4.4 定时偏差的最大似然估计

从第二章2.4.1节可知, 最大似然估计是利用观测样本的似然函数取得最大值的准则来估计参数, 使得似然函数取得最大值的参数值就是该参数的最大似然估计。在被估参数先验信息未知的条件下, 最大似然估计的结果可以达到最优值。

式(4.1)中含有三个未知参数, 即调制符号 $a_i$ 、定时偏差 $\tau$ 和随机相位 $\phi$ , 那么在

给定 $\{a_i, \tau, \phi\}$ 时观测样本的条件概率密度函数为

$$\begin{aligned}
 & p(\mathbf{r}|a_i, \tau, \phi) \\
 &= \prod_{n=0}^{NL-1} p(r|a_i, \tau, \phi) \\
 &= \left[ \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_v} \exp \left\{ -\frac{\left| r(nT_s) - \sqrt{P} \sum_{i=0}^{L-1} a_i g(nT_s - iT - \tau T) e^{j\phi} \right|^2}{2\sigma_v^2} \right\} \right]^{NL} \\
 &= \left( \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_v} \right)^{NL} \exp \left\{ - \sum_{n=0}^{NL-1} \frac{\left| r(nT_s) - \sqrt{P} \sum_{i=0}^{L-1} a_i g(nT_s - iT - \tau T) e^{j\phi} \right|^2}{2\sigma_v^2} \right\}
 \end{aligned} \tag{4.4}$$

式(4.4)即为观测样本的似然函数。为了简化求似然函数的最大值，对似然函数取对数（不改变似然函数的单调性），得到观测样本的对数似然函数，其表达式为

$$\begin{aligned}
 \Lambda(\mathbf{r}|a_i, \tau, \phi) &= \ln p(\mathbf{r}|a_i, \tau, \phi) \\
 &= C_0 - \frac{1}{2\sigma_v^2} \sum_{n=0}^{NL-1} \left| r(nT_s) - \sqrt{P} \sum_{i=0}^{L-1} a_i g(nT_s - iT - \tau T) e^{j\phi} \right|^2 \\
 &= C_0 - \frac{1}{2\sigma_v^2} \sum_{n=0}^{NL-1} [|r(nT_s)|^2 - 2P \cdot Y(n, \tau) + P \cdot Z(n, \tau)]
 \end{aligned} \tag{4.5}$$

其中，

$$C_0 = -NL \ln \left( \sqrt{2\pi}\sigma_v \right) \tag{4.6}$$

$$Y(n, \tau) = \operatorname{Re} \left\{ e^{-j\phi} \sum_{i=0}^{L-1} a_i^* r(nT_s) g(nT_s - iT - \tau T) \right\} \tag{4.7}$$

$$Z(n, \tau) = P \sum_{i=0}^{L-1} \sum_{k=0}^{L-1} a_i a_k^* g(nT_s - iT - \tau T) g(nT_s - kT - \tau T) \tag{4.8}$$

以上表达式中， $C_0$ 是与被估参数无关的常数， $Z(n, \tau)$ 为自噪声，当观察区间 $NL \gg T$ 时， $Z(n, \tau)$ 对 $\tau$ 的取值不敏感，在此将其忽略。因此，忽略常数和自噪声后，对数似然函数可以简化为

$$\Lambda(\mathbf{r}|a_i, \tau, \phi) = \operatorname{Re} \left\{ e^{-j\phi} \sum_{i=0}^{L-1} a_i^* \sum_{n=0}^{NL-1} r(nT_s) g(nT_s - iT - \tau T) \right\} \tag{4.9}$$

进一步，将式(4.9)表示为

$$\begin{aligned}\Lambda(\mathbf{r}|a_i, \tau, \phi) &= \operatorname{Re} \left\{ e^{-j\phi} u(\tau) \right\} \\ &= \operatorname{Re} \left\{ |u(\tau)| e^{-j(\phi - \arg\{u(\tau)\})} \right\} \\ &= |u(\tau)| \cos [\phi - \arg\{u(\tau)\}]\end{aligned}\quad (4.10)$$

其中，

$$u(\tau) = \sum_{i=0}^{L-1} a_i^* \sum_{n=0}^{NL-1} r(nT_s) g(nT_s - iT - \tau T) \quad (4.11)$$

当调制符号  $a_i$  已知时，即进行DA估计，对式(4.10)求最大值即可得到定时偏差  $\tau$  的最大似然估计，其表达式为

$$\hat{\tau}_{MLE} = \underset{\tau}{\operatorname{argmax}} \{ |u(\tau)| \} = \underset{\tau}{\operatorname{argmax}} \left\{ \left| \sum_{i=0}^{L-1} a_i^* x_i(\tau) \right| \right\} \quad (4.12)$$

其中，

$$x_i(\tau) = \sum_{n=0}^{NL-1} r(nT_s) g(nT_s - iT - \tau T) \quad (4.13)$$

从式(4.12)可以看出，定时偏差  $\tau$  的最大似然估计需要对  $\tau$  进行穷举搜索使得对数似然函数取得最大值。图4.3为定时偏差  $\tau$  的最大似然估计结构。

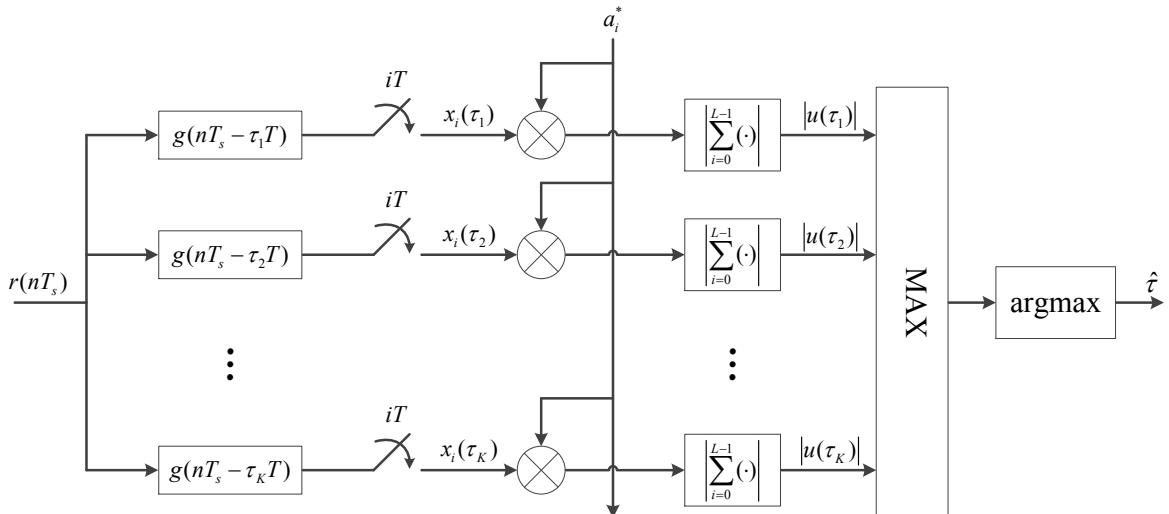


图 4.3: 定时偏差的最大似然估计结构

搜索步长 ( $\Delta\tau = \tau_2 - \tau_1$ ) 和每符号采样点数  $Q$  共同决定了定时偏差的估计精度， $\Delta\tau$  越小、 $Q$  越大都能提高估计精度，但会导致计算复杂度很高。因此，定时偏差  $\tau$  的最大似然估计是理论上的最优值，但由于计算复杂度过高使得在实际系统中很难直接应用，需要寻求低复杂度的次优算法。

## 4.5 基于帧头捕获的低复杂度前馈定时偏差估计算法 (TOE-FHA)

由4.2节可知,对于突发通信系统,每个突发都有一定长度的帧头来实现帧同步,且帧头一般采用具有尖锐自相关特性的序列,如伪随机噪声 (PN: Pseudo-Noise) 码<sup>[127]</sup>、巴克码<sup>[128]</sup>等。本节首先分析定时偏差引起的帧头捕获相关峰能量衰减特性,提出并推导了基于帧头捕获的低复杂度前馈定时偏差估计算法 (TOE-FHA),然后分析了该算法的计算复杂度,同时给出了能量检测、帧同步和定时同步的一体化实现结构,最后仿真分析了TOE-FHA算法的估计性能并与传统估计算法进行比较。

### 4.5.1 能量衰减特性

假设帧头采用长度为 $L$ 的PN码,那么式(4.11)实际就是接收信号与PN码的相关值,式(4.12)表明寻找最大幅度的相关值(相关峰)对应的定时偏差 $\tau$ 即为定时偏差的最大似然估计。对相关峰的搜索过程其实就是对帧头的捕获。当给定定时偏差的试验值 $k$ ,相关能量可以表示为

$$\begin{aligned} Y(k) &= |u(k)|^2 \\ &= \left| \sum_{i=0}^{L-1} a_i^* \sum_n r(nT_s) g(nT_s - iT - kT) \right|^2 \\ &= \left| \sum_{i=0}^{L-1} a_i^* \sum_n r(nT_s + kT) g(nT_s - iT) \right|^2 \end{aligned} \quad (4.14)$$

为了推导的简便,不失一般性,我们假设 $P = 1$ ,且先不考虑噪声的影响,将式(4.1)代入式(4.14),可得存在定时偏差 $\tau$ 时帧头捕获的相关能量为

$$\begin{aligned} Y(k, \tau) &= \left| \sum_{i=0}^{L-1} a_i^* \sum_n e^{j\phi} \sum_{j=0}^{L-1} a_j g(nT_s - jT - \tau T + kT) g(nT_s - iT) \right|^2 \\ &= \left| \sum_{i=0}^{L-1} \sum_{j=0}^{L-1} a_i^* a_j h[(j - i + \tau - k)T] e^{j\phi} \right|^2 \\ &= L^2 h^2 [(\tau - k)T] \end{aligned} \quad (4.15)$$

其中,  $h(t) = g(t) \otimes g(-t)$ 为升余弦滚降脉冲,它满足奈奎斯特第一准则,从而实现无码间串扰传输。给定滚降系数 $\alpha$ ,升余弦滚降脉冲的时域表达式为<sup>[106]</sup>

$$h(t) = \frac{\sin(\pi t/T) \cos(\alpha\pi t/T)}{(\pi t/T) [1 - 4(\alpha t/T)^2]} \quad (4.16)$$

其相应的传递函数为

$$H(\omega) = \begin{cases} T, & 0 \leq |\omega| < \frac{(1-\alpha)\pi}{T} \\ \frac{T}{2} \left[ 1 + \sin \frac{T}{2\alpha} \left( \frac{\pi}{T} - \omega \right) \right], & \frac{(1-\alpha)\pi}{T} \leq |\omega| < \frac{(1+\alpha)\pi}{T} \\ 0, & |\omega| \geq \frac{(1+\alpha)\pi}{T} \end{cases} \quad (4.17)$$

将定时偏差 $\tau$ 分解为 $\tau = p + \delta$ , 其中,  $p$ 为整数, 表示整数倍符号偏差, 它是由于信道时延引起的偏差,  $\delta$ 为小数且 $\delta \in [-1, 0)$ , 表示小数倍符号偏差, 它是由于接收机异步采样引起的偏差。

不考虑噪声的影响, 以符号宽度为间隔 ( $Q = 1$ ) 搜索定时偏差, 当无采样偏差时 ( $\delta = 0$ ), 采样判决是在最佳时刻进行, 在帧头PN码同步的前提下 ( $k = p$ ), 捕获的相关能量如图4.4(a)所示, 此时有且仅有一个相关峰, 且相关峰能量没有衰减。当存在采样偏差时 ( $\delta \neq 0$ ), 采样判决并非在最佳时刻进行, 此时帧头捕获的相关能量如图4.4(b)所示, 可以看出, 在主瓣内, 由于采样偏差引起了帧头捕获相关峰能量出现扩散并衰减。在全数字信道化接收机中, 由异步采样引起的采样偏差 $\delta$ 在区间 $[-1, 0)$ 上服从均匀分布, 因此图4.4(b)是实际中常见的情形。

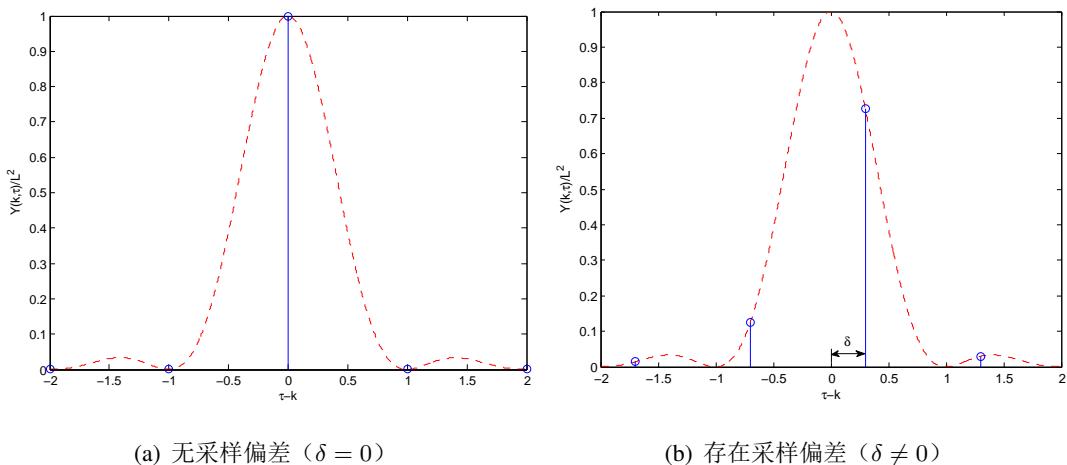


图 4.4: 帧头捕获相关能量 ( $Q = 1$ )

### 4.5.2 TOE-FHA算法推导

从4.5.1节分析可知, 图4.4(b)可以看作是存在采样偏差条件下的PN码捕获, 可以采用基于相邻检测单元检测的串行捕获算法<sup>[129-131]</sup>, 帧头PN码捕获成功意味着帧同步, 此时也获得了定时偏差中的整数倍符号偏差 ( $k = p$ )。

假设以半个符号宽度为间隔 ( $Q = 2$ ) 搜索定时偏差, 当存在采样偏差时 ( $\delta \neq 0$ ), 在帧头PN码同步的前提下 ( $k = p$ ), 帧头捕获的相关能量如图4.5所示。从图中可以看到, 在主瓣内出现了4个不同大小的相关峰, 且主要能量集中在中间两个相关峰上。

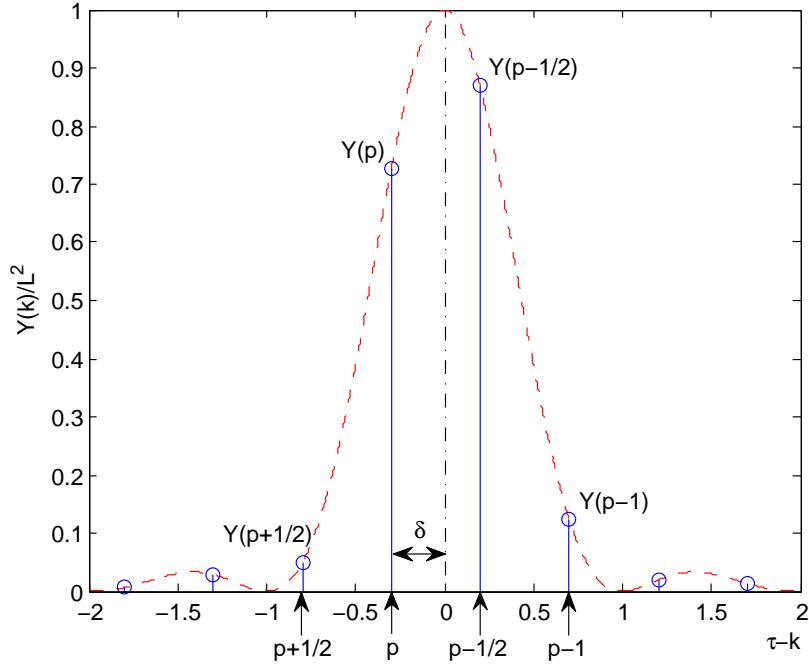


图 4.5: 存在采样偏差的帧头捕获相关能量 ( $Q = 2$ )

先考虑  $\delta \in [-\frac{1}{2}, 0]$ , 如图4.5所示, 当PN码捕获成功 ( $k = p$ ), 此时理想相关峰处在两个较大相关峰  $Y(p)$  和  $Y(p - \frac{1}{2})$  之间。因此, 可以将定时偏差表示为

$$\tau = \tau_0 + \delta_\Delta \quad (4.18)$$

其中,  $\tau_0 = (p - \frac{1}{4})$ ,  $\delta_\Delta = \delta + \frac{1}{4}$ 。

由于  $\delta_\Delta \in [-\frac{1}{4}, \frac{1}{4}]$  比较小, 式(4.15)可以在  $\tau = \tau_0$  处进行一阶泰勒展开得到相关能量  $Y(k)$  的近似:

$$\begin{aligned} Y(k, \delta_\Delta) &\approx Y(k, \tau)|_{\tau=\tau_0} + \delta_\Delta \cdot \left. \frac{\partial Y(k, \tau)}{\partial \tau} \right|_{\tau=\tau_0} \\ &= L^2 h^2(\tau - k)|_{\tau=\tau_0} + \delta_\Delta L^2 \left. \frac{\partial h^2(\tau - k)}{\partial \tau} \right|_{\tau=\tau_0} \\ &= L^2 E_k + \delta_\Delta L^2 F_k \end{aligned} \quad (4.19)$$

其中,

$$E_k = h^2(\tau - k) \Big|_{\tau=\tau_0} = \frac{\sin^2 [\pi (\tau_0 - k)] \cos^2 [\alpha \pi (\tau_0 - k)]}{[\pi (\tau_0 - k)]^2 \{1 - 4[\alpha (\tau_0 - k)]^2\}^2} \quad (4.20)$$

$$\begin{aligned} F_k &= \left. \frac{\partial h^2(\tau - k)}{\partial \tau} \right|_{\tau=\tau_0} \\ &= \frac{\sin [2\pi (\tau_0 - k)] \cos^2 [\alpha \pi (\tau_0 - k)]}{\pi (\tau_0 - k)^2 [1 - 4\alpha^2 (\tau_0 - k)^2]^2} - \frac{\alpha \sin^2 [\pi (\tau_0 - k)] \sin [2\alpha \pi (\tau_0 - k)]}{\pi (\tau_0 - k)^2 [1 - 4\alpha^2 (\tau_0 - k)^2]^2} \\ &\quad - \frac{2\sin^2 [\pi (\tau_0 - k)] \cos^2 [\alpha \pi (\tau_0 - k)]}{\pi^2 (\tau_0 - k)^3 [1 - 4\alpha^2 (\tau_0 - k)^2]^2} + \frac{16\alpha^2 \sin^2 [\pi (\tau_0 - k)] \cos^2 [\alpha \pi (\tau_0 - k)]}{\pi^2 (\tau_0 - k) [1 - 4\alpha^2 (\tau_0 - k)^2]^3} \end{aligned} \quad (4.21)$$

因此, 小数倍符号偏差可以通过最小化泰勒近似平方误差得到, 其泰勒近似平方误差为

$$J = \sum_{k=-\infty}^{\infty} [Y(k) - Y(k, \delta_{\Delta})]^2 \quad (4.22)$$

由于帧头捕获相关能量主要集中在主瓣内的最大和次大相关峰上 (在图4.5中为 $Y(p)$ 和 $Y(p - \frac{1}{2})$ ), 因此, 只需对式(4.22)中的 $k = p$ 和 $k = (p - \frac{1}{2})$ 这两项之和进行最小化即可得到小数倍符号偏差的估计。对式(4.22)求导并令导数为0, 得到 $\delta_{\Delta}$ 的估计值为

$$\begin{aligned} \hat{\delta}_{\Delta} &= \frac{E_p + E_{p-1/2}}{F_p + F_{p-1/2}} \cdot \frac{Y_p F_p + Y_{p-1/2} F_{p-1/2}}{Y_p E_p + Y_{p-1/2} E_{p-1/2}} \\ &= \eta \left( \frac{Y_p - Y_{p-1/2}}{Y_p + Y_{p-1/2}} \right) \end{aligned} \quad (4.23)$$

其中 $Y_k = Y(k)$ , 最佳权值 $\eta$ 为

$$\eta = \frac{1}{\frac{\alpha \pi \sin(\alpha \pi / 2)}{\cos^2(\alpha \pi / 4)} - \frac{4\alpha^2}{(1 - \alpha^2 / 4)} + 8 - 2\pi} \quad (4.24)$$

从式(4.24)可以看出, 最佳权值 $\eta$ 只与滚降系数 $\alpha$ 有关, 其值可以预先计算。

因此, 当 $\delta \in [-\frac{1}{2}, 0)$ 时, 小数倍符号偏差 $\delta$ 的估计值为

$$\hat{\delta} = \eta \left( \frac{Y_p - Y_{p-1/2}}{Y_p + Y_{p-1/2}} \right) - \frac{1}{4} \quad (4.25)$$

同理, 当 $\delta \in [-1, -\frac{1}{2})$ 时, 通过相似的推导可得小数倍符号偏差 $\delta$ 的估计值为

$$\hat{\delta} = \eta \left( \frac{Y_{p-1/2} - Y_{p-1}}{Y_{p-1/2} + Y_{p-1}} \right) - \frac{3}{4} \quad (4.26)$$

综上所述，本文算法先通过帧头捕获成功得到整数倍符号偏差 $p$ ，然后利用最大和次大相关峰能量内插得到小数倍符号偏差 $\hat{\delta}$ ，最终得到定时偏差的计算公式为

$$\hat{\tau} = p + \hat{\delta} \quad (4.27)$$

其中，

$$\hat{\delta} = \begin{cases} \eta \left( \frac{Y_p - Y_{p-1/2}}{Y_p + Y_{p-1/2}} \right) - \frac{1}{4}, & Y_p \geq Y_{p-1} \\ \eta \left( \frac{Y_{p-1/2} - Y_{p-1}}{Y_{p-1/2} + Y_{p-1}} \right) - \frac{3}{4}, & Y_p < Y_{p-1} \end{cases} \quad (4.28)$$

从式(4.28)可以看出，当帧头捕获成功后，只需要比较 $Y_p$ 和 $Y_{p-1}$ 的大小选择相应的计算公式即可得到小数倍符号偏差 $\delta$ 的估计。

### 4.5.3 实现流程与结构

图4.6给出了TOE-FHA算法的流程图。

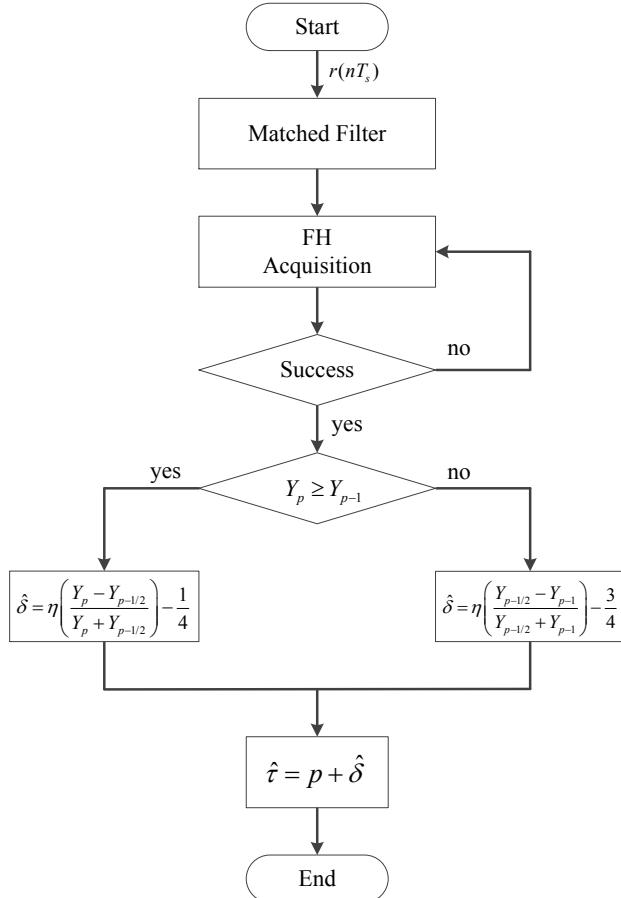


图 4.6: TOE-FHA 算法流程图

由图4.6可见，以两倍符号速率 ( $Q = 2$ ) 的数字基带信号首先经过匹配滤波器（与发射端基带成形滤波器对应，在本文中，为平方根升余弦函数），然后送入帧头捕获模块进行帧头捕获，捕获成功后得到整数倍符号偏差  $p$ ，最后根据捕获相关峰  $Y_p$  和  $Y_{p-1}$  的大小选择相应的公式计算小数倍符号偏差  $\hat{\delta}$ ，进而得到定时偏差  $\hat{\tau}$ 。

从TOE-FHA算法的流程图可以看出，帧头捕获过程实际上同时实现了能量检测（Energy detection）和帧同步两个功能，且捕获成功后利用TOE-FHA算法得到定时偏差，再进行内插滤波实现定时同步。图4.7给出了能量检测、帧同步和定时同步的一体化实现结构（E-F-T）。图中，以两倍符号速率的数字基带信号经过匹配滤波器后分为上中下三个支路：在上支路中，两倍符号速率的数据流进入缓存区缓存，再送入内插滤波模块获取最佳采样点，输出定时同步的符号流数据；在中间支路中，先以符号速率重采样，再与已知的帧头PN码进行相关捕获，捕获成功即实现了能量检测和帧同步，然后进入定时估计模块估计定时偏差，再将定时偏差送入内插控制模块控制内插滤波；在下支路中，先延时一个采样周期后以符号速率重采样，再与已知的帧头PN码进行相关并计算出相关能量，送给定时估计模块进行定时偏差计算。

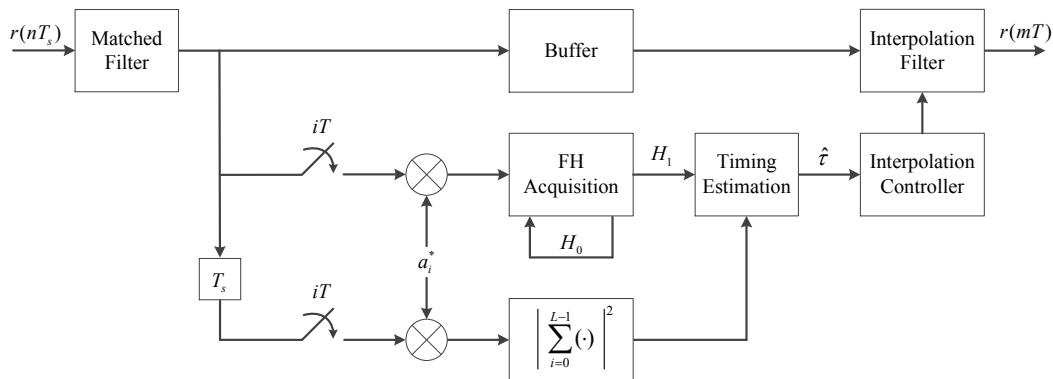


图 4.7: E-F-T一体化实现结构

在传统全数字接收机中，经过匹配滤波器后的数字基带信号先进行能量检测，确定信号的有无，若有信号到来，再进行定时估计并通过内插滤波得到定时同步的符号流，最后与已知的帧头进行相关捕获实现帧同步，传统全数字接收机的E-T-F（Energy detection - Timing synchronization - Frame synchronization）结构如图4.8所示。

从图4.8可以看出，E-T-F结构中的能量检测和定时同步是在帧同步之前完成，所以不能利用帧头符号进行能量检测和定时同步。在传统全数字接收机中，一般利用同步头进行能量检测和定时同步。由于无法知道同步头的起始位置，因此定时估计只能在无数据辅助（NDA）条件下进行。常用的NDA定时估计算法有

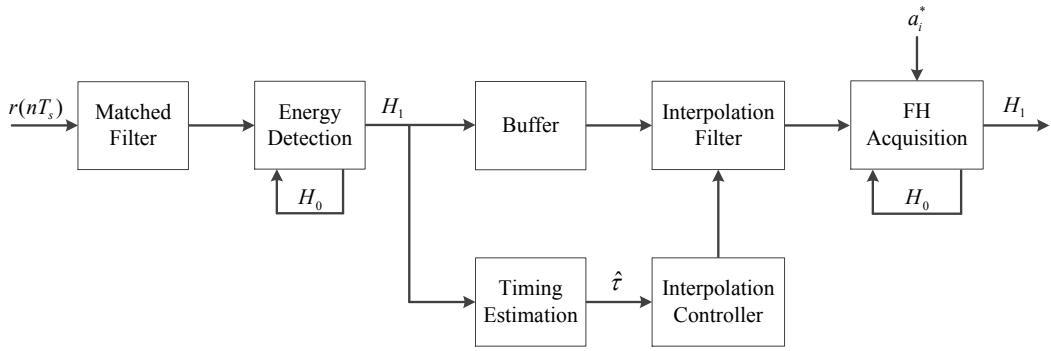


图 4.8: 传统全数字接收机的E-T-F结构

Square-Law Nonlinear (SLN)<sup>[72]</sup>:

$$\hat{\tau} = -\frac{T}{2\pi} \arg \left\{ \sum_{n=0}^{NL-1} |x(nT_s)|^2 e^{-j\frac{2\pi n}{N}} \right\} \quad (4.29)$$

Absolute-Value Nonlinear (AVN)<sup>[73]</sup>:

$$\hat{\tau} = -\frac{T}{2\pi} \arg \left\{ \sum_{n=0}^{NL-1} |x(nT_s)| e^{-j\frac{2\pi n}{N}} \right\} \quad (4.30)$$

Log Nonlinear (LOGN)<sup>[74]</sup>:

$$\hat{\tau} = -\frac{T}{2\pi} \arg \left\{ \sum_{n=0}^{NL-1} F[x(nT_s)] e^{-j\frac{2\pi n}{N}} \right\} \quad (4.31)$$

$$F(z) = \ln \left[ 1 + |z|^2 \left( \frac{E_s}{N_0} \right)^2 \right] \quad (4.32)$$

其中， $x(nT_s) = r(nT_s) \otimes g(-nT_s)$ ， $Q = T/T_s$  代表过采样比，在以上NDA定时估计算法中，一般要求  $Q \geq 4$ ，即每符号至少采样4个点。

相比于传统E-T-F结构，本节提出的E-F-T一体化实现结构只需利用帧头即可完成能量检测、帧同步和定时同步，不需要额外的同步头。而且，E-F-T结构的输入基带信号采样率仅为符号速率的两倍，而传统E-T-F结构的输入基带信号采样率至少为符号速率的四倍。因此，E-F-T一体化实现结构相对于传统结构不仅提高了频谱利用率而且降低了基带数字信号处理的运算量。

#### 4.5.4 计算复杂度分析

从4.5.2节的推导可知，TOE-FHA算法主要分为两个步骤：粗估计（利用帧头捕获来估计整数倍符号偏差 $p$ ）和精估计（利用内插计算来估计小数倍符号偏差 $\delta$ ）。

假设真实的定时偏差为 $\tilde{\tau}$ , 由于TOE-FHA算法的输入信号为每符号两个采样点 ( $Q = 2$ ), 所以粗估计需要 $\left\lfloor \frac{\tilde{\tau}}{1/2} \right\rfloor$ ( $\lfloor \cdot \rfloor$ 代表向下取整运算)次捕获, 且每次捕获需要 $2L^2$ 次复数乘法运算和 $2L^2$ 次复数加法运算。而精估计只需要简单的运算, 相对于粗估计来说可以忽略不计。因此, TOE-FHA算法的运算量为 $2 \lfloor 2\tilde{\tau} \rfloor L^2$ 次复数乘法运算和 $2 \lfloor 2\tilde{\tau} \rfloor L^2$ 次复数加法运算。

传统ML估计算法需要对定时偏差进行穷举搜索, 其输入信号要求每个符号多个采样点 ( $Q \gg 1$ ), 因此传统ML估计算法需要 $\left\lfloor \frac{\tilde{\tau}}{1/Q} \right\rfloor$ 次搜索, 且每次搜索需要 $QL^2$ 次复数乘法运算和 $QL^2$ 次复数加法运算。所以, 传统ML估计算法的运算量为 $Q \lfloor Q\tilde{\tau} \rfloor L^2$ 次复数乘法运算和 $Q \lfloor Q\tilde{\tau} \rfloor L^2$ 次复数加法运算。需要指出的是, 为了保证估计精度, 一般要求每个符号至少采样32个点( $Q \geq 32$ )<sup>[64]</sup>。

表 4.1: TOE-FHA 算法与传统ML估计算法的复杂度比较

Methods	Complex multiplications	Complex additions
TOE-FHA	$2 \lfloor 2\tilde{\tau} \rfloor L^2$	$2 \lfloor 2\tilde{\tau} \rfloor L^2$
Conventional ML	$Q \lfloor Q\tilde{\tau} \rfloor L^2$	$Q \lfloor Q\tilde{\tau} \rfloor L^2$
Conventional ML ( $Q = 2$ )	$2 \lfloor 2\tilde{\tau} \rfloor L^2$	$2 \lfloor 2\tilde{\tau} \rfloor L^2$
Conventional ML ( $Q = 8$ )	$8 \lfloor 8\tilde{\tau} \rfloor L^2$	$8 \lfloor 8\tilde{\tau} \rfloor L^2$
Conventional ML ( $Q = 32$ )	$32 \lfloor 32\tilde{\tau} \rfloor L^2$	$32 \lfloor 32\tilde{\tau} \rfloor L^2$

TOE-FHA算法与传统ML估计算法的复杂度比较如表4.1所示。不失一般性, 同时给出了传统ML估计算法中 $Q = 2$ 、 $Q = 8$ 和 $Q = 32$ 对应的的复杂度。从表4.1可以看出, TOE-FHA算法的复杂度只与 $\tilde{\tau}$  和 $L$ 有关, 而传统ML估计算法的复杂度不仅与 $\tilde{\tau}$ 、 $L$ 有关, 还与 $Q$ 有关, 且与 $Q^2$ 基本成正比。当 $Q = 2$ 时, TOE-FHA算法的复杂度与传统ML估计算法基本相等; 当 $Q = 8$ 时, TOE-FHA算法的复杂度近似为传统ML估计算法的 $1/16$ ; 当 $Q = 32$ 时, TOE-FHA算法的复杂度近似为传统ML估计算法的 $1/256$ 。为了保证足够的估计精度, 传统ML 估计算法中一般 $Q$ 取32 ( $Q = 32$ 的性能可参见4.5.5节)。因此, TOE-FHA算法的复杂度远小于传统ML估计算法 ( $Q = 32$ ), 是一种低复杂度的定时偏差估计算法。

### 4.5.5 性能仿真与验证

本节通过仿真实验分析验证TOE-FHA算法的性能并与传统ML估计算法<sup>[65]</sup>、SLN算法<sup>[72]</sup>、AVN算法<sup>[73]</sup>进行比较。系统仿真参数如表4.2所示。

表 4.2: 系统仿真参数

调制方式	QPSK
符号速率	1MHz
成形函数	平方根升余弦
信道模型	AWGN
帧头类型	m序列
帧头长度	15,31,63

蒙特卡罗仿真次数为 $N = 10^5$ ，估计性能采用归一化均方误差（NMSE: Normalized Mean Square Error）表示，其表达式为

$$\text{NMSE}(\hat{\tau}) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (\hat{\tau} - \tau)^2 \quad (4.33)$$

在性能仿真结果中，同时给出了定时偏差的MCRB下界，其表达式为<sup>[117]</sup>

$$\text{MCRB}(\tau) = \left\{ 2L \left( \frac{E_s}{N_0} \right) \left[ \alpha^2 (\pi^2 - 8) + \frac{\pi^2}{3} \right] \right\}^{-1} \quad (4.34)$$

其中， $E_s$ 代表每个符号的能量， $E_s/N_0$ 代表信噪比SNR。

从4.5.2节的推导过程可知，从最大似然估计准则出发到最终获得低复杂度的定时偏差估计过程中经过了一些近似处理：对相关能量进行泰勒一阶近似；仅利用两个相关峰进行最小平方误差估计。这些近似处理会对估计结果带来估计偏差，使得估计结果不再是无偏估计。图4.9给出了无噪声条件下，当帧头长度 $L = 63$ 、成形系数 $\alpha = 0.3$ 时TOE-FHA算法的估计偏差与实际定时偏差之间的关系曲线。图中只画出了一个符号周期内的小数倍符号偏差，其它符号周期与此类似。从图中可以看出，TOE-FHA算法的估计结果是有偏估计，其最大归一化估计偏差 $< 4 \times 10^{-3}$ ，估计方差 $< 1.6 \times 10^{-5}$ 。事实上，在低信噪比条件下该估计偏差远远小于高斯白噪声引起的噪声误差（如图4.10所示），它给接收机带来的性能损失基本可以忽略不计。

图4.10给出了 $\text{SNR} = 5\text{dB}$ 条件下，当帧头长度 $L = 63$ 、成形系数 $\alpha = 0.3$ 时TOE-FHA算法的估计方差与实际定时偏差之间的关系曲线。由图可见，TOE-FHA算

法的估计方差在任意小数倍符号偏差条件下都非常接近MCRB下界，其方差值约为 $7.5 \times 10^{-4}$ ，远远大于近似处理带来的估计方差。

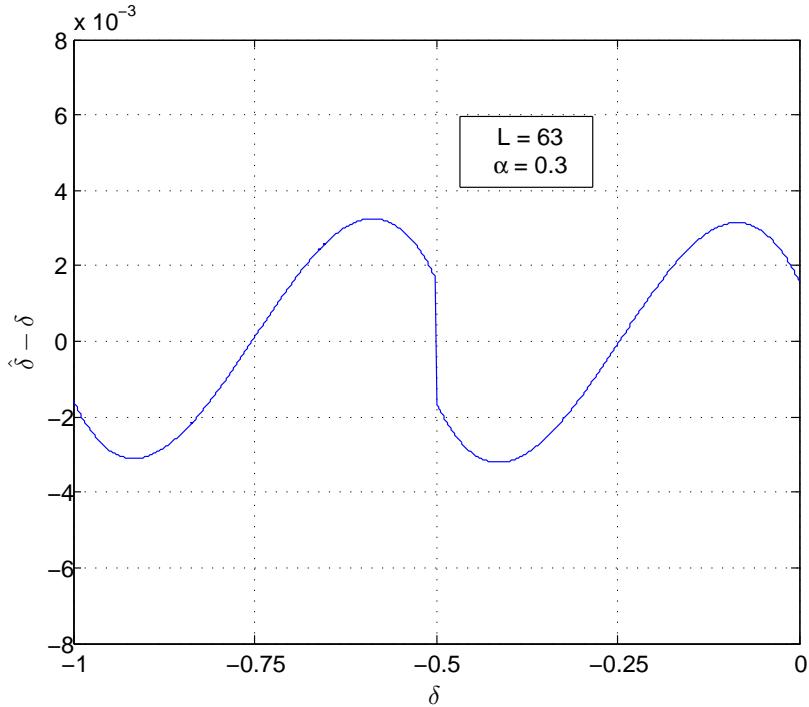


图 4.9: 无噪声条件下TOE-FHA算法的估计偏差与实际定时偏差的关系

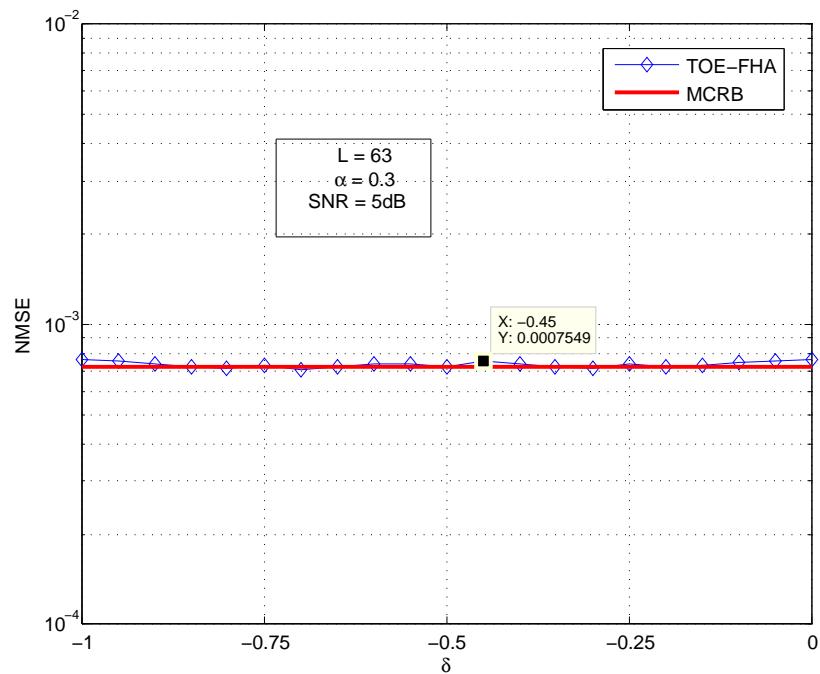


图 4.10: 低信噪比条件下TOE-FHA算法的估计方差与实际定时偏差的关系

图4.11给出了帧头长度 $L = 15$ 、 $L = 31$ 和 $L = 63$ 条件下，当成形系数 $\alpha = 0.3$ 时TOE-FHA算法的估计方差与信噪比的关系曲线。从图中可以看出，在信噪比一定的条件下，帧头长度 $L$ 越长，对应的估计方差越小。在帧头长度一定的条件下，估计方差随着信噪比的增加而变小，但信噪比达到一定值时估计方差趋于某一定值（即估计方差曲线出现平层），且帧头长度 $L = 15$ 、 $L = 31$ 和 $L = 63$ 的估计方差曲线开始出现平层时对应的平层信噪比分别为10dB、15dB 和20dB。这是由于在高信噪比时，高斯白噪声引起的噪声误差小于估计偏差，此时估计偏差占估计误差的主要成分，所以随着信噪比的进一步增加，估计方差基本不变；而在低信噪比时，高斯白噪声引起的噪声误差大于估计偏差，此时噪声误差占估计误差的主要成分，估计偏差可以忽略不计，且从图中可以看到不同帧头长度的估计方差曲线在低于平层信噪比时都非常接近MCRB下界。在实际系统中，可以根据给定的最小估计方差和解调信噪比来选择相应的帧头长度。

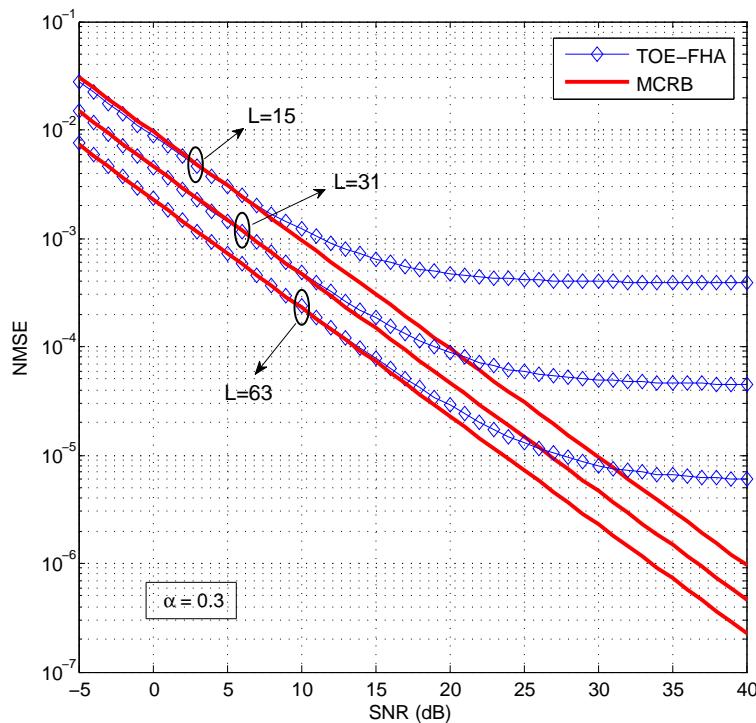


图 4.11: 不同帧头长度条件下TOE-FHA算法的估计方差与信噪比的关系

图4.12给出了帧头长度 $L = 63$ 、成形系数 $\alpha = 0.3$ 条件下，各种定时偏差估计算法的估计方差与信噪比的关系曲线。由图可见，两种常用的NDA定时偏差估计算法（SLN、AVN）由于平方等非线性处理导致性能下降，尤其在低信噪比条件下性能严重恶化。而对基于DA的传统ML估计算法，在过采样因子 $Q$ 一定的条件下，其

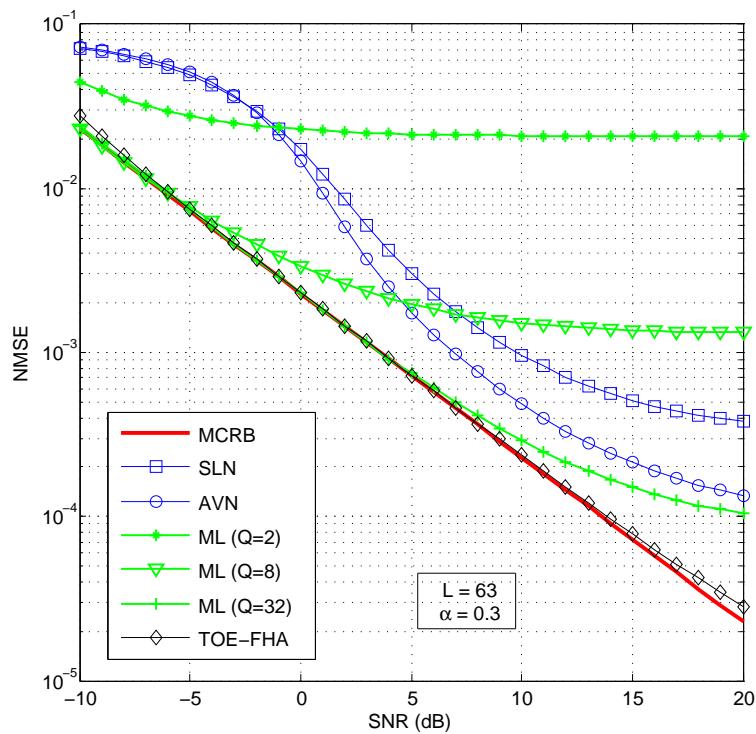


图 4.12: 各种定时偏差估计算法的估计方差与信噪比的关系

估计方差随着信噪比的增加而变小，但信噪比达到一定值时估计方差趋于某一定值（即估计方差曲线出现平层），这是由于搜索步长导致估计偏差在高信噪比条件下为定值；当 $Q$ 较小时（如 $Q = 2$ 、 $Q = 8$ ），估计方差很大，在信噪比较高时性能低于SLN 和AVN 算法；当 $Q$  较大时（如 $Q = 32$ ），估计性能优于SLN 和AVN算法，且估计方差在 $\text{SNR} < 10\text{dB}$ 时非常接近MCRB下界，其估计精度能够满足实际系统的需求。图中TOE-FHA算法的估计方差在给定信噪比范围内均接近MCRB下界，且估计性能在 $\text{SNR} > 5\text{dB}$ 时优于传统ML估计算法（ $Q = 32$ ）。

表4.3给出了 $\text{SNR} = -5\text{dB}$ 、 $\text{SNR} = 5\text{dB}$ 和 $\text{SNR} = 15\text{dB}$ 时各种定时偏差估计算法的估计方差值。在 $\text{SNR} = -5\text{dB}$ 时，SLN、AVN以及 $\text{ML}(Q = 2)$ 算法性能相近，但与MCRB相差一个数量级，而 $\text{ML}(Q = 8)$ 、 $\text{ML}(Q = 32)$ 以及TOE-FHA算法的估计方差都非常接近MCRB下界；在 $\text{SNR} = 5\text{dB}$ 时， $\text{ML}(Q = 2)$ 性能最差，SLN、AVN 以及 $\text{ML}(Q = 8)$ 算法性能相近，但与MCRB相差一个数量级，而 $\text{ML}(Q = 32)$ 以及TOE-FHA 算法的估计方差非常接近MCRB下界；在 $\text{SNR} = 15\text{dB}$ 时， $\text{ML}(Q = 2)$ 和 $\text{ML}(Q = 8)$ 性能都较差，SLN、AVN以及 $\text{ML}(Q = 32)$ 算法性能相近，但与MCRB相差一个数量级，而TOE-FHA算法的估计方差与MCRB下界非

常接近。因此，TOE-FHA 算法在给定信噪比范围内能够保持与MCRB一致的线性度，且以较低的复杂度达到与传统ML估计算法 ( $Q = 32$ ) 相近的性能。

表 4.3: 不同信噪比条件下各种定时偏差估计算法的估计方差值

Methods	NMSE (SNR = -5dB)	NMSE (SNR = 5dB)	NMSE (SNR = 15dB)
SLN	$5.132 \times 10^{-2}$	$3.022 \times 10^{-3}$	$5.117 \times 10^{-4}$
AVN	$4.954 \times 10^{-2}$	$1.733 \times 10^{-3}$	$2.127 \times 10^{-4}$
ML ( $Q = 2$ )	$2.761 \times 10^{-2}$	$2.142 \times 10^{-2}$	$2.091 \times 10^{-2}$
ML ( $Q = 8$ )	$7.699 \times 10^{-3}$	$1.975 \times 10^{-3}$	$1.373 \times 10^{-3}$
ML ( $Q = 32$ )	$7.416 \times 10^{-3}$	$7.429 \times 10^{-4}$	$1.507 \times 10^{-4}$
TOE-FHA	$7.506 \times 10^{-3}$	$7.271 \times 10^{-4}$	$7.808 \times 10^{-5}$
MCRB	$7.258 \times 10^{-3}$	$7.258 \times 10^{-4}$	$7.258 \times 10^{-5}$

图4.13给出了帧头长度  $L = 63$ 、信噪比  $\text{SNR} = 5\text{dB}$  条件下，各种定时偏差估计算法的估计方差与成形系数的关系曲线。从图中可以看出，两种常用的NDA定时偏差估计算法（SLN、AVN）在大成形系数条件下性能较好，而在小成形系数条件下性能严重恶化，因此，NDA定时偏差估计算法不适合于频谱利用率要求高的场合。对于基于DA的传统ML估计算法基本不受成形系数的影响，但估计方差受过采样因子  $Q$  的影响较大：当  $Q$  较小时（如  $Q = 2$ 、 $Q = 8$ ），其性能曲线离MCRB下界有较大差距；当  $Q$  较大时（如  $Q = 32$ ），其性能曲线与MCRB下界非常接近。本章提出的TOE-FHA算法在任意成形系数下估计方差都很接近MCRB下界，与传统ML估计算法 ( $Q = 32$ ) 性能相当，表现出了对成形系数的良好鲁棒性。

表4.4给出了  $\alpha = 0.1$ 、 $\alpha = 0.3$ 、 $\alpha = 0.5$  和  $\alpha = 0.9$  时各种定时偏差估计算法的估计方差值。由表可见，小成形系数条件下（如  $\alpha = 0.1$ 、 $\alpha = 0.3$ 、 $\alpha = 0.5$ ），系统的频谱利用率较高，但SLN、AVN、ML( $Q = 2$ )以及ML( $Q = 8$ )算法的估计方差与MCRB下界存在较大差距，而ML( $Q = 32$ )与TOE-FHA算法性能与MCRB下界非常接近；大成形系数条件下（如  $\alpha = 0.9$ ），系统的频谱利用率较低，此时ML( $Q = 2$ )和ML( $Q = 8$ )算法的估计方差与MCRB下界存在较大差距，而SLN、AVN、ML( $Q = 32$ )以及TOE-FHA算法性能相当，且接近MCRB下界。因此，SLN和AVN算法非常适

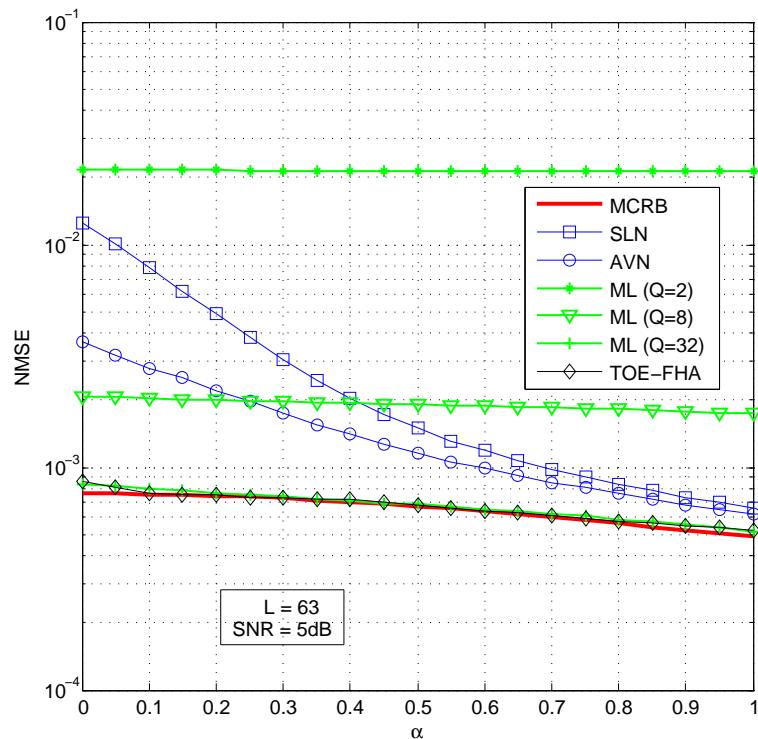


图 4.13: 各种定时偏差估计算法的估计方差与成形系数的关系

表 4.4: 不同成形系数条件下各种定时偏差估计算法的估计方差值

Methods	NMSE ( $\alpha = 0.1$ )	NMSE ( $\alpha = 0.3$ )	NMSE ( $\alpha = 0.5$ )	NMSE ( $\alpha = 0.9$ )
SLN	$7.859 \times 10^{-3}$	$3.038 \times 10^{-3}$	$1.494 \times 10^{-3}$	$5.117 \times 10^{-4}$
AVN	$2.793 \times 10^{-3}$	$1.763 \times 10^{-3}$	$1.169 \times 10^{-3}$	$5.117 \times 10^{-4}$
ML ( $Q = 2$ )	$2.168 \times 10^{-2}$	$2.151 \times 10^{-2}$	$2.137 \times 10^{-2}$	$2.138 \times 10^{-2}$
ML ( $Q = 8$ )	$2.045 \times 10^{-3}$	$1.989 \times 10^{-3}$	$1.923 \times 10^{-3}$	$1.772 \times 10^{-3}$
ML ( $Q = 32$ )	$8.016 \times 10^{-4}$	$7.376 \times 10^{-4}$	$6.816 \times 10^{-4}$	$5.507 \times 10^{-4}$
TOE-FHA	$7.681 \times 10^{-4}$	$7.291 \times 10^{-4}$	$6.724 \times 10^{-4}$	$5.446 \times 10^{-4}$
MCRB	$7.586 \times 10^{-4}$	$7.258 \times 10^{-4}$	$6.682 \times 10^{-4}$	$5.224 \times 10^{-4}$

合大成形系数の場合，而ML( $Q = 32$ )和TOE-FHA算法适合于任意成形系数の場合。

从4.3节信号模型可知，在TOE-FHA算法推导的过程中假设载波频偏很小忽略不计，而在实际系统中，由于收发双方晶振频漂或多普勒效应等会引起载波频偏，因

此，需要考虑载波频偏对TOE-FHA算法的性能影响。图4.14给出了在不同载波频偏条件下，当帧头长度 $L = 63$ 、成形系数 $\alpha = 0.3$ 时TOE-FHA算法的估计方差与信噪比的关系曲线。由图可见，载波频偏会导致TOE-FHA算法估计性能的下降，且载波频偏越大，估计性能越差。当 $|f_d| = \frac{1}{8L} \cdot \frac{1}{T}$ （即载波频偏为符号速率的 $\frac{1}{8L}$ ）时，估计性能损失很小，可以忽略不计；当 $|f_d| = \frac{1}{4L} \cdot \frac{1}{T}$ 、 $|f_d| = \frac{3}{8L} \cdot \frac{1}{T}$ 和 $|f_d| = \frac{1}{2L} \cdot \frac{1}{T}$ 时，估计性能损失分别约为1dB、2dB和4dB。综合图4.12和图4.14来看，当 $|f_d| \leq \frac{1}{2L} \cdot \frac{1}{T}$ 时，TOE-FHA算法的估计性能仍然优于NDA定时偏差估计算法（SLN、AVN）。若实际系统中载波频偏过大（ $|f_d| > \frac{1}{2L} \cdot \frac{1}{T}$ ），则需要在TOE-FHA算法之前先进行载波频偏估计并消除载波频偏，进而保证TOE-FHA算法的估计性能。

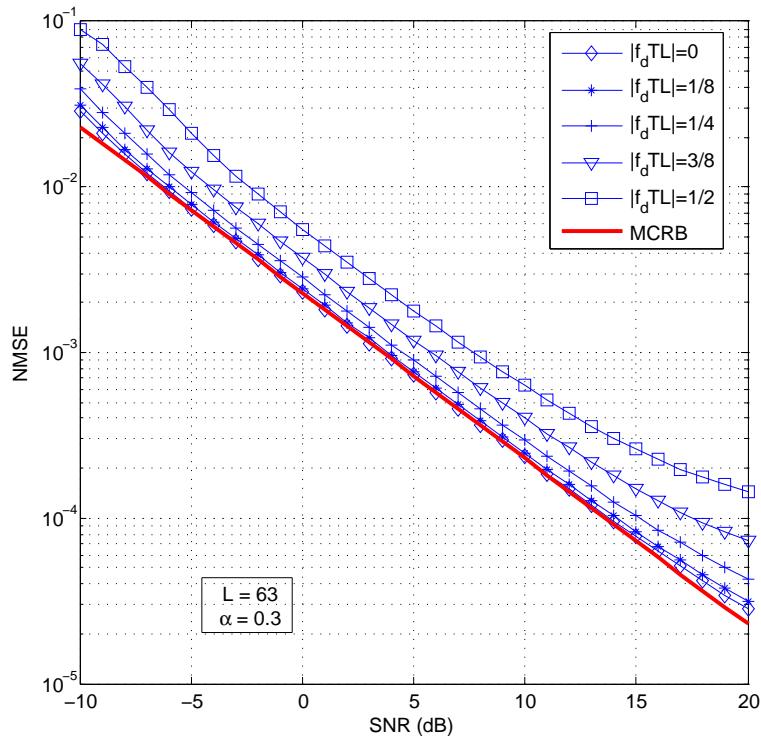


图 4.14: 不同载波频偏条件下TOE-FHA算法的估计方差与信噪比的关系

综上所述，本节提出的基于帧头捕获的低复杂度前馈定时偏差估计算法（TOE-FHA）仅利用帧头进行定时偏差估计，且只需要每符号两个采样点（ $Q = 2$ ），实现简单、计算复杂度低，仿真结果表明即使在低信噪比条件下，TOE-FHA算法的估计方差仍然接近MCRB下界，且对成形系数具有良好的鲁棒性，非常适合低信噪比和频谱利用率高的突发通信系统。

## 4.6 本章小结

本章从信号模型、定时偏差的最大似然估计入手，通过分析存在异步采样偏差条件下帧头捕获的相关峰衰减特性，提出了一种基于帧头捕获的低复杂度前馈定时偏差估计算法（TOE-FHA），理论推导了该算法的计算公式并分析了计算复杂度，阐述了该算法的实现流程并给出了能量检测、帧同步和定时同步的一体化实现结构（E-F-T），该结构相对传统结构具有复杂度低、同步时间短和频谱利用率高的优点。

最后通过仿真分析了TOE-FHA算法的估计性能并与传统定时偏差估计算法进行比较。仿真结果表明，TOE-FHA算法在任意成形系数和低信噪比条件下均具有良好的估计性能（逼近MCRB下界），其估计方差优于SLN、AVN以及传统ML估计算法( $Q = 32$ )。因此，本章提出的TOE-FHA算法是一种非常适合于低信噪比和高频谱利用率场合的低复杂度定时偏差估计算法，它在卫星通信、地面移动通信中均具有良好的应用前景。



## 第五章 低复杂度突发载波同步技术研究

### 5.1 引言

在无线数字通信系统中，为了实现远距离传输，基带信号一般通过载波调制到射频上通过天线发射出去，并在接收端进行载波解调恢复出基带信号。对于常用的相干载波解调来说，接收机需要产生与接收信号同频同相的本地参考载波，并与接收信号相乘以去除载波。但在实际通信中，由于收发双方晶振的不稳定，加上信道时延以及多普勒频移等会引起接收信号的载波频率与相位发生变化，而全数字信道化接收机采用固定频率的本地参考载波，与接收信号相乘后会给基带信号带来载波频偏与相偏，严重影响基带信号的判决，最终导致接收机解调性能的恶化。因此，需要在接收端对接收信号的载波参数进行估计并消除载波频偏和相偏对基带信号的影响，这个过程称为载波同步技术。对于突发通信系统，快速有效地估计出载波频偏和相偏是突发载波同步的关键。

本章首先从系统模型出发推导了载波频偏与相偏的最大似然估计，然后研究比较了常用的次优载波频偏估计算法，在此基础上通过分析存在小数频点时FFT半频点谱的相关特性，提出了一种基于半频点谱的低复杂度联合载波频偏与相偏估计算法（CFPE-HFS: Carrier Frequency offset and Phase offset Estimation based on Half Frequency Spectrum），理论推导了该算法的计算公式和噪声统计特征（包括估计期望和估计方差），并根据估计方差特性进一步提出了CFPE-HFS迭代估计算法并分析了该算法的计算复杂度，最后通过仿真分析和验证了该算法的估计性能，并与传统估计算法进行比较。

### 5.2 系统模型

高斯白噪声信道下，假设调制方式为MPSK调制，且已经获得理想的定时同步，经匹配滤波器并归一化后，数字基带信号的复包络模型可以表示为

$$r(n) = Ad_n e^{j(2\pi f_d nT + \phi)} + v(n), \quad n = 0, 1, \dots, L - 1 \quad (5.1)$$

其中， $A$ 为信号幅度， $d_n$ 为MPSK调制符号 $\{e^{j2\pi m/M}; m = 0, 1, \dots, (M - 1)\}$ ， $T$ 为符号周期， $f_d$ 为由晶振频漂和多普勒效应引起的未知载波频偏， $\phi$ 为在区间 $[0, 2\pi)$ 内均匀

分布的随机载波相偏,  $L$  为观测符号长度,  $v(n)$  为独立同分布的零均值复高斯白噪声序列, 噪声方差为  $\sigma_v^2$ 。

从式(5.1)可知, 为了获得载波频偏  $f_d$  和相偏  $\phi$ , 需要移除调制符号  $d_n$  的影响, 一般根据是否采用数据辅助方式分为DA和NDA两类方法。

当采用DA方法时, 即调制符号  $d_n$  已知, 将  $d_n$  取共轭后与接收信号相乘, 可以得到去调制符号的序列为

$$\begin{aligned} x(n) &= r(n) \cdot d_n^* \\ &= Ae^{j(2\pi f_d n T + \phi)} + z(n) \end{aligned} \quad (5.2)$$

其中, 噪声项  $z(n) = v(n) \cdot d_n^*$  的统计特性保持不变, 即均值为零, 方差为  $\sigma_z^2 = \sigma_v^2$ 。上式表明, 经过数据辅助去调制符号后,  $x(n)$  为复载波信号和复高斯白噪声信号之和。

当采用NDA方法时, 即调制符号  $d_n$  未知, 通常有两种方式剥离调制符号:  $M$  次方去调制<sup>[132]</sup>和V&V去调制<sup>[133]</sup>。 $M$ 次方去调制通过对接收信号进行  $M$  次方操作实现, 不考虑噪声项, 对式(5.1)进行  $M$  次方后得到

$$\begin{aligned} \tilde{x}(n) &= [Ad_n e^{j(2\pi f_d n T + \phi)}]^M \\ &= A^M e^{jM(2\pi f_d n T + \phi)} \end{aligned} \quad (5.3)$$

上式表明, 调制符号经过  $M$  次方操作后变为1, 而信号幅度、载波频偏和相偏都分别扩大为原来的  $M$  倍。式(5.3)的形式和式(5.1)的形式基本一致, 但是由于  $M$  次方非线性引入了较大的  $M$  次方损耗, 在高斯白噪声下, 载波参数估计性能较差, 很难达到MCRB下界。V&V去调制是对  $M$  次方去调制的一种改进方式, 对式(5.1)进行V&V去调制后, 其表达式为

$$\tilde{x}(n) = [R(n)]^p e^{jM\varphi(n)} \quad (5.4)$$

其中,

$$R(n) = |r(n)| \quad (5.5)$$

$$\varphi(n) = \arg \{r(n)\} \quad (5.6)$$

式(5.4)表明, V&V去调制方式对接收信号的幅值和相位采取两种不同的非线性操作,  $p$  为幅值乘方次数, 一般取  $p \leq M$ , 当  $p = M$  时, V&V去调制和  $M$  次方去调制是等价的。通过选取适当的  $p$  值可以在一定程度上降低信号的  $M$  次方损耗, 文献[134]具体分析了  $p$  与估计性能的关系。研究结果表明, 当  $p = 1$  时, 估计性能最好, 在高信噪

比情况下估计方差接近MCRB下界，但在低信噪比时估计性能严重恶化。为了改善低信噪比下的估计性能，可以增加观测长度。

由第四章分析可知，对于突发通信系统，利用合适长度的前导头进行DA估计优于对整个突发进行NDA估计。而且，第四章4.5节提出的E-F-T结构只利用帧头即可获得定时同步和帧同步，因此，本章可以利用帧头以DA方法进行载波频偏和相偏估计，即式(5.1)中 $d_n$ 为已知帧头符号， $L$ 为帧头长度。

### 5.3 载波频偏与相偏的最大似然估计

由5.2节分析可知，利用DA方法对接收信号剥离调制符号后，接收信号就变为复载波信号与复高斯白噪声信号之和，其表达式如下

$$x(n) = Ae^{j(2\pi f_d n T + \phi)} + z(n), \quad n = 0, 1, \dots, L - 1 \quad (5.7)$$

此时接收信号中就只有两个未知参数，即载波频偏 $f_d$ 和相偏 $\phi$ 。在被估参数先验信息未知的条件下，可以利用最大似然准则从观测样本 $x(n)$ 中估计出载波频偏 $f_d$ 和相偏 $\phi$ ，且估计结果可以达到最优。

当给定 $\{f_d, \phi\}$ 时，观测样本 $x(n)$ 的条件概率密度函数为

$$\begin{aligned} p(\mathbf{r}|f_d, \phi) &= \prod_{n=0}^{L-1} p(r|f_d, \phi) \\ &= \left[ \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_z} \exp \left\{ -\frac{|x(n) - Ae^{j(2\pi f_d n T + \phi)}|^2}{2\sigma_z^2} \right\} \right]^L \\ &= \left( \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_z} \right)^L \exp \left\{ -\sum_{n=0}^{L-1} \frac{|x(n) - Ae^{j(2\pi f_d n T + \phi)}|^2}{2\sigma_z^2} \right\} \end{aligned} \quad (5.8)$$

式(5.8)即为观测样本的似然函数。为了简化求似然函数的最大值，对似然函数取对数（不改变似然函数的单调性），得到观测样本的对数似然函数，其表达式为

$$\begin{aligned} \Lambda(\mathbf{r}|f_d, \phi) &= \ln p(r|a_i, \tau, \phi) \\ &= C_0 - \frac{1}{2\sigma_z^2} \sum_{n=0}^{L-1} |x(n) - Ae^{j(2\pi f_d n T + \phi)}|^2 \\ &= C_0 - \frac{1}{2\sigma_z^2} \sum_{n=0}^{L-1} [|x(n)|^2 - 2A\text{Re}\{x(n)e^{-j(2\pi f_d n T + \phi)}\} + A^2] \end{aligned} \quad (5.9)$$

其中，

$$C_0 = -L \ln \left( \sqrt{2\pi}\sigma_z \right) \quad (5.10)$$

式(5.9)中,  $C_0$ 是与被估参数无关的常数,  $|x(n)|^2$ 也与被估参数无关。因此, 忽略与被估参数无关的项以及常系数, 对数似然函数可以简化为

$$\Lambda(\mathbf{r}|f_d, \phi) = \operatorname{Re} \left\{ \sum_{n=0}^{L-1} x(n) e^{-j(2\pi f_d n T + \phi)} \right\} \quad (5.11)$$

进一步, 将式(5.11)表示为

$$\begin{aligned} \Lambda(\mathbf{r}|f_d, \phi) &= \operatorname{Re} \{ Y(f_d) e^{-j\phi} \} \\ &= \operatorname{Re} \{ |Y(f_d)| e^{-j(\phi - \arg\{Y(f_d)\})} \} \\ &= |Y(f_d)| \cos [\phi - \arg\{Y(f_d)\}] \end{aligned} \quad (5.12)$$

其中,

$$Y(f_d) = \sum_{n=0}^{L-1} x(n) e^{-j2\pi f_d n T} \quad (5.13)$$

对式(5.12)求最大值即可得到载波频偏 $f_d$ 和相偏 $\phi$ 的最大似然估计, 其表达式分别为

$$\hat{f}_d = \underset{f_d}{\operatorname{argmax}} \{ |Y(f_d)| \} = \underset{f_d}{\operatorname{argmax}} \left\{ \left| \sum_{n=0}^{L-1} x(n) e^{-j2\pi f_d n T} \right| \right\} \quad (5.14)$$

$$\hat{\phi} = \arg \left\{ Y(\hat{f}_d) \right\} = \arg \left\{ \sum_{n=0}^{L-1} x(n) e^{-j2\pi \hat{f}_d n T} \right\} \quad (5.15)$$

从式(5.14)和式(5.15)可以看出, 载波频偏 $f_d$ 的最大似然估计需要对 $f_d$ 进行穷举搜索使得 $|Y(f_d)|$ 取得最大值, 而载波相偏 $\phi$ 的最大似然估计是当 $|Y(f_d)|$ 取得最大值时对应 $Y(f_d)$ 的相角。图5.1为载波频偏 $f_d$ 与相偏 $\phi$ 的最大似然估计结构。

由图5.1可见, 搜索步长 ( $\Delta f = f_{d2} - f_{d1}$ ) 决定了载波频偏的估计精度, 进一步决定了载波相偏的估计精度。 $\Delta f$ 越小, 估计精度越高, 但会带来很高的计算复杂度。因此, 载波频偏 $f_d$ 的最大似然估计是理论上的最优值, 但由于计算复杂度过高使得在实际系统中很难直接应用, 需要寻求低复杂度的次优算法。

## 5.4 次优载波频偏估计算法

由5.3节可知, 载波频偏 $f_d$ 的最大似然估计运算量非常大, 因此人们致力于研究低复杂度的次优估计算法。常用的次优载波频偏估计算法主要分为两大类: 基于线性回归的频率估计器和基于FFT内插的频率估计器。

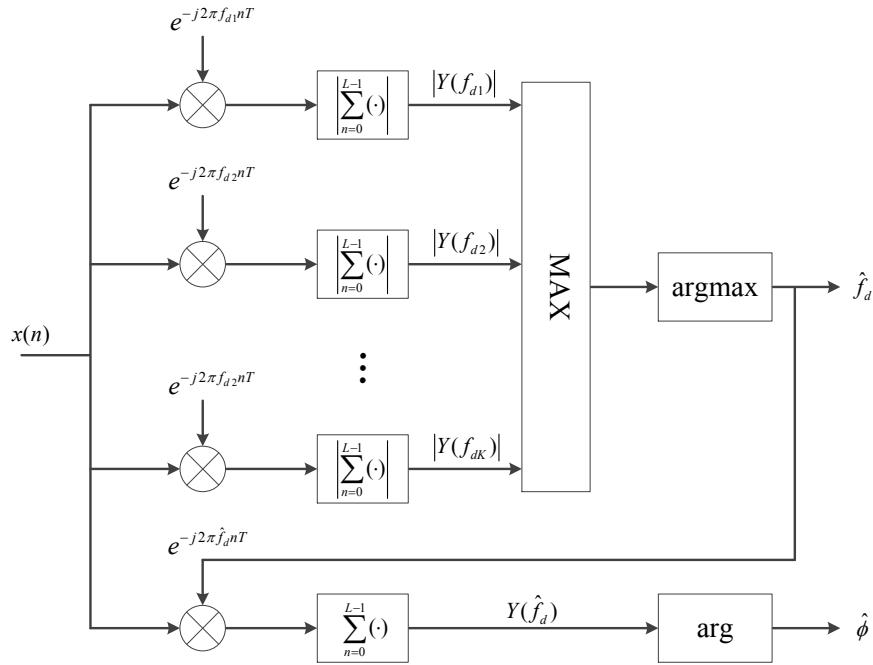


图 5.1: 载波频偏与相偏的最大似然估计结构

### 5.4.1 基于线性回归的频率估计器

基于线性回归的频率估计器主要利用接收信号或自相关函数的相位与载波频偏成线性关系的特点，直接从相位或相位差中利用最小二乘估计准则估计出载波频偏，进一步分为基于点差分的频率估计器和基于自相关的频率估计器。

#### 5.4.1.1 基于点差分的频率估计器

基于点差分的频率估计器直接从接收信号相邻样本的相位差中估计载波频偏。

Kay估计器<sup>[83]</sup>是对接收信号相邻样本之间的相位差采用加权最小二乘估计，得到载波频偏的估计值 $\hat{f}_d^{(\text{Kay})}$ ，其表达式如下

$$\hat{f}_d^{(\text{Kay})} = \frac{1}{2\pi T} \sum_{n=1}^{L-1} w_n^{(\text{Kay})} \cdot \arg \{x(n) \cdot x^*(n-1)\} \quad (5.16)$$

其中，

$$w_n^{(\text{Kay})} = \frac{3}{2} \frac{L}{L^2 - 1} \left[ 1 - \left( \frac{2n - L}{L} \right)^2 \right], \quad n = 1, 2, \dots, L - 1 \quad (5.17)$$

L&W估计器<sup>[84]</sup>可以看作是Kay估计器的另一种实现形式，即先对 $L - 1$ 个相邻样本的差分值进行平滑，然后再对平滑结果取相角得到载波频偏的估计值 $\hat{f}_d^{(\text{LW})}$ ，其表

达式如下

$$\hat{f}_d^{(\text{LW})} = \frac{1}{2\pi T} \arg \left\{ \sum_{n=1}^{L-1} w_n^{(\text{LW})} \cdot x(n) \cdot x^*(n-1) \right\} \quad (5.18)$$

其中，

$$w_n^{(\text{LW})} = w_n^{(\text{Kay})} \quad (5.19)$$

WNLP估计器<sup>[88]</sup>是对L&W估计器的一种改进形式，提高了L&W估计器在大频偏（接近 $\pm \frac{1}{2T}$ ）时的估计性能，其表达式如下

$$\hat{f}_d^{(\text{WNLP})} = \frac{1}{2\pi T} \arg \left\{ \sum_{n=1}^{L-1} w_n^{(\text{WNLP})} \cdot \bar{x}(n) \cdot \bar{x}^*(n-1) \right\} \quad (5.20)$$

其中，

$$w_n^{(\text{WNLP})} = w_n^{(\text{LW})} \quad (5.21)$$

$$\bar{x}(n) = \frac{x(n)}{|x(n)|} \quad (5.22)$$

以上基于点差分的频率估计器的共同特征为：运算量小，复杂度为 $O(L)$ ；频偏估计范围大，理想情况下能达到 $(-\frac{1}{2T}, \frac{1}{2T})$ ；但这些估计器的估计性能都不够理想，仅在高信噪比下才能达到MCRB下界，在门限信噪比以下其估计性能迅速恶化。因此，基于点差分的频率估计器是一种适合工作在高信噪比环境的低复杂度频率估计器。另外，所有估计器均可通过增加观测样本长度来提高估计性能，但相应的会带来计算复杂度的增加。

#### 5.4.1.2 基于自相关的频率估计器

基于自相关的频率估计器是从接收信号自相关函数的相位或相位差中估计出载波频偏。接收信号的自相关函数序列可以表达为

$$R(m) = \frac{1}{L-m} \sum_{n=m}^{L-1} x(n) \cdot x^*(n-m), \quad 1 \leq m \leq M \quad (5.23)$$

其中， $M$ 为差分间距，且 $1 \leq M \leq L-1$ 。

Fitz估计器<sup>[85]</sup>是从最大似然估计出发，推导得到了利用自相关序列的相位估计出载波频偏 $\hat{f}_d^{(\text{Fitz})}$ ，其表达式为

$$\hat{f}_d^{(\text{Fitz})} = \frac{1}{2\pi T} \sum_{m=1}^M w_m^{(\text{Fitz})} \cdot \arg \{ R(m) \} \quad (5.24)$$

其中,

$$w_m^{(\text{Fitz})} = \frac{6m}{M(M+1)(2M+1)} \quad (5.25)$$

式(5.24)的频偏估计范围是 $(-\frac{1}{2MT}, \frac{1}{2MT})$ 。

L&R估计器<sup>[86]</sup>与Fitz估计器类似, 通过将自相关序列累加后取相角得到载波频偏 $\hat{f}_d^{(\text{LR})}$ , 其表达式为

$$\hat{f}_d^{(\text{LR})} = \frac{1}{\pi(M+1)T} \arg \left\{ \sum_{m=1}^M R(m) \right\} \quad (5.26)$$

式(5.26)的频偏估计范围是Fitz估计器的两倍, 即 $(-\frac{1}{MT}, \frac{1}{MT})$ 。

M&M估计器<sup>[87]</sup>对自相关序列相邻样本之间的相位差采用加权最小二乘估计, 得到载波频偏的估计值 $\hat{f}_d^{(\text{MM})}$ , 其表达式为

$$\hat{f}_d^{(\text{MM})} = \frac{1}{2\pi T} \sum_{m=2}^M w_m^{(\text{MM})} \cdot [\arg \{R(m)\} - \arg \{R(m-1)\}] \quad (5.27)$$

其中,

$$w_m^{(\text{MM})} = \frac{3[(L-m)(L-m+1) - M(L-M)]}{M(4M^2 - 6ML + 3L^2 - 1)} \quad (5.28)$$

式(5.27)的频偏估计范围能达到 $(-\frac{1}{5T}, \frac{1}{5T})$ 。

WNALP估计器<sup>[88]</sup>是对M&M估计器的一种改进形式, 提高了M&M估计器的频偏估计范围以及在大频偏时的估计性能, 其表达式为

$$\hat{f}_d^{(\text{WNALP})} = \frac{1}{2\pi T} \arg \left\{ \sum_{m=2}^M w_m^{(\text{WNALP})} \cdot \bar{R}(m) \cdot \bar{R}^*(m-1) \right\} \quad (5.29)$$

其中,

$$w_m^{(\text{WNALP})} = w_m^{(\text{MM})} \quad (5.30)$$

$$\bar{R}(m) = \frac{R(m)}{|R(m)|} \quad (5.31)$$

式(5.29)的频偏估计范围是 $(-\frac{1}{2T}, \frac{1}{2T})$ 。

研究结果表明, 当差分间距 $M = \frac{L}{2}$ 时, 以上基于自相关的频率估计器的估计性能为最优, 且在低信噪比时能达到MCRB下界。Fitz估计器和L&R估计器的频偏估计范围较小, 而M&M估计器和WNALP估计器的频偏估计范围较大。由于计算自相关函数需要较多的运算量, 相对基于点差分的频率估计器, 基于自相关的频率估计器的运算量大, 复杂度为 $O(L^2)$ 。因此, 基于自相关的频率估计器是一种适合工作在低信噪比环境的频率估计器, 但它的缺点是硬件资源消耗多。

### 5.4.2 基于FFT内插的频率估计器

从式(5.14)可以看出，载波频偏的最大似然估计公式与DFT计算公式基本一致。 $L$ 点DFT的计算公式为

$$X(k) = \sum_{n=0}^{L-1} x(n)e^{-j\frac{2\pi k}{L}n} \quad (5.32)$$

对比式(5.14)和式(5.32)，可以近似选取DFT运算模最大值对应的频点作为频偏估计值，即

$$\hat{f}_d^{(\text{DFT})} = \frac{\hat{k}_p}{LT} \quad (5.33)$$

其中，

$$\hat{k}_p = \arg \max_k \{|X(k)|\} \quad (5.34)$$

式(5.32)的DFT运算一般采用FFT算法来降低计算复杂度。当载波频偏并不恰好在FFT的某一个bin对应的频点时，直接对信号进行FFT运算会带来较大的估计误差，尤其当载波频偏恰好为FFT相邻bin的中间时，估计性能最差。为提高载波频偏的估计精度，一般在FFT运算的基础上进行频域内插处理<sup>[90-102, 135]</sup>。

最基本的频域内插算法是抛物线插值法<sup>[135]</sup>，其内插公式为

$$\hat{\delta}^{(\text{Para})} = \frac{|X(\hat{k}_p + 1)| - |X(\hat{k}_p - 1)|}{2 \left[ 2|X(\hat{k}_p)| - |X(\hat{k}_p + 1)| - |X(\hat{k}_p - 1)| \right]} \quad (5.35)$$

Macleod利用三个傅里叶系数及其共轭进行内插得到载波频偏的估计值<sup>[93]</sup>，其内插公式为

$$\hat{\delta}^{(\text{Mac})} = \frac{\sqrt{1 + 8a^2} - 1}{4a} \quad (5.36)$$

其中，

$$a = \frac{\text{Re} \left\{ X(\hat{k}_p - 1)X^*(\hat{k}_p) - X(\hat{k}_p + 1)X^*(\hat{k}_p) \right\}}{\text{Re} \left\{ 2X(\hat{k}_p)X^*(\hat{k}_p) + X(\hat{k}_p - 1)X^*(\hat{k}_p) - X(\hat{k}_p + 1)X^*(\hat{k}_p) \right\}} \quad (5.37)$$

Jacobsen在前人的基础上根据经验提出了一种新的内插公式<sup>[95]</sup>，其表达式为

$$\hat{\delta}^{(\text{Jac})} = \text{Re} \left\{ \frac{X(\hat{k}_p - 1) - X(\hat{k}_p + 1)}{2X(\hat{k}_p) - X(\hat{k}_p - 1) - X(\hat{k}_p + 1)} \right\} \quad (5.38)$$

Candan给出了Jacobsen估计器的推导过程并在此基础上提出了偏差修正公式<sup>[96]</sup>，其修正后的内插公式为

$$\hat{\delta}^{(\text{Can})} = \frac{\tan(\pi/N)}{\pi/N} \operatorname{Re} \left\{ \frac{X(\hat{k}_p - 1) - X(\hat{k}_p + 1)}{2X(\hat{k}_p) - X(\hat{k}_p - 1) - X(\hat{k}_p + 1)} \right\} \quad (5.39)$$

比较式(5.38)和式(5.39)可知，Candan估计器在Jacobsen估计器的基础上乘以一个修正因子 $\frac{\tan(\pi/N)}{\pi/N}$ ，其估计性能得到提高。

通过补零对接收信号先进行 $2L$ 点FFT，然后进行内插，Liang提出了一种新的载波频偏估计算法<sup>[101]</sup>，其表达式为

$$\hat{f}_d^{(\text{Liang})} = \frac{\hat{k}_p + \hat{\delta}^{(\text{Liang})}}{2LT} \quad (5.40)$$

其中，

$$\hat{\delta}^{(\text{Liang})} = \frac{2}{\pi} \arctan \left\{ \frac{\left| \Omega(\hat{k}_p) \right|}{2} \left[ \frac{1}{\left| \Omega(\hat{k}_p - 1) \right|} - \frac{1}{\left| \Omega(\hat{k}_p + 1) \right|} \right] \middle/ \cos\left(\frac{\pi}{2L}\right) \right\} \quad (5.41)$$

$$\Omega(k) = \sum_{n=0}^{2L-1} x(n) e^{-j \frac{2\pi k}{2L} n} \quad (5.42)$$

Liang算法由于采用了 $2L$ 点FFT，获得了比其它算法更低的门限信噪比，但付出的代价是更高的计算复杂度。

以上基于FFT内插的频率估计器均具有较大的频偏估计范围 $(-\frac{1}{2T}, \frac{1}{2T})$ 和较高的计算复杂度 $O(L \log_2 L)$ ，且在低信噪比下具有良好的估计性能（接近MCRB下界），因而常应用于大多普勒频移和低信噪比下的载波频偏估计。

## 5.5 基于半频点谱的低复杂度联合载波频偏与相偏估计算法 (CFPE-HFS)

由5.4节分析可知，基于自相关的频率估计器和基于FFT内插的频率估计器在低信噪比下具有良好的估计性能，但它们的计算复杂度较高，分别为 $O(L^2)$ 和 $O(L \log_2 L)$ 。本节通过分析存在小数倍频点时FFT半频点谱的相关特性，提出一种基于半频点谱的低复杂度联合载波频偏与相偏估计算法(CFPE-HFS)，并理论推导了CFPE-HFS算法的噪声统计特征（估计期望和估计方差），然后根据载波频偏估计方差特性提出了CFPE-HFS迭代估计算法并分析了该算法的计算复杂度，最后通过仿真分析和验证CFPE-HFS迭代估计算法的估计性能并与传统估计算法进行比较。

### 5.5.1 CFPE-HFS算法推导

先不考虑高斯白噪声的影响，不失一般性，令 $A = 1$ ，将式(5.2)代入式(5.32)可得 $L$ 点FFT的幅度谱和相位谱，分别为

$$\begin{aligned} |X(k)| &= \left| \sum_{n=0}^{L-1} x(n)e^{-j\frac{2\pi k}{L}n} \right| \\ &= \left| \frac{\sin [\pi L (f_d T - \frac{k}{L})]}{\sin [\pi (f_d T - \frac{k}{L})]} e^{j[\pi(L-1)(f_d T - \frac{k}{L}) + \phi]} \right| \quad (5.43) \\ &= \left| \frac{\sin [\pi L (f_d T - \frac{k}{L})]}{\sin [\pi (f_d T - \frac{k}{L})]} \right| \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \angle X(k) &= \angle \left\{ \sum_{n=0}^{L-1} x(n)e^{-j\frac{2\pi k}{L}n} \right\} \\ &= \angle \left\{ \frac{\sin [\pi L (f_d T - \frac{k}{L})]}{\sin [\pi (f_d T - \frac{k}{L})]} e^{j[\pi(L-1)(f_d T - \frac{k}{L}) + \phi]} \right\} \quad (5.44) \\ &= \pi(L-1) \left( f_d T - \frac{k}{L} \right) + \phi \end{aligned}$$

若令

$$f_d = \frac{\delta}{LT} \quad (5.45)$$

其中， $\delta \in (-\frac{1}{2}, \frac{1}{2})$  为小数倍频点，则 $f_d \in (-\frac{1}{2LT}, \frac{1}{2LT})$ 。

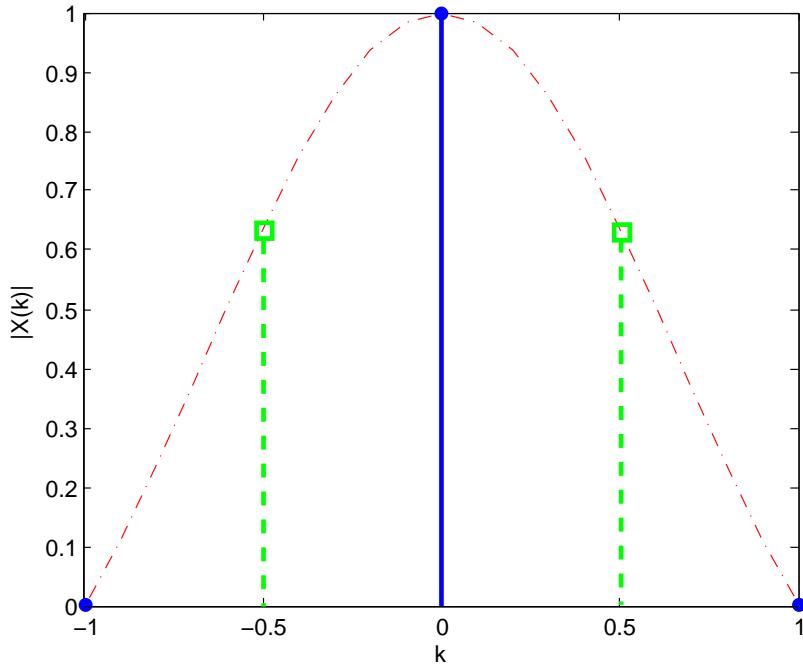
将式(5.45)代入式(5.43)和式(5.44)可得

$$|X(k)| = \left| \frac{\sin [\pi (\delta - k)]}{\sin [\pi (\delta - k)/L]} \right| \quad (5.46)$$

$$\angle X(k) = \frac{\pi(L-1)}{L} (\delta - k) + \phi \quad (5.47)$$

图5.2给出了当 $\delta = 0$ 时FFT主瓣内的归一化幅度谱。在图中同时画出了半频点( $k = \pm \frac{1}{2}$ )幅度谱，如图中虚线所示。半频点幅度谱的计算公式如下：

$$\begin{cases} \left| X \left( +\frac{1}{2} \right) \right| = \left| \frac{\sin [\pi (\delta - \frac{1}{2})]}{\sin [\pi (\delta - \frac{1}{2})/L]} \right| \\ \left| X \left( -\frac{1}{2} \right) \right| = \left| \frac{\sin [\pi (\delta + \frac{1}{2})]}{\sin [\pi (\delta + \frac{1}{2})/L]} \right| \end{cases} \quad (5.48)$$

图 5.2: FFT 主瓣内的归一化幅度谱及半频点幅度谱 ( $\delta = 0$ )

从图5.2可以看出, FFT幅度谱在主瓣内只有一个bin, 即在  $k = 0$  处取得最大值。由于  $\delta \in (-\frac{1}{2}, \frac{1}{2})$  且  $L > 0$ , 可得

$$\begin{cases} \frac{\sin [\pi (\delta - \frac{1}{2})]}{\sin [\pi (\delta - \frac{1}{2})/L]} > 0 \\ \frac{\sin [\pi (\delta + \frac{1}{2})]}{\sin [\pi (\delta + \frac{1}{2})/L]} > 0 \end{cases} \quad (5.49)$$

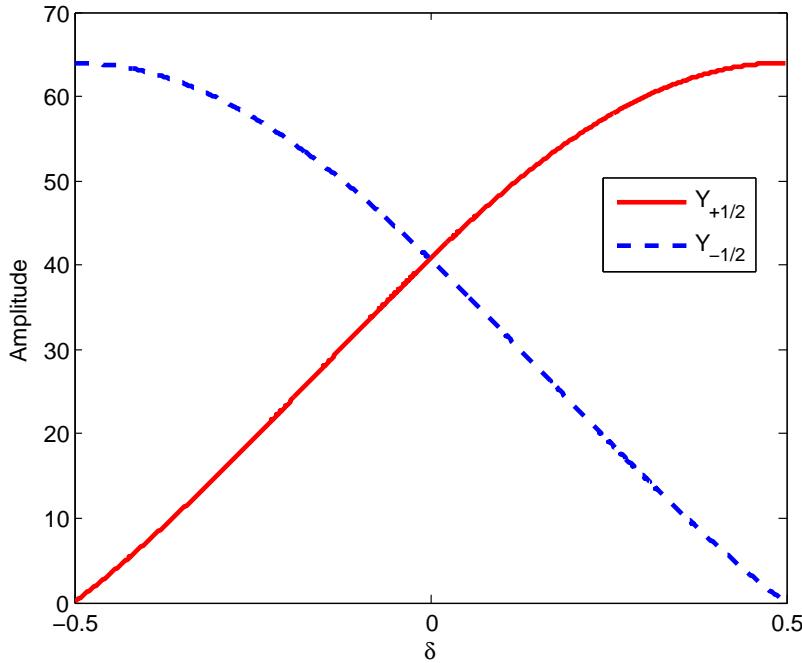
因此, 式(5.48)右边的绝对值可以直接去掉。为了简化符号表达, 令  $Y_\Delta = |X(\Delta)|$ , 式(5.48)可以进一步表达为

$$\begin{cases} Y_{+\frac{1}{2}} = \frac{\sin [\pi (\delta - \frac{1}{2})]}{\sin [\pi (\delta - \frac{1}{2})/L]} \\ Y_{-\frac{1}{2}} = \frac{\sin [\pi (\delta + \frac{1}{2})]}{\sin [\pi (\delta + \frac{1}{2})/L]} \end{cases} \quad (5.50)$$

图5.3画出了当  $L = 64$  时  $Y_{\pm\frac{1}{2}}$  随  $\delta$  的变化曲线。由图可见, 当  $\delta = 0$  时, 即无载波频偏, 此时  $Y_{+\frac{1}{2}} = Y_{-\frac{1}{2}}$ ; 当  $0 < \delta < \frac{1}{2}$  时,  $Y_{+\frac{1}{2}} > Y_{-\frac{1}{2}}$ ; 当  $-\frac{1}{2} < \delta < 0$  时,  $Y_{+\frac{1}{2}} < Y_{-\frac{1}{2}}$ 。

将式(5.50)进一步展开可以得到

$$\begin{cases} \sin \left( \frac{\pi \delta}{L} - \frac{\pi}{2L} \right) = -\frac{\cos(\pi \delta)}{Y_{+\frac{1}{2}}} \\ \sin \left( \frac{\pi \delta}{L} + \frac{\pi}{2L} \right) = +\frac{\cos(\pi \delta)}{Y_{-\frac{1}{2}}} \end{cases} \quad (5.51)$$

图 5.3: FFT 主瓣内的半频点幅度谱与小数频点的关系 ( $L = 64$ )

将式(5.51)的两个方程相加得

$$2 \sin\left(\frac{\pi\delta}{L}\right) \cos\left(\frac{\pi}{2L}\right) = \left(\frac{1}{Y_{-\frac{1}{2}}} - \frac{1}{Y_{+\frac{1}{2}}}\right) \cos(\pi\delta) \quad (5.52)$$

将式(5.51)的两个方程相减得

$$2 \cos\left(\frac{\pi\delta}{L}\right) \sin\left(\frac{\pi}{2L}\right) = \left(\frac{1}{Y_{-\frac{1}{2}}} + \frac{1}{Y_{+\frac{1}{2}}}\right) \cos(\pi\delta) \quad (5.53)$$

通过联立式(5.52)和式(5.53), 可以得到小数倍频点的解析表达式为

$$\hat{\delta} = \frac{L}{\pi} \arctan \left[ \left( \frac{Y_{+\frac{1}{2}} - Y_{-\frac{1}{2}}}{Y_{+\frac{1}{2}} + Y_{-\frac{1}{2}}} \right) \tan\left(\frac{\pi}{2L}\right) \right] \quad (5.54)$$

将式(5.54)代入式(5.45)最终得到载波频偏的估计表达式为

$$\hat{f}_d = \frac{1}{\pi T} \arctan \left[ \left( \frac{Y_{+\frac{1}{2}} - Y_{-\frac{1}{2}}}{Y_{+\frac{1}{2}} + Y_{-\frac{1}{2}}} \right) \tan\left(\frac{\pi}{2L}\right) \right] \quad (5.55)$$

由式(5.47)可以得到半频点相位谱为

$$\begin{cases} \angle X\left(+\frac{1}{2}\right) = \frac{\pi(L-1)}{L} \left(\delta - \frac{1}{2}\right) + \phi \\ \angle X\left(-\frac{1}{2}\right) = \frac{\pi(L-1)}{L} \left(\delta + \frac{1}{2}\right) + \phi \end{cases} \quad (5.56)$$

为了简化符号表达, 令 $\Psi_\Delta = \angle X(\Delta)$ , 结合式(5.54)和式(5.56)可得载波相偏的估计表达式为

$$\hat{\phi} = \frac{1}{2} \left( \Psi_{+\frac{1}{2}} + \Psi_{-\frac{1}{2}} \right) - (L-1) \arctan \left[ \left( \frac{Y_{+\frac{1}{2}} - Y_{-\frac{1}{2}}}{Y_{+\frac{1}{2}} + Y_{-\frac{1}{2}}} \right) \tan \left( \frac{\pi}{2L} \right) \right] \quad (5.57)$$

从式(5.55)和式(5.57)可以看出, 只需要通过计算半频点谱的幅度 $Y_{\pm\frac{1}{2}}$ 和相位 $\Psi_{\pm\frac{1}{2}}$ 即可得到载波频偏和相偏的估计值。

### 5.5.2 噪声统计特征分析

从5.5.1节可知, CFPE-HFS算法的推导前提是在理想条件下(即无高斯白噪声), 而在实际系统中不可避免的存在高斯白噪声, 因此, 本节通过理论分析CFPE-HFS算法在高斯白噪声下的统计特征, 包括载波频偏估计值和相偏估计值的期望以及方差。

#### 5.5.2.1 估计期望

由式(5.2)可知复高斯白噪声 $z(n)$ 的均值为0, 方差为 $\sigma_z^2$ , 即

$$\begin{cases} E[z(n)] = 0 \\ D[z(n)] = \sigma_z^2 \end{cases} \quad (5.58)$$

在高斯白噪声条件下,  $x(n)$ 对应的半频点谱为

$$X(\Delta) = \sum_{n=0}^{L-1} x(n) e^{-j\frac{2\pi\Delta}{L}n}, \quad \Delta = \pm\frac{1}{2} \quad (5.59)$$

将式(5.2)代入式(5.59)可得

$$X(\Delta) = e^{j\phi} \frac{1 + e^{j2\pi\delta}}{1 - e^{j2\pi\frac{\delta-\Delta}{L}}} + Z_\Delta \quad (5.60)$$

其中,  $Z_\Delta = \sum_{n=0}^{L-1} z(n) e^{-j\frac{2\pi\Delta}{L}n}$ 是高斯白噪声 $z(n)$ 的傅里叶系数, 根据中心极限定理,  $Z_\Delta$ 为零均值独立同分布的复高斯随机变量, 其方差为 $L\sigma_z^2$ , 即

$$\begin{cases} E[Z_\Delta] = 0 \\ D[Z_\Delta] = L\sigma_z^2 \end{cases} \quad (5.61)$$

当 $L$ 趋近于无穷大, 此时 $(\delta - \Delta) \ll L$ , 将 $e^{j2\pi\frac{\delta-\Delta}{L}}$ 进行一阶泰勒展开

$$e^{j2\pi\frac{\delta-\Delta}{L}} = 1 + j2\pi \frac{\delta - \Delta}{L} + O(L^{-2}) \quad (5.62)$$

忽略式(5.62)中的高阶项并代入式(5.60)可得

$$X(\Delta) = \lambda \frac{\delta}{\delta - \Delta} + Z_\Delta \quad (5.63)$$

其中,

$$\lambda = jL e^{j\phi} \frac{1 + e^{j2\pi\delta}}{2\pi\delta} \quad (5.64)$$

由式(5.63)可得半频点谱的幅度为

$$\begin{aligned} Y_\Delta &= |X(\Delta)| \\ &= \left| \lambda \frac{\delta}{\delta - \Delta} + Z_\Delta \right| \\ &= \left| \lambda \frac{\delta}{\delta - \Delta} \right| \left| 1 + \frac{\delta - \Delta}{\lambda\delta} Z_\Delta \right| \\ &= \left| \lambda \frac{\delta}{\delta - \Delta} \right| \sqrt{1 + 2 \frac{\delta - \Delta}{\delta} \operatorname{Re} \left\{ \frac{Z_\Delta}{\lambda} \right\} + \left( \frac{\delta - \Delta}{\delta} \right)^2 \left| \frac{Z_\Delta}{\lambda} \right|^2} \end{aligned} \quad (5.65)$$

由于文献[136]指出高斯白噪声 $z(n)$ 的傅里叶系数 $Z(k)$ 满足

$$\limsup_{L \rightarrow \infty} \sup_k \frac{|Z(k)|^2}{L \ln L} \leq 1 \quad (5.66)$$

因此,  $Z_\Delta$ 的阶数为 $O(\sqrt{L \ln L})$ <sup>[137]</sup>,  $\operatorname{Re} \left\{ \frac{Z_\Delta}{\lambda} \right\}$ 的阶数为 $O(L^{-1/2} \sqrt{\ln L})$ ,  $\left| \frac{Z_\Delta}{\lambda} \right|^2$ 的阶数为 $O(L^{-1} \ln L)$ 。

忽略式(5.65)中的高阶项可得

$$Y_\Delta = \left| \lambda \frac{\delta}{\delta - \Delta} \right| \sqrt{1 + 2 \frac{\delta - \Delta}{\delta} \operatorname{Re} \left\{ \frac{Z_\Delta}{\lambda} \right\}} \quad (5.67)$$

由于 $2 \frac{\delta - \Delta}{\delta} \operatorname{Re} \left\{ \frac{Z_\Delta}{\lambda} \right\} \ll 1$ , 因此有

$$\sqrt{1 + 2 \frac{\delta - \Delta}{\delta} \operatorname{Re} \left\{ \frac{Z_\Delta}{\lambda} \right\}} = 1 + \frac{\delta - \Delta}{\delta} \operatorname{Re} \left\{ \frac{Z_\Delta}{\lambda} \right\} + O(L^{-1} \ln L) \quad (5.68)$$

忽略式(5.68)中的高阶项并代入式(5.67)可得

$$Y_\Delta = \left| \lambda \frac{\delta}{\delta - \Delta} \right| \left[ 1 + \frac{\delta - \Delta}{\delta} \operatorname{Re} \left\{ \frac{Z_\Delta}{\lambda} \right\} \right], \quad \Delta = \pm \frac{1}{2} \quad (5.69)$$

令

$$\alpha = \frac{Y_{+\frac{1}{2}} - Y_{-\frac{1}{2}}}{Y_{+\frac{1}{2}} + Y_{-\frac{1}{2}}} \quad (5.70)$$

将式(5.69)代入式(5.70)可得

$$\alpha = \frac{2\delta + \frac{\delta^2 - \frac{1}{4}}{\delta} \left[ \operatorname{Re} \left\{ \frac{Z_{+\frac{1}{2}}}{\lambda} \right\} + \operatorname{Re} \left\{ \frac{Z_{-\frac{1}{2}}}{\lambda} \right\} \right]}{1 + \frac{\delta^2 - \frac{1}{4}}{\delta} \left[ \operatorname{Re} \left\{ \frac{Z_{+\frac{1}{2}}}{\lambda} \right\} - \operatorname{Re} \left\{ \frac{Z_{-\frac{1}{2}}}{\lambda} \right\} \right]} \quad (5.71)$$

由于  $\operatorname{Re} \left\{ \frac{Z_\Delta}{\lambda} \right\}$  的阶数为  $O(L^{-1/2} \sqrt{\ln L})$ , 则

$$\begin{aligned} \frac{1}{1 + \frac{\delta^2 - \frac{1}{4}}{\delta} \left[ \operatorname{Re} \left\{ \frac{Z_{+\frac{1}{2}}}{\lambda} \right\} - \operatorname{Re} \left\{ \frac{Z_{-\frac{1}{2}}}{\lambda} \right\} \right]} &= 1 - \frac{\delta^2 - \frac{1}{4}}{\delta} \left[ \operatorname{Re} \left\{ \frac{Z_{+\frac{1}{2}}}{\lambda} \right\} - \operatorname{Re} \left\{ \frac{Z_{-\frac{1}{2}}}{\lambda} \right\} \right] \\ &\quad + O(L^{-1} \ln L) \end{aligned} \quad (5.72)$$

忽略式(5.72)中的高阶项并代入式(5.71)可得

$$\begin{aligned} \alpha &= \left\{ 2\delta + \frac{\delta^2 - \frac{1}{4}}{\delta} \left[ \operatorname{Re} \left\{ \frac{Z_{+\frac{1}{2}}}{\lambda} \right\} + \operatorname{Re} \left\{ \frac{Z_{-\frac{1}{2}}}{\lambda} \right\} \right] \right\} \left\{ 1 - \frac{\delta^2 - \frac{1}{4}}{\delta} \left[ \operatorname{Re} \left\{ \frac{Z_{+\frac{1}{2}}}{\lambda} \right\} - \operatorname{Re} \left\{ \frac{Z_{-\frac{1}{2}}}{\lambda} \right\} \right] \right\} \\ &= 2\delta + \frac{\delta^2 - \frac{1}{4}}{\delta} \left[ (1 - 2\delta) \operatorname{Re} \left\{ \frac{Z_{+\frac{1}{2}}}{\lambda} \right\} + (1 + 2\delta) \operatorname{Re} \left\{ \frac{Z_{-\frac{1}{2}}}{\lambda} \right\} \right] + O(L^{-1} \ln L) \end{aligned} \quad (5.73)$$

式(5.73)中只有  $Z_{+\frac{1}{2}}$  和  $Z_{-\frac{1}{2}}$  是随机参数, 其余参数 (如  $\delta$  和  $\lambda$ ) 均为固定参数。由于复高斯随机变量  $Z_\Delta$  的期望为 0, 那么其实部和虚部的期望也为 0, 即

$$E[\operatorname{Re}\{Z_\Delta\}] = E[\operatorname{Im}\{Z_\Delta\}] = 0 \quad (5.74)$$

因此,  $\alpha$  的期望为

$$E[\alpha] = 2\delta \quad (5.75)$$

由式(5.55)可知

$$\hat{f}_d = \frac{1}{\pi T} \arctan \left[ \alpha \tan \left( \frac{\pi}{2L} \right) \right] \quad (5.76)$$

当  $L$  趋近于无穷大时, 有

$$\hat{f}_d \approx \frac{1}{\pi T} \arctan \left( \frac{\pi \alpha}{2L} \right) \approx \frac{\alpha}{2LT} \quad (5.77)$$

那么, 载波频偏估计值的期望为

$$E[\hat{f}_d] \approx \frac{E[\alpha]}{2LT} = \frac{\delta}{LT} = f_d \quad (5.78)$$

式(5.78)表明CFPE-HFS算法的载波频偏估计结果是渐近无偏的。

将复高斯随机变量 $Z_\Delta$ 表达为

$$Z_\Delta = re^{j\varphi} = r \sin \varphi + jr \cos \varphi \quad (5.79)$$

将式(5.79)代入式(5.60)可得

$$\begin{aligned} X(\Delta) &= \frac{\sin [\pi (\delta - \Delta)]}{\sin \left[ \frac{\pi(\delta-\Delta)}{L} \right]} e^{j[\pi(\frac{L-1}{L})(\delta-\Delta)+\phi]} + re^{j\varphi} \\ &= \frac{\sin [\pi (\delta - \Delta)]}{\sin \left[ \frac{\pi(\delta-\Delta)}{L} \right]} e^{j[\pi(\frac{L-1}{L})(\delta-\Delta)+\phi]} \times \\ &\quad \left\{ 1 + \frac{r \cos [\varphi - \pi(\frac{L-1}{L})(\delta - \Delta) - \phi]}{\sin [\pi(\delta - \Delta)] / \sin \left[ \frac{\pi(\delta-\Delta)}{L} \right]} + j \frac{r \sin [\varphi - \pi(\frac{L-1}{L})(\delta - \Delta) - \phi]}{\sin [\pi(\delta - \Delta)] / \sin \left[ \frac{\pi(\delta-\Delta)}{L} \right]} \right\} \end{aligned} \quad (5.80)$$

由式(5.80)可得半频点谱的相位为

$$\begin{aligned} \Psi_\Delta &= \angle X(\Delta) \\ &= \pi \left( \frac{L-1}{L} \right) (\delta - \Delta) + \phi + \arctan \left\{ \frac{\frac{r \sin [\varphi - \pi(\frac{L-1}{L})(\delta - \Delta) - \phi]}{\sin [\pi(\delta - \Delta)] / \sin \left[ \frac{\pi(\delta-\Delta)}{L} \right]}}{1 + \frac{r \cos [\varphi - \pi(\frac{L-1}{L})(\delta - \Delta) - \phi]}{\sin [\pi(\delta - \Delta)] / \sin \left[ \frac{\pi(\delta-\Delta)}{L} \right]}} \right\} \end{aligned} \quad (5.81)$$

当 $L$ 足够大时, 式(5.81)中最后一项的分子远小于分母, 因此, 半频点谱的相位可以近似为

$$\Psi_\Delta \approx \pi \left( \frac{L-1}{L} \right) (\delta - \Delta) + \phi + \frac{r \sin [\varphi - \pi(\frac{L-1}{L})(\delta - \Delta) - \phi]}{\sin [\pi(\delta - \Delta)] / \sin [\pi(\delta - \Delta)/L]} \quad (5.82)$$

由于式(5.82)中只有 $r$ 和 $\varphi$ 是随机变量, 且由式(5.74)可得

$$E[r \sin \varphi] = E[r \cos \varphi] = 0 \quad (5.83)$$

因此, 半频点谱相位的期望为

$$E[\Psi_\Delta] \approx \pi \left( \frac{L-1}{L} \right) (\delta - \Delta) + \phi \quad (5.84)$$

当 $L$ 趋近于无穷大时, 由式(5.57)可得

$$\hat{\phi} \approx \frac{1}{2} \left( \Psi_{+\frac{1}{2}} + \Psi_{-\frac{1}{2}} \right) - \frac{\pi(L-1)}{2L} \alpha \quad (5.85)$$

因此, 结合式(5.75)、式(5.84)和式(5.85)可得载波相偏估计值的期望为

$$E[\hat{\phi}] \approx \frac{1}{2} \left( E[\Psi_{+\frac{1}{2}}] + E[\Psi_{-\frac{1}{2}}] \right) - \frac{\pi(L-1)}{2L} E[\alpha] = \phi \quad (5.86)$$

式(5.86)表明CFPE-HFS算法的载波相偏估计结果是渐近无偏的。

### 5.5.2.2 估计方差

由于复高斯随机变量 $Z_\Delta$ 的方差为 $L\sigma_z^2$ , 那么其实部和虚部的方差相等且为 $\frac{L\sigma_z^2}{2}$ , 即

$$D[\operatorname{Re}\{Z_\Delta\}] = D[\operatorname{Im}\{Z_\Delta\}] = \frac{L\sigma_z^2}{2} \quad (5.87)$$

由式(5.73)可知 $\alpha$ 的方差为

$$D[\alpha] = \frac{\left(\delta^2 - \frac{1}{4}\right)^2}{\delta^2|\lambda|^2} \left[ (1-2\delta)^2 D\left[\operatorname{Re}\left\{Z_{+\frac{1}{2}}\right\}\right] + (1+2\delta)^2 D\left[\operatorname{Re}\left\{Z_{-\frac{1}{2}}\right\}\right] \right] \quad (5.88)$$

由于

$$|\lambda|^2 = \frac{L^2 \cos^2(\pi\delta)}{\pi\delta} \quad (5.89)$$

因此, 将式(5.87)和式(5.89)代入式(5.88)可得

$$D[\alpha] = \frac{\pi^2(4\delta^2 - 1)^2 (4\delta^2 + 1) \sigma_z^2}{16L \cos^2(\pi\delta)} \quad (5.90)$$

由式(5.77)可知载波频偏估计值的方差为

$$D[\hat{f}_d] \approx \frac{D[\alpha]}{(2LT)^2} = \frac{\pi^2(4\delta^2 - 1)^2 (4\delta^2 + 1) \sigma_z^2}{64L^3 T^2 \cos^2(\pi\delta)} \quad (5.91)$$

因为 $A = 1$ , 由式(5.2)可得符号信噪比为

$$E_s/N_0 = \frac{1}{\sigma_z^2} \quad (5.92)$$

将式(5.92)代入式(5.91)可得

$$D[\hat{f}_d] \approx \frac{\pi^2(4\delta^2 - 1)^2 (4\delta^2 + 1)}{64L^3 T^2 \cos^2(\pi\delta)} \cdot \frac{1}{E_s/N_0} \quad (5.93)$$

由式(5.87)可得

$$D[r \sin \varphi] = D[r \cos \varphi] = \frac{L\sigma_z^2}{2} \quad (5.94)$$

结合式(5.82)和式(5.94)可得半频点谱相位的方差为

$$\begin{aligned} D[\Psi_\Delta] &= \frac{D[r \sin \varphi]}{\sin^2[\pi(\delta - \Delta)] / \sin^2[\pi(\delta - \Delta)/L]} \\ &= \frac{L \sin^2[\pi(\delta - \Delta)/L]}{2 \sin^2[\pi(\delta - \Delta)]} \sigma_z^2 \end{aligned} \quad (5.95)$$

当 $L$ 趋近于无穷大时, 结合式(5.85)、式(5.90)、式(5.92)和式(5.95)可得载波相偏估计值的方差为

$$\begin{aligned} D[\hat{\phi}] &= \frac{1}{4} \left( D\left[\Psi_{+\frac{1}{2}}\right] + D\left[\Psi_{-\frac{1}{2}}\right] \right) + \frac{\pi^2(L-1)^2}{4L^2} D[\alpha] \\ &= \left\{ \frac{L\sin^2[\pi(\delta - \frac{1}{2})/L]}{8\sin^2[\pi(\delta - \frac{1}{2})]} + \frac{L\sin^2[\pi(\delta + \frac{1}{2})/L]}{8\sin^2[\pi(\delta + \frac{1}{2})]} \right\} \cdot \frac{1}{E_s/N_0} \\ &\quad + \frac{\pi^4(L-1)^2(4\delta^2-1)^2(4\delta^2+1)}{64L^3\cos^2(\pi\delta)} \cdot \frac{1}{E_s/N_0} \\ &\approx \left\{ \frac{\pi^2(\delta - \frac{1}{2})^2}{8L\sin^2[\pi(\delta - \frac{1}{2})]} + \frac{\pi^2(\delta + \frac{1}{2})^2}{8L\sin^2[\pi(\delta + \frac{1}{2})]} \right\} \cdot \frac{1}{E_s/N_0} \\ &\quad + \frac{\pi^4(4\delta^2-1)^2(4\delta^2+1)}{256L\cos^2(\pi\delta)} \cdot \frac{1}{E_s/N_0} \end{aligned} \quad (5.96)$$

由第二章2.4.2节可知载波频偏 $f_d$ 和相偏 $\phi$ 的MCRB分别为

$$\text{MCRB}(f_d) = \frac{3}{2\pi^2 L^3 T^2} \cdot \frac{1}{E_s/N_0} \quad (5.97)$$

$$\text{MCRB}(\phi) = \frac{1}{2L} \cdot \frac{1}{E_s/N_0} \quad (5.98)$$

定义载波频偏估计方差与MCRB之比为频偏估计因子 $R_f$ , 定义载波相偏估计方差与MCRB之比为相偏估计因子 $R_\phi$ , 即

$$R_f = \frac{D[\hat{f}_d]}{\text{MCRB}(f_d)} \quad (5.99)$$

$$R_\phi = \frac{D[\hat{\phi}]}{\text{MCRB}(\phi)} \quad (5.100)$$

将式(5.93)和式(5.97)代入式(5.99)可得频偏估计因子的表达式为

$$R_f = \frac{\pi^4(4\delta^2-1)^2(4\delta^2+1)}{96\cos^2(\pi\delta)} \quad (5.101)$$

将式(5.96)和式(5.98)代入式(5.100)可得相偏估计因子的表达式为

$$R_\phi = \frac{\pi^2(\delta - \frac{1}{2})^2}{4\sin^2[\pi(\delta - \frac{1}{2})]} + \frac{\pi^2(\delta + \frac{1}{2})^2}{4\sin^2[\pi(\delta + \frac{1}{2})]} + \frac{\pi^4(4\delta^2-1)^2(4\delta^2+1)}{32\cos^2(\pi\delta)} \quad (5.102)$$

从式(5.101)和式(5.102)可以看出, 频偏估计因子 $R_f$ 和相偏估计因子 $R_\phi$ 只与小数频点 $\delta$ 有关, 且 $R_f$ 、 $R_\phi$ 与 $\delta$ 的关系曲线如图5.4所示。由(a)图可见, 当 $\delta = 0$ , 此时无载波频偏,  $R_f$ 取得最小值 $R_f^{\min} = 1.0147$ , 即载波频偏估计方差与MCRB仅相

差0.06dB。随着 $|\delta|$ 的增大， $R_f$ 也逐渐增大，且当 $|\delta| = \frac{1}{2}$ 时， $R_f$ 取得最大值 $R_f^{\max} = 3.2767$ ，此时载波频偏估计性能最差。由(b)图可见，当 $\delta = 0$ 时，此时 $R_\phi$ 取得最小值 $R_\phi^{\min} = 1.9947$ ，即载波相偏估计方差与MCRB相差约3dB，这是由于载波频偏估计的误差给载波相偏估计带来影响，而且随着 $|\delta|$ 的增大，载波频偏估计方差随之增大，进而给载波相偏估计性能带来更大的恶化。

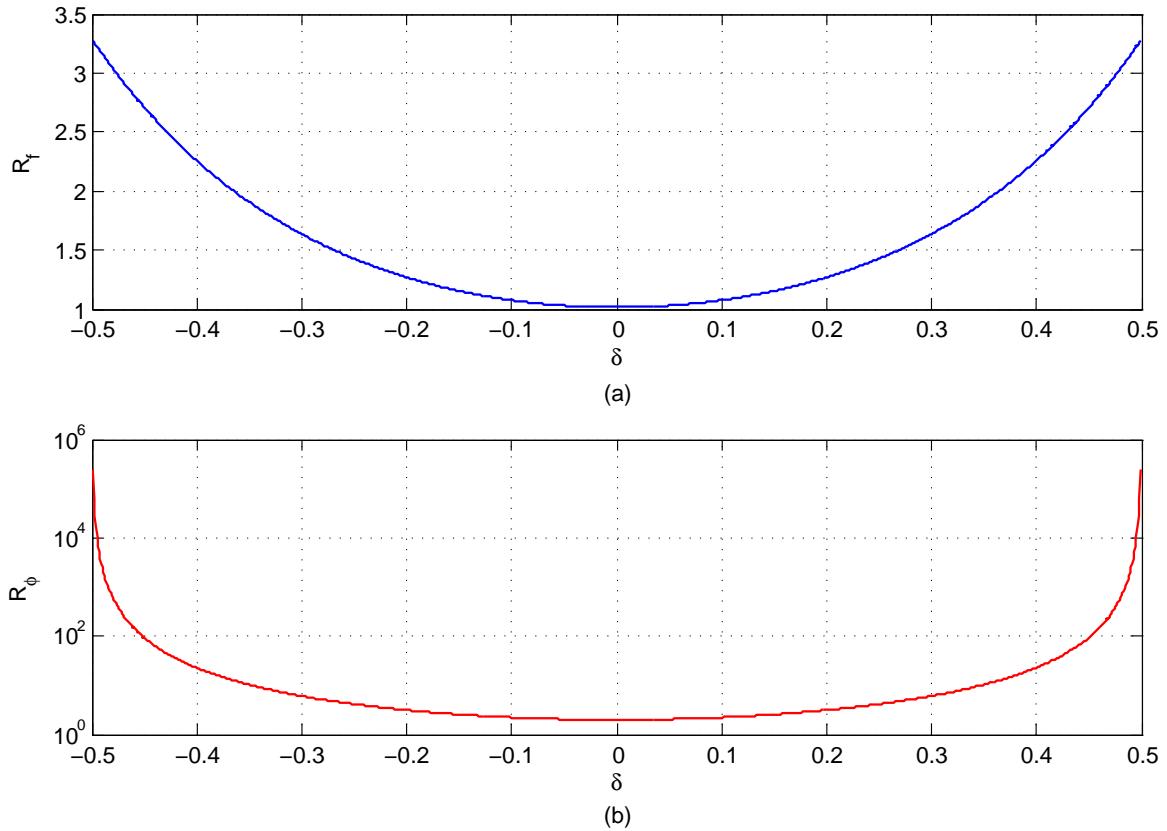


图 5.4: 频偏估计因子、相偏估计因子与小数频点的关系曲线

### 5.5.3 CFPE-HFS迭代估计

由式(5.45)、式(5.78)和式(5.93)可以得到

$$E[\hat{\delta}] \approx \frac{E[\alpha]}{2} = \delta \quad (5.103)$$

$$D[\hat{\delta}] \approx \frac{D[\alpha]}{4} = \frac{\pi^2(4\delta^2 - 1)^2(4\delta^2 + 1)}{64L\cos^2(\pi\delta)} \cdot \frac{1}{E_s/N_0} \quad (5.104)$$

从式(5.104)可以看出小数频点 $\delta$ 的估计方差随着 $|\delta|$ 的减小而减小，这表明可以通过降低 $|\delta|$ 来提高小数频点 $\delta$ 的估计性能，进而提高载波频偏和相偏的估计性能。

因此，根据载波频偏估计结果对信号样本进行载波频偏补偿，再将补偿后的信号样本进行迭代估计，通过不断迭代来降低估计方差，使得估计误差小于性能指标。CFPE-HFS迭代估计算法流程如表5.1所示（表中 $Q$ 代表迭代次数， $\xi$ 代表误差性能指标）。由表可见，步骤1和2即为上述CFPE-HFS估计算法的流程，从步骤3开始进行迭代估计，步骤4、5和6根据前一次迭代估计结果进行频偏补偿后再进行CFPE-HFS估计，步骤7判断迭代估计结果是否达到误差性能指标，若未达到指标返回步骤4再进行下一次迭代，若达到指标则进行步骤8和9，计算得到载波频偏 $\hat{f}_d$ 和相偏 $\hat{\phi}$ 的最终估计值。

表 5.1: CFPE-HFS迭代估计算法流程

Step	Description
1	$Y_{\Delta} = \left  \sum_{n=0}^{L-1} x(n) e^{-j \frac{2\pi\Delta}{L} n} \right , \quad \Delta = \pm \frac{1}{2}$
2	$\hat{\delta} = \frac{L}{\pi} \arctan \left[ \left( \frac{Y_{+\frac{1}{2}} - Y_{-\frac{1}{2}}}{Y_{+\frac{1}{2}} + Y_{-\frac{1}{2}}} \right) \tan \left( \frac{\pi}{2L} \right) \right]$
3	$\hat{\delta}_0 = \hat{\delta}, i = 1$
4	$X_{\Delta}^i = \sum_{n=0}^{L-1} x(n) e^{-j 2\pi \frac{\Delta + \hat{\delta}_{i-1}}{L} n}, \quad \Delta = \pm \frac{1}{2}$
5	$Y_{\Delta}^i =  X_{\Delta}^i , \quad \Delta = \pm \frac{1}{2}$
6	$\hat{\delta}_i = \hat{\delta}_{i-1} + \frac{L}{\pi} \arctan \left[ \left( \frac{Y_{+\frac{1}{2}} - Y_{-\frac{1}{2}}}{Y_{+\frac{1}{2}} + Y_{-\frac{1}{2}}} \right) \tan \left( \frac{\pi}{2L} \right) \right]$
7	$\text{if } (\left  \hat{\delta}_i \right  \leq \xi) \quad Q = i$ $\text{else } i = i + 1, \text{return step 4}$
8	$\Psi_{\Delta}^Q = \angle X_{\Delta}^Q, \quad \Delta = \pm \frac{1}{2}$
9	$\hat{f}_d = \frac{\hat{\delta}_Q}{LT}$ $\hat{\phi} = \frac{1}{2} \left( \Psi_{+\frac{1}{2}}^Q + \Psi_{-\frac{1}{2}}^Q \right) - \pi \frac{(L-1)}{L} \hat{\delta}_Q$

### 5.5.4 计算复杂度分析

由表5.1可见，CFPE-HFS迭代估计算法的计算量主要体现在步骤1和步骤4，即计算 $Y_\Delta$ 和 $X_\Delta^i$ 的值。 $Y_\Delta$ 的计算公式为

$$\begin{cases} Y_{+\frac{1}{2}} = \left| \sum_{n=0}^{L-1} x(n) e^{-j\frac{\pi}{L}n} \right| \\ Y_{-\frac{1}{2}} = \left| \sum_{n=0}^{L-1} x(n) e^{+j\frac{\pi}{L}n} \right| \end{cases} \quad (5.105)$$

从式(5.105)可知，计算 $Y_{+\frac{1}{2}}$ 和 $Y_{-\frac{1}{2}}$ 共需要 $2L$ 次复数乘法运算和 $2(L-1)$ 次复数加法运算。 $X_\Delta^i$ 的计算公式为

$$\begin{cases} X_{+\frac{1}{2}}^i = \sum_{n=0}^{L-1} x(n) e^{-j\frac{\pi n}{L}(2\hat{\delta}_{i-1}+1)} \\ X_{-\frac{1}{2}}^i = \sum_{n=0}^{L-1} x(n) e^{-j\frac{\pi n}{L}(2\hat{\delta}_{i-1}-1)} \end{cases} \quad (5.106)$$

从式(5.106)可知，当迭代次数为 $Q$ 时，计算 $X_\Delta^i$ 共需要 $2QL$ 次复数乘法运算和 $2Q(L-1)$ 次复数加法运算。另外，CFPE-HFS迭代估计算法还需要两次求相角运算（见步骤8）。因此，CFPE-HFS迭代估计算法的总计算量为 $2(Q+1)L$ 次复数乘法运算、 $2(Q+1)(L-1)$ 次复数加法运算和两次求相角运算。从后面5.5.5节性能仿真可知，只需进行一次迭代（即迭代次数 $Q=1$ ），载波频偏的估计性能非常接近MCRB下界，足以满足实际系统的需求。

从式(5.15)可以看出，相对于载波频偏估计，载波相位的最大似然估计(CPO-ML)实现较容易，且计算量为 $L$ 次复数乘法运算和 $(L-1)$ 次复数加法运算。表5.2比较了CFPE-HFS迭代估计算法与传统载波频偏和相偏估计算法的计算复杂度。

从表5.2中可以看出，当 $Q=0$ 时，即没有进行迭代估计，此时CFPE-HFS算法的计算量在所有方法中是最低的，为 $8L$ 次实数乘法运算、 $4(2L-1)$ 次实数加法运算和两次求相角运算。当 $Q=1$ 时，即进行一次迭代估计，此时CFPE-HFS迭代估计算法的计算量为 $16L$ 次实数乘法运算、 $8(2L-1)$ 次实数加法运算和两次求相角运算，略高于以基于点差分的频率估计器为代表的Kay+CPO-ML算法，但远低于基于自相关的频率估计器(Fitz+CPO-ML和M&M+CPO-ML)和基于FFT内插的频率估计器(Candan+CPO-ML和Liang+CPO-ML)。因此，CFPE-HFS迭代估计算法的计算复杂度为 $O(L)$ ，是一种低复杂度联合载波频偏与相偏估计算法。

表 5.2: CFPE-HFS迭代估计算法与传统估计算法的计算复杂度比较

Methods	Real multiplications	Real additions	Angle
CFPE-HFS( $Q = 0$ )	$8L$	$4(2L - 1)$	2
CFPE-HFS( $Q = 1$ )	$16L$	$8(2L - 1)$	2
Kay+CPO-ML	$9L - 5$	$7L - 6$	$L$
Fitz+CPO-ML	$\frac{1}{2}(3L^2 + 7L)$	$\frac{1}{2}(3L^2 + 5L - 6)$	$\frac{L}{2} + 1$
M&M+CPO-ML	$\frac{1}{2}(3L^2 + 7L - 4)$	$\frac{1}{2}(3L^2 + 7L - 18)$	$\frac{L}{2} + 1$
Candan+CPO-ML	$2L\log_2 L + 4L$	$3L\log_2 L + 4L - 2$	1
Liang+CPO-ML	$4L\log_2 L + 4L$	$6L\log_2 L + 4L - 2$	1

### 5.5.5 性能仿真与验证

本节通过计算机仿真分析和验证CFPE-HFS迭代估计算法的估计性能，并与传统估计算法进行比较。仿真实验中，调制方式为QPSK，符号速率 $R_s = \frac{1}{T} = 256\text{KHz}$ ，蒙特卡罗仿真次数为 $N = 10^5$ ，估计性能采用归一化均方误差（NMSE）表示，其载波频偏NMSE和载波相偏NMSE表达式分别为

$$\text{NMSE}_{\text{CFO}} = \text{NMSE}(\hat{f}_dT) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \left( \hat{f}_dT - f_dT \right)^2 \quad (5.107)$$

$$\text{NMSE}_{\text{CPO}} = \text{NMSE}(\hat{\phi}) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \left( \hat{\phi} - \phi \right)^2 \quad (5.108)$$

在性能仿真结果中，同时给出了归一化载波频偏的MCRB和载波相偏的MCRB，其表达式分别为<sup>[117]</sup>

$$\text{MCRB}(f_dT) = \frac{3}{2\pi^2 L^3} \cdot \frac{1}{E_s/N_0} \quad (5.109)$$

$$\text{MCRB}(\phi) = \frac{1}{2L} \cdot \frac{1}{E_s/N_0} \quad (5.110)$$

其中， $E_s$ 代表每个符号的能量， $E_s/N_0$ 代表信噪比SNR。

由5.5.1节分析可知, CFPE-HFS算法的载波频偏估计范围为 $(-\frac{1}{2LT}, \frac{1}{2LT})$ 。图5.5给出了无噪声条件下, 当 $L = 64$ 时CFPE-HFS算法的载波频偏估计期望与实际载波频偏的关系曲线。图中同时给出了载波频偏的理想估计曲线。从图5.5可以看出, 无噪声条件下的仿真结果与理想曲线完全重合, 即实际载波频偏在 $(-\frac{1}{2LT}, \frac{1}{2LT})$ 上的载波频偏估计期望与实际载波频偏相等。

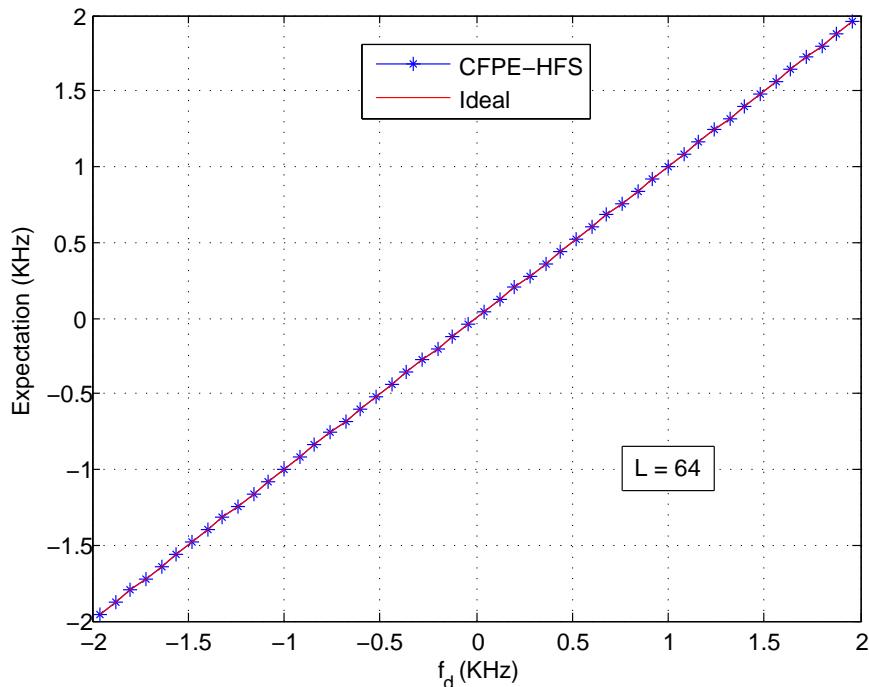


图 5.5: CFPE-HFS算法的CFO估计期望与实际CFO的关系曲线（无噪声）

图5.6分别给出了当 $L = 64$ 和 $L = 1024$ 时, SNR=0dB条件下CFPE-HFS算法的载波频偏估计期望与实际载波频偏的关系曲线。当 $L = 64$ 时, 如(a)图所示, CFPE-HFS算法的载波频偏估计期望在接近 $\pm\frac{1}{2LT}$ 时偏离理想曲线。当 $L$ 增大到1024时, 如(b)图所示, 虽然此时CFPE-HFS算法的载波频偏估计范围变小, 但载波频偏估计期望与理想曲线几乎重合。可以预见, 当 $L$ 趋于无穷大时, 载波频偏估计期望与理论曲线能够完全重合。仿真结果验证了5.5.2.1节对估计期望理论分析的结果, 即CFPE-HFS算法的估计结果是渐近无偏的。

图5.7分别给出了当 $L = 64$ 和 $L = 1024$ 时, SNR=0dB条件下CFPE-HFS算法的频偏估计因子 $R_f$ 与小数频点 $\delta$ 的关系曲线。图中同时给出了CFPE-HFS算法的频偏估计因子理论曲线。由图可见, 当 $L = 64$ 时, 如(a)图所示, CFPE-HFS算法的仿真曲线与理论曲线部分重合。当 $L$ 增大到1024时, 如(b)图所示, 仿真曲线与理论曲线的重合

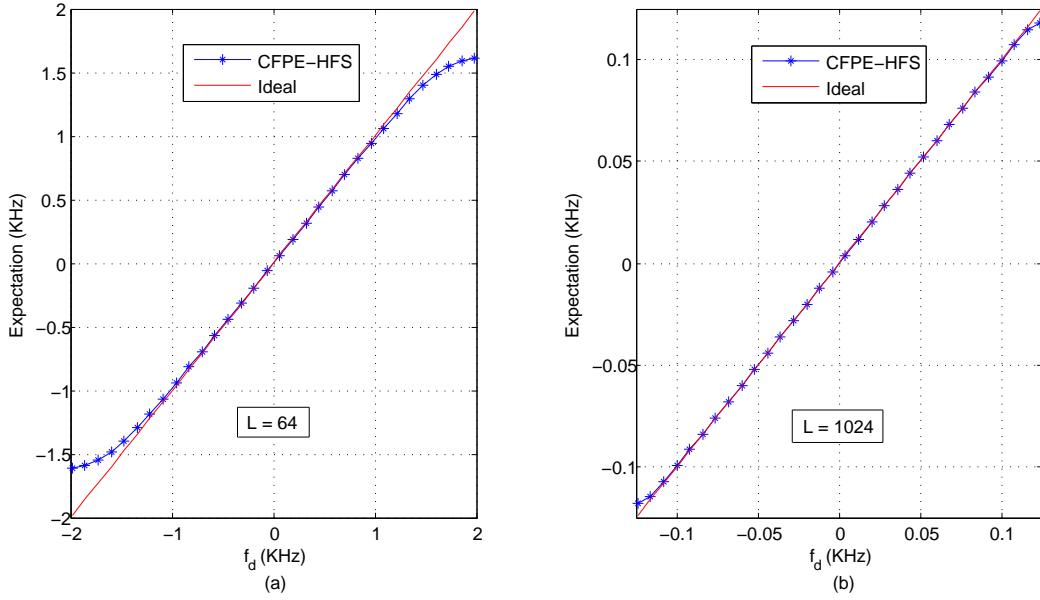


图 5.6: CFPE-HFS 算法的 CFO 估计期望与实际 CFO 的关系曲线 (SNR=0dB)

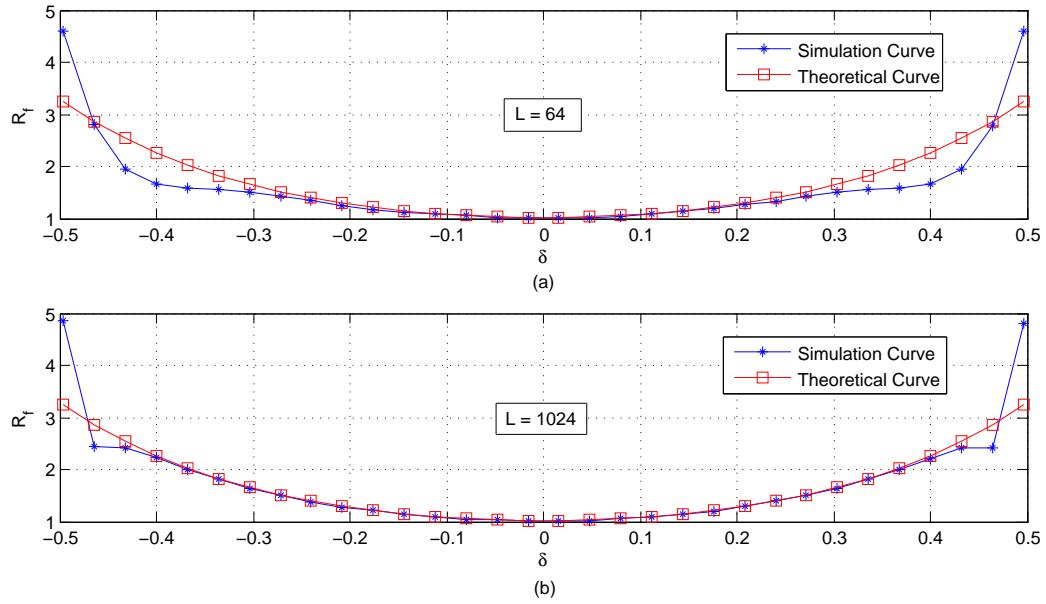


图 5.7: CFPE-HFS 算法的频偏估计因子与小数频点的关系曲线 (SNR=0dB)

部分增多。可以预见，当  $L$  趋于无穷大时，仿真曲线与理论曲线能够完全重合。仿真结果验证了 5.5.2.2 节对估计方差理论分析的结果。

图 5.8 给出了当  $L = 1024$  时，SNR=0dB 条件下 CFPE-HFS 迭代估计算法的载波频偏 NMSE 与小数频点  $\delta$  的关系曲线。图中同时给出了 CFPE-HFS( $Q = 0$ ) 算法的载波频偏估计方差理论曲线。由图可见，当  $Q = 0$  时，CFPE-HFS 算法的载波频偏 NMSE 仿

真曲线与理论曲线基本吻合，即在 $\delta = 0$ 时载波频偏NMSE达到最小，且非常接近MCRB下界，随着 $|\delta|$ 逐渐增加，CFPE-HFS( $Q = 0$ )的载波频偏NMSE逐渐增大，即估计性能逐渐降低。当 $Q = 1$ 时，与5.5.3节预期结果一致，CFPE-HFS算法的载波频偏NMSE仿真性能相比于 $Q = 0$ 时大大提高，且在整个 $\delta$ 范围内都非常接近MCRB下界，验证了通过迭代估计可以降低估计误差的结论。当 $Q = 2$ 时，CFPE-HFS 算法的载波频偏NMSE仿真曲线与 $Q = 1$ 时基本重合，这表明 $Q = 2$ 时的估计性能相比 $Q = 1$ 时提高不大，因为 $Q = 1$ 时的估计性能已经接近理论最优值。可以预见，当 $Q \geq 3$ 时，CFPE-HFS算法的载波频偏NMSE仿真曲线与 $Q = 1$ 时也基本重合，且更接近MCRB下界。由于CFPE-HFS迭代估计算法的运算量与 $Q$ 成正比，因此，一般取 $Q = 1$ 以较低的复杂度来实现较优的估计性能。

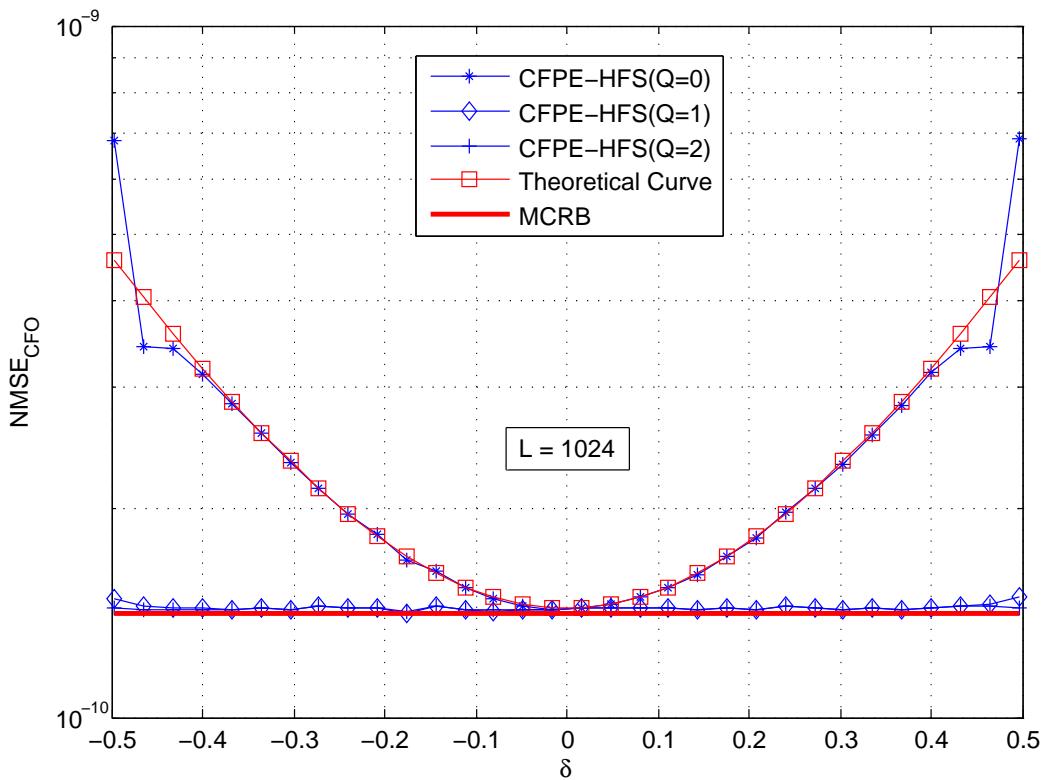


图 5.8: CFPE-HFS迭代估计算法的NMSE<sub>CFO</sub>与 $\delta$ 的关系曲线 (SNR=0dB)

图5.9分别给出了 $\delta = 0.05$ 和 $\delta = 0.45$ 条件下，当 $L = 64$ 、 $L = 256$ 和 $L = 1024$ 时CFPE-HFS迭代估计算法的载波频偏NMSE与SNR的关系曲线。由图可见，在一定的SNR条件下，随着 $L$ 的不断增大，CFPE-HFS迭代估计算法的载波频偏NMSE不断减小；当给定 $L$ 时，随着SNR的逐渐增加，CFPE-HFS迭代估计算法的载波频偏估计性能逐渐提高。因此，可以通过增加 $L$ 或者SNR 来提高CFPE-HFS迭

代估计算法的载波频偏估计性能。另外，从(a)图可以看出，当 $\delta = 0.05$ 时，CFPE-HFS( $Q = 0$ )与CFPE-HFS( $Q = 1$ )的估计性能基本相同，且都与MCRB曲线基本重合；当 $\delta = 0.45$ 时，如(b)图所示，CFPE-HFS( $Q = 0$ )的估计性能下降，且与MCRB相差约5dB，而CFPE-HFS( $Q = 1$ )的估计性能曲线仍然与MCRB曲线重合。结合图5.8的结果可以得出，CFPE-HFS( $Q = 0$ )对载波频偏较敏感，而CFPE-HFS( $Q = 1$ )对载波频偏具有较强的鲁棒性。

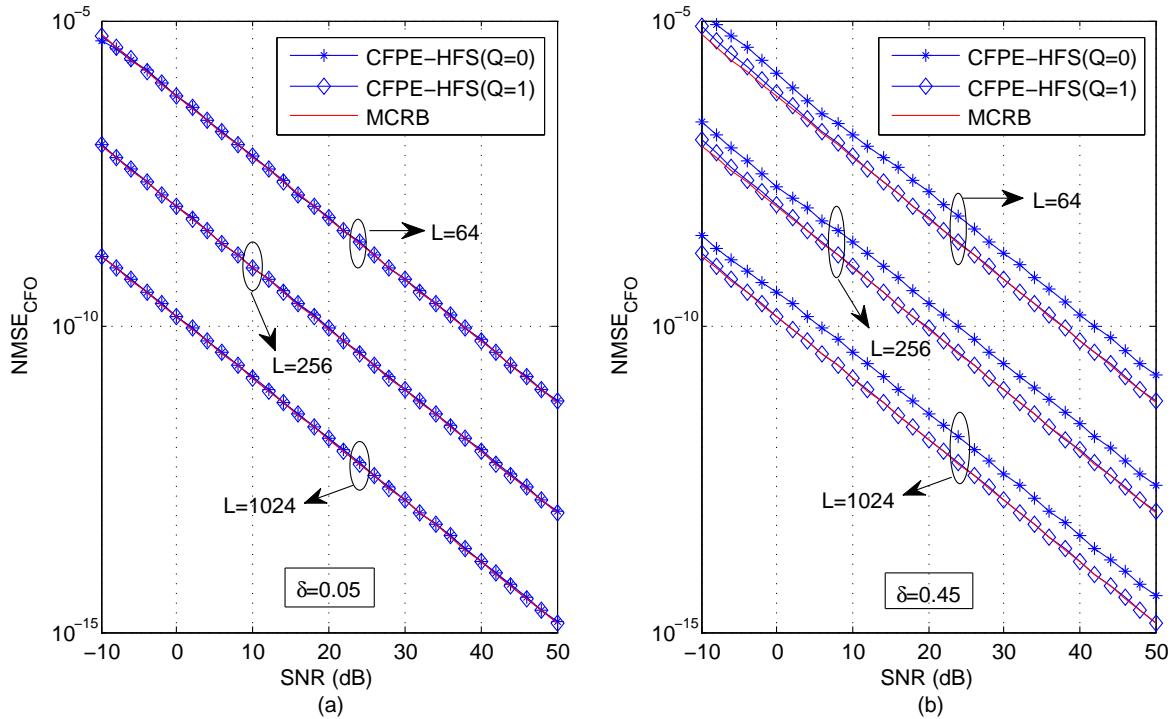


图 5.9: CFPE-HFS迭代估计算法的NMSE<sub>CFO</sub>与SNR的关系曲线

图5.10给出了 $L = 64$ 时CFPE-HFS迭代估计算法和传统载波频偏估计算法的载波频偏NMSE与SNR的关系曲线。图中CFPE-HFS迭代估计算法的迭代次数 $Q = 1$ 。仿真中，假设实际载波频偏均匀分布于载波频偏估计范围。由图可见，Kay算法仅在 $\text{SNR} > 9\text{dB}$ 时才能达到MCRB下界，因此它不适合于低信噪比环境下的载波频偏估计。Candan算法在 $\text{SNR} > -2\text{dB}$ 时估计性能与MCRB下界相差约4dB，而Liang算法在 $\text{SNR} > -3\text{dB}$ 时能够获得良好的估计性能。Fitz算法在 $\text{SNR} > -4\text{dB}$ 时的估计性能非常接近MCRB下界，但其计算复杂度非常高。CFPE-HFS迭代估计算法的载波频偏估计性能略优于Fitz算法，在给定信噪比范围内非常接近MCRB下界，且计算复杂度低于Fitz算法。因此，CFPE-HFS迭代估计算法能够以较低的计算复杂度达到优于传统载波频偏估计算法的估计性能。

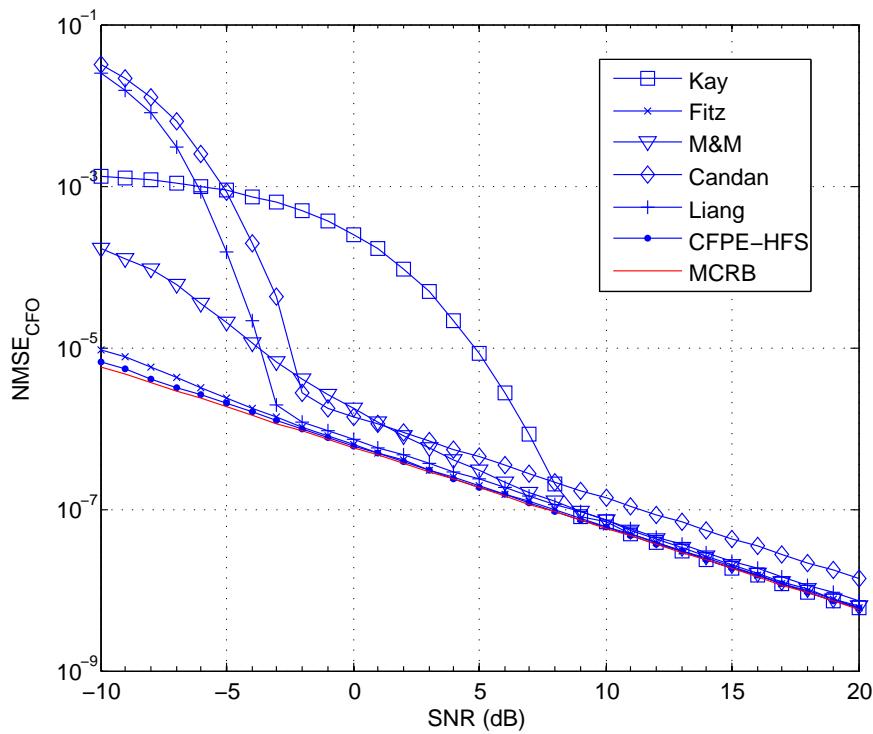


图 5.10: 各种载波频偏估计算法的  $NMSE_{CFO}$  与  $SNR$  的关系曲线 ( $L = 64$ )

图5.11给出了当  $L = 1024$  时,  $SNR=0$  dB 条件下 CFPE-HFS 迭代估计算法的载波相偏 NMSE 与小数频点  $\delta$  的关系曲线。图中同时给出了 CFPE-HFS ( $Q = 0$ ) 算法的载波相偏估计方差理论曲线。由图可见, 当  $Q = 0$  时, CFPE-HFS 算法的载波相偏 NMSE 仿真曲线与理论曲线部分吻合, 可以预见, 当  $L$  增大时, 仿真曲线与理论曲线能够完全重合。当  $Q = 1$  时, 与 5.5.3 节预期结果一致, CFPE-HFS 算法的载波相偏 NMSE 仿真性能相比于  $Q = 0$  时大大提高, 这是由于经过一次迭代后载波频偏估计误差减小进而提高了载波相偏的估计性能。当  $Q = 2$  时, 与图 5.8 仿真结果一致, CFPE-HFS 算法的载波相偏 NMSE 仿真曲线与  $Q = 1$  时基本重合。因此, CFPE-HFS 迭代估计算法中一般取  $Q = 1$  以较低的复杂度来实现较优的估计性能。另外, 从图中可以看出, 载波相偏 NMSE 仿真曲线与 MCRB 有一定差距, 这是由于载波频偏估计误差是一定存在的, 且不可能完全消除, 因此给载波相偏估计性能会带来影响。

图 5.12 给出了  $L = 64$  时 CFPE-HFS 迭代估计算法和传统最大似然载波相偏估计算法 (CPO-ML) 的载波相偏 NMSE 与  $SNR$  的关系曲线。图中 CFPE-HFS 迭代估计算法的迭代次数  $Q = 1$ 。仿真中, 载波频偏估计均采用 CFPE-HFS 迭代估计算法。从图中可以看出, 当  $SNR > -2$  dB 时, CFPE-HFS 迭代估计算法的载波相偏 NMSE 曲线与 CPO-ML 算法性能曲线基本重合。当  $SNR \leq -2$  dB 时, CFPE-HFS 迭代估计算法的估

计性能略低于CPO-ML算法。但是CFPE-HFS迭代估计算法的载波相偏估计是在载波频偏估计的基础上直接计算得到，其计算量可以忽略不计，因此CFPE-HFS迭代估计算法的载波相偏估计复杂度低于CPO-ML算法。

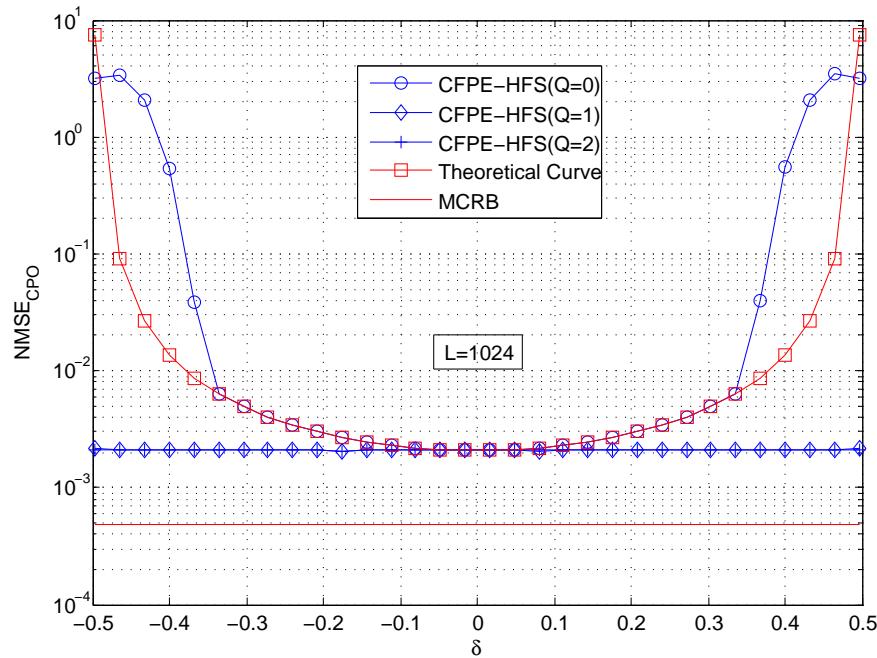


图 5.11: CFPE-HFS迭代估计算法的 $NMSE_{CPO}$ 与 $\delta$ 的关系曲线 ( $SNR=0dB$ )

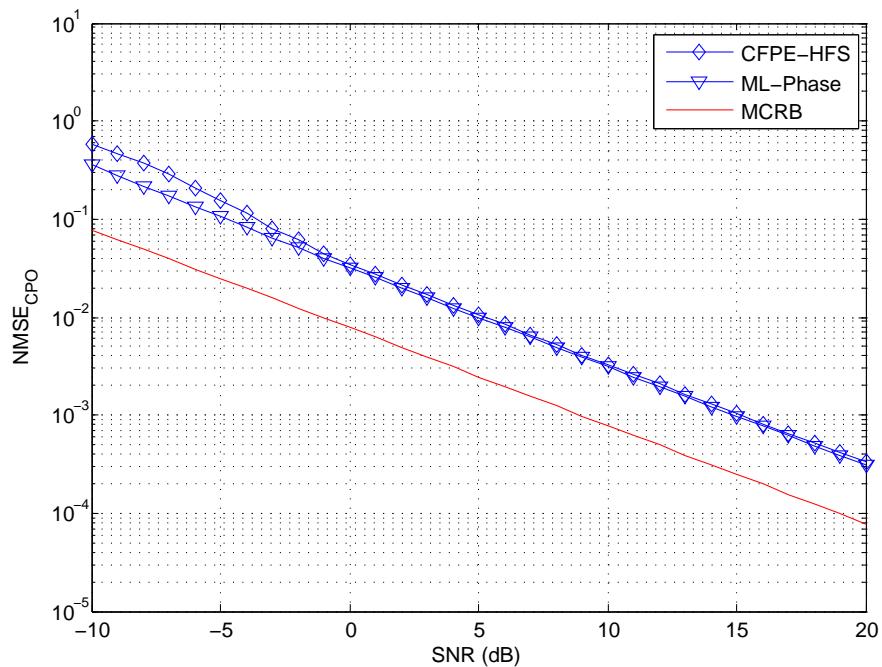


图 5.12: 各种载波相偏估计算法的 $NMSE_{CPO}$ 与 $SNR$ 的关系曲线 ( $L = 64$ )

在全数字信道化接收机中，假设已经获得理想的定时同步，采用CFPE-HFS迭代估计算法进行载波频偏和相偏估计以实现载波同步。由于CFPE-HFS迭代估计算法存在估计误差，所以会给接收机误码率性能带来一定的影响，且随着突发长度 $B$ 的增加，累积误差越大，导致系统误码率越高。图5.13给出了帧头长度 $L = 64$ ，突发长度分别为 $B = 2L$ 、 $B = 3L$ 、 $B = 4L$ 和 $B = 5L$ 时采用CFPE-HFS迭代估计算法的系统误码率 $P_e$ 与SNR的关系曲线，同时给出了理想误码率曲线作为参考。由图可见，给定突发长度 $B$ 时，系统误码率随着信噪比的增加而减小；给定信噪比SNR时，系统误码率随着突发长度的增加而增大。特别地，当 $B = 2L$ 时，系统误码率与理论误码率相差约0.5dB，此时系统传输效率 $\eta = (1 - \frac{L}{B}) = 50\%$ ；当 $B = 3L$ 时，系统误码率与理论误码率相差约1dB，此时系统传输效率 $\eta \approx 66\%$ ；当 $B = 4L$ 时，系统误码率与理论误码率相差约2dB，此时系统传输效率 $\eta = 75\%$ ；当 $B = 5L$ 时，系统误码率与理论误码率相差约3dB，此时系统传输效率 $\eta = 80\%$ 。可以预见，随着突发长度 $B$ 的进一步增加，系统传输效率进一步提高，但系统误码率性能越来越差。因此，在实际通信系统中，根据系统传输效率和系统误码率的性能指标，选择合适的帧头长度 $L$ 和突发长度 $B$ 。

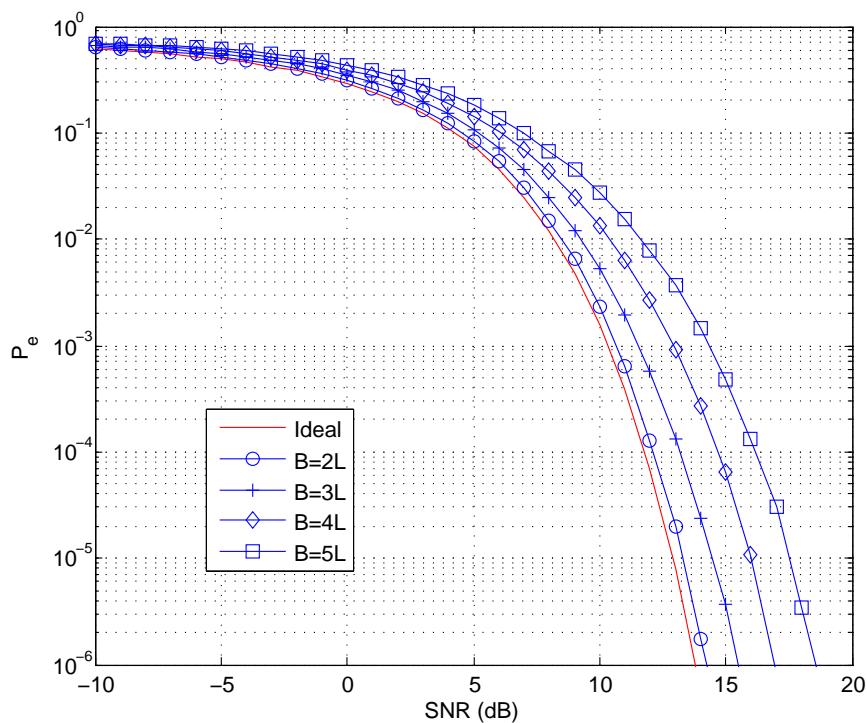


图 5.13: 采用CFPE-HFS迭代估计算法的 $P_e$ 与SNR的关系曲线 ( $L = 64$ )

## 5.6 本章小结

本章从系统模型、载波频偏与相偏的最大似然估计入手，通过分析存在小数频点时FFT半频点谱的相关特性，提出了一种基于半频点谱的低复杂度联合载波频偏与相偏估计算法（CFPE-HFS），理论推导了CFPE-HFS算法的计算公式和噪声统计特征（包括估计期望和估计方差），并根据估计方差特性进一步提出了CFPE-HFS迭代估计算法，分析了该算法的计算复杂度并与传统算法进行比较，最后通过仿真分析和验证了CFPE-HFS迭代估计算法的估计性能。

仿真和分析结果表明，CFPE-HFS迭代估计算法的载波频偏估计性能在低信噪比条件下非常接近MCRB下界，优于传统载波频偏估计算法；载波相偏估计性能在 $\text{SNR} > -2\text{dB}$ 时与最大似然载波相偏估计算法性能相近；CFPE-HFS迭代估计算法的计算复杂度为 $O(L)$ ，远低于具有同等性能的传统估计算法。因此，CFPE-HFS迭代估计算法是一种适合于低信噪比环境的低复杂度联合载波频偏与相偏估计算法，非常适合基于MF-TDMA的卫星物联网系统反向链路。

## 第六章 总结与展望

### 6.1 全文总结

本文以基于MF-TDMA的卫星物联网系统为应用背景，以低复杂度高性能中心站接收机设计为出发点，围绕反向信道多载波突发信号全数字并行接收相关技术展开深入研究，主要研究成果总结如下：

1. 在分析传统多相滤波FFT数字分路结构的基础上，根据实信号频谱特性提出了一种改进的实信号信道划分方法，理论推导了基于多相滤波FFT的改进实信号高效数字分路算法（IRDD-PFF），并给出了IRDD-PFF算法的高效实现结构，该结构相对传统结构有效降低了全数字分路的计算复杂度。

2. 理论研究了全数字分路中的有限字长效应，分析了系数的量化误差对IRDD-PFF数字分路算法的影响，推导了运算的舍入误差对IRDD-PFF数字分路输出信噪比（SNR）和系统误码率（BER）的解析式，并在此基础上给出了误码率性能指标下的数据精度方案。

以上两点相关研究经整理投稿一篇EI期刊论文(在审)。

3. 针对基于最大似然准则（ML）的传统数据辅助类（DA）定时偏差估计算法计算复杂度高的问题，通过分析存在异步采样偏差条件下帧头（如m序列）捕获的相关峰衰减特性，提出了一种基于帧头捕获的低复杂度前馈定时偏差估计算法（TOE-FHA），该算法在任意成形系数和低信噪比条件下均具有良好的估计性能，优于传统定时偏差估计算法。

4. 通过分析传统全数字接收机的能量检测与同步结构的缺点，根据TOE-FHA算法的特征给出了能量检测、帧同步和定时同步的一体化实现结构（E-F-T），该结构相对于传统结构具有复杂度低、同步时间短和频谱利用率高的优点。

以上两点相关研究经整理已发表一篇SCI期刊论文和一篇EI期刊论文。

5. 针对传统次优载波频偏估计算法中估计精度与计算复杂度的矛盾，通过分析存在小数频点时FFT半频点谱的相关特性，提出了一种基于半频点谱的低复杂

度联合载波频偏与相偏估计算法（CFPE-HFS），理论推导了该算法的计算公式和噪声统计特征，并根据估计方差特性进一步提出了CFPE-HFS迭代估计算法；仿真结果表明，CFPE-HFS迭代估计算法的载波频偏估计性能在低信噪比时非常接近MCRB下界，优于传统载波频偏估计算法；载波相偏估计性能在 $\text{SNR} > -2\text{dB}$ 时与最大似然载波相偏估计算法性能相近；同时分析了该算法的计算复杂度，其复杂度远低于具有同等性能的传统估计算法。

该部分研究经整理已发表一篇EI会议论文，投稿一篇SCI期刊论文(条件接收)。

## 6.2 研究展望

随着课题研究的进一步深入以及应用需求的不断提升，下一步的研究工作主要包括：

1. 本文对全数字信道化接收机的理论分析是建立在没有多载波交调干扰的背景之下，下一步研究需要从透明转发器功放的非线性特性入手，分析多载波交调干扰对接收机数字分路和突发同步性能的影响，为实际应用中接收机的设计提供理论支撑。
2. 本文在突发定时同步和突发载波同步方面只利用已知的帧头符号进行估计，如果再利用未知的数据符号进行联合估计，其估计性能将得到进一步提高，基于期望最大化准则的编码辅助迭代估计算法<sup>[138-142]</sup>将是后续突发同步技术研究的重点。
3. 本文主要讨论了全数字信道化接收机中数字分路技术和突发同步技术的理论与实现结构，并对提出的关键算法进行了计算机仿真和验证，而对于具体的硬件电路实现，IEEE和一些文献提供了较多的参考设计<sup>[143-148]</sup>，后续将对本文提出的关键算法在硬件平台上进行性能测试与验证。

## 参考文献

- [1] 余金培, 杨根庆, 梁旭文. 现代小卫星技术与应用[M]. 上海: 上海科学普及出版社, 2004.
- [2] 汪春霆, 张俊祥, 潘申富, 郝学坤, 肖永伟. 卫星通信系统[M]. 北京: 国防工业出版社, 2012.
- [3] 陈豪, 胡光锐, 邱乐德, 单红梅. 卫星通信与数字信号处理[M]. 上海: 上海交通大学出版社, 2011.
- [4] Clarke A C. Extraterrestrial relays. *Wireless World*, 1945(51):305-308.
- [5] Ippolito J, Louis J. Satellite Communications Systems Engineering: Atmospheric Effects, Satellite Link Design and System Performance[M]. John Wiley & Sons, 2008.
- [6] Pratt T, Bostian C W, Allnutt J E. Satellite Communications[M]. John Wiley & Sons, 2003.
- [7] Stankovic J A. Research directions for the Internet of Things[J]. *IEEE Internet of Things Journal*, 2014, 1(1):3-9.
- [8] Al-Fuqaha A, Guizani M, Mohammadi M, Aledhari M, Ayyash M. Internet of Things: a survey on enabling technologies, protocols, and applications[J]. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2015, 17(4):2347-2376.
- [9] Xu K, Qu Y, Yang K. A tutorial on the Internet of Things: from a heterogeneous network integration perspective[J]. *IEEE Network*, 2016, 30(2):102-108.
- [10] Kawamoto Y, Nishiyama H, Fadlullah Z M, Kato N. Effective data collection via satellite-routed sensor system (SRSS) to realize global-scaled Internet of Things[J]. *IEEE Sensors Journal*, 2013, 13(10):3645-3654.

- [11] De Sanctis M, Cianca E, Araniti G, Bisio I, Prasad R. Satellite communications supporting Internet of remote Things[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2016, 3(1):113-123.
  - [12] ITU Strategy and Policy Unit (SPU). ITU Internet reports 2005: the Internet of Things[R]. Geneva: International Telecommunication Union (ITU), 2005.
  - [13] Zanella A, Bui N, Castellani A, Vangelista L, Zorzi M. Internet of Things for smart cities[J]. IEEE Internet of Things Journal, 2014, 1(1):22-32.
  - [14] Lukas, Tanumihardja W A, Gunawan E. On the application of IoT: monitoring of troughs water level using WSN[C]. IEEE Conference on Wireless Sensors, 2015.
  - [15] Li Y, Gao W, Wu C, Wang Y. Deployment of sensors in WSN: an efficient approach based on dynamic programming[J]. Chinese Journal of Electronics, 2015, 24(1):33-36.
  - [16] Han J, Lee H, Park K R. Remote-controllable and energy-saving room architecture based on ZigBee communication[J]. IEEE Transactions on Consumer Electronics, 2009, 55(1):264-268.
  - [17] Setiawan M A, Shahnia F, Rajakaruna S, Ghosh A. ZigBee-based communication system for data transfer within future microgrids[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2015, 6(5):2343-2355.
  - [18] Lutz E, Werner M, Jahn A. Satellite Systems for Personal and Broadband Communications[M]. Springer Science & Business Media, 2012.
  - [19] Leopold R J, Miller A. The IRIDIUM communications system[J]. IEEE Potentials, 1993, 12(2):6-9.
  - [20] Dietrich F J, Metzen P, Monte P. The Globalstar cellular satellite system[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 1998, 46(6):935-942.
  - [21] Hara T. ORBCOMM low earth orbit mobile satellite communication system[C]. Tactical Communications Conference, 1994(1):299-310.
-

- [22] Jin J, Kuang L, Yan J, Huang Z, Yin L, Zhan Y, Xu X, Lu J. Smart communication satellite (SCS) —an application oriented micro-satellite for communication[C]. AIAA SPACE 2015 Conference and Exposition, 2015.
- [23] 张景斌, 刘炯, 康连瑞, 田相轩. 适用于我国天基网络的GEO/LEO双层星座的设计与仿真分析[J]. 高技术通讯, 2014, 24(11):1187-1193.
- [24] 陈强, 赵庆锁, 李涛. 全球Ka波段宽带卫星业务的现状和发展[J]. 数字通信世界, 2014(9):30-34.
- [25] Grami A, Gordon K, Shoamanesh A. ANIK F2 Ka-band system: high-speed internet access[C]. AIAA International Communications Satellite Systems Conference, 2000.
- [26] Chambers K. Colorado-Based WildBlue communications expands Internet service to OKC[J]. Journal Record, 2007.
- [27] Whitefield D, Gopal R, Arnold S. Spaceway now and in the future: on-board IP packet switching satellite communication network[C]. IEEE Military Communications conference, 2006:1-7.
- [28] Selding P B. ViaSat-2's 'first of its kind' design will enable broad geographic reach[J]. Space News, 2013, 24(20):1-4.
- [29] Zhang J, Yang H C, Yang D. Design of a new high-gain circularly polarized antenna for Inmarsat communications[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2012, 11(11):350-353.
- [30] Sawekpun T. The iPSTAR broadband satellite project[C]. AIAA International Communications Satellite Systems Conference, 2003.
- [31] Fenech H, Amos, Tomatis, Soumolphakakdy. KA-SAT and future HTS systems[C]. IEEE International Vacuum Electronics Conference, 2013:1-2.
- [32] Chakraborty D. VSAT communications networks—an overview[J]. IEEE Communications Magazine, 1988, 26(5):10-24.

- [33] Celandroni N, Ferro E. A multi-frequency TDMA/TDM system for a VSAT terminal network operating in Ka band[J]. Journal of Communications and Networks, 2001, 3(2):1-10.
- [34] De Jong G W, Leenaerts D M W, Van d H E. A fully integrated Ka-band VSAT down-converter[J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2013, 48(7):1651-1658.
- [35] Gagliardi R M. Optimal channelization in FDMA communications[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1974, AES-10(6):867-870.
- [36] Lozano A, Cox D C. Distributed dynamic channel assignment in TDMA mobile communication systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2002, 51(6):1397-1406.
- [37] Nejad R M, Rusch L A, Salehi J A. Two stage code acquisition in wireless optical CD-MA communications using optical orthogonal codes[J]. IEEE Transactions on Communications, 2016, 64(8):3480-3491.
- [38] Park J M, Savagaonkar U, Chong E K P, Siegel H J, Jones S D. Allocation of QoS connections in MF-TDMA satellite systems: a two-phase approach[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2005, 54(1):177-190.
- [39] Kim D, Park D H, Lee K D, Lee H J. Minimum length transmission scheduling of return channels for multicode MF-TDMA satellite interactive terminals[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2005, 54(5):1854-1862.
- [40] Yazdani N. Multi-frequency time-division multiple-access (MF-TDMA) resource packing[C]. IEEE Military Communications Conference, 2008:1-8.
- [41] ETSI EN 301 790. Digital Video Broadcasting (DVB): Interaction channel for satellite distribution systems, 2003.
- [42] TIA-1008-A. IP over Satellite (IPoS), 2006.
- [43] ETSI TS 102 188-1. Satellite Earth Stations and Systems (SES): Regenerative Satellite Mesh-A (RSM-A) airinterface, 2004.

- [44] Dong Q, Zhang J, Zhang T. Channel management realization in MF-TDMA satellite systems[J]. Journal of Electronics and Information Technology, 2009, 31(10):2378-2384.
- [45] Tropea M, Fazio P, Rango F D, Santamaria A F. Novel MF-TDMA/SCPC switching algorithm for DVB-RCS/RCS2 return link in railway scenario[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2016, 52(1):275-287.
- [46] 耿国轩. VSATPlus一种适合专用卫通网的系统[J]. 计算机与网络, 1995(3):39-43.
- [47] Walker K H. SkyWAN advanced business communication via satellite[C]. Eutelsat - New Products and Services, IET, 2000.
- [48] Kingsley L E, Wilcoxson D, Chacon P, Geist M. LinkWay S2 – Latest advance in mesh satellite networking[C]. IEEE Military Communications conference, 2010:1998-2002.
- [49] 郝学坤, 孙晨华, 李文铎. MF-TDMA卫星通信系统技术体制研究[J]. 无线电通信技术, 2006, 32(5):1-3.
- [50] 赵法彬. 航天恒星公司发布Anovo卫星通信系统产品[J]. 数字通信世界, 2012(1):28-30.
- [51] Gupta D, Filippov T V, Kirichenko A F, Kirichenko D E. Digital channelizing radio frequency receiver[J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2007, 17(2):430-437.
- [52] Del Re E and Fantacci R. Multicarrier demodulator for digital satellite communication systems[J]. IEE Proceedings on Communications, Speech and Vision, 1989, 136(3):201-207.
- [53] Ananasso F, Saggese E. A survey on the technology of multicarrier demodulators for FDMA/TDM user-oriented satellite systems[C]. IEEE Global Telecommunications Conference, 1985(1):162-168.
- [54] Bellini S, Molinari C, Tartara G. On board multicarrier demodulation in FDMA/TDMA satellite systems[J]. Alta Frequenza, 1988, 57(10):561-565.

- [55] Gockler H. A modular multistage approach to digital FDM demultiplexing for mobile SCPC satellite communications[J]. International Journal of Satellite Communications, 1988, 6(3):283-288.
- [56] Salhany D, Secord N P, Le-Ngoc T, Loo C. Performance analysis of a multistage multicarrier demultiplexer/demodulator[C]. IEEE International Conference on Communications, 1997(3):1246-1250.
- [57] Wang H, Lu Y, Wang X. Channelized receiver with WOLA filterbank[C]. CIE International Conference on Radar, 2006:1-3.
- [58] Liu T, Wang Z, Wang T, Guo L, Luo G. Flexible approach to WOLA-Based wideband IF signal analysis[C]. IEEE International Conference on Electronic Measurement and Instruments, 2013(1):192-196.
- [59] 王洪, 吕幼新, 汪学刚. WOLA滤波器组信道化接收机技术[J]. 电子科技大学学报, 2008, 37(1):43-46.
- [60] Niu B, Yi K, Gu C. Polyphase array FFT demultiplex for broadband satellite communication networks[C]. IEEE International Conference on Advanced Information Networking and Applications, 2003:468-468.
- [61] Semiz S, Zorlu E, Ceven M, Olcer I. Implementation of polyphase-FFT based channelizer on FPGA[C]. IEEE Signal Processing, Communication and Applications Conference, 2008:1-5.
- [62] Harris F J, Dick C, Rice M. Digital receivers and transmitters using polyphase filter banks for wireless communications[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2003, 51(4):1395-1412.
- [63] 张公礼. 全数字接收机理论与技术[M]. 北京: 科学出版社, 2005.
- [64] Mengali U, D' Andrea A N. Synchronization Techniques for Digital Receivers[M]. Springer Science & Business Media, 1997.
- [65] Meyr H, Moeneclaey M, Fechtel S. Digital Communication Receivers: Synchronization, Channel Estimation and Signal Processing[M]. John Wiley & Sons, 1998.

- [66] Lindsey W C, Chie C M. A survey of digital phase-locked loops[J]. Proceedings of the IEEE, 1981, 69(4):410-431.
- [67] Gardner F. Hangup in phase-lock loops[J]. IEEE Transactions on Communications, 1977, 25(10):1210-1214.
- [68] Hosseini E, Perrins E. Timing, carrier, and frame synchronization of burst-mode CP-M[J]. IEEE Transactions on Communications, 2013, 61(12):5125-5138.
- [69] Mehlan R, Chen Y E, Meyr H. A fully digital feedforward MSK demodulator with joint frequency offset and symbol timing estimation for burst mode mobile radio[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 1993, 42(4):434-443.
- [70] O'Shea D, Dan V, Tozer T C. Feedforward data-aided frequency estimator for burst-mode digital transmission[J]. Wireless Personal Communications, 1998, 8(2):131-149.
- [71] Tavares G N, Tavares L, Piedade M S. A new ML-based data-aided feedforward symbol synchronizer for burst-mode transmission[C]. IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 2000(2):357-360.
- [72] Oerder M, Meyr H. Digital filter and square timing recovery[J]. IEEE Transactions on Communications, 1988, 36(5):605-612.
- [73] Panayirci E, Bar-Ness E K. A new approach for evaluating the performance of a symbol timing recovery system employing a general type of nonlinearity[J]. IEEE Transactions on Communications, 1996, 44(1):29-33.
- [74] Morelli M, D'Andrea A N, Mengali U. Feedforward ML-based timing estimation with PSK signals[J]. IEEE Communications Letters, 1997, 1(3):80-82.
- [75] Lee S J. A new non-data-aided feedforward symbol timing estimator using two samples per symbol[J]. IEEE Communications Letters, 2002, 6(5):205-207.
- [76] Wang Y, Serpedin E, Ciblat P. An alternative blind feedforward symbol timing estimator using two samples per symbol[J]. IEEE Transactions on Communications, 2003, 51(9):1451-1455.

- [77] Zhu W P, Yan Y, Ahmad M O, Swamy M N S. Feedforward symbol timing recovery technique using two samples per symbol[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems, 2005, 52(11):2490-2500.
- [78] Wu Y C, Serpedin E. Design and analysis of feedforward symbol timing estimators based on the conditional maximum likelihood principle[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2005, 53(5):1908-1918.
- [79] Fusco T, Tanda M. Blind feedforward symbol-timing estimation with PSK signals: a constant-modulus approach[J]. IEEE Transactions on Communications, 2007, 55:242-246.
- [80] Li J, Kim J. Data-aided synchronization for MF-TDMA multi-carrier demultiplexer/demodulator (MCDD)[J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2009, 55:623-632.
- [81] Mckilliam R, Pollok A, Cowley W. Simultaneous symbol timing and frame synchronization for phase shift keying[J]. IEEE Transactions on Communications, 2014, 62(3):1114-1123.
- [82] Tretter S. Estimating the frequency of a noisy sinusoid by linear regression[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1985, 31(6):832-835.
- [83] Kay S. A fast and accurate single frequency estimator[J]. IEEE Transactions on Acoustics Speech and Signal Processing, 1989, 37(12):1987-1990.
- [84] Lovell B C, Williamson R C. The statistical performance of some instantaneous frequency estimators[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1992, 40(7):1708-1723.
- [85] Fitz M P. Further results in the fast estimation of a single frequency[J]. IEEE Transactions on Communications, 1994, 42(234):862-864.
- [86] Luise M, Reggiannini R. Carrier frequency recovery in all-digital modems for burst-mode transmissions[J]. IEEE Transactions on Communications, 1995, 43(2/3/4):1169-1178.

- [87] Mengali U, Morelli M. Data-aided frequency estimation for burst digital transmission[J]. IEEE Transactions on Communications, 1997, 45(1):23-25.
- [88] Awoseyila A B, Kasparis C, Evans B G. Improved single frequency estimation with wide acquisition range[J]. Electronics Letters, 2008, 44(3):245-247.
- [89] Morelli M, Mengali U. Feedforward frequency estimation for PSK: a tutorial review[J]. European Transactions on Telecommunications, 1998, 9(2):103-116.
- [90] Rife D and Boorstyn R. Single tone parameter estimation from discrete-time observations[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1974, 20(5):591-598.
- [91] Quinn B G. Estimating frequency by interpolation using Fourier coefficients[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1994, 42(5):1264-1268.
- [92] Quinn B G. Estimation of frequency, amplitude, and phase from the DFT of a time series[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1997, 45(3):814-817.
- [93] Macleod M D. Fast nearly ML estimation of the parameters of real or complex single tones or resolved multiple tones[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1998, 46(1):141-148.
- [94] Aboutanios E, Mulgrew B. Iterative frequency estimation by interpolation on Fourier coefficients[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2005, 53(4):1237-1242.
- [95] Jacobsen E, Kootsookos P. Fast, accurate frequency estimators[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2007, 24(3):123-125.
- [96] Candan C. A method for fine resolution frequency estimation from three DFT samples[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2011, 18(6):351-354.
- [97] Candan C. Analysis and further improvement of fine resolution frequency estimation method from three DFT samples[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2013, 20(9):913-916.
- [98] Orguner U, Candan C. A fine-resolution frequency estimator using an arbitrary number of DFT coefficients[J]. Signal Processing, 2014, 105(12):17-21.

- [99] Liao J R, Lo S. Analytical solutions for frequency estimators by interpolation of DFT coefficients[J]. *Signal Processing*, 2014, 100(7):93-100.
- [100] Yang C, Wei G. A noniterative frequency estimator with rational combination of three spectrum lines[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2011, 59(10):5065-5070.
- [101] Liang X, Liu A, Pan X, Zhang Q, Chen F. A new and accurate estimator with analytical expression for frequency estimation[J]. *IEEE Communications Letters*, 2016, 20(1):105-108.
- [102] Djukanovic S. An accurate method for frequency estimation of a real sinusoid[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2016, 23(7):1-1.
- [103] Berrou C, Glavieux A. Near optimum error correcting coding and decoding: Turbo-codes[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 1996, 44(10):1261-1271.
- [104] Chung S Y, Fomey G D, Richardson T J. On the design of low-density parity-check codes within 0.0045 dB of the Shannon limit[J]. *IEEE Communications Letters*, 2001, 5(2):58-60.
- [105] Hong D K, Kang S J. Joint frequency offset and carrier phase estimation for the return channel for digital video broadcasting[J]. *IEEE Transactions on Broadcasting*, 2006, 51(4):543-550.
- [106] Rappaport T S. *Wireless Communications: Principles and Practice*[M]. Prentice Hall, 1996.
- [107] Cochran W G. *Sampling Techniques*[M]. John Wiley & Sons, 2007.
- [108] Proakis J G, Manolakis D G. *Digital Signal Processing: Principles, Algorithms and Applications*[M]. Prentice Hall, 1996.
- [109] Oppenheim A V, Willsky A S, Nawab S H. *Signals and Systems*[M]. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1983.
- [110] Prokes A. Generalized sampling theorem for bandpass signals[J]. *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, 2006(1):1-6.

- [111] 易克初, 孙永军. 数字通信理论与系统[M]. 北京: 电子工业出版社, 2013.
- [112] Lohning M, Hentschel T, Fettweis G. Digital down conversion in software radio terminals[C]. IEEE Signal Processing Conference, 2002:1-4.
- [113] Oppenheim A V, Schafer R W. Discrete-Time Signal Processing[M]. Prentice Hall, 1999.
- [114] Mulgrew B, Grant P, Thompson J. Multirate Signal Processing[M]. Macmillan Education, 1999.
- [115] Schonhoff T A. Detection and Estimation Theory and Its Applications[M]. Prentice Hall, 2006.
- [116] 叶中付. 统计信号处理[M]. 合肥: 中国科学技术大学出版社, 2009.
- [117] D'Andrea A N, Mengali U, Reggiannini R. The modified Cramer-Rao bound and its application to synchronization problems[J]. IEEE Transactions on Communications, 1994, 42(234):1391-1399.
- [118] Lopez-Salcedo J A, Del Peral-Rosado J A, Seco-Granados G. Survey on robust carrier tracking techniques[J]. IEEE Communications Surveys and Tutorials, 2014, 16(2):670-688.
- [119] 帅涛. 低轨卫星DS-CDMA信号快速同步技术研究[D]. 上海: 中科院上海微系统与信息技术研究所, 2008.
- [120] Boccauzzi J. Signal Processing for Wireless Communications[M]. McGraw-Hill, 2007.
- [121] 樊昌信, 曹丽娜. 通信原理[M]. 北京: 国防工业出版社, 2008.
- [122] Viterbi A J, Omura J K. Principles of Digital Communication and Coding[M]. Courier Corporation, 2013.
- [123] Morelli M, D'Amico A A. Maximum likelihood timing and carrier synchronization in burst-mode satellite transmissions[J]. EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, 2007, 1(2):211-216.

- [124] Massey J. Optimum frame synchronization[J]. IEEE Transactions on Communications, 1972, 20(2):115-119.
- [125] Chiani M. Noncoherent frame synchronization[J]. IEEE Transactions on Communications, 2010, 58(5):1536-1545.
- [126] Proakis J G. Digital Communications[M]. McGraw-Hill, 1995.
- [127] Viterbi A J. CDMA: Principles of Spread Spectrum Communication[M]. Addison Wesley Longman Publishing Co., 1995.
- [128] Rihaczek A W, Golden R M. Range sidelobe suppression for Barker codes[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1971, AES-7(6):1087-1092.
- [129] Yoon S, Song I, Sun Y K, Park S P. A DS-CDMA code acquisition scheme robust to residual code phase offset variation[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2000, 49(6):2405-2418.
- [130] Ding S, Yi Z, Liu H, Liang X. An improved code acquisition scheme for band-limited DSSS systems with sampling offset[J]. IEEE Communications Letters, 2012, 16(8):1169-1172.
- [131] 丁晟. 基于SRAM型FPGA的星载鲁棒接收处理技术研究[D]. 上海: 中科院上海微系统与信息技术研究所, 2013.
- [132] Lindsey W C, Simon M K. Telecommunication Systems Engineering[M]. Prentice Hall, 1973.
- [133] Viterbi A. Nonlinear estimation of PSK-modulated carrier phase with application to burst digital transmission[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1983, 29(4):543-551.
- [134] Wang Y, Serpedin E, Ciblat P. Non-data aided feedforward estimation of PSK-modulated carrier frequency offset[C]. IEEE International Conference on Communications, 2002(1):192-196.
- [135] Richards M A. Fundamentals of Radar Signal Processing[M]. McGraw-Hill, 2005.

- [136] Chen Z G, Hannan E J. The distribution of periodogram ordinates[J]. Journal of Time, 1980, 1(1):73-82.
- [137] Porat B. Digital Signal Processing of Random Signals, Theory and Methods[M]. Prentice Hall, 1993.
- [138] Herzet C, Wymeersch H, Moeneclaey M, Vandendorpe L. On maximum-likelihood timing synchronization[J]. IEEE Transactions on Communications, 2007, 55(6):1116-1119.
- [139] Wu N, Wang H, Kuang J, Yan C. Performance analysis of code-aided symbol timing recovery on AWGN channels[J]. IEEE Transactions on Communications, 2011, 59(7):1975-1984.
- [140] Man X, Zhai H, Yang J, Zhang E. Improved code-aided symbol timing recovery with large estimation range for LDPC-coded systems[J]. IEEE Communications Letters, 2013, 17(5):1008-1011.
- [141] Rahamim Y, Freedman A, Reichman A. ML iterative soft-decision-directed (ML-ISDD): a carrier synchronization system for short packet turbo coded communication[J]. IEEE Transactions on Communications, 2008, 56(7):1169-1177.
- [142] Man X, Xi Z, Gao K, Zhang E. A novel code-aided carrier recovery algorithm for coded systems[J]. IEEE Communications Letters, 2013, 17(2):405-408.
- [143] 李庆华. 通信IC设计[M]. 北京：机械工业出版社, 2016.
- [144] 杜勇. 数字通信同步技术的MATLAB与FPGA实现[M]. 北京：电子工业出版社, 2013.
- [145] Xu S, Liu G, Gao M. Design and implementation of digital channelized receiver in multi-FPGA[C]. IEEE International Conference on Information Science and Engineering, 2009:178-181.
- [146] Sanchez M A, Garrido M, Lopez-Vallejo M, Grajal J. Implementing FFT-based digital channelized receivers on FPGA platforms[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2008, 44(4):1567-1585.

- [147] Coury D V, Delbem A C B, De Carvalho J R, Oleskovicz M, Simoes E V, Barbosa D, Da Silva T V. Frequency estimation using a genetic algorithm with regularization implemented in FPGAs[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2012, 3(3):1353-1361.
- [148] Prata A, Oliveira A S R, Carvalho N B. FPGA-based all-digital software defined radio receiver[C]. IEEE International Conference on Field Programmable Logic and Applications, 2015:1-2.

## 缩略词

ADC	Analog to Digital Converter	模数转换器
ADD	All-Digital Demodulator	全数字解调器
AWGN	Additive White Gaussian Noise	加性高斯白噪声
BER	Bit Error Rate	误码率
BPF	Band Pass Filter	带通滤波器
BSF	Band Stop Filter	带阻滤波器
CDMA	Code Division Multiple Access	码分多址
CFO	Carrier Frequency Offset	载波频偏
CPO	Carrier Phase Offset	载波相偏
CRB	Cramer-Rao Bound	克拉美罗界
DA	Data-Aided	数据辅助
DD	Decision-Directed	面向判决
DDC	Digital Down-Conversion	数字下变频
DFT	Discrete Fourier Transformation	离散傅里叶变换
FDMA	Frequency Division Multiple Access	频分多址
FFT	Fast Fourier Transformation	快速傅里叶变换
FH	Frame Header	帧头
FIR	Finite Impulse Response	有限冲激响应
GEO	Geostationary Earth Orbit	地球静止轨道
HPF	High Pass Filter	高通滤波器
IIR	Infinite Impulse Response	无限冲激响应
IoT	Internet of Things	物联网
ITU	International Telecommunication Union	国际电信联盟
LDPC	Low Density Parity Check Code	低密度奇偶校验码
LEO	Low Earth Orbit	低地球轨道
LNA	Low Noise Amplifier	低噪放
LPF	Low Pass Filter	低通滤波器

---

MAP	Maximum A Posteriori	最大后验概率
MCD	Multi-Carrier Demultiplexer	多载波分路器
MCRB	Modified Cramer-Rao Bound	修正克拉美罗界
MF-TDMA	Multi-Frequency Time Division Multiple Access	多频时分多址
ML	Maximum Likelihood	最大似然准则
MPSK	M-ary Phase Shift Key	多进制相移键控
NCO	Numerically Controlled Oscillator	数控振荡器
NDA	Non-Data-Aided	非数据辅助
NMSE	Normalized Mean Square Error	归一化均方误差
NTO	Normalized Timing Offset	归一化定时偏差
PDF	Probability Density Function	概率密度函数
PF	Polyphase Filtering	多相滤波
PN	Pseudo-Noise	伪随机噪声
QPSK	Quadrature Phase Shift Key	正交相移键控
RFID	Radio Frequency Identification	无线射频识别
RQ	Roundoff Quantization	舍入量化
SNR	Signal-Noise Ratio	信噪比
TDMA	Time Division Multiple Access	时分多址
TQ	Truncation Quantization	截尾量化
VSAT	Very Small Aperture Terminal	甚小口径终端
WOLA	Weighted OverLap Add	加权叠接相加
WSN	Wireless Sensor Networks	无线传感器网络

## 发表文章目录

- [1] **Kang Wu**, Tianheng Xu, Yijun Chen, Zhengmin Zhang, Xuwen Liang. A Novel Data-Aided Feedforward Timing Estimator for Burst-Mode Satellite Communications[J]. IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences, 2016, E99-A(10):1895-1899. (SCI)
- [2] **Kang Wu**, Yijun Chen, Huiling Hou, Wenhao Chen, Xuwen Liang. A New Carrier Frequency Offset Estimation Method for Burst-Mode Satellite Communications[J]. IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences, 2016. (SCI: Conditional Acceptance)
- [3] **Kang Wu**, Yijun Chen, Sheng Ding, Xuwen Liang. A Fully Parallel Acquisition Scheme Based on FFT in the Presence of Doppler Shift and Data Modulation[J]. Journal of Computational Information Systems, 2015, 11(7):2475-2485. (EI)
- [4] **Kang Wu**, Yijun Chen, Zhuangping Qi, Sheng Ding, Xuwen Liang. Hardware Implementation of Doppler Shift Estimation and Compensation in LEO Satellite Communication[C]. Advanced Materials Research, 2013, 791-793:2076-2080. (EI)
- [5] **Kang Wu**, Sheng Ding, Lu Ma, Xuwen Liang. Study on Efficient Multi-Carrier Digital Demultiplexer for Real Signal[J]. High Technology Letters, 2016. (EI: Under Review)
- [6] Yijun Chen, **Kang Wu**, Sheng Ding, Zhuangping Qi, Xuwen Liang. Quasi-Synchronous CDMA Uplink Access Technique in LEO Satellite-based Sensor Network[J]. China Communication, 2015. (SCI: Minor Revision)
- [7] Yijun Chen, **Kang Wu**, Quanjiang Jiang, Huijie Liu, Xuwen Liang. Interplex for Constant Envelope in LEO Satellite Communication System[C]. Advanced Materials Research, 2013, 791-793:2081-2087. (EI)
- [8] Yijun Chen, Sheng Ding, **Kang Wu**, Zhuangping Qi, Xuwen Liang. Study of Multiuser Acquisition Strategy for LEO Satellite Quasi-Synchronous CDMA Uplink Access[J]. Journal of Computational Information Systems, 2015, 11(21):7893-7905. (EI)

- [9] 吴康, 梁旭文, 丁晟, 陈毅君, 侯绩玲. 一种用于低轨卫星准同步通信系统的新型卫星模拟器. (发明专利, 申请号: 2014104973429, 授权公告号: CN104316938B)
- [10] 吴康, 梁旭文, 丁晟, 陈毅君, 侯绩玲. 一种用于低轨卫星准同步通信系统的地面终端模拟器. (发明专利, 申请号: 2014104977171, 实质审查)
- [11] 陈毅君, 梁旭文, 丁晟, 吴康, 侯绩玲. 一种低轨卫星通信的上行链路准同步时间精确测量方法. (发明专利, 申请号: 201410497365x, 实质审查)
- [12] 侯绩玲, 梁旭文, 丁晟, 陈毅君, 吴康. 一种联合导频信息和卫星星历的多普勒频移估计与补偿方法. (发明专利, 申请号: 2014106753743, 实质审查)
- [13] 梁旭文, 丁晟, 张传胜, 刘会杰, 陈毅君, 吴康, 侯绩玲, 马陆. 一种低轨卫星通信上行链路准同步接入方法及装置. (发明专利, 申请号: 2014105450137, 实质审查)

## 简 历

### 基本信息

姓 名 吴康  
性 别 男  
民 族 汉  
籍 贯 安徽安庆  
出生年月 1990年8月

### 教育状况

2011.09 – 2016.12 中国科学院上海微系统与信息技术研究所  
通信与信息系统专业 工学博士（硕博连读）  
2007.09 – 2011.07 合肥工业大学  
电子信息工程专业 工学学士  
2004.09 – 2007.07 安徽省枞阳县第三中学

### 项目经历

1. XX卫星通信上行链路准同步地面验证系统 (2012.09–2013.06)  
参与准同步测试方案论证；测试系统搭建；DSP与FPGA软件开发。
2. XX卫星L频段扩频收发信机原理样机研制 (2013.03–2014.08)  
参与星载扩频收发信机基带方案设计与论证；DSP与FPGA软件开发。
3. XX卫星高速数传原理样机研制 (2014.11–2015.05)  
参与星载高速数传方案设计与论证；FPGA软件开发；系统性能测试。
4. 空间单粒子效应地面抗辐照实验 (2015.06–2015.10)  
参与地面抗辐照实验方案设计与论证；FPGA软件开发；外场实验测试。

中国科学院上海微系统与信息技术研究所

学位论文独创性声明

本人声明所呈交的学位论文是我个人在导师指导下进行的研究工作及取得的研究成果。尽我所知，除了文中特别加以标注和致谢的地方外，论文中不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果，也不包含为获得中国科学院上海微系统与信息技术研究所或其它教育机构的学位或证书而使用过的材料。与我一起工作的同志对本研究所做的任何贡献均已在论文中作了明确的说明并表示了谢意。

研究生签名\_\_\_\_\_ 日期\_\_\_\_\_

中国科学院上海微系统与信息技术研究所

学位论文使用授权声明

本人完全了解中国科学院上海微系统与信息技术研究所有关保留、使用学位论文的规定，即研究所有权保留送交论文的复印件，允许论文被查阅和借阅；可以公布论文的全部或部分内容，可以采用影印、缩印或其他复制手段保存论文。本人电子文档的内容和纸质论文的内容相一致。保密的论文在解密后遵守此规定。论文的公布(包括刊登)授权中国科学院上海微系统与信息技术研究所人才教育处。

研究生签名\_\_\_\_\_ 导师签名\_\_\_\_\_ 日期\_\_\_\_\_