

电子科技大学

UNIVERSITY OF ELECTRONIC SCIENCE AND TECHNOLOGY OF CHINA

# 专业学位硕士学位论文

MASTER THESIS FOR PROFESSIONAL DEGREE



论文题目 LTE 系统下行同步算法的研究与实现

专业学位类别 工程硕士

学 号 201222010644

作 者 姓 名 朱娟

指 导 教 师 何春 副研究员

分类号 \_\_\_\_\_ 密级 \_\_\_\_\_

UDC <sup>注1</sup> \_\_\_\_\_

# 学 位 论 文

## LTE 系统下行同步算法的研究与实现

(题名和副题名)

朱娟

(作者姓名)

指导教师 **何春** **副研究员**  
**电子科技大学** **成 都**

(姓名、职称、单位名称)

申请学位级别 **硕士** 专业学位类别 **工程硕士**

工程领域名称 **电子与通信工程**

提交论文日期 **2015-3-25** 论文答辩日期 **2015-5-21**

学位授予单位和日期 **电子科技大学** **2015 年 6 月** 日

答辩委员会主席 **李晓峰**

评阅人 **李晓峰、周宁、傅志中、武畅、杨帆**

注 1: 注明《国际十进分类法 UDC》的类号。

# **RESEARCH AND IMPLEMENTATION OF LTE DOWNLINK SYNCHRONIZATION ALGORITHM**

A Master Thesis Submitted to  
University of Electronic Science and Technology of China

Major: Master of Engineering

Author: Juan Zhu

Advisor: Associate Researcher Chun He

School : School of Communication & Information  
Engineering



## 独创性声明

本人声明所呈交的学位论文是本人在导师指导下进行的研究工作及取得的研究成果。据我所知，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，也不包含为获得电子科技大学或其它教育机构的学位或证书而使用过的材料。与我一同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谢意。

作者签名：\_\_\_\_\_ 日期： 年 月 日

## 论文使用授权

本学位论文作者完全了解电子科技大学有关保留、使用学位论文的规定，有权保留并向国家有关部门或机构送交论文的复印件和磁盘，允许论文被查阅和借阅。本人授权电子科技大学可以将学位论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索，可以采用影印、缩印或扫描等复制手段保存、汇编学位论文。

（保密的学位论文在解密后应遵守此规定）

作者签名：\_\_\_\_\_ 导师签名：\_\_\_\_\_

日期： 年 月 日



## 摘要

近年来，LTE 因其具有更高数据速率与频谱效率、更低延迟、支持可配置带宽等优势而得以迅速发展。同步技术是 LTE 系统传输的关键技术之一，但目前对同步技术的研究大多只包含同步流程中的一部分，而涵盖整个同步流程的研究较少，并且大多只涉及算法部分而对 FPGA 硬件实现的研究较少。

本文主要研究 LTE 系统下行物理层的同步算法，通过对同步流程中各部分算法的仿真及性能对比分析，提出了基于相关值累加的 SC 改进算法，以及基于 EPA5 信道环境的同步算法方案，并结合算法性能及实现复杂度给出了同步的硬件实现方案设计，完成了其 FPGA 实现及验证。

首先，本文简要讲述了移动通信的发展历程及 LTE 系统概况，分析了 LTE 系统中同步技术的研究意义和研究现状，并介绍了 LTE 下行物理层的相关基本原理。

然后，本文研究了基于多径衰落信道模型的 LTE 系统同步算法；并基于 LTE 下行物理层的 Matlab 仿真平台，分别对同步过程的 PSS 定时同步、CP 类型检测、频偏估计、SSS 检测四个部分在 EPA/EVA/ETU 信道模型下进行了算法的仿真；根据算法性能的对比分析，提出了一个在 EPA5 信道环境下性能较优的同步算法方案，分析了该方案的性能；还提出了基于相关值累加的 SC 改进算法，其有效的减少了原 SC 算法的峰值平台现象，在高信噪比下检测错误概率减少了约 50%。

最后，综合考虑各算法的性能及实现复杂度等因素，本文给出了 LTE 系统同步的硬件实现方案设计，在实现结构设计中采用了一些技巧以减少计算量或延时。并基于 XC7K325T 芯片完成了同步模块的 FPGA 实现，通过 Modelsim 与 Matlab 仿真结果的对比验证了同步模块的功能正确性，该模块满足 100Mbps 的 LTE 下行峰值速率要求，综合后的资源消耗在 60% 以内，最大频率为 304.062MHz。本文还基于 MSUC 系统平台完成了同步模块的板级验证，结果表明本文实现的同步模块功能正确且能够满足项目需求。

**关键词：**同步，LTE，PSS 定时，频偏估计，FPGA

## ABSTRACT

LTE system gets rapid development in recent years because of its higher data rates and spectral efficiency, lower latency and configurable bandwidth. And synchronization technology is one of the keys of LTE system. However, current research on synchronization technology mostly only contains a part of synchronization process, and only a few of the studies covering the entire LTE system synchronization process. In addition, most studies are about algorithm and only a few are about the FPGA hardware implementation.

This paper studies the synchronization algorithms of LTE system downlink physical layer. Through the simulation and performance analysis of these algorithms, an improved SC algorithm based on the accumulation of correlation value and a synchronization algorithm program under the EPA5 channel environment are proposed. Combined algorithm performance and implementation complexity, the hardware design of synchronization is put forward, and the FPGA implementation and verification are completed.

At first, the development of mobile communications and the overview of the LTE system are introduced. Then the significance and research status of the synchronization technology in LTE system are analyzed. And the introductions of some basic principles of the LTE system downlink physical layer are followed by.

Then the synchronization algorithms of LTE system based on multipath fading channel models are studied, including PSS timing synchronization, CP type detection, frequency offset estimation and SSS detection. Also, the simulations of synchronization algorithms are completed respectively in EPA/EVA/ETU channel models based on the Matlab simulation platform of LTE downlink physical layer. And according to the analysis and comparison of the performance of these algorithms, a synchronization algorithm program based on the EPA5 channel environment is proposed and its performance analysis is completed. Also, an improved SC algorithm based on the accumulation of the correlation value is put forward, which effectively reduces the phenomenon of peak platform and the detection error probability is reduced by about 50% at high SNR.

Finally, considering the performance and implementation complexity, the hardware

implementation synchronization plan is presented and during the process of the structural design some skills are used to reduce the amount of calculation or delay. Then, synchronization module is implemented on XC7K325T and its functional correctness is verified by comparing the simulation results of Modelsim and Matlab. This module can meet the LTE downlink peak rates of 100Mbps. The synthesis report indicates that the resource consumption is within 60% and the maximum frequency is 304.062MHz. At last, the board-level verification of synchronization module based on MSUC platform is completed and the results indicate that the implementation of synchronization module meets the needs of the project.

**Keywords:** synchronization, LTE, PSS timing, frequency offset estimation, FPGA

## 目录

<b>第一章 绪论</b> .....	1
1.1 论文的研究背景及意义.....	1
1.1.1 移动通信发展历程 .....	1
1.1.2 LTE 系统同步技术的研究意义 .....	2
1.2 同步技术的研究现状.....	3
1.3 论文的主要工作和内容安排.....	5
<b>第二章 LTE 物理层关键技术</b> .....	7
2.1 OFDM 技术.....	7
2.1.1 OFDM 原理.....	7
2.1.2 循环前缀 .....	8
2.1.3 时频同步偏差的影响 .....	9
2.2 LTE 系统物理层帧格式 .....	12
2.2.1 帧格式 .....	12
2.2.2 资源映射 .....	13
2.3 LTE 系统物理层下行同步信号 .....	15
2.3.1 主同步信号 .....	16
2.3.2 辅同步信号 .....	18
2.4 LTE 系统无线衰落信道模型 .....	21
2.5 本章小结.....	23
<b>第三章 LTE 系统同步算法的研究</b> .....	24
3.1 LTE 系统同步流程 .....	24
3.2 PSS 定时同步算法.....	25
3.2.1 PSS 自相关定时同步算法 .....	26
3.2.2 PSS 互相关定时同步算法 .....	29
3.3 CP 类型检测算法 .....	31
3.3.1 基于 SSS 的 CP 类型盲检测算法.....	31
3.3.2 基于 CP 自相关的 CP 类型盲检测算法 .....	32
3.4 频偏估计算法.....	36
3.4.1 基于 CP 的频偏估计算法 .....	36
3.4.2 基于 PSS 的频偏估计算法 .....	37

3.5 SSS 检测算法.....	39
3.5.1 传统 SSS 盲检测算法 .....	39
3.5.2 一般的 SSS 检测算法 .....	40
3.6 同步算法仿真及性能分析.....	41
3.6.1 系统仿真链路平台 .....	41
3.6.2 PSS 同步算法仿真 .....	42
3.6.3 CP 类型检测算法仿真 .....	50
3.6.4 频偏估计算法仿真 .....	52
3.6.5 SSS 检测算法仿真 .....	58
3.7 基于相关值累加的 SC 改进算法及性能分析.....	59
3.8 基于 EPA5 信道环境的同步算法方案设计 .....	60
3.8.1 所提出同步算法方案的性能分析 .....	60
3.9 本章小结.....	61
<b>第四章 LTE 系统同步硬件实现方案设计与 FPGA 实现.....</b>	<b>62</b>
4.1 LTE 系统同步硬件实现方案设计 .....	62
4.2 同步关键模块的硬件实现架构设计.....	64
4.2.1 PSS 定时同步模块 .....	64
4.2.2 CP 类型检测模块 .....	66
4.2.3 频偏估计模块 .....	67
4.2.4 OFDM 解调模块.....	68
4.2.5 SSS 检测模块 .....	68
4.3 同步算法的 FPGA 实现 .....	69
4.3.1 硬件实现平台 .....	69
4.3.2 PSS 定时同步模块 .....	70
4.3.3 CP 类型检测模块 .....	71
4.3.4 频偏估计模块 .....	71
4.3.5 频偏补偿模块 .....	72
4.3.6 OFDM 解调模块.....	73
4.3.7 SSS 检测模块 .....	74
4.4 同步算法的功能验证.....	75
4.5 同步算法的板级验证.....	77
4.6 本章小结.....	78
<b>第五章 总结与展望 .....</b>	<b>79</b>

致谢 .....	81
参考文献 .....	82
个人简历及攻硕期间取得的研究成果 .....	85

## 图目录

图 2-1 OFDM 原理 .....	7
图 2-2 循环前缀 (CP) .....	9
图 2-3 定时同步偏差的影响 .....	10
图 2-4 LTE-A 下行 FFD 数据帧结构 .....	13
图 2-5 资源栅格结构 .....	14
图 2-6 OFDM 调制前过采样 .....	15
图 2-7 PSS 的时域与频域自相关性 .....	17
图 2-8 PSS 的时域与频域互相关性 .....	17
图 2-9 同步信号的时频位置 .....	18
图 2-10 SSS 的自相关性和互相关性 .....	21
图 3-1 同步流程 .....	25
图 3-2 SC 算法“峰值平台”现象 .....	28
图 3-3 常规 CP 和扩展 CP 的差异 .....	33
图 3-4 LTE 下行物理层同步算法仿真链路平台 .....	41
图 3-5 EPA5+AWGN 中 PSS 定时同步算法性能比较 (严格) .....	43
图 3-6 EPA5+AWGN 中 PSS 定时同步算法性能比较 (CP 范围) .....	44
图 3-7 EPA5+AWGN 中 PSS 定时同步算法性能比较 (CP 范围及后 2 点) .....	44
图 3-8 EVA70+AWGN 中 PSS 定时同步算法性能比较 (严格) .....	45
图 3-9 EVA70+AWGN 中 PSS 定时同步算法性能比较 (CP 范围) .....	46
图 3-10 EVA70+AWGN 中 PSS 定时同步算法性能比较 (CP 范围及后 2 点) .....	46
图 3-11 ETU300+AWGN 中 PSS 定时同步算法性能比较 (严格) .....	47
图 3-12 ETU300+AWGN 中 PSS 定时同步算法性能比较 (CP 范围) .....	48
图 3-13 ETU300+AWGN 中 PSS 定时同步算法性能比较 (CP 范围及后 2 点) ...	48
图 3-14 AWGN 下频偏对 AHC 和 M-part 算法的影响 .....	49
图 3-15 EPA5 信道中 CP 类型检测算法性能比较 .....	51
图 3-16 EVA70 信道中 CP 类型检测算法性能比较 .....	51
图 3-17 ETU300 信道中 CP 类型检测算法性能比较 .....	52
图 3-18 EPA5 信道中频偏 60Hz 时频偏估计算法性能比较 .....	53
图 3-19 EPA5 信道中频偏 5KHz 时频偏估计算法性能比较 .....	54
图 3-20 EPA5 信道中频偏 10KHz 时频偏估计算法性能比较 .....	54

图 3-21 EVA70 信道中频偏 60Hz 时频偏估计算法性能比较 .....	55
图 3-22 EVA70 信道中频偏 5KHz 时频偏估计算法性能比较.....	56
图 3-23 EVA70 信道中频偏 10KHz 时频偏估计算法性能比较.....	56
图 3-24 ETU300 信道中频偏 60Hz 时频偏估计算法性能比较 .....	57
图 3-25 ETU300 信道中频偏 5KHz 时频偏估计算法性能比较.....	57
图 3-26 三种信道环境下小区 ID 组号的检测错误概率曲线.....	58
图 3-27 改进 SC 算法与原 SC 算法性能比较 .....	59
图 3-28 基于 EPA5 信道环境的同步算法方案.....	60
图 3-29 两种同步方案在三种信道下的性能比较.....	61
图 4-1 LTE 系统下行基带接收机实现框图 .....	62
图 4-2 LTE 系统同步硬件实现方案 .....	63
图 4-3 PSS 定时同步模块硬件实现架构 .....	64
图 4-4 相关器 1 的相关值及能量实现结构 .....	65
图 4-5 峰值检测实现结构 .....	66
图 4-6 CP 类型检测实现结构 .....	67
图 4-7 频偏估计模块实现结构 .....	68
图 4-8 OFDM 解调模块实现结构 .....	68
图 4-9 SSS 检测模块实现结构 .....	69
图 4-10 本项目硬件实现平台 MSUC 系统板 .....	70
图 4-11 PSS 定时同步模块的 Modelsim 功能仿真图 .....	71
图 4-12 CP 类型检测模块的 Modelsim 功能仿真图.....	71
图 4-13 频偏估计模块的 Modelsim 功能仿真图.....	72
图 4-14 频偏补偿模块的 Modelsim 功能仿真图.....	72
图 4-15 OFDM 解调模块的 Modelsim 功能仿真图 .....	73
图 4-16 SSS 检测模块的 Modelsim 功能仿真图 .....	74
图 4-17 同步模块的功能仿真验证 .....	75
图 4-18 同步模块的功能仿真与 Matlab 仿真对比 .....	76
图 4-19 同步模块的功能仿真星座图 .....	76
图 4-20 同步模块的资源消耗 .....	77
图 4-21 同步模块的 Chipscope 截图 .....	77
图 4-22 经过 MIMO 检测后的 Chipscope 截图.....	78

## 表目录

表 2-1 物理资源块配置.....	14
表 2-2 LTE 系统下行带宽配置.....	15
表 2-3 PSS 根序号与小区 ID 的对应关系.....	16
表 2-4 $m_0$ 和 $m_1$ 与小区 ID 组 $N_{ID}^{(1)}$ 的映射关系表.....	20
表 2-5 EPA、EVA、ETU 信道模型时延及衰落系数.....	23
表 3-1 基本仿真参数设置.....	42
表 4-1 PSS 定时同步模块的输入输出端口.....	70
表 4-2 CP 类型检测模块的输入输出端口.....	71
表 4-3 频偏估计模块的输入输出端口.....	72
表 4-4 频偏补偿模块的输入输出端口.....	73
表 4-5 OFDM 解调模块的输入输出端口.....	74
表 4-6 SSS 检测模块的输入输出端口.....	75

## 缩略词表

GSM	Global System For Mobile Communications	全球移动通信系统
CDMA	Code Division Multiple Access	码分多址
ITU	International Telecommunication Union	国际电信联盟
LTE	Long Term Evolution	长期演进计划
3GPP	3rd Generation Partnership Project	第三代合作伙伴计划
IMT	International Mobile Telecommunications	国际移动通信
LTE-A	Long Term Evolution Advanced	长期后续演进
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing	正交频分复用
MIMO	Multiple Input Multiple Output	多输入多输出
ICI	Inter-Carrier Interference	子载波间干扰
PSS	Primary synchronization signal	主同步信号
SSS	Secondary synchronization signal	辅同步信号
UE	User Equipment	用户设备
CP	Cyclic Prefix	循环前缀
AHC	Almost Half-Complexity	复杂度几乎为一半
CSC	Central Self-Correlation	利用中心对称性的自相关
FPGA	Field Programmable Gate Array	现场可编程门阵列
ISI	Inter-Symbol Interference	符号间干扰
RE	Resource Element	资源粒子
CAZAC	Constant Amplitude Zero Auto Correlation	恒幅值零自相关
EPA	Extended Pedestrian A Model	低时延扩展步行 A 模型
EVA	Extended Vehicular A Mode	中时延扩展车载 A 模型
ETU	Extended Typical Urban Model	高时延扩展典型城市模型
NMSE	Normalized Mean Square Error	归一化均方误差
FIFO	First In First Out	先入先出
RAM	Random Access Memory	随机存储器
LUT	Lookup Table	查找表

## 第一章 绪论

### 1.1 论文的研究背景及意义

#### 1.1.1 移动通信发展历程

随着多媒体业务的迅猛发展，通信技术进入了高速发展的阶段。无线移动通信系统从最开始的只能实现语音通话功能的第一代模拟移动通信系统（1G），经历了以全球移动通信系统为代表的增加了短信功能的第二代数字移动通信系统（2G），迅速地发展到了采用码分多址技术能提供视频业务的第三代移动通信系统（3G）<sup>[1]</sup>。2000年5月，ITU公布了三大主流的3G标准，它们分别为：欧洲的WCDMA、美国的CDMA2000和我国的TD-SCDMA<sup>[2]</sup>。

虽然3G网络的性能得到了较大的提升，但其速率和传输带宽仍然无法满足用户越来越高的多媒体业务需求。在3G还没有大量使用时，为了实现更高速率及质量的多媒体通信，第四代移动通信系统就已经开始了研发。在移动通信的宽带化发展需求，以及宽带接入的移动化发展方向下，3GPP开展研发了演进标准化项目——长期演进计划（LTE），而LTE系统因其具有了第四代移动通信技术的特征而被认为是准4G技术<sup>[3]</sup>。2008年12月，3GPP公开发表了第一版LTE标准的基础版本Release 8，其支持1.4M~20MHz的系统可配带宽，下行峰值速率100Mbit/s，上行峰值速率50Mbit/s<sup>[4][5]</sup>。与之前的三代无线通信系统相比，LTE系统的频谱效率得到了很大的提升。2008年，ITU正式征集IMT-Advanced候选技术的提案，开始了LTE技术的后续演进（LTE-A）技术的标准化过程<sup>[6]</sup>。2010年12月，ITU正式将LTE-A称为4G，其最大可支持带宽100MHz，下行峰值速率1Gbit/s，上行峰值速率500Mbit/s。目前，美国、韩国和日本等国家已经迈进了LTE系统的商用阶段，我国也在2013年12月向国内三大运营商移动、联通和电信发放了4G TD-LTE的牌照。

第五代移动通信系统是新一代移动通信系统，它是以超高频谱利用率和超低功耗为目标，目前还没有具体标准，三星、欧盟、华为等相关研究者预计其将于2020年面世<sup>[7]</sup>。

随着各移动终端供应商之间的激烈竞争及智能手机的迅速普及，人们对高速及高质量的移动互联多媒体通信的需求急剧增加。而LTE及LTE-A作为移动通信史上的一次巨大变革，正好因其大幅提高的通信系统性能，使得用户体验获得了极大的提高。LTE系统因其突出的技术优势，已经快速发展成为一个有意义并且

极具前景的研究课题<sup>[8]</sup>，对其中的一些关键技术进行研究，会对未来移动通信系统的发展产生深远的影响。

### 1.1.2 LTE 系统同步技术的研究意义

同步是任何通信系统都会面临的问题，其性能将对整个通信系统产生严重的影响，高效的同步技术是通信系统实现可靠数据传输的前提，这对 LTE 系统来说更是如此。

LTE 与 LTE-A 系统均采用正交频分复用和多输入多输出技术作为其核心技术，以提高数据的速率、加大系统的容量、及提高业务的性能<sup>[9]</sup>。OFDM 技术是一种具有较高频谱效率的多载波调制技术，其主要的思想是：在发射端将高速的串行数据流调制到多个相互正交的传输速率较低的并行子载波上同时发送。对载波频率偏移和载波间干扰很敏感是采用 OFDM 技术的系统的主要缺点。由多普勒频移和收发两端振荡器的频率不完全相同产生的频率偏移会破坏子载波的正交性，从而造成子载波间的干扰 (ICI)，因此精确的载波同步技术对 LTE 系统来说是非常重要的<sup>[10][11]</sup>。由于 LTE 与 LTE-A 系统中都使用了 OFDM 与 MIMO 这两种技术，两者在同步技术这部分是基本一致的，因此本文在后续部分将二者统称为 LTE 系统，不再作区分。

在 LTE 系统中，接收端不知道发射端信号的起始时刻，并且多径及噪声的存在导致了传输时延也未知，因此在接收端还需要确定传输的数据帧的起始位置，即进行数据帧定时同步。此外，在进行 FFT 将接收数据变换回频域之前还必须进行符号定时同步，以知道 OFDM 符号于何时开始，从而正确解调接收到的 OFDM 符号<sup>[12]</sup>。

LTE 系统在同步过程中除了需要完成载波同步、数据帧定时同步，符号同步等时频的同步过程，还需要获得小区 ID 完成小区搜索。LTE 的标准中规定了主同步信号和辅同步信号总共 2 种同步信号，用于实现同步过程并同时完成小区搜索。因为同步是用户设备 (User Equipment, UE) 开机后首先需要执行的步骤，并且通过同步过程获得的小区 ID 是 UE 接入小区的保证，因此同步过程是 LTE 的关键技术之一<sup>[13]</sup>。

综上所述，LTE 系统因其在移动通信系统中的突出优势而得到了很大的关注与迅速的发展，对其进行深入研究有利于移动通信系统的发展，从而进一步提高通信质量，因此 LTE 的关键技术具有很好的研究前景。而同步是 LTE 系统传输的重点及难点之一，其性能将对 LTE 系统后续的通信过程及系统的性能有很大的影响，准确且高效的同步技术是 LTE 系统传输的关键，因此对 LTE 系统同步技术的

研究具有重要的意义。

## 1.2 同步技术的研究现状

近几年, LTE 系统因其在移动通信领域的显著优势而得到了很好的应用。同步技术作为 LTE 的重难点之一而成为一个研究热点。

LTE 系统的同步过程主要通过搜索 PSS、SSS、循环前缀 (Cyclic Prefix, CP) 完成: 通过对 PSS 的搜索, 完成 5ms 的(半帧)定时同步并得到小区 ID 号  $N_{ID}^{(2)}$ , 通过对 SSS 的搜索得到完整的小区 ID 并完成 10ms 的帧同步, 利用 CP 或 PSS 完成载波频率同步, 即频偏估计。其主要过程可分为四部分: PSS 定时同步, CP 类型检测, 频偏估计及补偿, SSS 同步。

目前, 大多数研究致力于对同步过程中的某一部分的算法进行改进, 以实现准确高效的同步技术, 从而提升 LTE 系统的性能。其基本研究现状如下:

(1) 对 LTE 系统 PSS 定时同步的研究主要包括以下算法:

传统的 PSS 同步算法是基于匹配滤波实现的, 如文献[14]中提出的利用接收信号分别与本地产生的三个已知 PSS 序列在时域通过互相关的方法检测 PSS 序列。首先将本地的三个频域 PSS 信号添零填充到与接收序列相同的长度, 然后变换到时域, 再分别与接收信号作滑动相关, 滑动相关可用匹配滤波器实现, 通过最大值所对应的本地 PSS 可确定小区 ID 号, 最大值的位置可确定 OFDM 符号的起始位置。

文献[15]提出了对传统直接使用匹配滤波器的改进算法, 该算法是利用 ZC 序列的  $N$  点 FFT 和 IFFT 具有中心对称的性质, 使其实现的复杂度降低了几近一半 (Almost Half-Complexity, AHC) 的算法; 并且利用根序号为  $u$  和  $P-u$  的 ZC 序列互为共轭的性质, 对  $u=29$  和  $u=34$  的匹配滤波器中乘法单元进行复用, 减少了乘法器数目, 降低了运算复杂度。文献[13]利用 PSS 信号的冗余特性, 在文献[15]方法的基础上设计了高效的 PSS 匹配滤波器, 进一步减少了复数乘法和加法运算。

文献[16]基于 PSS 信号的中心对称性, 使用自相关方法 (Central Self-Correlation, CSC) 实现 PSS 信号检测。文献[17]在 CSC 算法的基础上做出进一步的改进, 使其具有更好的抗频偏性。

文献[18]在 PSS 信号与本地副本时域互相关的基础上, 提出了分段相关的算法, 其抵抗频率偏移能力更强, 但是抗噪声能力减弱。

文献[19]中提出了优化的匹配滤波方法, 在频域采用最大值检测, 不再使用固定的门限, 解决了不同信道下门限的设置可能不恰当的问题, 但是没有考虑到频偏等问题, 因此检测性能较差。文献[20]直接将接收信号经 FFT 变换到频域检测

PSS，其缺点是未考虑到 LTE 系统中的 CP 类型有两种。文献[21]通过接收信号和本地的三个 PSS 序列在频域互相关以完成 PSS 检测，不同于传统的匹配滤波器检测，并且具有较高的检测精度，但变换到频域的计算复杂度较大。

文献[22]基于 CP 进行符号定时，该方法只适用于高斯白噪声环境下，在多径衰落信道中由于 CP 的重复性受到破坏，其性能会受到较大影响，且该方法无法同时获得小区 ID 号。

以上对 PSS 信号的检测方法可以总结为：根据 ZC 序列的时域及频域的相关性，在时域或频域通过自相关或互相关对其进行检测。在时域检测时无需知道 CP 类型，而在频域检测则需已知 CP 类型，将其去除后经 FFT 变换到频域。

(2) 对 CP 类型检测的研究主要包括以下算法：

文献[23]通过 SSS 盲检测实现传统的 CP 检测算法。分别假设常规 CP 和扩展 CP 找到 SSS 所在位置，在 2 种 CP 下进行 FFT 变换，分别与本地 168 个频域的 SSS 序列相关，相关值最大的为实际采用的 CP 类型。该算法的计算复杂度太大。

文献[24]提出了一种基于 CP 及拷贝源部分自相关的算法，根据相关值的比值，判断 CP 类型，大大简化了计算复杂度。但在衰落信道环境下，可能导致 CP 类型难以判别。因此该文献将该比值与门限值进行比较，若超过门限值，则可判断 CP 类型；若小于门限值，则按传统方法通过 SSS 盲检测判断 CP 类型，此时计算复杂度并未降低。

文献[12]提出了一种基于滑动相关的 CP 类型判断算法，其计算复杂度比文献[24]有所下降。

(3) 对频偏估计的研究主要包括以下算法：

现有的频偏估计算法采用的原理都是发送两个已知的序列，这两个发送时间不同的信号在经过信道后，若有频率偏移，则接收到的两个序列之间会出现相位差，通过该相位差即可求出频移。常用的频偏估计序列有两类：CP 和 PSS 序列。

文献[25]采用基于 CP 的最大似然频偏估计算法，由于其采样点较少，因此频偏估计性能降低。为提高性能可使用多个 OFDM 符号的 CP 进行频偏估计，再取平均值，但这样会增加计算复杂度，且只能估计归一化范围为 $(-0.5, 0.5)$ 的频偏。

基于 PSS 的频偏估计算法可以分为自相关和互相关两类。基于自相关的 PSS 频偏估计算法利用前后两个 PSS 完成频偏估计，时延较大。文献[26]利用 PSS 信号的中心对称性，将 PSS 信号分为两段分别与本地副本的时域互相关，两段的乘积作为相关值，进行频偏估计。文献[27]基于传统的 PSS 相关算法及分段思想，将序列分为 4 段，两两相关，估计出 6 个频偏值，并求其线性组合。

以上频偏估计算法实质上都是使用两段重复序列完成频偏估计。

(4) 对 SSS 同步的研究主要包括以下算法:

文献[28]根据 PSS 检测中已知的小区 ID 号, 将第 0 和第 5 个子帧的各 168 组 SSS 信号算出并存储下来, 通过接收 SSS 信号与存储值进行 336 次相关, 取相关值的最大值。该算法的相关次数太多, 运算量很大。

文献[29]根据 SSS 序列的生成方式, 逆向解出小区 ID 组号。它将频域的 SSS 数据分成奇数和偶数部分, 按其生成规则分别解扰, 再分别与 31 组可能的序列作相关。

由以上同步过程四个部分的基本研究现状可以看出, 目前大多数研究都只包含同步过程的某一部分或几个部分, 而涵盖整个 LTE 系统同步流程的研究较少, 并且对同步的研究大多停留在算法部分, 对其 FPGA 硬件实现的研究较少。

而本课题对同步算法的研究将涵盖同步流程的各个部分, 包括 PSS 定时同步、CP 类型检测、频偏估计、SSS 帧定时同步检测, 并且通过对同步流程中各部分算法的仿真及性能对比分析提出一个同步算法方案, 并结合算法性能及实现复杂度进行同步的硬件实现方案设计, 完成其 FPGA 实现及验证。因此本课题具有一定的研究意义。

### 1.3 论文的主要工作和内容安排

本文主要研究了 LTE 系统同步流程中包含 PSS 定时同步、CP 类型检测、频偏估计和 SSS 帧定时同步检测四部分的算法, 并完成了算法的 Matlab 仿真; 通过对各算法的性能对比分析, 提出了基于相关值累加的 SC 改进算法, 以及基于 EPA5 信道环境的同步算法方案; 结合算法性能及实现复杂度给出了适用的同步硬件实现方案设计, 并且基于 XC7K325T 芯片完成了同步模块的 FPGA 实现, 以及基于 MSUC 系统平台完成了同步模块的板级验证。

本文的内容安排如下:

第一章的绪论首先介绍了本文的研究背景, 简要介绍了移动通信技术的发展历程, 包括对 LTE 系统的简要介绍。然后阐述了同步技术的研究意义, 以及同步技术的研究现状, 最后对本文的主要工作及结构进行了说明。

第二章介绍了 LTE 系统下行物理层相关的关键技术和相关原理, 包括 OFDM 技术、循环前缀, FDD 的帧格式、资源映射方式, 同步信号的产生、性质及时频位置的映射, 以及 LTE 系统的无线衰落信道模型等。

第三章主要对同步流程中的算法进行了研究, 主要包括 PSS 定时同步、CP 类型检测、频偏估计、SSS 检测四部分。并基于 LTE 下行物理层的 Matlab 仿真平台, 完成了同步过程这四部分主要算法的仿真及性能对比分析。根据仿真结果, 提出

了基于相关值累加的 SC 改进算法，其有效的减少了原 SC 算法的峰值平台现象，在高信噪比下检测错误概率减少了约 50%。并且提出了一个在 EPA5 信道环境下性能较优的同步算法方案，完成了该方案的误码率性能对比分析。

第四章中结合算法性能及实现复杂度给出了同步硬件实现方案设计，详细介绍了各子模块的硬件实现结构；基于 XC7K325T 芯片完成了同步模块的 FPGA 实现，通过对比 Modelsim 和 Matlab 仿真结果，验证了同步模块设计的正确性，并对综合后同步模块的资源消耗进行了分析；最后基于 MSUC 系统平台完成了同步模块的下板验证。

第五章对本文所做的主要工作进行了总结，并且对下一步的研究方向进行了展望。

## 第二章 LTE 物理层关键技术

本章主要介绍了 LTE 系统下行物理层相关的原理以及关键技术，分别有 OFDM 技术，循环前缀，时频同步偏差对 LTE 系统的影响，下行 FDD 帧格式，资源映射，同步信号生成及其性质与时频映射位置，以及 LTE 系统的无线衰落信道模型等。

### 2.1 OFDM 技术

OFDM 技术即正交频分复用，是 LTE 系统中使用的一个关键技术，它是一种多载波调制技术。OFDM 调制通过将传输速度很高的数据流变为多个并行传输的速度较低的数据流，调制到不同的彼此正交的子载波上，同时进行数据的传输。

#### 2.1.1 OFDM 原理

OFDM 原理如图 2-1 所示。发端的 N 个频域的信号  $X_0, \dots, X_{N-1}$  分别被并行的调制到 N 个子载波上，得到基带 OFDM 符号时域表示如下：

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi f_k t} \quad (2-1)$$

其中  $X_k$  表示第 k 个被调制的信号， $f_k$  表示第 k 个子载波的频率。

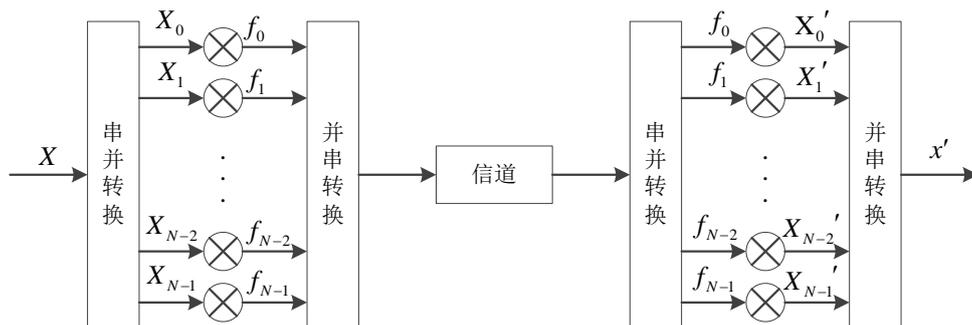


图 2-1 OFDM 原理

当系统带宽为  $B$ ，采样间隔为  $T$  时，在不进行过采样的情况下有  $T = \frac{1}{B}$ ，子载波间隔为  $\frac{B}{N}$ ，子载波频率为子载波间隔的整数倍，即  $f_k = k \cdot \frac{B}{N} = \frac{k}{NT}$ ，带入 (2-1) 式，可得到：

$$s(nT) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j\frac{2\pi kn}{N}}, (0 \leq n \leq N-1) \quad (2-2)$$

式(2-2)可看作频域信号  $X_k$  进行 IDFT 得到的时域信号  $s(nT)$ 。在接收端进行解调时, 使用 DFT 完成。在实际应用时, 一般用 IFFT/FFT 来实现。

与传统的多载波调制相比, OFDM 的频域子载波间虽然相互有交叉, 并未完全分离, 但是保持了子载波间的正交性, 从而提高了频谱效率, 减少了带宽<sup>[30]</sup>。

OFDM 调制将原来高速的串行数据流分解成了  $N$  个并行的低速数据流, 这在  $N$  个子载波上同时传输的数据为一个 OFDM 符号。并行的数据流与原来的高速串行数据流相比, 传输速率变为  $1/N$ , 周期变为  $N$  倍, 即经过调制后的符号周期大于信道的时延扩展, 因此能有效降低多径时延扩展的影响。并且 OFDM 调制实现了将宽带的频率选择性信道划成了  $N$  个窄带的平坦衰落信道, 具有抗频率选择性衰落的性质<sup>[31]</sup>。

虽然 OFDM 具备频谱利用率高、能有效抵抗多径时延和频率选择性衰落的优点, 然而因为其系统中的各子载波的频谱彼此交叠, 从而需要子载波间的严格正交, 因此它也存在着对频偏敏感的缺点<sup>[10][11]</sup>。但在实际无线通信信道中的时变性不可避免, 如相对运动导致的多普勒效应、发射机与接收机的振荡器的频率不完全同步等原因均会导致载波频偏, 使得各子载波之间不再有正交性, 产生 OFDM 系统的子载波间干扰。

## 2.1.2 循环前缀

由无线信道环境所致的, 信号经过反射等不同路径传输到接收端时会有不同的延迟, 即存在多径效应。多径效应会使得前一符号的某条径与后一符号的某条径同时到达接收端, 从而导致 OFDM 符号间的干扰。只要在 OFDM 符号前添上长度大于信道最大时延的保护间隔即可消除 ISI。

但因为时延的存在, 每个符号内的各个子载波间不再彼此正交, 导致在接收端信号不能被正确的解调, 因此在每个 OFDM 符号前加上其各自的循环前缀, 既作为符号间的保护间隔可消除 ISI, 又确保了各个子载波间是正交的用于消除 ICI。

插入 CP 的方法是将 OFDM 符号的尾部的一段数据拷贝并插入到 OFDM 符号前, 并且该段数据长度应大于信道最大时延, 如图 2-2 所示。该方法确保了一个符号内各子载波间是正交的, 即在当前子载波的 FFT 积分区间内其余时延子载波均含有整数个周期的信息。

根据 3GPP 协议<sup>[32]</sup>, LTE 系统中 CP 类型分为两种: 扩展 CP 和常规 CP。

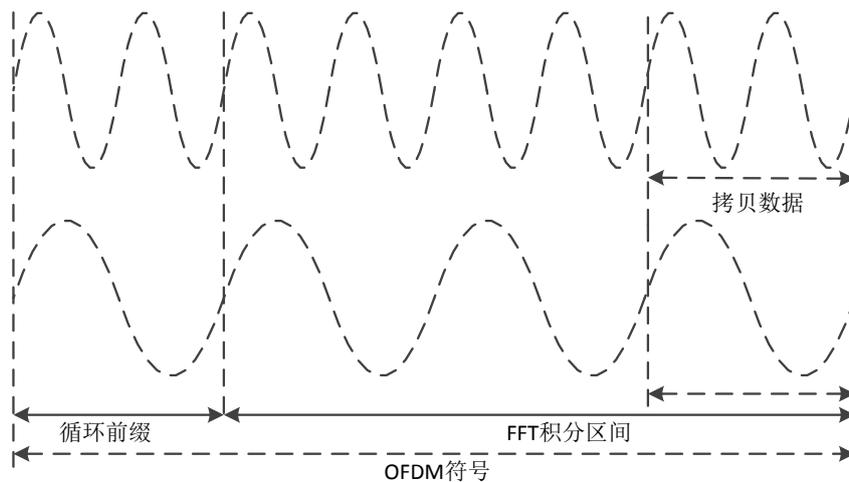


图 2-2 循环前缀 (CP)

### 2.1.3 时频同步偏差的影响

LTE 的用户在开机后首先完成的就是同步与小区搜索，由于此时没有任何先验信息，接收端不能确认 OFDM 符号的开始时刻，因此会存在定时同步偏差。此外，由于发端与收端的晶振频率不同及多普勒频移，会导致载波频率偏差。而接收机的定时同步偏差和频率偏差都将会影响 OFDM 系统。

#### 2.1.3.1 定时同步偏差的影响

接收端的定时同步是用于确定 OFDM 符号的起始时刻（即 FFT 窗口的大小），假设接收端的同步点存在  $\Delta\tau$  的偏差，如图 2-3 所示，则存在三种情况，分别为  $\Delta\tau=0$ 、 $\Delta\tau<0$ 、 $\Delta\tau>0$ 。

(1) 当  $\Delta\tau=0$  时，定时同步点刚好在 FFT 窗的起始位置，即不存在定时偏差，这种情况下能正确的进行 OFDM 解调。

(2) 当  $\Delta\tau<0$  时，定时同步点超前，即在正确的开始位置之前，FFT 窗含有一部分所在符号的 CP。假设定时同步超前  $n_\sigma$  个点，则接收信号的一个 OFDM 符号  $\tilde{r}$  如下：

$$\tilde{r} = \{r_{-n_\sigma}, r_{-n_\sigma+1}, \dots, r_0, \dots, r_{N-n_\sigma-1}\} \quad (2-3)$$

式 (2-3) 中前  $n_\sigma$  个点为该 OFDM 符号的 CP，即满足  $r_k = r_{N+k}$ ， $-n_\sigma \leq k \leq -1$ ，则上式 (2-3) 可以表示为：

$$\tilde{r} = \{r_{N-n_\sigma}, r_{N-n_\sigma+1}, \dots, r_{N-1}, r_0, \dots, r_{N-n_\sigma-1}\} \quad (2-4)$$

因此，该 OFDM 符号经过 FFT 变换后如下：

$$\begin{aligned}
 \tilde{R}_k &= \sum_{i=0}^{N-1} \tilde{r}(i) \cdot e^{-j\frac{2\pi ik}{N}} \\
 &= r_{N-n_\sigma} \cdot e^{-j\frac{2\pi 0k}{N}} + \dots + r_{N-1} \cdot e^{-j\frac{2\pi(n_\sigma-1)k}{N}} + r_0 \cdot e^{-j\frac{2\pi n_\sigma k}{N}} + \dots + r_{N-n_\sigma-1} \cdot e^{-j\frac{2\pi(N-1)k}{N}} \\
 &= e^{-j\frac{2\pi n_\sigma k}{N}} (r_0 \cdot e^{-j\frac{2\pi 0k}{N}} + \dots + r_{N-n_\sigma} \cdot e^{-j\frac{2\pi(N-n_\sigma)k}{N}} + \dots + r_{N-1} \cdot e^{-j\frac{2\pi(N-1)k}{N}}) \\
 &= e^{-j\frac{2\pi n_\sigma k}{N}} \cdot R_k
 \end{aligned} \tag{2-5}$$

其中  $k$  为第  $k$  个子载波， $R_k$  为该 OFDM 符号定时完全正确时所得到的频域数据。

由式 (2-5) 可知，当定时同步点超前且在 CP 范围内时，所得到的数据只发生相位的旋转，不会产生 ISI 和 ICI。



图 2-3 定时同步偏差的影响

(3) 当  $\Delta\tau > 0$  时，定时同步点滞后，即 FFT 窗的开始位置靠后，则会含有其他 OFDM 符号的 CP。假设定时同步滞后  $n_\sigma$  个点，则接收信号的第  $j$  个 OFDM 符号  $\tilde{r}$  如式 (2-6) 所示：

$$\tilde{r} = \{r_{n_\sigma}, r_{n_\sigma+1}, \dots, r_{N-1}, r'_0, \dots, r'_{n_\sigma-1}\} \tag{2-6}$$

$\tilde{r}$  经过 FFT 变换后，如式 (2-7) 所示<sup>[33]</sup>。

其中  $k$  表示第  $k$  个子载波， $r_i$  表示当前第  $j$  个 OFDM 符号的第  $i$  个样本点， $r'_i$  表示下一个第  $j+1$  个符号的第  $i$  个样本点， $H_k$  表示当前第  $j$  个的第  $k$  个子载波的信道传输函数， $a_k$  表示当前 OFDM 符号的第  $k$  个子载波的传输数据符号， $K$  为每个 OFDM 符号中传输数据符号的个数， $K < \text{FFT 点数} N$ 。

$$\begin{aligned}
\tilde{R}_k &= \sum_{i=0}^{N-1} \tilde{r}(i) \cdot e^{-j\frac{2\pi ik}{N}} \\
&= \sum_{i=0}^{N-1-n_\sigma} r_{i+n_\sigma} \cdot e^{-j\frac{2\pi ik}{N}} + \sum_{i=N-n_\sigma}^{N-1} r'_{i-N+n_\sigma} \cdot e^{-j\frac{2\pi ik}{N}} \\
&= \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1-n_\sigma} \left( \sum_{p=-K/2}^{K/2-1} a_p H_p \cdot e^{j\frac{2\pi(i+n_\sigma)p}{N}} \right) \cdot e^{-j\frac{2\pi ik}{N}} + \sum_{i=N-n_\sigma}^{N-1} r'_{i-N+n_\sigma} \cdot e^{-j\frac{2\pi ik}{N}} \quad (2-7) \\
&= \frac{N-n_\sigma}{N} e^{j\frac{2\pi n_\sigma k}{N}} a_k H_k + \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1-n_\sigma} \left( \sum_{p=-K/2, p \neq k}^{K/2-1} a_p H_p \cdot e^{j\frac{2\pi(i+n_\sigma)p}{N}} \right) \cdot e^{-j\frac{2\pi ik}{N}} \\
&\quad + \sum_{i=N-n_\sigma}^{N-1} r'_{i-N+n_\sigma} \cdot e^{-j\frac{2\pi ik}{N}}
\end{aligned}$$

由式(2-7)可知，第一项为幅度衰减及相位旋转，第二项为来自子载波间的干扰，第三项为下一符号的干扰。因此，当定时同步点滞后或超过 CP 范围时，由于含有下一个 OFDM 符号的数据而产生 ISI，各子载波间不再完全正交，当前符号的样本点  $r_i$  受到其他子载波的影响，从而引入 ICI。

### 2.1.3.2 频率偏差的影响

由于收发两端的晶振误差及多普勒频移会造成载波频率产生偏差。假设发送信号与接收信号间的频率偏差为  $\Delta f$ ，子载波间隔为  $f_c$ ，则归一化频偏为：

$$\varepsilon = \frac{\Delta f}{f_c} = \varepsilon_I + \varepsilon_F \quad (2-8)$$

其中  $\varepsilon_I$  和  $\varepsilon_F$  分别为整数倍和小数倍频偏。

LTE 系统为多输入多输出的 OFDM 系统，它对每一根天线上的发送数据分别进行 OFDM 调制，再通过多天线发射出去。假设系统中的发射天线有  $N_t$  根，接收天线数量为  $N_r$ ，发射天线  $i$  发送的信号  $s^i(n)$  如式(2-2)所示，第  $j$  根接收天线的信道冲激响应为：

$$h^{i,j}(n) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \delta(n - \tau_l^{i,j}) \quad (2-9)$$

其中  $h_l$  为第  $l$  径的信道增益， $\tau_l^{i,j}$  为第  $i$  根发射天线第  $j$  根接收天线的第  $l$  径的信道时延。

因为在频偏估计前，已完成定时同步，则有第  $j$  根接收天线收到的第  $n$  个符号  $r^j(n)$  为：

$$r^j(n) = \sum_{i=1}^{N_i} e^{j\frac{2\pi\epsilon n}{N}} \sum_{l=0}^{L-1} h_l^{i,j}(n) s^i(n - \tau_l^{i,j}) + w(n) \quad (2-10)$$

对其作 FFT 变换得到第  $k$  个子载波上的频域符号  $R^j(k)$ ，将式 (2-2) 的  $s^i(n)$  带入可得<sup>[34]</sup>：

$$\begin{aligned} R^j(k) &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} r^j(n) e^{-j\frac{2\pi nk}{N}} \\ &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} \left( \sum_{i=1}^{N_i} e^{j\frac{2\pi\epsilon n}{N}} \sum_{l=0}^{L-1} h_l^{i,j}(n) s^i(n - \tau_l^{i,j}) + w^j(n) \right) e^{-j\frac{2\pi nk}{N}} \\ &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{i=1}^{N_i} \sum_{n=0}^{N-1} \left( e^{j\frac{2\pi\epsilon n}{N}} e^{-j\frac{2\pi nk}{N}} \cdot \left( \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{m=0}^{N-1} H_m^{i,j} X_m^i \cdot e^{j\frac{2\pi mn}{N}} \right) \right) + \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} w^j(n) e^{-j\frac{2\pi nk}{N}} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N_i} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{N-1} (H_m^{i,j} X_m^i \cdot e^{j\frac{2\pi(m+\epsilon-k)n}{N}}) + W_k^j \\ &= \sum_{i=1}^{N_i} H_{k-\epsilon_l}^{i,j} X_{k-\epsilon_l}^i e^{j\frac{\pi\epsilon_F(N-1)}{N}} \frac{\sin(\pi\epsilon_F)}{N \sin(\frac{\pi\epsilon_F}{N})} + I_k + W_k \end{aligned} \quad (2-11)$$

式 (2-11) 中第一项为经过信道传输的有效信号，第二项  $I_k$  为频偏引起的子载波间干扰项 (ICI)：

$$I_k = \sum_{i=0}^{N_i} \sum_{\substack{m=0, \\ m \neq k - \epsilon_l}}^{N-1} H_m^{i,j} X_m^i e^{j\frac{\pi\epsilon_F(N-1)}{N}} e^{j\frac{\pi(m-k+\epsilon_l)}{N}} \frac{\sin(\pi\epsilon_F)}{N \sin(\frac{\pi(m-k+\epsilon_l)}{N})} \quad (2-12)$$

由式 (2-12) 可知，当小数倍频偏  $\epsilon_F = 0$  时，式 (2-12) 为 0，即无 ICI，并且只对有效数据造成了移位，频率采样值发生了  $\epsilon_l$  个子载波的偏移；当小数倍频偏  $\epsilon_F \neq 0$  时，会产生 ICI，并且对式 (2-11) 第一项的有效数据会产生幅度的衰减与相位旋转。

## 2.2 LTE 系统物理层帧格式

### 2.2.1 帧格式

LTE 系统支持 FDD 和 TDD 两种帧格式，由于本文中采用 FDD 帧格式，因此以下仅对如图 2-4 所示<sup>[32]</sup>的 FDD 帧格式做出概述。LTE 系统的采样率  $f_s = 30.7 \text{ MHz}$ ，采样周期  $T_s = 1/f_s$ ，则每帧长度为  $T_f = 307200 \cdot T_s = 10 \text{ ms}$ ，由 10 个  $1 \text{ ms}$  的子帧组成，每个子帧由 2 个时隙组成，一帧内的时隙编号 0~19。按照不

同的 CP 类型，一个时隙又是不同数量的 OFDM 符号构成。LTE 系统支持 2 种 CP 类型：常规 CP 的每个时隙包括 7 个 OFDM 符号，扩展 CP 又根据子载波间隔的不同而每个时隙包括 6 个或 3 个符号，具体关系见表 2-1。每个 OFDM 符号都映射到资源栅格的一列，且该列长度为子载波个数。

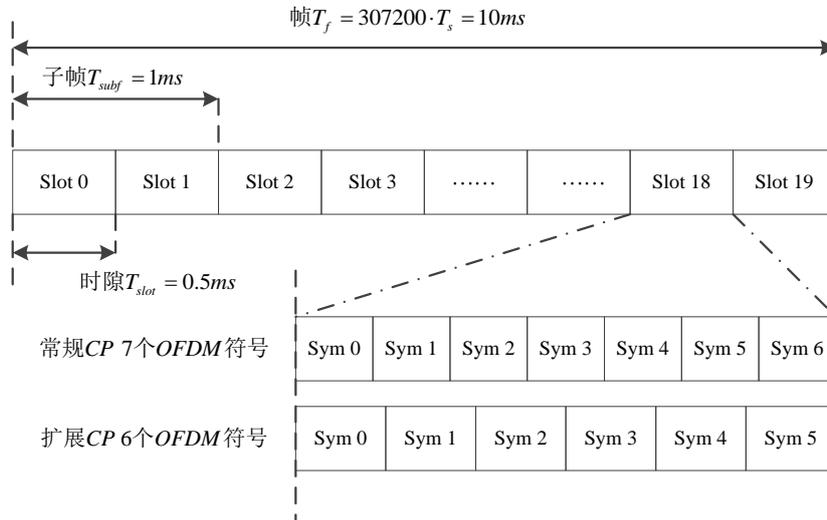


图 2-4 LTE-A 下行 FFD 数据帧结构

## 2.2.2 资源映射

在 LTE 系统中，数据及 PSS 等在完成 OFDM 调制之前，需要先将其根据一定的方式填充到资源栅格中，这个映射的过程即为资源映射。每个时隙的信号可以由一个纵轴大小为  $N_{RB}^{DL} \times N_{sc}^{RB}$  个子载波，横轴大小为  $N_{symp}^{DL}$  个 OFDM 符号的资源栅格来表示<sup>[35]</sup>。资源栅格的具体结构参见图 2-5，其中  $N_{RB}^{DL}$  表示物理资源块的数目， $N_{sc}^{RB}$  表示一个资源块内含的子载波数目， $N_{symp}^{DL}$  表示每个时隙含有的 OFDM 符号的数目。

资源粒子 (RE) 是资源栅格上的一个元素，作为数据传输的最小单位，它映射的是某一时域的 OFDM 符号在频域的某个子载波上所携带的数据。每个时隙中，资源粒子唯一地由序列号对  $(k, l)$  进行标识，其中  $k = 0, \dots, N_{RB}^{DL} N_{sc}^{RB} - 1$  为子载波的序号索引， $l = 0, \dots, N_{symp}^{DL} - 1$  为时域 OFDM 符号的序号索引。若为多天线传输，每个天线均对应一个资源栅格，如在天线  $p$  上，资源粒子  $(k, l)$  对应于复数值  $a_{k,l}^p$ 。

LTE 系统中，一个物理资源块由频域的  $N_{sc}^{RB}$  个连续子载波及时域的  $N_{symp}^{DL}$  个连续 OFDM 符号构成。 $N_{sc}^{RB}$ 、 $N_{symp}^{DL}$  的取值与 CP 类型、子载波间隔有关，具体关系如表 2-1 所示。

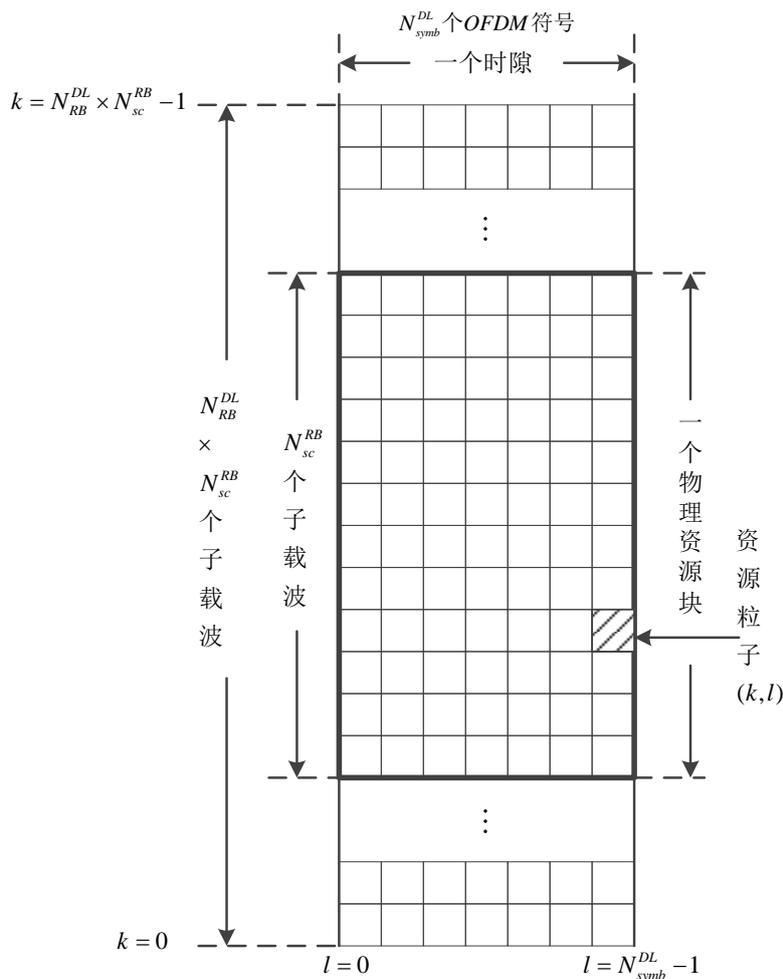


图 2-5 资源栅格结构

表 2-1 物理资源块配置

CP 类型	子载波间隔	$N_{sc}^{RB}$	$N_{symp}^{DL}$
正常 CP	$\Delta f = 15KHz$	12	7
扩展 CP	$\Delta f = 15KHz$		6
	$\Delta f = 7.5KHz$	24	3

因此，一个物理资源块由  $N_{sc}^{RB} \times N_{symp}^{DL}$  个资源粒子组成，若子载波间隔  $\Delta f = 15KHz$  时，对应的频域带宽为  $15KHz \times 12 = 180KHz$ ，时域为一个时隙。

$N_{RB}^{DL}$  的值与小区配置的下行链路的传输带宽有关，并且满足  $6 \leq N_{RB}^{DL} \leq 100$ ，其中 6 和 100 分别代表下行链路带宽的最小值和最大值，对应下行链路的传输带宽范围 1.4MHz ~ 20MHz。当每个资源块的子载波个数  $N_{sc}^{RB} = 12$  时，协议中所允许的系统传输带宽、资源块个数、子载波总数的对应关系如表 2-2 所示<sup>[32]</sup>。

表 2-2 LTE 系统下行带宽配置

系统传输带宽/MHz	1.4	3	5	10	15	20
资源块个数 $N_{RB}^{DL}$	6	15	25	50	75	100
子载波总个数 $N_{RB}^{DL} \times N_{sc}^{RB}$	72	180	300	600	900	1200

LTE 系统中当子载波间隔  $\Delta f = 15\text{KHz}$ ，如前所述采样率为  $30.72\text{MHz}$ ，则一个 OFDM 符号的采样点数为  $30.72\text{MHz}/15\text{KHz} = 2048$ 。根据表 2-1，当带宽配置为  $20\text{MHz}$  时，频域子载波为 1200 个，因此每个资源栅格中的符号在 OFDM 调制前都需要过采样<sup>[35]</sup>。过采样的操作如图 2-6 所示，过采后的 2048 点频域 OFDM 符号为：第 1 个点为零频；第  $2 \sim N_{RB}^{DL} \times N_{sc}^{RB}/2 + 1$  个点为原资源栅格中子载波编号  $k \in [N_{RB}^{DL} \times N_{sc}^{RB}/2, N_{RB}^{DL} \times N_{sc}^{RB} - 1]$  对应的复数值，即资源栅格中后半部分的频域数据；第  $N_{RB}^{DL} \times N_{sc}^{RB}/2 + 2 \sim (2048 - N_{RB}^{DL} \times N_{sc}^{RB}/2)$  个点为插入的  $(2047 - N_{RB}^{DL} \times N_{sc}^{RB})$  个零；第  $(2049 - N_{RB}^{DL} \times N_{sc}^{RB}/2) \sim 2048$  个点为原资源栅格中子载波编号  $k \in [0, N_{RB}^{DL} \times N_{sc}^{RB}/2 - 1]$  对应的复数值，即资源栅格中前半部分的频域数据。

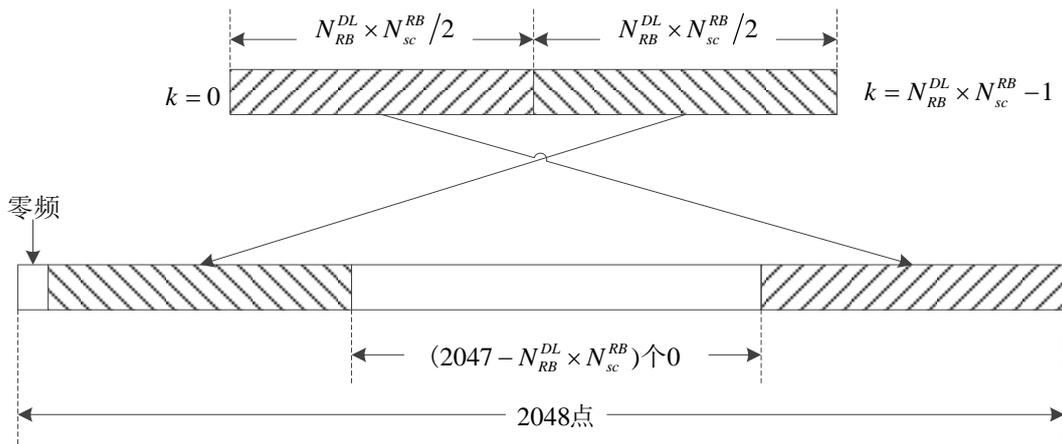


图 2-6 OFDM 调制前过采样

### 2.3 LTE 系统物理层下行同步信号

LTE 系统下行同步信号有两种，为主同步信号和辅同步信号，用于完成定时同步过程，并确定小区 ID 组号和组内的小区 ID 号。根据 3GPP 协议<sup>[32]</sup>，小区 ID 号  $N_{ID}^{cell} = 3N_{ID}^{(1)} + N_{ID}^{(2)}$ ，其中  $N_{ID}^{(1)}$  为小区 ID 组号， $N_{ID}^{(2)}$  为每个 ID 组内的小区 ID 号。LTE 规定了 168 个小区 ID 组，即  $N_{ID}^{(1)}$  取值范围为  $0 \sim 167$ ，每一组有 3 个 ID 号，即  $N_{ID}^{(2)}$  取值范围为  $0 \sim 2$ 。

## 2.3.1 主同步信号

### 2.3.1.1 主同步信号的产生

根据 3GPP 协议<sup>[32]</sup>，主同步信号是基于频域的 Zadoff-Chu 序列，PSS 频域信号  $d_u(n)$  如式 2-13 所示：

$$d_u(n) = \begin{cases} e^{-j\frac{\pi un(n+1)}{63}}, n = 0, 1, \dots, 30 \\ e^{-j\frac{\pi u(n+1)(n+2)}{63}}, n = 31, 32, \dots, 61 \end{cases} \quad (2-13)$$

其中  $u$  是 Zadoff-Chu 序列的根序号，它与小区 ID 号  $N_{ID}^{(2)}$  的对应关系如表 2-3 所示。

表 2-3 PSS 根序号与小区 ID 的对应关系

$N_{ID}^{(2)}$	根序号 $u$
0	25
1	29
2	34

根据式 (2-13)，PSS 频域信号  $d_u(n)$  是长度为 62 的序列。

### 2.3.1.2 主同步信号的性质

由于主同步信号为 Zadoff-Chu 序列，它是恒幅值零自相关的序列。因此 PSS 信号具有如下性质：

- (1) 由式 (2-13) 可知，不同  $u$  值对应的 ZC 序列幅值均为 1，具有恒定幅值；
- (2) 通过 IFFT/FFT 变换，仍为 ZC 序列；
- (3) 对于奇数点的序列，具有中心对称性；
- (4) 具有循环零自相关性，即序列与其循环移动  $n$  位的序列互不相关，如式 (2-14) 所示，并且自相关峰值非常尖锐，其时域与频域相关性参加图 2-7；

$$r_u(d) = \sum_{n=0}^{N_{zc}} d_u(n) d_u^*(n+d) = \sum_{n=0}^{N_{zc}} e^{-j\frac{\pi un(n+1)}{63}} \cdot e^{j\frac{\pi u(n+d)(n+d+1)}{63}} = \sum_{n=0}^{N_{zc}} e^{j\frac{\pi ud(2n+d+1)}{63}} \quad (2-14)$$

由式 (2-14) 可知，当  $d=0$  时，自相关值会取得最大值 62，除此之外自相关值均很小。

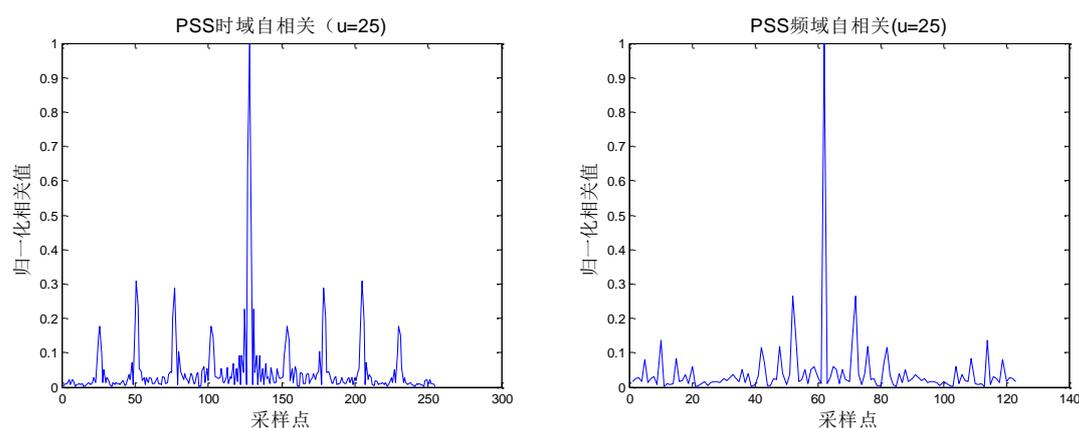


图 2-7 PSS 的时域与频域自相关性

(5) 不同  $u$  值的 ZC 序列，其互相关值几乎 0，如图 2-8 所示。

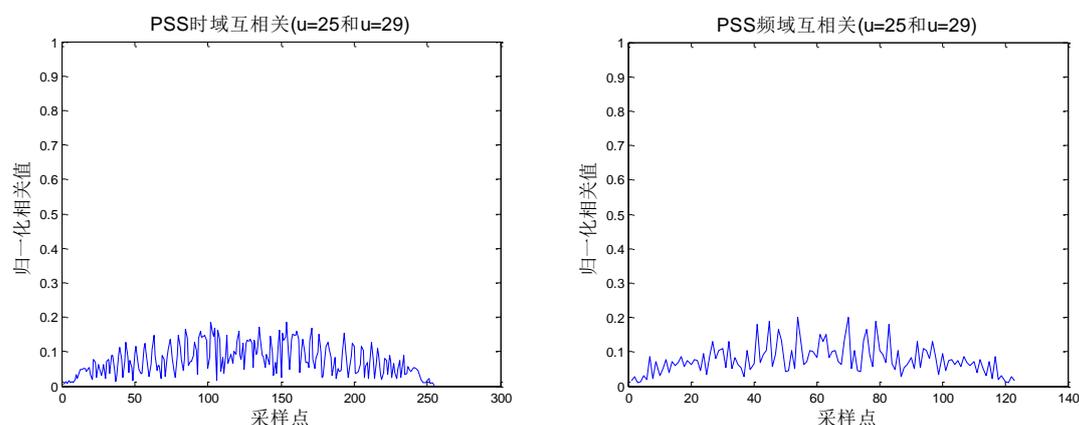


图 2-8 PSS 的时域与频域互相关性

(6) 根序号为  $63-u$  和  $u$  的 ZC 序列互为共轭关系，如式 (2-15) 所示：

$$d_{63-u}(n) = e^{-j\frac{\pi(63-u)n(n+1)}{63}} = e^{j\frac{\pi un(n+1)}{63}} = d_u^*(n) \quad (2-15)$$

由于 ZC 序列良好的自相关性，因此被用作 LTE 系统的 PSS 同步信号以实现准确的同步，提高系统性能。同时因为其良好的互相关性，便于接收端从三组 PSS 信号里检测出正确的序列，以获得 PSS 对应的小区 ID 号  $N_{ID}^{(2)}$ 。

### 2.3.1.3 主同步信号的时频位置

LTE 系统 FDD 帧格式下 PSS 信号的时频位置如图 2-9 所示，在时域的第 0 个和第 5 个子帧的最后一个 OFDM 符号上，且同一个无线帧中前后半帧的两个 PSS 信号相同。

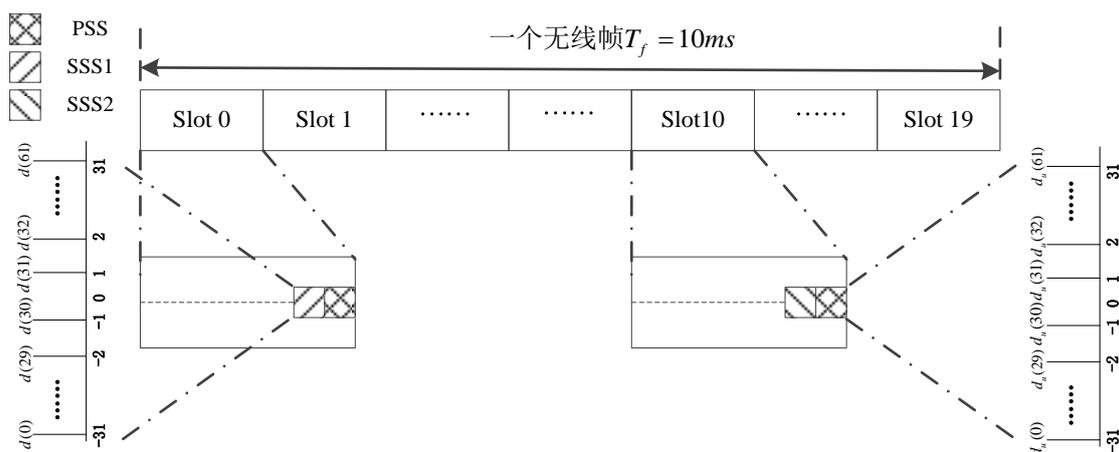


图 2-9 同步信号的时频位置

PSS 信号在频域上都是 62 个序列点，且都被映射在小区带宽的中心位置。无论配置为何种带宽，在频域上，同步信号总是位于最中间零频附近的 1.25MHz（72 个子载波），且零频点不用，两边分别留出 5 个子载波的保护间隔。

## 2.3.2 辅同步信号

### 2.3.2.1 辅同步信号的产生

辅同步信号是由 2 个长度 31 的伪随机序列  $s_i^{(m_i)}(n)$  和  $z_1^{(m_i)}(n)$  交织级联组成，并且加入了扰码序列  $c_i(n)$ ，其中  $i=0,1$ <sup>[13]</sup>。SSS 信号产生如式 (2-16) 所示<sup>[32]</sup>：

$$d(2n) = \begin{cases} s_0^{(m_0)}(n)c_0(n), & \text{子帧0} \\ s_1^{(m_1)}(n)c_0(n), & \text{子帧5} \end{cases}, 0 \leq n \leq 30$$

$$d(2n+1) = \begin{cases} s_1^{(m_1)}(n)c_1(n)z_1^{(m_0)}(n), & \text{子帧0} \\ s_0^{(m_0)}(n)c_1(n)z_1^{(m_1)}(n), & \text{子帧5} \end{cases} \quad (2-16)$$

如上式 (2-16)，SSS 信号分为偶数序列  $d(2n)$  和奇数序列  $d(2n+1)$ 。偶数序列由  $s_i^{(m_i)}(n)$  和扰码序列  $c_i(n)$  构成，而奇数序列还增加了一个伪随机序列  $z_1^{(m_i)}(n)$ 。利用子帧 0 和子帧 5 中的 SSS 不同可进行 10ms 帧同步。

SSS 信号中的伪随机序列  $s_i^{(m_i)}(n)$ 、 $z_1^{(m_i)}(n)$ 、扰码序列  $c_i(n)$  的计算分别如下：

(1) 伪随机序列  $s_i^{(m_i)}(n)$  由伪随机序列  $\tilde{s}(n)$  循环移位而得，如式 (2-17) 所示：

$$s_0^{(m_0)}(n) = \tilde{s}((n + m_0) \bmod 31)$$

$$s_1^{(m_1)}(n) = \tilde{s}((n + m_1) \bmod 31) \quad (2-17)$$

其中式 (2-17) 中的  $\tilde{s}(i)$  如式 (2-18) 所示:

$$\tilde{s}(i) = 1 - 2x(i), 0 \leq i \leq 30 \quad (2-18)$$

而式 (2-18) 中的  $x(i)$  则为  $x(\bar{i} + 5) = (x(\bar{i} + 2) + x(\bar{i})) \bmod 2, 0 \leq \bar{i} \leq 25$ , 初始状态为  $x(0) = 0, x(1) = 0, x(2) = 0, x(3) = 0, x(4) = 1$ 。

(2) 扰码序列  $c_i(n)$  如式 (2-19) 所示:

$$\begin{aligned} c_0(n) &= \tilde{c}((n + N_{ID}^{(2)}) \bmod 31) \\ c_1(n) &= \tilde{c}((n + N_{ID}^{(2)} + 3) \bmod 31) \end{aligned} \quad (2-19)$$

其中式 (2-19) 中的  $N_{ID}^{(2)}$  为小区 ID 号, 而  $\tilde{c}(i)$  如式 (2-20) 所示:

$$\tilde{c}(i) = 1 - 2x(i), 0 \leq i \leq 30 \quad (2-20)$$

而式 (2-20) 中的  $x(i)$  为  $x(\bar{i} + 5) = (x(\bar{i} + 3) + x(\bar{i})) \bmod 2, 0 \leq \bar{i} \leq 25$ , 初始状态为  $x(0) = 0, x(1) = 0, x(2) = 0, x(3) = 0, x(4) = 1$ 。  $c_i(n)$  由  $N_{ID}^{(2)}$  决定, 因此其与 PSS 有关,

(3) 伪随机序列  $z_1^{(m_i)}(n)$  由伪随机序列  $\tilde{z}(n)$  循环移位得到, 如式 (2-21) 所示:

$$\begin{aligned} z_1^{(m_0)}(n) &= \tilde{z}((n + (m_0 \bmod 8)) \bmod 31) \\ z_1^{(m_1)}(n) &= \tilde{z}((n + (m_1 \bmod 8)) \bmod 31) \end{aligned} \quad (2-21)$$

其中式 (2-21) 中的  $\tilde{z}(i)$  如式 (2-22) 所示:

$$\tilde{z}(i) = 1 - 2x(i), 0 \leq i \leq 30 \quad (2-22)$$

而式 (2-22) 中的  $x(i)$  为  $x(\bar{i} + 5) = (x(\bar{i} + 4) + x(\bar{i} + 2) + x(\bar{i} + 1) + x(\bar{i})) \bmod 2, 0 \leq \bar{i} \leq 25$ , 初始状态为  $x(0) = 0, x(1) = 0, x(2) = 0, x(3) = 0, x(4) = 1$ 。

伪随机序列  $s_i^{(m_i)}(n)$  和  $z_1^{(m_i)}(n)$  中的偏移量  $m_i$  如式 (2-23) 所示:

$$\begin{aligned} m_0 &= m' \bmod 31 \\ m_1 &= (m_0 + \lfloor m' / 31 \rfloor + 1) \bmod 31 \end{aligned} \quad (2-23)$$

其中  $m' = N_{ID}^{(1)} + q(q+1)/2$ ,  $q = \left\lfloor \frac{N_{ID}^{(1)} + q'(q'+1)/2}{30} \right\rfloor$ ,  $q' = \lfloor N_{ID}^{(1)} \rfloor / 30$ ,  $\lfloor \cdot \rfloor$  表示

向下取整。

由式 (2-23) 可知, 偏移量  $m_i$  与小区 ID 组  $N_{ID}^{(1)}$  有关。根据式 (2-23) 计算可得  $m_0$  和  $m_1$  与小区 ID 组  $N_{ID}^{(1)}$  的映射关系, 如表 2-4 中所示。

表 2-4  $m_0$  和  $m_1$  与小区 ID 组  $N_{ID}^{(1)}$  的映射关系表

$N_{ID}^{(1)}$	$m_0$	$m_1$												
0	0	1	34	4	6	68	9	12	102	15	19	136	22	27
1	1	2	35	5	7	69	10	13	103	16	20	137	23	28
2	2	3	36	6	8	70	11	14	104	17	21	138	24	29
3	3	4	37	7	9	71	12	15	105	18	22	139	25	30
4	4	5	38	8	10	72	13	16	106	19	23	140	0	6
5	5	6	39	9	11	73	14	17	107	20	24	141	1	7
6	6	7	40	10	12	74	15	18	108	21	25	142	2	8
7	7	8	41	11	13	75	16	19	109	22	26	143	3	9
8	8	9	42	12	14	76	17	20	110	23	27	144	4	10
9	9	10	43	13	15	77	18	21	111	24	28	145	5	11
10	10	11	44	14	16	78	19	22	112	25	29	146	6	12
11	11	12	45	15	17	79	20	23	113	26	30	147	7	13
12	12	13	46	16	18	80	21	24	114	0	5	148	8	14
13	13	14	47	17	19	81	22	25	115	1	6	149	9	15
14	14	15	48	18	20	82	23	26	116	2	7	150	10	16
15	15	16	49	19	21	83	24	27	117	3	8	151	11	17
16	16	17	50	20	22	84	25	28	118	4	9	152	12	18
17	17	18	51	21	23	85	26	29	119	5	10	153	13	19
18	18	19	52	22	24	86	27	30	120	6	11	154	14	20
19	19	20	53	23	25	87	0	4	121	7	12	155	15	21
20	20	21	54	24	26	88	1	5	122	8	13	156	16	22
21	21	22	55	25	27	89	2	6	123	9	14	157	17	23
22	22	23	56	26	28	90	3	7	124	10	15	158	18	24
23	23	24	57	27	29	91	4	8	125	11	16	159	19	25
24	24	25	58	28	30	92	5	9	126	12	17	160	20	26
25	25	26	59	0	3	93	6	10	127	13	18	161	21	27
26	26	27	60	1	4	94	7	11	128	14	19	162	22	28
27	27	28	61	2	5	95	8	12	129	15	20	163	23	29
28	28	29	62	3	6	96	9	13	130	16	21	164	24	30
29	29	30	63	4	7	97	10	14	131	17	22	165	0	7
30	0	2	64	5	8	98	11	15	132	18	23	166	1	8
31	1	3	65	6	9	99	12	16	133	19	24	167	2	9
32	2	4	66	7	10	100	13	17	134	20	25	-	-	-
33	3	5	67	8	11	101	14	18	135	21	26	-	-	-

### 2.3.2.2 辅同步信号的性质

辅同步信号由 2 个 31 点的伪随机序列交织级联组成，因此其具有二进制伪随机序列的特点，也有很好的自相关性与互相关性，如图 2-10 所示。

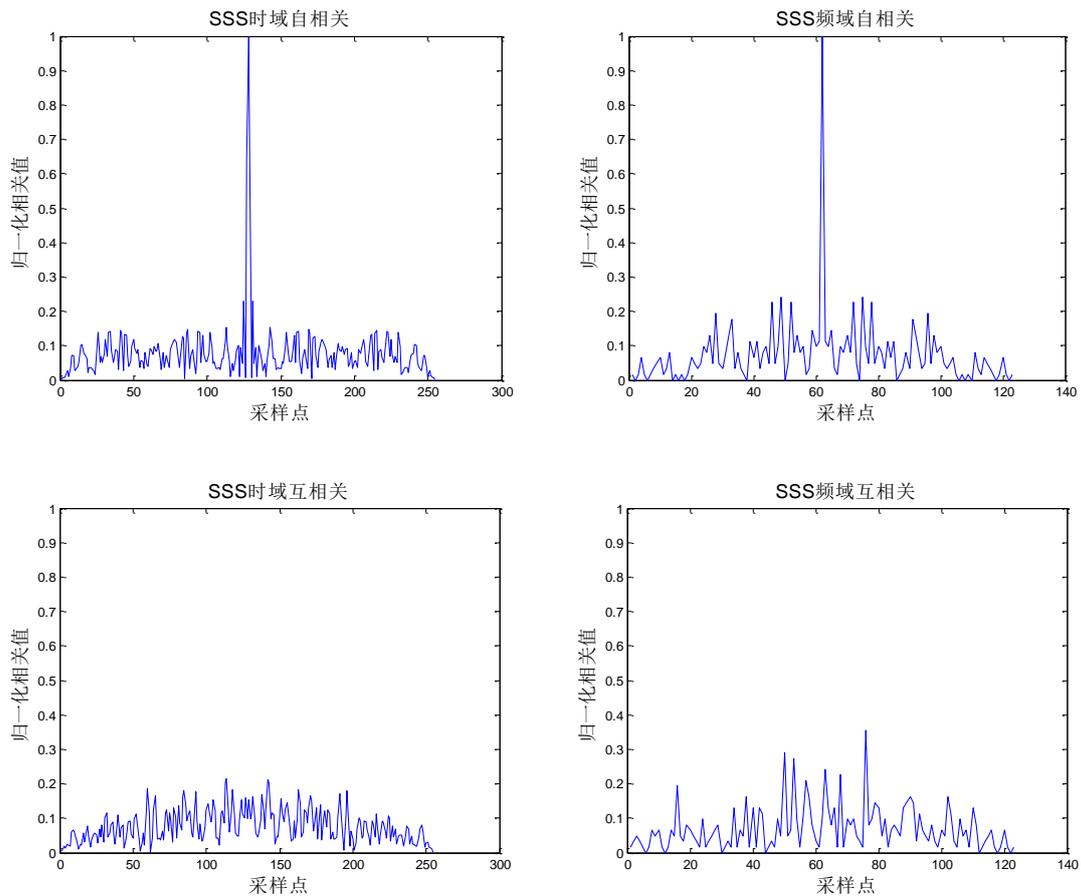


图 2-10 SSS 的自相关性和互相关性

### 2.3.2.3 辅同步信号的时频位置

FDD 帧格式下，SSS 信号所在的时域位置是第 0 个和第 5 个子帧的倒数第二个 OFDM 符号上，并且由式 (2-15) 可知，每个无线帧的第 0 个子帧和第 5 个子帧的 SSS 信号产生公式不同，因此可以根据此来完成 10ms 无线帧的定时同步。

SSS 信号在频域上与 PSS 信号相同，都被映射在小区带宽的中心位置。

## 2.4 LTE 系统无线衰落信道模型

在无线信道中，信号会以直射、反射等方式传播，并且受到地形、建筑物等的影响，使得接收端收到来自不同的路径的信号，其相比于发送信号产生了较多损耗。

无线信道的衰落可以分为两类：大尺度和小尺度衰落。大尺度衰落是由长距离的传输或被建筑物遮挡而导致的。小尺度衰落是由于多径使得接收端中各径的时延、载波相位等不同，从而造成合成后的信号失真。本文的研究主要是关于 LTE

系统，其采用 OFDM 和 MIMO 技术，因此通常只涉及小尺度衰落<sup>[12]</sup>。小尺度衰落主要体现在多普勒频移和多径效应，其中不同路径的多普勒效应不同会导致随机频率调制，而多径时延会造成时间展宽从而产生符号间干扰。

对系统仿真性能的评估需要在跟现实应用中相似的信道模型中进行，典型的衰落模型有瑞利衰落模型、莱斯衰落模型等。其中瑞利衰落信道使用更为普遍，大部分的信道仿真模型都是以瑞利衰落信道为基础建立的。

对于 SISO 的多径瑞利衰落信道，假设信道有  $L$  条径，且在一个符号内信道的时域冲激响应保持恒定，则信道时域冲激响应  $h(\tau)$ <sup>[36]</sup>为：

$$h(t) = \sum_{l=0}^L \alpha_l \delta(t - \tau_l) \quad (2-24)$$

其中  $\alpha_l$  表示第  $l$  条径的衰落系数， $\tau_l$  表示第  $l$  条径的时延扩展。

对式 (2-24) 做 DFT，可得信道的频域响应：

$$H_k = \sum_{l=0}^L \alpha_l e^{-j \frac{2\pi k \tau_l}{N}}, k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2-25)$$

因此 SISO 的多径衰落信道可以由衰落系数及时延扩展确定。而对于 LTE 的 MIMO 信道模型，可以在 SISO 信道的基础上，通过相关矩阵扩展得到。因此只需知道基站天线间的相关矩阵和用户天线间的相关矩阵，采用 Kronecker 乘积模型即可得到 MIMO 信道相关矩阵。对于 2\*2 的情况下，相关矩阵  $R_{spat}$  如下所示：

$$R_{spat} = R_{UE} \otimes R_{eNB} = \begin{bmatrix} 1 & \beta \\ \beta^* & 1 \end{bmatrix} \otimes \begin{bmatrix} 1 & \alpha \\ \alpha^* & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \alpha & \beta & \beta\alpha \\ \alpha^* & 1 & \beta\alpha^* & \beta \\ \beta^* & \beta\alpha^* & 1 & \alpha \\ \beta^*\alpha^* & \beta^* & \alpha^* & 1 \end{bmatrix} \quad (2-26)$$

其中  $\otimes$  表示 Kronecker， $\alpha$  表示基站天线间的相关系数， $\beta$  表示用户天线间的相关系数。天线之间的相关性可分为低、中、高三种，分别对应相关系数  $\alpha=0, \beta=0$ 、 $\alpha=0.9, \beta=0.3$ 、 $\alpha=0.9, \beta=0.9$ <sup>[37]</sup>。

3GPP 基于 ITU 信道模型，提出了扩展 ITU 信道模型，以测试相应的工作环境。扩展 ITU 信道模型主要包括三种，它们分别是：扩展步行信道模型 (EPA)、扩展车载信道模型 (EVA)、扩展典型城市信道模型 (ETU)。而 EPA、EVA、ETU 这三种信道在本质上均为多径瑞利衰落信道，只是各自对应的参数不同，用以模拟不同的多径衰落环境，其中主要的参数包括多径时延、多普勒频率、功率。

EPA、EVA、ETU 信道模型各径时延及衰落系数如下表 2-5 所示<sup>[37]</sup>。EPA、

EVA、ETU 信道的最大多普勒频移分别为 5Hz、70Hz 和 300Hz，其时延扩展均方根分别为 45ns、357ns、991ns。

多普勒频移与相对运动速度的关系如式 (2-27) 所示：

$$f_d = \frac{f}{c} \cdot v \cdot \cos \theta \quad (2-27)$$

其中  $f_d$  为多普勒频移， $f$  为载波频率， $c = 3 \times 10^8 \text{ Km/s}$  为电磁波传播速度， $\theta$  为移动终端移动方向与入射波的夹角。当载波中心频率为 2.655GHz 时，根据公式 (2-27) 可以计算出多普勒频移为 5Hz、70Hz、300Hz 所对应的移动终端相对运动速度分别为 2Km/h、28.5Km/h、122Km/h。

表 2-5 EPA、EVA、ETU 信道模型时延及衰落系数

EPA 信道		EVA 信道		ETU 信道	
时延/ns	衰落系数/dB	时延/ns	衰落系数/dB	时延/ns	衰落系数/dB
0	0.0	0	0.0	0	-1.0
30	-1.0	30	-1.5	50	-1.0
70	-2.0	150	-1.4	120	-1.0
90	-3.0	310	-3.6	200	0.0
110	-8.0	370	-0.6	230	0.0
190	-17.2	710	-9.1	500	0.0
410	-20.8	1090	-7.0	1600	-3.0
		1730	-12.0	2300	-5.0
		2510	-16.9	5000	-7.0

EPA5、EVA70、ETU300 信道模型将用于本文第三章的算法性能对比分析。

## 2.5 本章小结

本章主要介绍了 LTE 系统下行物理层的一些关键技术及基本原理，包括 OFDM 技术、循环前缀、帧格式和资源映射、同步信号，以及 LTE 系统无线衰落信道模型，为第三章中 LTE 系统同步算法的研究奠定了理论基础。

## 第三章 LTE 系统同步算法的研究

LTE 系统的同步是 UE 在接收端进行数据处理前首先需要完成的过程, 通过同步过程获得的定时同步和频率同步信息, 可以确定发射端无线数据帧的帧头位置、OFDM 符号的起始位置、以及载波频偏并完成对频偏的补偿。此外, 通过同步过程还可以完成小区搜索, 其获得的小区 ID 是 UE 接入小区的保证。同步算法的性能会直接影响 LTE 后续的通信过程。

因此, 本章主要研究了 LTE 系统同步过程的一般流程, 及常见的定时同步和载波频率同步算法; 基于 LTE 系统下行物理层的 Matlab 仿真平台, 分别在 EPA/EVA/ETU 信道环境下对同步算法进行了仿真; 通过对各算法性能的对比分析, 提出了一个基于 EPA5 信道环境的同步算法方案, 并分析了其性能; 同时提出了基于相关值累加的 SC 改进算法, 其有效的减少了原 SC 算法的峰值平台现象, 在高信噪比下检测错误概率减少了约 50%。

### 3.1 LTE 系统同步流程

LTE 系统中同步过程分为定时同步及频率同步, 而定时同步又可分为帧定时同步和符号定时同步, 频率同步即为载波频率同步。在 LTE 系统中, 接收端不知道发射端信号的起始时刻, 且由于多径及噪声的影响信号时延也未知, 因此在进行数据处理之前, 需要确定传输的数据帧的帧头, 即进行帧定时同步。为了对接收信号正确进行 OFDM 解调, 需要知道 OFDM 符号的起始位置, 即进行符号定时同步。由于 LTE 系统采用了 MIMO-OFDM 结合的技术, 而多普勒频移和收发两端振荡器的频率偏移会破坏 OFDM 子载波的正交性, 从而造成子载波间干扰, 因此需要估计出频率偏移并对其补偿, 即进行载波频率同步。

LTE 系统在同步过程中除了需要完成数据帧定时同步, 符号定时同步、载波频率同步等时频同步过程, 还需要完成小区搜索获得小区 ID。本文采用的 LTE 系统同步流程如图 3-1 所示。

首先进行定时同步过程, 常用的定时同步算法分为两大类, 分别是基于 CP 和基于 PSS 的定时同步算法。但是由于 LTE 系统中有两种 CP 类型, 而在此时并未确定其类型, 并且基于 CP 的同步算法在多径衰落信道下性能不佳。此外, 基于 PSS 的定时同步可以在完成 5ms 半帧定时的同时获得小区 ID 号, 而基于 CP 的同步算法只能完成 OFDM 符号定时。因此本文采用的方案中定时同步过程采用基于 PSS 的定时同步算法。

再进行 CP 类型检测，CP 类型的检测是利用 CP 的重复性，确定 CP 为常规 CP 还是扩展 CP，完成符号定时同步，以便去除 CP，提取出正确的 OFDM 符号，进行 OFDM 解调。

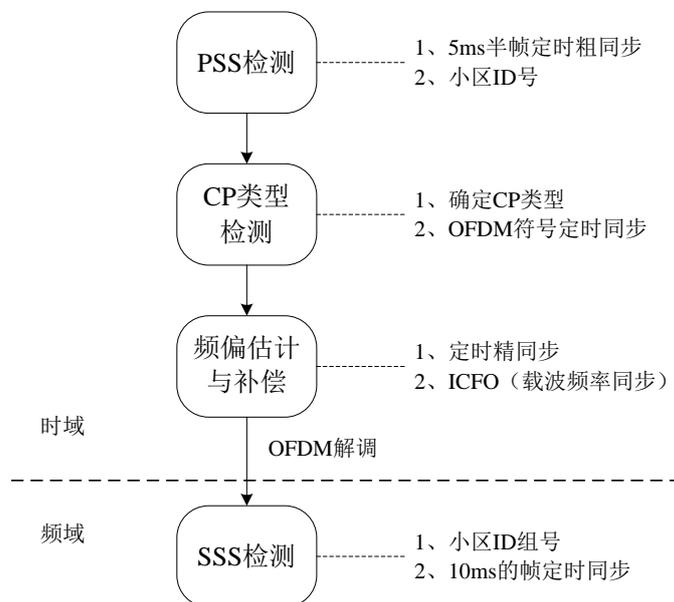


图 3-1 同步流程

然后进行载波频率同步，即完成频偏估计并对频偏进行补偿。载波频率同步算法也分为两大类，分别为基于 CP 和基于 PSS 的频偏估计。至此，将完成 5ms 半帧定时同步、OFDM 符号定时同步及载波频率同步过程。

最后将数据变换到频域进行 SSS 检测，解出小区 ID 组号，并且完成 10ms 的帧定时同步，从而完成同步以及小区搜索的全部过程。

如上所述，LTE 系统的同步流程分为 PSS 定时同步、CP 类型检测、频偏估计、SSS 检测四部分，且整个同步及小区搜索过程是基于对 PSS、CP、SSS 这三类信号的检测而完成。

### 3.2 PSS 定时同步算法

PSS 定时同步，作为 LTE 系统下行接收端同步过程的第一步，是通过对接收信号的 PSS 搜索，完成 5ms 的（半帧）定时同步、OFDM 符号定时同步、并得到小区 ID 号  $N_{ID}^{(2)}$ 。

PSS 定时同步算法都是利用 ZC 序列的相关性，完成对 PSS 信号的检测，确定其位置，并根据 PSS 在 LTE 系统无线数据帧中的位置推出半帧的起始位置，完成 5ms 定时同步。

如 2.3.1.2 节所示 PSS 的性质，PSS 信号在时域和频域均有很好的相关性，因此 PSS 定时同步算法可分为时域和频域定时同步算法，并且在时域或频域还可进一步分为自相关和互相关算法。由于在时域检测时无需知道 CP 类型，而在频域检测需已知 CP 类型并移除 CP 后经 FFT 变换到频域，计算较为复杂，因此本文主要研究基于 PSS 的时域定时同步算法，且分别对自相关和互相关这两类进行研究。

由 2.3.1 节所述的 PSS 产生规则，其只占最中心的 1.08MHz 带宽，其余频带可以插入数据，因此在进行相关前需要将接收信号通过滤波器，滤除其他频带数据的干扰。此外，由于 PSS 的间隔是 5ms，对应 30.72MHz 的采样率时，采样点个数为 153600，5ms 时间内的搜索长度太长，并且 OFDM 符号包含的采样点数为 2048，直接对其进行相关则点数会非常大，运算量太大<sup>[38]</sup>。综合考虑之下，本文采用对接收信号进行 16 倍下采，则采样率降低为 1.92MHz，OFDM 符号包含的采样点数降为 128 点，以减少 PSS 定时同步中的相关点数且同时保持了 PSS 的相关性未被破坏。因此本文以下所有关于 PSS 定时同步的算法及后续的仿真，均是对经过了滤波及 16 倍下采后的接收信号进行的处理。

### 3.2.1 PSS 自相关定时同步算法

PSS 自相关算法是利用 PSS 本身的相关性，直接对接收信号进行相关，而不用借助本地 PSS 即可完成定时同步。常用的基于 PSS 自相关的定时同步算法有：经典的 Schmidl & Cox 算法（简称 SC 算法）、CSC 算法等。SC 算法是对无线数据帧中的前后两个 PSS 进行自相关。而 CSC 算法是利用 PSS 的中心对称性（Central Self-Correlation, CSC）进行自相关的快速 PSS 定时同步算法。

#### 3.2.1.1 SC 算法

SC 算法是由 Schmidl & Cox 在 1997 年提出的用于 OFDM 系统的经典算法<sup>[39]</sup>，该算法也可用于 LTE 系统中，因为 10ms 无线帧中的前后两个 PSS 是相同的，通过对这两个 PSS 进行自相关，定时度量函数的最大值位置，即为定时同步点。

SC 算法的定时度量函数表示如下：

$$M(d) = \frac{|\alpha(d)|^2}{(\beta(d))^2} \quad (3-1)$$

其中  $d$  表示定时滑动窗的起始采样点位置， $\alpha(d)$  表示前后两个 PSS 的自相关值， $\beta(d)$  表示第二个 PSS 的能量值。

自相关值  $\alpha(d)$  的表达式如下：

$$\alpha(d) = \sum_{k=d}^{d+N-1} r(k)r^*(k+N_s) \quad (3-2)$$

能量  $\beta(d)$  的表达式如下：

$$\beta(d) = \sum_{k=d}^{d+N-1} |r(k+N_s)|^2 \quad (3-3)$$

式 (3-2) 与式 (3-3) 中的  $N$  为 OFDM 符号的采样点数， $N_s$  为前后两个 PSS 的间隔，即 5ms 的半帧采样点数。

为了能更好的对定时度量函数进行归一化，使度量函数在 [0,1] 范围内，本文在后续的仿真过程中，不采用式 (3-3) 中第二个 PSS 的能量来归一化，而是采用两个 PSS 能量的平均值来进行归一化，因此仿真中采用的能量为  $\beta(d)$ ，其表达式如下：

$$\beta(d) = \frac{\sum_{k=d}^{d+N-1} |r(k)|^2 + \sum_{k=d}^{d+N-1} |r(k+N_s)|^2}{2} \quad (3-4)$$

此外，为了减少计算量，在本文后续的实际仿真中并未对度量函数取平方值，即本文实际仿真中 SC 算法的定时度量函数为：

$$M(d) = \frac{|\alpha(d)|}{\beta(d)} \quad (3-5)$$

因此，在本文实际仿真的 SC 算法中，采用的定时度量函数如式 (3-5) 所示，其中能量  $\beta(d)$  如式 (3-4) 所示。

当式 (3-5) 中的定时度量函数  $M(d)$  取得最大值时，即可得到 PSS 的起始位置，获得定时同步点  $\hat{d}_{SC}$ ：

$$\hat{d}_{SC} = \arg \max_d \{M(d)\} \quad (3-6)$$

SC 算法的定时度量函数峰值并不一定会出现在正确的定时同步位置点，因为 CP 的存在，定时度量函数  $M(d)$  会在整个 CP 范围内出现一个峰值平台，而不会出现尖锐的峰值。SC 算法的这种“峰值平台”现象，会对定时同步的性能造成一定的影响，如图 3-2 所示。

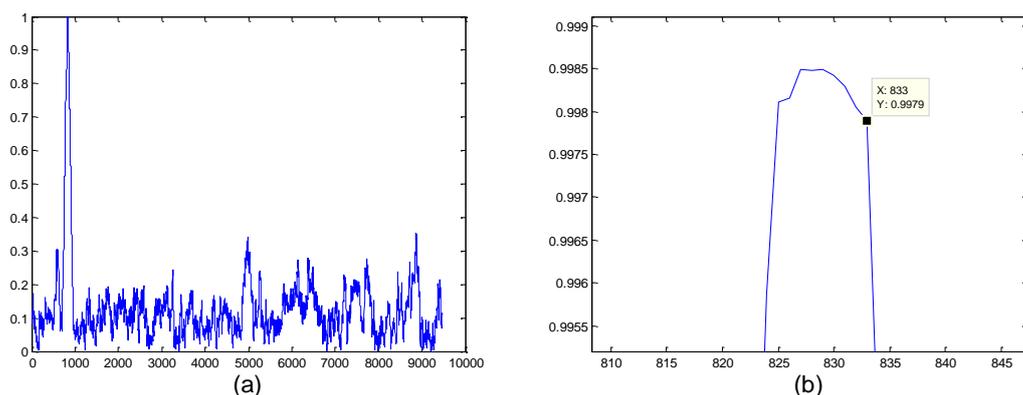


图 3-2 SC 算法“峰值平台”现象

观察图 3-2，在半帧的搜索范围内，定时度量函数如图(a)所示，对左图中的峰值附近进行放大，如图(b)所示，正确的定时同步点为第 833 个采样点并不是度量函数的最大值点，而若按式 (3-6) 所示取最大值，则定时同步点会不准确。因此 SC 算法的判决条件需要进行改进，不能简单的通过取度量函数的最大值获得定时同步点。

### 3.2.1.2 CSC 算法

CSC 算法与 SC 算法均是利用 PSS 的自相关完成定时同步。但二者存在明显的差异：SC 算法是利用一个无线帧的前后两个 PSS 进行自相关；CSC 算法是利用 PSS 的中心对称性，对一个 PSS 的前后两部分进行自相关。CSC 算法的定时函数如式 (3-7) 所示<sup>[16][17]</sup>：

$$M(d) = \frac{|\alpha(d)|}{\beta(d)} \quad (3-7)$$

其中  $\alpha(d)$  为一个 PSS 的前后两部分的自相关值， $\beta(d)$  为 PSS 的前后两部分的能量平均值。

PSS 的前后两部分自相关值  $\alpha(d)$  表达式如下所示：

$$\alpha(d) = \sum_{k=1}^{N/2-1} r(d+k)r^*(d+N-k) \quad (3-8)$$

能量平均值  $\beta(d)$  如下所示：

$$\beta(d) = \frac{\sum_{k=1}^{N/2-1} |r(d+k)|^2 + \sum_{k=1}^{N/2-1} |r(d+N-k)|^2}{2} \quad (3-9)$$

其中  $N$  为 OFDM 符号的采样点数，当式 (3-7) 中的定时度量函数  $M(d)$  取得最大值时，即可得到 PSS 定时同步点  $\hat{d}_{\text{CSC}}$ ：

$$\hat{d}_{\text{CSC}} = \arg \max_d \{M(d)\} \quad (3-10)$$

由于该算法的相关点数较少，因此其计算量较小。

### 3.2.2 PSS 互相关定时同步算法

PSS 互相关定时同步算法是通过接收信号与本地已知的 PSS 信号进行滑动互相关操作，实现定时同步。因为互相关算法是分别跟 3 组本地 PSS 进行相关，因此可以在获得定时同步点的同时，根据相关峰值所属的本地 PSS，判定出小区 ID 号。常用的基于 PSS 互相关的定时同步算法有：传统算法、AHC 算法、M-Part 算法、差分算法等。

传统算法是直接对接收信号与本地的 3 组 PSS 进行互相关。AHC 算法是在互相关中利用了 ZC 序列的中心对称性，从而将计算复杂度减少为原来的一半。M-Part 算法是将 PSS 序列分为 M 段分别进行相关，以提高其抗频偏的能力。差分算法是在互相关的基础上利用了差分的性质。

#### 3.2.2.1 传统算法

基于 PSS 互相关的传统定时同步算法是直接将接收信号与本地已知的 3 组 PSS 信号分别进行滑动相关操作。本地已知的 3 组 PSS 信号是由频域的 ZC 序列，按照图 2-6 所示方式，经过添零之后再 IFFT 变换得到。

基于 PSS 互相关的传统定时同步算法，其定时度量函数如下：

$$M_u(d) = \frac{|c_u(d)|}{p_u(d)} \quad (3-11)$$

其中  $c_u(d)$  表示起始位置为  $d$  的接收信号与 ZC 序列根序号为  $u$  的本地 PSS 序列的互相关值， $p_u(d)$  表示接受序列与本地 PSS 序列的能量平均值。

互相关值  $c_u(d)$  的表达式如下：

$$c_u(d) = \sum_{k=1}^N r^*(d+k)s_u(k) \quad (3-12)$$

能量平均值  $p_u(d)$  的表达式如 (3-13) 所示：

$$p_u(d) = \frac{\sum_{k=1}^N |r(d+k)|^2 + \sum_{k=1}^N |s_u(k)|^2}{2} \quad (3-13)$$

其中  $N$  为 OFDM 符号的采样点数， $u$  表示小区 ID 号  $N_{ID}^{(2)}$ ，取值范围为 0、1、2，分别对应 ZC 序列根序号为 25、29、34。

取式 (3-11) 得到的 3 组度量值中的最大值，即可确定定时同步点位置  $\hat{d}$ ，并且可由取得最大值的度量值对应的根序号确定小区 ID 号  $\hat{u}$ ：

$$\{\hat{d}, \hat{u}\} = \arg \max_{d,u} (M_u(d)) \quad (3-14)$$

### 3.2.2.2 AHC 算法

AHC 算法与传统算法的主要差异表现在接收信号与本地 PSS 相关值的计算。根据 2.3.1.2 节所述，奇数点的 ZC 序列具有中心对称性，并且其 IFFT 后的序列仍然具有中心对称性，即：

$$s_u(n) = s_u(N-n), \quad n=1, \dots, N/2-1 \quad (3-15)$$

因此接收信号与本地 PSS 的互相关值  $c_u(d)$  的计算可以简化如下<sup>[17]</sup>：

$$c_u(d) = \sum_{k=2}^{N/2} (r(d+k) + r(d+N-k))^* s_u(k) + r^*(d+1)s_u(1) + r^*(d + \frac{N}{2} + 1)s_u(\frac{N}{2} + 1) \quad (3-16)$$

AHC 算法的定时度量函数、能量平均值均与传统算法相同，分别如式 (3-11)、式 (3-13) 所示，只是其中互相关值的计算与传统算法不同，如式 (3-16) 所示。

### 3.2.2.3 M-Part 算法

M-Part 算法，本质上也是接收信号与本地已知 3 组 PSS 的滑动相关，只是将传统算法中长为 一个 OFDM 符号长度  $N$  的 PSS 序列的相关，分为了  $M$  段，每段长度为  $L = N/M$ 。

其定时度量函数与传统算法相同，如式 (3-11) 所示，只是式中的互相关值不同，为  $M$  段互相关值的累加值，如下所示<sup>[40]</sup>：

$$c_u(d) = \sum_{m=0}^{M-1} \left| \sum_{k=1}^L r^*(d+k+mL)s_u(k+mL) \right| \quad (3-17)$$

M-Part 算法通过将 PSS 序列分为 M 段，分别相关再累加，然后除以能量进行归一化，能起到抗频偏的作用，比传统算法的抗频偏性强<sup>[41]</sup>。

#### 3.2.2.4 差分算法

差分算法<sup>[42]</sup>是将接收序列与本地 PSS 序列互相关值的每个采样点，与其相邻的采样点再相关，最后才累加，则差分算法的定时度量函数如下：

$$M_u(d) = \sum_{k=1}^{N-1} \alpha(k) \cdot \alpha(k+1)^* \quad (3-18)$$

式 (3-18) 中的  $\alpha(k)$  表示起始点为  $d$  的接收序列与本地 PSS 序列的互相关序列中的第  $k$  个点，如下所示：

$$\alpha(k) = r^*(d+k)s_u(k) \quad (3-19)$$

### 3.3 CP 类型检测算法

在完成定时同步后确定了 OFDM 符号的起始位置，由于后续的过程需要去掉 CP 进行 OFDM 解调，而 LTE 系统中存在两种长度的 CP，因此在进行 FFT 变换将信号变换到频域前，需要确定 CP 的长度，进行 CP 类型的检测及 OFDM 符号定时。常用的 CP 类型检测算法有：基于 SSS 的 CP 类型盲检测算法、基于 CP 自相关的 CP 类型检测算法。而基于 CP 自相关的 CP 类型检测算法又可分为基于 AB 两部分的自相关算法，基本自相关算法、M 点滑动自相关算法、多符号 M 点滑动自相关算法。

由于 PSS 定时同步是采用的滤波并 16 倍下采后的数据，此时一个 OFDM 符号的采样点数为 128，常规 CP 采样点为 9，扩展 CP 采样点数为 32，若采用其进行 CP 类型的检测，则可能会因为计算的点数太少而导致性能较低。因此，本文以下所有关于 CP 类型检测的算法及后续的仿真，均是对未经滤波及 16 倍下采的接收信号直接的处理。

#### 3.3.1 基于 SSS 的 CP 类型盲检测算法

该算法是检测 CP 类型的传统算法，它利用了 SSS 与 PSS 在无线帧中固定的位置关系，根据 PSS 定时同步获得的 PSS 起始位置，按常规 CP 和扩展 CP 这 2 种 CP 类型，分别找到 SSS 在这 2 种 CP 长度下的起始位置，提取出 SSS 序列，变换到频域，与本地 SSS 序列相关，通过相关峰值确认 CP 类型。

由于 SSS 序列有 168 种，且一个无线帧的前后两个半帧的 SSS 也不相同，因此该算法需要分别对两种 CP 类型下提取的 SSS，作  $168 \times 2 = 336$  次相关运算。假设第  $i$  种 CP 类型下，提取出的 SSS 序列与第  $k$  种本地 SSS 序列相关得到的相关值为  $\alpha_i(k)$ ，其中  $i=0$  表示常规 CP， $i=1$  表示扩展 CP， $k=1, \dots, 336$ 。将每种 CP 类型下的最大相关值，比上该种 CP 类型下的其他 335 次相关值之和，即得到该算法的度量值  $M_i$ ，如下所示<sup>[43]</sup>：

$$M_i = \frac{\max_{k \in [1, 336]} \{|\alpha_i(k)|^2\}}{\sum_{k=1}^{336} |\alpha_i(k)|^2 - \max_{k \in [1, 336]} \{|\alpha_i(k)|^2\}} \quad (3-20)$$

当假设的 CP 类型与数据帧中一致，则提取的 SSS 序列正确，就会产生高的相关峰值，因此，比较两种 CP 类型下的度量值  $M_0$  和  $M_1$ ，度量值大的那个对应的即为正确的 CP 类型  $\hat{i}$ ：

$$\hat{i} = \max(M_i) \quad (3-21)$$

由以上过程可知，基于 SSS 的 CP 类型盲检测算法计算量太大，并不适合硬件实现，因此本文不对该算法进行仿真研究。

### 3.3.2 基于 CP 自相关的 CP 类型盲检测算法

基于 CP 自相关的 CP 类型检测算法又可分为三种：基于 AB 两部分的自相关算法，基本自相关算法、M 点滑动自相关算法、多符号 M 点滑动自相关算法。

#### 3.3.2.1 基于 AB 两部分自相关算法

相比于传统的 CP 类型盲检测算法，基于 CP 自相关的 CP 类型检测算法在时域进行，并且复杂度得到了大大的简化。它是利用常规 CP 和扩展 CP 的差异，通过含有 PSS 的 OFDM 符号的 CP 自相关完成 CP 类型的检测。

在完成了 PSS 定时同步后，可以提取出含有 PSS 的 OFDM 符号，常规 CP 和扩展 CP 的情况下所提取的 PSS 差异如图 3-3 所示。

由图 3-3 可以看到，A 部分为含有 PSS 的 OFDM 符号的常规 CP，A+B 为含有 PSS 的 OFDM 符号的扩展 CP。分别对 A 部分和 B 部分 CP 与其各自的数据源部分作相关：若为扩展 CP，则 A 与 B 部分均为 CP 部分，两部分的相关值均很高；而若为常规 CP，则其 B 部分由于是 SSS 的数据部分与 PSS 的数据部分，因此 B 部分的相关值会很低。

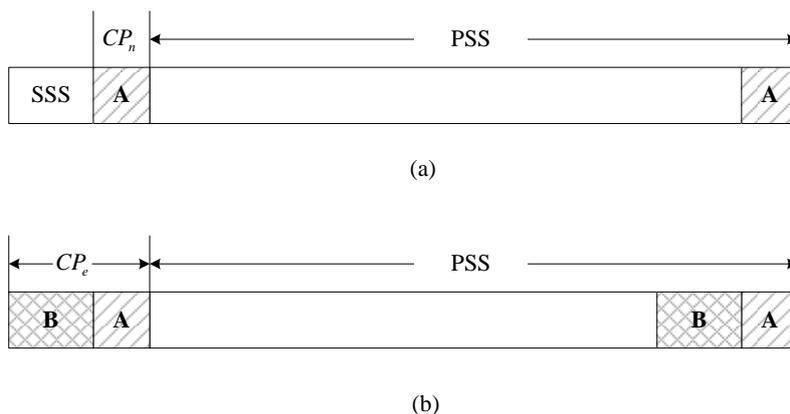


图 3-3 常规 CP 和扩展 CP 的差异

该算法的度量函数  $M$  如下所示<sup>[44]</sup>:

$$M = \frac{M_B}{M_A} \quad (3-22)$$

式 (3-22) 中:

$$M_B = \frac{\sum_{k=1}^{N_e - N_n} r(k)r^*(k+N)}{\sum_{k=1}^{N_e - N_n} |r(k)|^2} \quad (3-23)$$

$$M_A = \frac{\sum_{k=N_e - N_n + 1}^{N_e} r(k)r^*(k+N)}{\sum_{k=N_e - N_n + 1}^{N_e} |r(k)|^2} \quad (3-24)$$

其中  $N_e$  为扩展 CP 的长度,  $N_n$  为常规 CP 的长度,  $N$  为 OFDM 符号采样点数。

若 CP 类型为扩展 CP, 则度量值  $M$  较大; 若 CP 类型为常规 CP, 由于 B 部分相关值很低, 则度量值  $M$  较小。可设置一个门限, 度量值小于该门限则为常规 CP, 反之则为扩展 CP。

该算法存在的问题是: 在不同的噪声环境下门限值的确定会比较困难。

### 3.3.2.2 基本的自相关算法

该算法根据定时同步结果, 分别按常规 CP 和扩展 CP 的长度提取出 CP 序列, 进行两次相关, 再分别归一化, 得到两个度量函数, 如式 (3-25) 所示<sup>[45]</sup>:

$$M_i = \frac{|\alpha_i|}{\beta_i} \quad (3-25)$$

式 (3-25) 中的  $\alpha_i$  表示含有 PSS 的 OFDM 符号的 CP 的相关值,  $\beta_i$  表示含有 PSS 的 OFDM 符号的 CP 的能量平均值。

相关值  $\alpha_i$  的表达式如下:

$$\alpha_i = \sum_{n=1}^{L_i} r(d - L_i + n) \cdot r^*(d - L_i + n + N) \quad (3-26)$$

能量平均值  $\beta_i$  的表达式如下:

$$\beta_i = \frac{\sum_{n=1}^{L_i} |r(d - L_i + n)|^2 + \sum_{n=1}^{L_i} |r(d - L_i + n + N)|^2}{2} \quad (3-27)$$

其中  $i=0$  表示常规 CP 类型,  $i=1$  表示扩展 CP 类型,  $L_0$  为常规 CP 的长度,  $L_1$  为扩展 CP 的长度,  $N$  为 OFDM 符号长度。

根据  $M_i$  的大小判定 CP 类型, 若  $M_0 > M_1$  则为常规 CP, 反之则为扩展 CP。

### 3.3.2.3 M 点滑动自相关算法

该算法是在 3.3.3 节的 CP 类型检测算法的基础上提出的。第 3.3.2.2 节的算法是直接根据同步点位置提取出两种类型的 CP, 若同步点定时错误, 则第 3.3.2.2 节的算法性能会受到很大的影响。

因此基于 M 点滑动自相关的 CP 类型检测算法, 是在同步点前后滑动 M 点, 分别提取 CP 计算相关值, 再分别取两种 CP 类型下的最大相关值, 进行比较, 最终确定 CP 类型。

度量函数如下:

$$M_i(k) = \frac{|\alpha_i(k)|}{\beta_i(k)}, k = [-M, M] \quad (3-28)$$

其中  $\alpha_i(k)$  表示 PSS 所在 OFDM 符号的定时同步点偏移  $k$  个采样点的 CP 相关值,  $\beta_i(k)$  表示能量平均值,  $k$  为定时同步点偏移量, 取值范围为  $-M \sim M$ 。

相关值  $\alpha_i(k)$  的表达式如下:

$$\alpha_i(k) = \sum_{n=1}^{L_i} r(d - L_i + n + k) \cdot r^*(d - L_i + n + N + k) \quad (3-29)$$

能量平均值  $\beta_i$  的表达式如下：

$$\beta_i(k) = \frac{\sum_{n=1}^{L_i} |r(d - L_i + n + k)|^2 + \sum_{n=1}^{L_i} |r(d - L_i + n + N + k)|^2}{2} \quad (3-30)$$

其中  $i=0$  表示常规 CP 类型， $i=1$  表示扩展 CP 类型， $L_0$  为常规 CP 的长度， $L_1$  为扩展 CP 的长度， $N$  为 OFDM 符号长度， $d$  为定时同步点位置。

根据每种 CP 类型下  $2M+1$  个度量值的最大值，即  $\max(M_i(k))$  的大小判定 CP 类型，若  $\max(M_0) > \max(M_1)$  则为正常 CP，反之则为扩展 CP。

该算法相比于第 3.3.2.2 节的 CP 直接自相关，能有效的改善定时错误时的 CP 类型检测性能。

#### 3.3.2.4 多符号 M 点滑动自相关算法

该算法是在第 3.3.2.3 节的基础上进一步的改进算法，上节的算法是基于 PSS 所在 OFDM 符号进行的滑动相关，它只利用了一个 OFDM 符号的 CP。而本节算法则是提取  $N_{OFDM}$  个 OFDM 符号的 CP，分别滑动相关，并对其滑动相关值进行累加，然后除以能量进行归一化，分别找出 2 种 CP 类型下的  $2M+1$  个度量值中的最大值，比较其大小，确定 CP 类型。

度量函数如下：

$$M_i(k) = \frac{|\alpha_i(k)|}{\beta_i(k)}, k = [-M, M] \quad (3-31)$$

其中  $\alpha_i(k)$  表示  $N_{ofdm}$  个 OFDM 符号的定时同步点偏移  $k$  个采样点的 CP 相关累加值， $\beta_i(k)$  表示能量平均值， $k$  为定时同步点偏移量，取值范围为  $-M \sim M$ 。

相关值  $\alpha_i(k)$  的表达式如下：

$$\alpha_i(k) = \sum_{m=0}^{N_{ofdm}-1} \sum_{n=1}^{L_i} r(d - m \cdot (L_i + N) - L_i + n + k) \cdot r^*(d - m \cdot (L_i + N) - L_i + n + N + k) \quad (3-32)$$

能量平均值  $\beta_i$  的表达式如下：

$$\beta_i(k) = \frac{1}{2} \sum_{m=0}^{N_{ofdm}-1} \sum_{n=1}^{L_i} (|r(d - m \cdot (L_i + N) + L_i + n + k)|^2 + |r(d - m \cdot (L_i + N) + L_i + n + N + k)|^2) \quad (3-33)$$

其中  $i=0$  表示常规 CP 类型,  $i=1$  表示扩展 CP 类型,  $L_0$  为常规 CP 的长度,  $L_1$  为扩展 CP 的长度,  $N$  为 OFDM 符号长度,  $d$  为定时同步点位置,  $N_{ofdm}$  为进行 CP 类型检测所用 OFDM 符号的个数。

将  $N_{ofdm}$  个 OFDM 的相关值累加后, 两种 CP 类型下均会得到  $2M+1$  个度量值, 分别取其最大值, 根据  $\max(M_i(k))$  的大小判定 CP 类型, 若  $\max(M_0) > \max(M_1)$  则为常规 CP, 反之则为扩展 CP。

### 3.4 频偏估计算法

频偏估计, 即为载波频率同步, 主要是估计由发射端与接收端的晶振不完全匹配以及多普勒频移导致的载波频率偏移。频偏估计的原理是利用两段重复序列, 因为频偏的存在会产生相位差, 而通过相位差可以计算出频偏值。频偏估计算法分为两大类: 基于 CP 的频偏估计算法、基于 PSS 的频偏估计算法。

#### 3.4.1 基于 CP 的频偏估计算法

该算法利用 CP 与其拷贝数据源之间的间隔固定, 在存在频偏时两者之间会有相位差, 进而求出频偏估计值。

假设发射端发出的信号序列为  $s(n)$ , 不考虑噪声干扰在存在频偏时, 接收端接收到的序列为:

$$r(n) = e^{j2\pi n T_s \Delta f} \cdot s(n) \quad (3-34)$$

其中  $T_s$  为采样间隔,  $\Delta f$  为发送序列与接收序列之间的频率偏差。

根据定时同步点位置  $\hat{d}$ , 可提取出 CP 及与其相距为  $N$  的拷贝源, 计算其相关值,  $\alpha(\hat{d})$  如下:

$$\begin{aligned} \alpha(\hat{d}) &= \sum_{k=0}^{L-1} r(\hat{d}-L+k) \cdot r^*(\hat{d}-L+k+N) \\ &= \sum_{k=0}^{L-1} s(\hat{d}-L+k) \cdot e^{j2\pi(\hat{d}-L+k)T_s\Delta f} \cdot s^*(k) \cdot e^{-j2\pi(\hat{d}-L+k+N)T_s\Delta f} \\ &= e^{-j2\pi N T_s \Delta f} \cdot \sum_{k=0}^{L-1} |s(\hat{d}-L+k)|^2 \end{aligned} \quad (3-35)$$

其中  $\hat{d}$  表示定时同步点位置,  $L$  为 CP 的长度,  $N$  为 OFDM 符号长度,  $T_s$  为采样周期。

由此可得到频偏估计值  $\Delta \hat{f}$ :

$$\hat{\Delta f} = -\frac{1}{2\pi NT_s} \angle \alpha \quad (3-36)$$

其中  $\angle \alpha$  表示  $\alpha$  的角度值, 取值范围是  $[-\pi, \pi]$ , 因此其估计出的归一化频偏值的范围为  $(-0.5, 0.5)$ 。

该算法优点是计算量低, 缺点是频偏估计的准确度由符号定时的精度决定, 且因为其频偏估计范围为  $(-0.5, 0.5)$ , 即仅能估算出小数倍频偏而不能估出整数倍频偏。

由于前文已经确定了 CP 类型, 因此该算法可在 CP 类型检测的基础上进行, 直接利用 CP 类型检测中已经算出的 CP 及其拷贝源的相关峰值。与直接利用定时同步点去提取 CP 相比, 直接使用 CP 类型检测中已经计算出的 CP 相关峰值有两点优点: 一是相关值已经求出, 可直接求其的相位, 减少了相关值的重复计算; 二是当定时同步点不准确时, 按定时同步点提取的 CP 错误, 则计算出的频偏值会有偏差, 而 CP 类型检测中滑动 M 点计算出的 CP 相关峰值, 能在一定程度上修正符号定时不准确带来的问题。

### 3.4.2 基于 PSS 的频偏估计算法

#### 3.4.2.1 基于 PSS 自相关算法

基于 PSS 自相关的频偏估计算法是利用相邻两个半帧中的 PSS 自相关, 进行频偏估计。

因为每帧数据中有 2 个 PSS 序列, 其长度及位置均固定, 且前后半帧的 PSS 相同, 而在进行频偏估计之前, 已经完成了 PSS 定时同步, 即获得了 5ms 的定时同步信息。因此可以根据 PSS 定时同步点, 提取出当前的含有 PSS 的 OFDM 符号, 及下一半帧中含有 PSS 的 OFDM 符号, 将 2 个 PSS 序列进行相关操作, 再由其角度估计出频偏值。

由于 PSS 所在的 OFDM 符号, 除了 ZC 序列外还填充了数据, 为了排除其他数据的干扰, 首先需要将接收序列通过滤波并进行 16 倍下采后, 再提取出接收 PSS 序列。因此本节所指的 PSS 序列为经过滤波及 16 倍下采后的序列。

由于此时已经知道定时同步点  $\hat{d}$ , 则提取出的当前 PSS 序列为  $r(\hat{d}+k)$ , 下一个 PSS 序列为  $r(\hat{d}+k+N_s)$ , 其中  $k=0, \dots, N-1$ 。在滤波后只保留中间 1.08MHz 的信号时, 两个 PSS 序列理论上应该与发端的  $s(\hat{d}+k)$  一样, 且发端的两个 PSS 序列  $s(\hat{d}+k)$  和  $s(\hat{d}+k+N_s)$  是相同的, 但因为存在频偏, 两个 PSS 序列会存在相位差。

对这两个 PSS 序列作相关, 可以得到:

$$\begin{aligned}
 \alpha(\hat{d}) &= \sum_{k=0}^{N-1} r(\hat{d}+k)r^*(\hat{d}+k+N_s) \\
 &= \sum_{k=0}^{N-1} s(\hat{d}+k) \cdot e^{j2\pi(\hat{d}+k)T_s\Delta f} \cdot s^*(\hat{d}+k+N_s) \cdot e^{-j2\pi(\hat{d}+k+N_s)T_s\Delta f} \\
 &= e^{-j2\pi N_s T_s \Delta f} \cdot \sum_{k=0}^{N-1} |s(\hat{d}+k)|^2
 \end{aligned} \tag{3-37}$$

因此得到的频偏估计值  $\Delta\hat{f}$  :

$$\Delta\hat{f} = -\frac{1}{2\pi N_s T_s} \angle \alpha(\hat{d}) \tag{3-38}$$

其中  $N_s$  为 2 个 PSS 的采样间隔, 即 5ms 间隔,  $T_s$  为采样间隔,  $N$  为 1 个 OFDM 符号的采样点数。

### 3.4.2.2 基于 PSS 互相关算法

该算法是利用定时同步点提取出接收 PSS 序列, 并结合本地 PSS 序列, 估计得到频偏值。与第 3.4.1 节相同的是本节算法也需要在定时同步点的基础上提取出 PSS 所在的 OFDM 符号序列, 且该序列为通过滤波并进行 16 倍下采后的接收 PSS 序列。本地 PSS 序列与第 3.2.2 节的相同, 由频域的 62 点 ZC 序列按图 2-6 的 OFDM 过采的过程插值到与 PSS 序列下采后的点数相同, 再经过 IFFT 变换到时域得到。

将滤波后的时域接收 PSS 序列  $r(\hat{d}+k)$  与本地的 PSS 序列  $s(k)$  的对应点共轭相乘, 构建出如下的新序列:

$$y(k) = s^*(k) \cdot r(\hat{d}+k) = |s(k)|^2 \cdot e^{j2\pi(\hat{d}+k)T_s\Delta f}, k = 0, \dots, N-1 \tag{3-39}$$

式 (3-39) 中  $\hat{d}$  表示定时同步点起始位置,  $T_s$  为采样间隔,  $\Delta f$  为频率偏移,  $N$  为 1 个 OFDM 符号经过 16 倍下采后的采样点数。

对  $y(k)$  的前后两部分序列相关, 得到:

$$\begin{aligned}
 \alpha &= \sum_{k=1}^{N/2} (y^*(k) \cdot y(k + \frac{N}{2})) \\
 &= \sum_{k=1}^{N/2} (|s(k)|^2 \cdot e^{-j2\pi(\hat{d}+k)T_s\Delta f} \cdot |s(k + \frac{N}{2})|^2 \cdot e^{j2\pi(\hat{d}+k+\frac{N}{2})T_s\Delta f}) \\
 &= e^{j\pi N T_s \Delta f} \cdot \sum_{k=1}^{N/2} (|s(k)|^2 \cdot |s(k + \frac{N}{2})|^2)
 \end{aligned} \tag{3-40}$$

对式 (3-40) 求角度值, 即可算出最终的频偏值  $\Delta\hat{f}$ :

$$\Delta\hat{f} = \frac{\angle\alpha}{\pi N \cdot T_s} \quad (3-41)$$

其中  $\angle\alpha$  表示  $\alpha$  的角度值, 取值范围是  $[-\pi, \pi]$ , 因此该算法估计出的归一化频偏值的范围为  $(-1, 1)$ 。

### 3.5 SSS 检测算法

在完成了上节的频偏估计并补偿后, 则已完成 LTE 系统中 5ms 的半帧定时同步、OFDM 符号同步、载波频率同步, 并且完成了小区搜索中的小区 ID 号的检测, 以上过程均是通过检测 PSS 和 CP 而完成的。接下来将对 LTE 系统中的辅同步信号进行检测, 以完成小区搜索中的小区 ID 组号的检测, 以及 10ms 的帧定时同步。

SSS 在时域需要检测 2048 点数据, 而在频域只有 62 点, 为了减小计算复杂度, SSS 检测通常是在频域进行。由于时域的 SSS 信号在 PSS 信号的前一个 OFDM 符号, 在 SSS 检测前可以利用 PSS 估计出信道信息, 用该信道对 SSS 信号进行补偿, 这即为相干检测。根据在 SSS 检测前是否利用 PSS 估计信道并对 SSS 补偿, 可以将 SSS 检测算法分为相干检测和非相干检测。

#### 3.5.1 传统 SSS 盲检测算法

传统的 SSS 检测算法是将本地产生的 SSS 序列与接收 SSS 序列互相关, 通过相关峰值确定小区 ID 组号及子帧号, 从而实现小区 ID 组号的检测及帧定时同步。

根据已知的定时同步点及 CP 类型, 可以从接收序列中提取出 SSS 序列  $r(k)$ 。由第 2.3.2 节的式 (2-16) 及表 2-4 可产生本地 SSS 序列。由于小区 ID 组号有 168 种可能取值, 且 SSS 序列的子帧 0 和子帧 5 的产生规则不同, 因此采用该算法需要将提取出的接收 SSS 序列与  $168 \times 2$  个本地的 SSS 序列进行相关, 如下所示<sup>[14][28]</sup>:

$$c_{i,j} = \left| \sum_{k=1}^N r^*(k) s_{i,j}(k) \right| \quad (3-42)$$

其中  $i$  为子帧号, 取值为 0 或者 5;  $j$  为小区 ID 组号, 取值范围为 0~167;  $N$  为 OFDM 符号的个数。

由式 (3-42) 可以得到  $168 \times 2$  个相关值, 最大相关值  $c_{i,j}$  对应的  $i$  即为子帧号, 由此可确定帧的起始位置, 完成帧定时同步; 最大相关值  $c_{i,j}$  对应的  $j$ , 即为小区

ID 组号。

由以上的计算过程可知，传统的 SSS 检测算法需要进行  $168 \times 2$  次相关运算，运算量太大，不适合硬件实现，因此本文不对其详细研究，后续的仿真中也不涉及该算法。

### 3.5.2 一般的 SSS 检测算法

该算法主要利用 SSS 的生成规则，如式 (2-16) 所示，根据 PSS 定时同步已经检测出的小区 ID 号  $N_{ID}^{(2)}$ ，逆向解扰，最后求出小区 ID 组号  $N_{ID}^{(1)}$ 。该算法的检测流程如下所示<sup>[29]</sup>：

(1) 由式 (2-16) 可知 SSS 频域序列的产生是分为奇偶的，因此首先将频域的 SSS 序列  $y(k)$  按奇偶分开，分别得到  $y(2k)$  和  $y(2k+1)$ 。

(2) 由式 (2-19) 和 (2-20) 的扰码序列  $c_i(n)$  生成规则，根据 PSS 定时同步中检测出的小区 ID 号  $N_{ID}^{(2)}$ ，解出扰码序列  $c_i(n)$ 。

(3) 由解出的  $c_0(n)$  与偶序列  $y(2k)$ ，计算出  $\hat{s}_1^{(m_i)}(k)$ 。

计算出的  $\hat{s}_i^{(m_i)}(k)$  中的  $i$  根据子帧为 0 或 5 的不同，可能有  $i=0$  或  $i=1$ ，即  $\hat{s}_i^{(m_i)}(k)$  可能是由  $\tilde{s}(k)$  循环移位  $m_0$  或  $m_1$  而得到。

(4) 考虑到  $m_0$  的取值范围  $[0, 29]$ ， $m_1$  的取值范围  $[1, 30]$ ，对  $m$  在  $[0, 30]$  范围，产生 31 组本地序列  $s_m(k)$ ，分别与第 (3) 步中计算出的  $\hat{s}_1^{(m_i)}(k)$  进行相关，相关峰值对应的  $m$ ，即可估计出  $m_0$  或  $m_1$  其中一个的值，记为  $\hat{m}_{0,1}$ ，如下所示：

$$\hat{m}_{0,1} = \arg \max_{m \in [0, 30]} \left( \sum_{k=0}^{30} s_m^*(k) \hat{s}_1^{(m_i)}(k) \right) \quad (3-43)$$

(5) 根据  $\hat{m}_{0,1}$ ，计算扰码序列  $z^{(\hat{m}_{0,1})}(k)$ ，再利用  $y(2k+1)$  与  $c_1(n)$ ，计算出  $\hat{s}_2^{(m_i)}(k)$ 。

(6) 将产生的 31 组本地序列  $s_m(k)$ ，分别与第 (5) 步中计算出的  $\hat{s}_2^{(m_i)}(k)$  作相关，取相关峰值对应的  $m$ ，即可估计出  $m_0$  或  $m_1$  中另外一个的值，记为  $\hat{m}_{1,0}$ ，如下所示：

$$\hat{m}_{1,0} = \arg \max_{m \in [0, 30]} \left( \sum_{k=0}^{30} s_m^*(k) \hat{s}_2^{(m_i)}(k) \right) \quad (3-44)$$

(7) 根据表 2-4 可知， $m_0 < m_1$ ，因此若  $\hat{m}_{0,1} < \hat{m}_{1,0}$ ，则  $m_0 = \hat{m}_{0,1}$ ， $m_1 = \hat{m}_{1,0}$ ，当前 SSS 所在的子帧号为 0；若  $\hat{m}_{0,1} > \hat{m}_{1,0}$ ，则  $m_0 = \hat{m}_{1,0}$ ， $m_1 = \hat{m}_{0,1}$ ，当前 SSS 所在的子帧号为 5。

(8) 最后由  $m_0$  和  $m_1$  通过查找表 2-4, 确定小区 ID 组号  $N_{ID}^{(1)}$ , 最终的小区 ID 为  $N_{ID}^{cell} = 3N_{ID}^{(1)} + N_{ID}^{(2)}$ 。

以上 8 个步骤是通过 SSS 检测解出小区 ID 组号  $N_{ID}^{(1)}$  的一般过程。

若要采用相干检测方法, 则应在第 (1) 步之前, 利用 PSS 估计信道并对 SSS 信号进行修正, 再用修正后的 SSS 信号进行以上的 8 个步骤。

其他的基于 SSS 的检测算法大都是在本小节算法的基础上提出的进一步减少计算复杂度的算法。其中比较有效的是: 在第 (1) 步之前将数据的实数部分进行修正量化成 1bit; 根据  $m_0$  和  $m_1$  间的差值不超过 7, 在第 (6) 步中不用计算 31 组相关值, 而只计算第 (4) 步估计出的  $\hat{m}_{0,1}$  前后 7 组相关即可。

因为这些算法只是减少了计算复杂度, 而并未提高检测性能, 因此本文仅用一般的 SSS 相干检测算法进行仿真及性能分析。

### 3.6 同步算法仿真及性能分析

本节利用 LTE 系统下行链路的 Matlab 仿真平台, 对 3.2~3.5 节所研究的 LTE 系统同步算法进行了仿真, 主要包括对 PSS 定时同步算法、CP 类型检测算法、频偏估计算法、SSS 同步算法共四部分, 并分别比较各部分中不同算法的性能。

#### 3.6.1 系统仿真链路平台

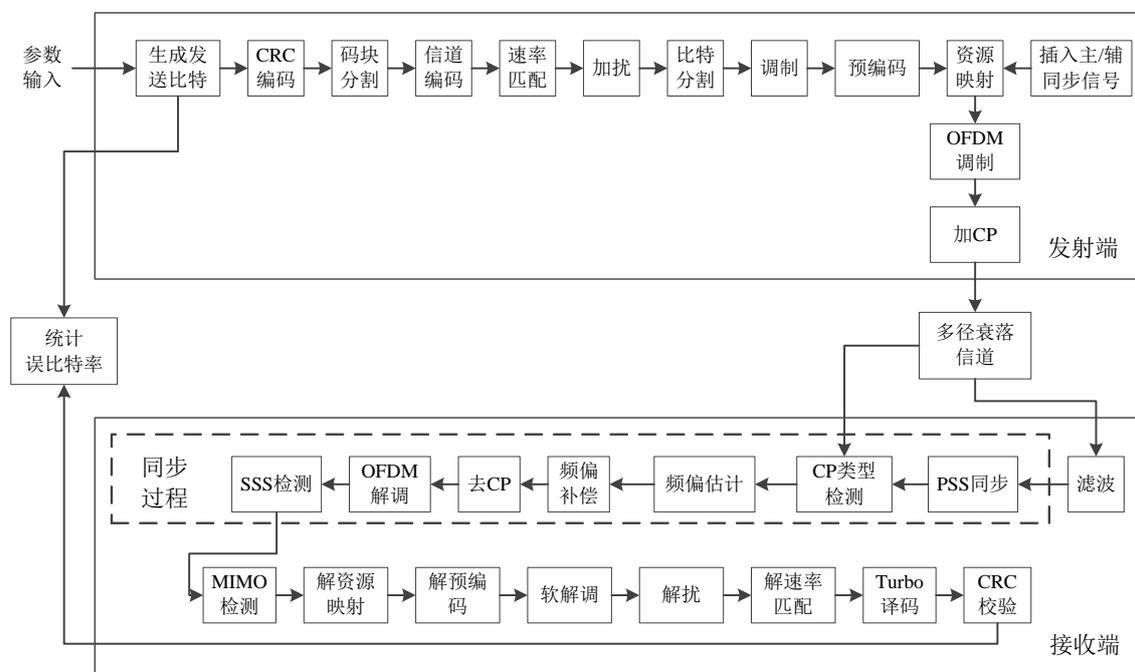


图 3-4 LTE 下行物理层同步算法仿真链路平台

为了研究 LTE 系统下行链路的同步算法的性能,搭建了基于 Matlab 的 LTE 系统仿真链路平台,如图 3-4 所示。

首先设置仿真参数,经过发射端的一系列过程产生 LTE 无线数据帧格式的数据,然后经过多径衰落信道,在接收端首先进行同步过程,再经过一系列发端的逆过程解调信号,最终经过 CRC 校验,得到比特信息。

本文将首先分别针对第 3.2~3.5 节中的 PSS 定时同步算法、CP 类型检测算法和频偏估计算法、SSS 检测算法进行仿真,并对各部分的算法进行性能的比较。

### 3.6.2 PSS 同步算法仿真

本节主要对第 3.2 节所述的 PSS 定时同步算法进行仿真,并比较各算法的性能。由于 AHC 算法与传统算法的性能相同,只是 AHC 算法的计算复杂度只有传统算法的一半,因此在本文只仿真 AHC 算法。仿真中选取了 EPA/EVA/ETU 三种多径衰落信道模型,对 250 帧数据进行仿真,其他基本仿真参数的设置如表 3-1 中所示。

表 3-1 基本仿真参数设置

参数名称	参数设置
系统带宽/子载波数	5MHz, 300 个
OFDM 调制解调	2048 点
调制模式	QPSK
循环前缀 CP 类型	常规 CP
MIMO 天线数	2*2
层映射/预编码	2 层开环空间复用, 码本索引 0
信道模型	EPA/EVA/ETU+AWGN 信道
多普勒频移	EPA 5Hz、EVA 70Hz、ETU 300Hz
小区 ID	0

基于图 3-4 中的仿真链路平台,对各 PSS 定时同步算法进行仿真。各算法的性能可以用多次仿真中定时同步点的检测错误概率来表示,其中定时同步点检测错误的判定可以由三种标准:第一种是仿真中的定时同步点不等于预期值则算错误(本文简称为严格);第二种是仿真中的定时同步点定时同步点向前超过 CP 范围才算定时错误(本文简称为 CP 范围);由于本文的仿真环境是多径衰落信道模型,因为多径的存在定时同步点会向后偏移几个点,因此本文的第三种标准是仿真中的定时同步点向前超过 CP 范围或向后超过 2 个点则算定时错误(本文简称为 CP 范围及后 2 个点)。

在 EPA5+AWGN、EVA70+AWGN 及 ETU300+AWGN 信道环境下，PSS 定时同步各算法的仿真结果分别如图 3-5~3-13 所示。

在 EPA5+AWGN 信道模型下，多普勒频移为 5Hz 时，PSS 定时同步算法在三种判定标准下的定时错误概率，分别如图 3-5~3-7 所示。

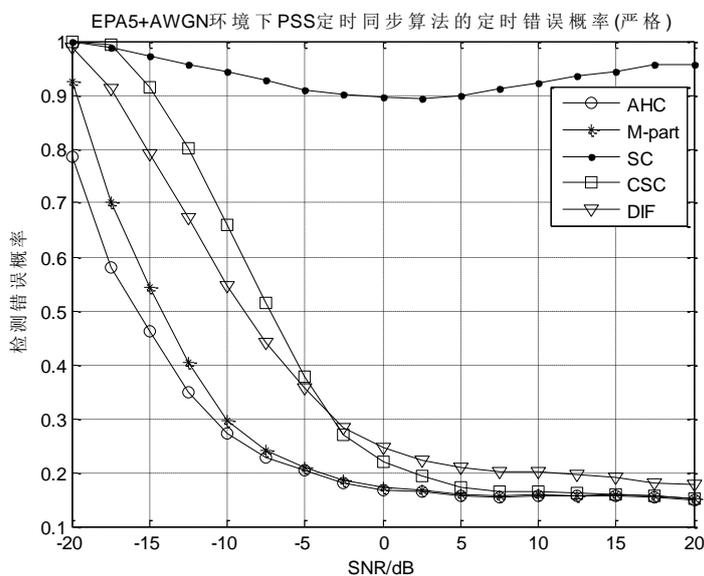


图 3-5 EPA5+AWGN 中 PSS 定时同步算法性能比较（严格）

分析图 3-5 的仿真结果可知：

- 基于互相关的 AHC 及 M-part 算法在信噪比大于 0dB 时，其检测错误概率基本一致，在 0.1 附近；在信噪比小于 0dB 后，两算法开始随着信噪比的降低而出现性能的差异，在相同信噪比时 AHC 算法的检测错误概率比 M-part 算法略低，因此 AHC 算法的性能在低信噪比时比 M-part 算法略好。
- 基于自相关的 CSC 算法在信噪比大于 5dB 时检测错误概率较低，与基于互相关的 AHC 算法性能基本一致，但是在信噪比低于 5dB 后，随着信噪比的降低，检测错误概率迅速增加，与 AHC 算法相比性能显著降低。
- 基于互相关的差分算法，在信噪比较大时检测错误概率比 CSC 算法大，在低信噪比时，检测错误概率介于 M-part 算法与 CSC 算法之间。
- 基于自相关的 SC 算法由于其“平台现象”，相关峰值在 CP 范围内的平台中随机出现，因此其定时同步点并不会严格的等于预期值，在图 3-5 中严格判定标准下性能较差。

对比图 3-5 和 3-6 可知，当检测错误的判别标准不同，定时同步点在 CP 范围内都算为定时正确时：

- 基于自相关的 SC 算法曲线整体趋势发生明显变化，由于其“平台现象”在图 3-5 中严格判定定时同步时基本保持 1 附近的较高错误率，但是在图 3-6 中与其他几种算法趋势相同：在信噪比较大时检测错误概率稳定在 0.1 附近，比 AHC、M-part、CSC 的性能要略好一些；在信噪比低于 0dB 后，随着信噪比的降低，检测错误的概率显著增加，性能介于 M-part 算法和 CSC 算法之间。

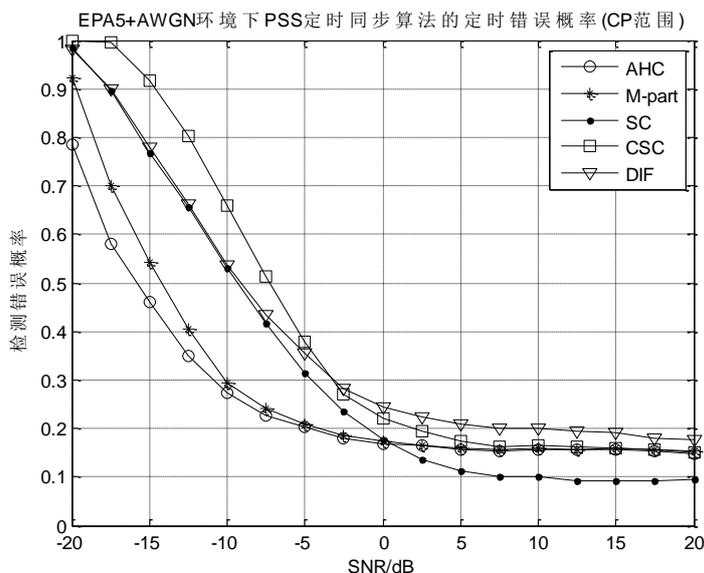


图 3-6 EPA5+AWGN 中 PSS 定时同步算法性能比较 (CP 范围)

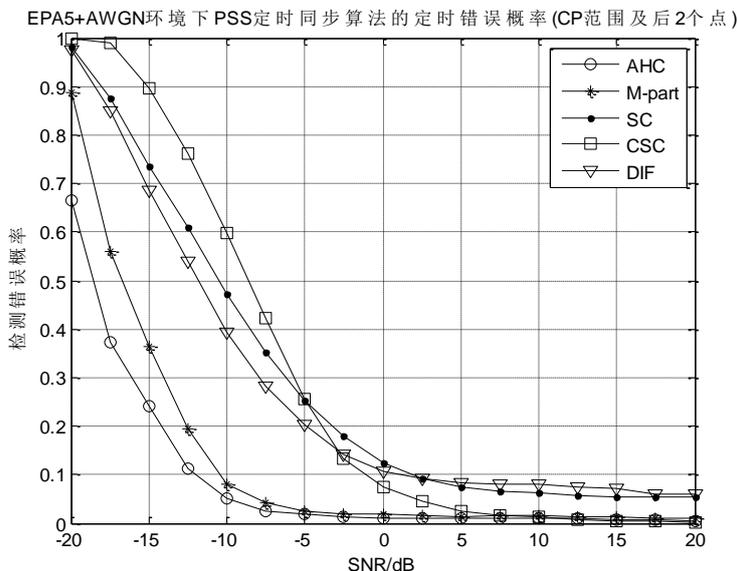


图 3-7 EPA5+AWGN 中 PSS 定时同步算法性能比较 (CP 范围及后 2 点)

分析图 3-7 可知，当检测错误的判别标准不同，定时同步点在 CP 范围及向后

偏移 2 个点均判定为定时正确时：

- 各算法整体趋势并无明显变化，只是曲线整体向下搬移，即相同信噪比下检测错误概率有稍微的降低，AHC 算法在高信噪比条件下检测错误概率在 0 附近。

在 EVA70+AWGN 信道模型下，多普勒频移为 70Hz，PSS 定时同步算法在三种错误判别标准下的定时错误概率曲线分别如图 3-8~3-10 所示。

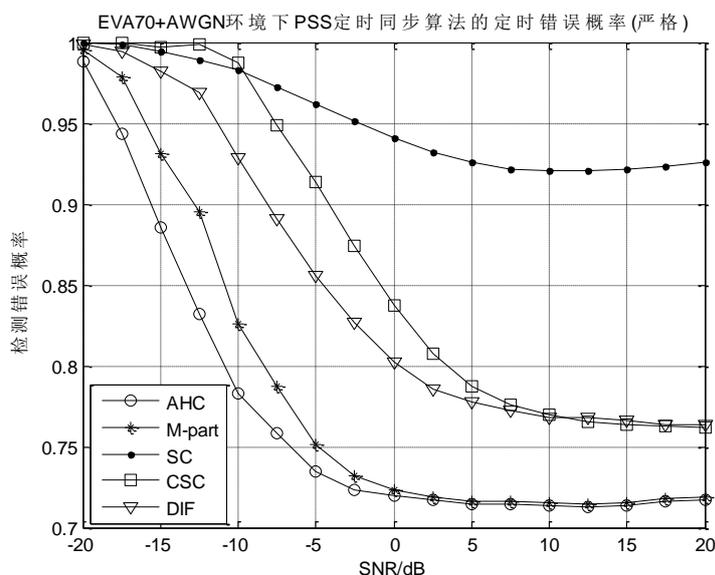


图 3-8 EVA70+AWGN 中 PSS 定时同步算法性能比较（严格）

对比图 3-5 与图 3-8，在相同的严格判别标准下，EPA5 与 EVA70 信道环境的仿真结果可知：

- 相同点：图 3-8 中 EVA70 环境下各算法的大致趋势与图 3-5 的 EPA5 环境下相同。基本都是在信噪比大于 0dB 时，检测错误概率保持一个相对稳定的值；在信噪比低于 0dB 后，检测错误概率随着信噪比的降低而增加。
- 不同点：因为 EVA70 的多径延时更大，信道条件更恶劣，因此 EVA70 信道中各算法的检测错误概率与 EPA5 相比普遍增大。以 AHC 算法在信噪比大于 0dB 时为例：图 3-8 中的检测错误概率在 0.7 附近，而图 3-5 中在 0.1 附近。

分析图 3-9，定时同步点在 CP 范围内都为定时正确时：

- 基于自相关的 SC 算法，其曲线整体趋势相比于图 3-8 严格标准下发生明显变化，且与图 3-6 相同标准下的 EPA5 信道的变化相同；
- 与图 3-6 EPA5 信道的主要差异在于，在 EVA70 中的错误概率普遍比 EPA5 信道下大，本图最小值为 0.2 左右而图 3-6 中为 0.1 左右。

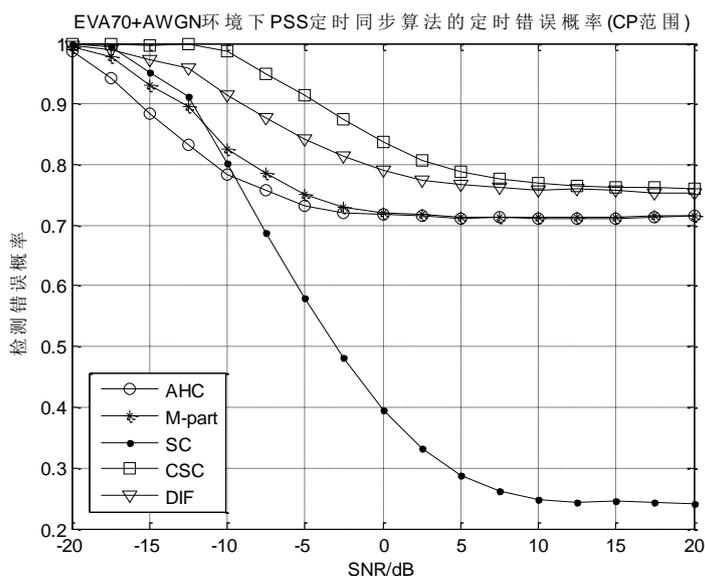


图 3-9 EVA70+AWGN 中 PSS 定时同步算法性能比较 (CP 范围)

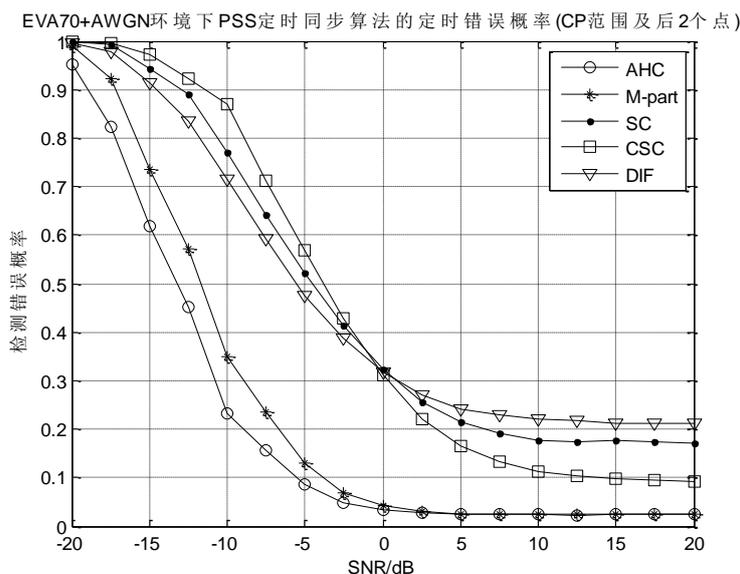


图 3-10 EVA70+AWGN 中 PSS 定时同步算法性能比较 (CP 范围及后 2 点)

分析图 3-10，定时同步点在 CP 范围内及其后 2 个点均判定为定时正确时：

- 与图 3-7 相同标准的 EPA5 信道下，各算法的性能优劣关系大致相同，但 EVA70 信道下的检测错误概率略高于 EPA5 信道。
- 与图 3-9 的 CP 范围标准相比，图 3-10 的检测错误概率明显下降，说明由于多径延时的影响，EVA70 信道有很大一部分的定时同步点向后偏移了 1~2 个点。在 ETU300+AWGN 信道模型下，多普勒频移为 300Hz，PSS 定时同步算法在

三种错误判别标准下的定时错误概率曲线分别如图 3-11~3-13 所示。

对比图 3-5、图 3-8 与图 3-11, 在相同的严格判别标准, EPA5、EVA70 与 ETU300 信道环境下的仿真结果可知:

- 相同点: 图 3-11 中 ETU300 环境下各算法的大致趋势, 与图 3-5 的 EPA5 及图 3-8 的 EVA70 信道环境下相同。基本都是在信噪比大于 0dB 时, 检测错误概率保持一个相对稳定的值; 在信噪比低于 0dB 后, 检测错误概率随着信噪比的降低而增加。
- 不同点: 因为 ETU300 的多径延时最大, 信道条件最恶劣, 因此 ETU300 信道中各算法的检测错误概率比 EPA5 及 EVA70 的大。以 AHC 算法在信噪比大于 0dB 时为例: 图 3-11 中的检测错误概率在 0.8 附近, 而图 3-8 在 0.7 附近, 图 3-5 中在 0.1 附近。

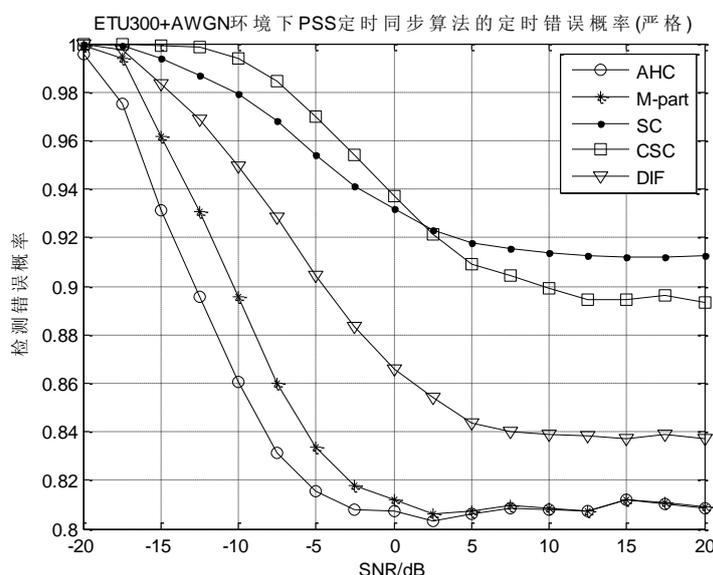


图 3-11 ETU300+AWGN 中 PSS 定时同步算法性能比较 (严格)

分析图 3-12, 定时同步点在 CP 范围内都为定时正确时:

- 基于自相关的 SC 算法, 其曲线整体趋势相比于图 3-11 严格标准下发生明显变化, 且与图 3-6 及图 3-9 相同标准下的 EPA5、EVA70 信道下的变化相同;
- 与图 3-6 的 EPA5 及图 3-9 的 EVA70 信道的主要差异在于, 在 ETU300 中的错误概率比 EPA5、EVA70 信道下大, 本图最小值为 0.3 左右, 而图 3-9 中 0.2 左右、图 3-6 中为 0.1 左右。

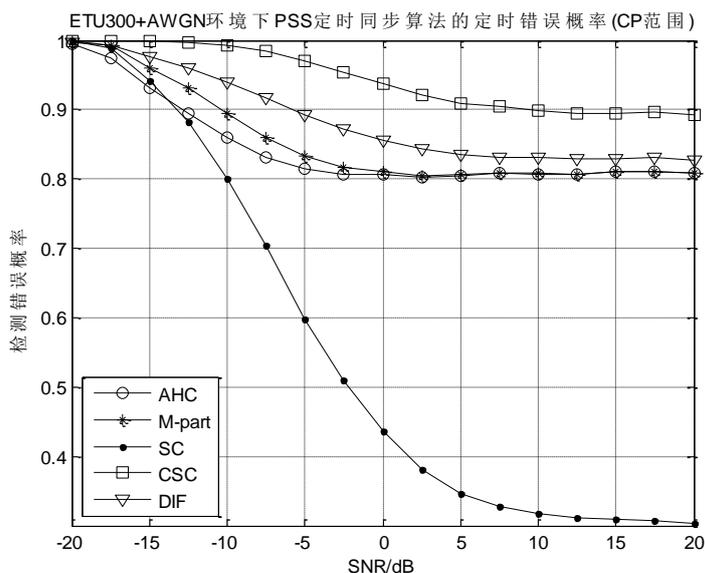


图 3-12 ETU300+AWGN 中 PSS 定时同步算法性能比较 (CP 范围)

分析图 3-13，定时同步点在 CP 范围内及其后 2 个点均判定为定时正确时：

- 与图 3-7 及图 3-10 相同标准的 EPA5、EVA70 信道下，各算法的性能优劣关系大致相同，但 ETU300 信道下的检测错误概率要高于 EPA5 和 EVA70 信道。
- 与图 3-11 的 CP 范围标准相比，图 3-12 的检测错误概率明显下降，说明由于多径延时影响，EVA70 信道有很大一部分的定时同步点向后偏移了 1~2 个点。

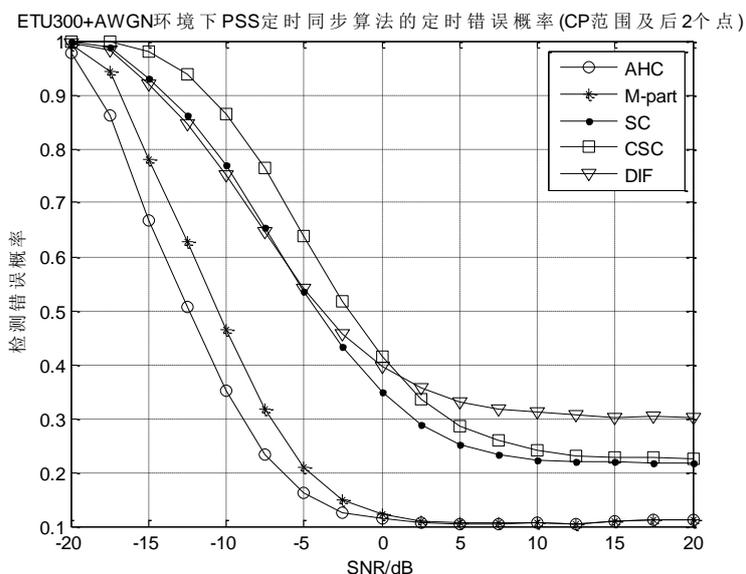


图 3-13 ETU300+AWGN 中 PSS 定时同步算法性能比较 (CP 范围及后 2 点)

本文还对 AHC 算法和 M-part 算法的抗频偏性能进行了仿真研究，如图 3-14

所示。通过图中频偏为 5KHz 和 13KHz 的对比，发现当频偏为 5KHz 时 AHC 算法性能较优，频偏为 13KHz 时 M-part 算法性能较优。本文还对频偏 10KHz、15KHz、17KHz 也进行了仿真：频偏为 10KHz 时曲线与 5KHz 类似，AHC 算法较优；频偏大于等于 13KHz 时，M-part 算法性能较优。

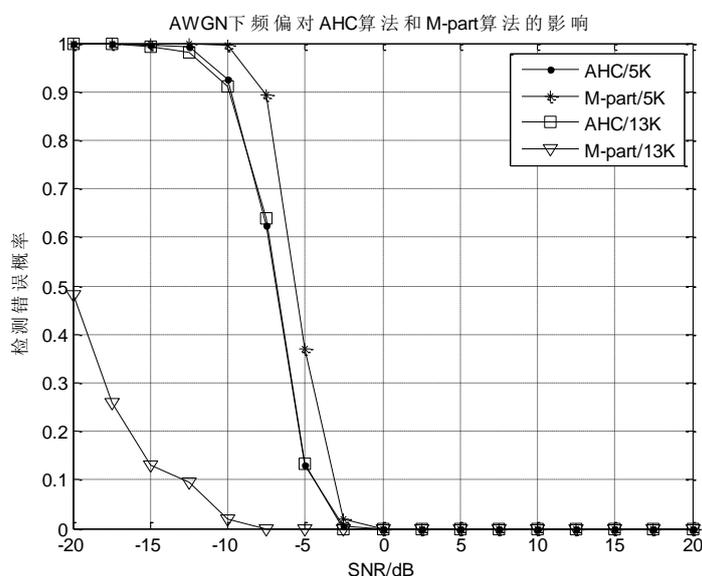


图 3-14 AWGN 下频偏对 AHC 和 M-part 算法的影响

综合以上图 3-5~3-13 的 EPA5、EVA70、ETU300 共 3 种信道环境下，每种信道环境下各 3 种检测错误概率判别标准中的仿真结果及图 3-14 中 AHC 与 M-part 算法的抗频偏分析：

- 每种信道环境下，采用严格与 CP 范围内的判别标准的主要差异：  
SC 算法因为平台现象，在严格标准下错误概率基本为 1，而在 CP 范围内的标准下变化明显，曲线趋势变得与其余算法基本相同。
- 每种信道环境下，采用 CP 范围内、CP 范围及后 2 点的判别标准的主要差异：  
各算法的曲线在 CP 范围及后 2 点标准下的检测错误概率都比 CP 范围标准下有所降低。且 EVA70 和 ETU300 环境在 CP 范围及后 2 点标准下，相比于 CP 范围标准，错误率有剧烈的下降，分别由 0.7、0.8 下降到 0.1 附近。  
◇ 说明了在多径延时及多普勒频移更大的恶劣 EVA70 和 ETU300 下，多次仿真中的各算法定时同步点会有很大一部分向后偏移了 1~2 个点。
- EPA5、EVA70、ETU300 这三种不同信道环境下主要差异：EPA5 信道下的算法检测错误概率显著低于 EVA70 和 ETU300，且 ETU300 检测错误概率略高于 EVA70。

◇ 对于EVA70和ETU300信道在严格和CP范围的标准下错误率很高的情况，是因为本文仿真中采用的是常规CP，其在多径延时及多普勒频移更大的恶劣EVA70和ETU300环境下，并不能较好的抵抗多径时延的影响，因此在EVA70和ETU300下可以考虑采用扩展CP来降低检测错误概率。

- EPA5、EVA70、ETU300这三种不同信道环境下的相同点：各算法的性能优劣保持一致，AHC算法与M-part算法的性能均要明显好于其他算法，而AHC算法性能又略优于M-part算法。

◇ 由AHC算法与M-part算法的抗频偏性对比可知，只有在频偏较大（大于等于13KHz）时，M-part算法才在较低的信噪比下显示出一定的优势。

综上所述，在EPA5、EVA70和ETU300信道环境下，AHC算法和M-part算法的定时同步点虽然由于多径和多普勒频移的影响也会有一定程度上的略微偏移，但相比于其他算法其性能较优，且考虑到项目实际中的频偏不会很大，因此本文采用基于PSS互相关的AHC算法。

### 3.6.3 CP类型检测算法仿真

本节主要对第3.3节所述的CP类型检测算法进行仿真，并比较各算法的性能。PSS定时同步算法采用AHC算法，仿真中选取了EPA/EVA/ETU三种多径衰落信道模型，对10帧数据进行仿真。根据单一变量原则，其他仿真参数的设置如表3-1中所示。

基于图3-4中的仿真链路平台，本文对EPA5+AWGN信道，EVA70+AWGN信道，ETU300+AWGN信道，这三种信道环境下的CP类型检测算法进行了仿真，其错误率分别如图3-15~3-17所示。

对图3-15的仿真结果进行分析，可以得到如下结论：当信噪比大于0dB时，几种CP类型检测算法均有很好的性能，且算法性能基本一致。但是当信噪比低于0dB后，几种算法的性能出现了明显的差异，表现在以下几个方面：

- 基于AB两部分的相关算法，由于相关值随信噪比差异很大，判决门限值不能很好的确定，因此该算法在低信噪比时性能急剧恶化。
- 基本的自相关算法性能下降较大，这是由于此时定时同步点受噪声影响出现了偏差，导致该算法的性能受到很大影响。
- 而基于M点滑动的CP类型检测算法，因为在同步点进行了前后滑动M点进行相关，选取相关峰值，因此其在信噪比降低时定时同步出现误差的情况下，相比于基本的自相关算法有一定的性能改善。并且由图中可以看出，多符号M点滑动相关算法（本文采用5个OFDM符号且 $M=20$ ）因为使用了5个CP

的相关值分别滑动相关再进行累加，相比于使用 1 个 CP 滑动相关，能进一步提高 CP 检测的准确率。

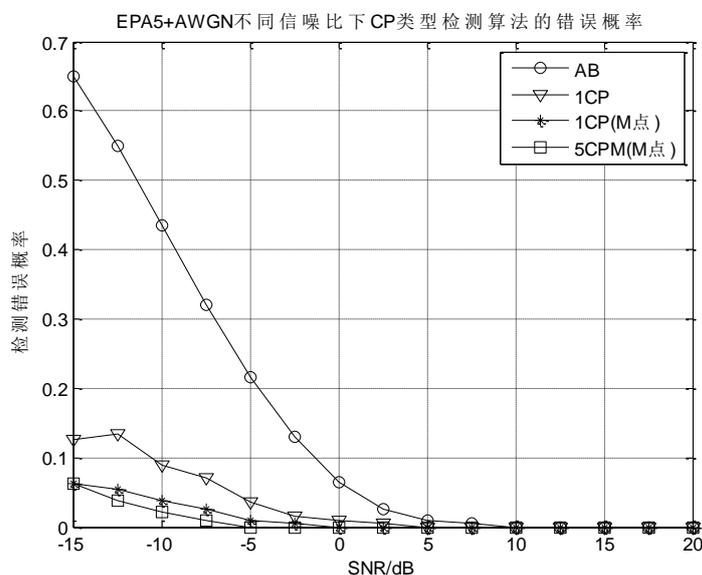


图 3-15 EPA5 信道中 CP 类型检测算法性能比较

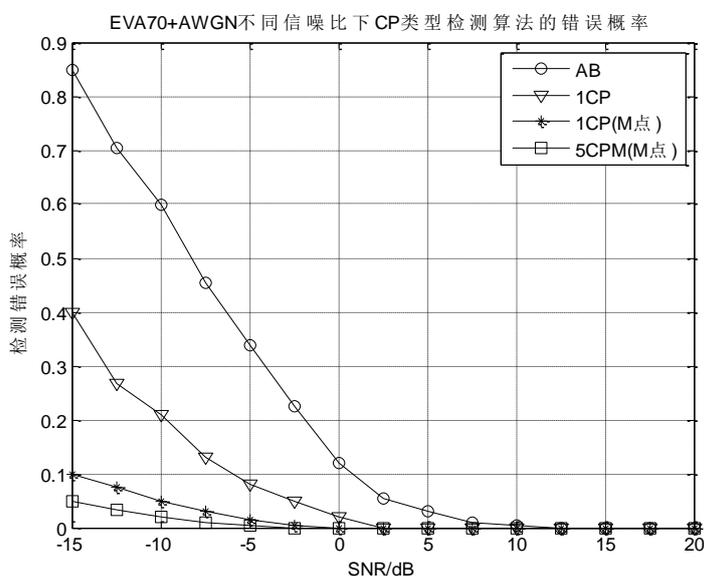


图 3-16 EVA70 信道中 CP 类型检测算法性能比较

由图 3-15~3-17 中各算法的 CP 类型检测错误概率曲线来看，3 种信道环境下的各 CP 类型检测算法的大致趋势是相同的。

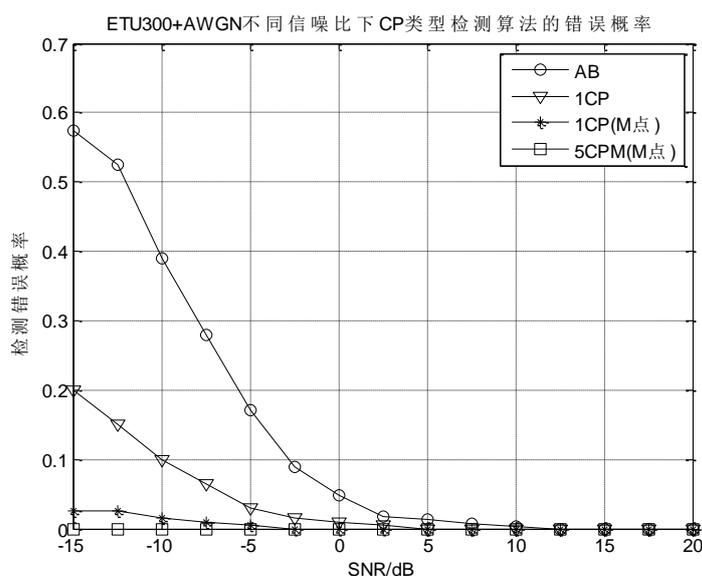


图 3-17 ETU300 信道中 CP 类型检测算法性能比较

综合图 3-15~3-17 的仿真结果可知，在这几种信道环境下，各 CP 类型检测算法在信噪比高于 0dB 时性能很好；当信噪比低于 0dB 时随着信噪比的降低 AB 两部分自相关算法的性能急剧下降；基本自相关算法由于定时点不准确导致 CP 类型检测错误概率增加；M 点滑动相关算法因能克服定时点不准确的问题，其检测错误概率只有较小的增加；而多符号的 M 点滑动相关算法的加权作用，使其性能略优于 M 点滑动相关算法。

因此，四种 CP 类型检测算法按其仿真性能的优劣依次为：最优的为多符号 M 点滑动相关、其次为 M 点滑动相关算法、再次为基本自相关算法，最差的为基于 AB 两部分自相关算法。

综上所述，在信噪比为-5dB 时，基于多符号的 M 点滑动相关算法，其 CP 类型检测错误概率也低于 0.1，是 EPA5/EVA70/ETU300 信道条件下性能最好算法，因此本文采用基于多符号的 M 点滑动相关算法。

### 3.6.4 频偏估计算法仿真

本节主要对第 3.4 节的频偏估计算法进行仿真，并比较各算法的性能。此时假定 PSS 定时同步点正确，仿真中选取了 EPA/EVA/ETU 三种多径衰落信道模型，对 50 帧数据进行仿真。根据单一变量原则，其他仿真参数的设置如表 3-1 中所示。

本文对频偏估计算法的性能分析，使用每个信噪比下 N 次仿真结果的归一化均方误差 (Normalized Mean Square Error, NMSE)，计算公式如下：

$$NMSE = \frac{1}{N} \cdot \sum_{k=1}^N (\varepsilon_k - \varepsilon_{right})^2 \quad (3-45)$$

其中  $\varepsilon_k$  为估计出的频偏值除以子载波间隔 15KHz, 得到的归一化频偏值,  $\varepsilon_{right}$  为理论上的正确的频偏值。

基于图 3-4 中的仿真链路平台, 分析了频偏估计算法在 EPA5/EVA70/ETU300 信道环境下的不同频偏中的仿真结果, 分别如图 3-18 到 3-25 所示。

当载波频偏为 60Hz、5KHz、10KHz 时 EPA5 信道下, 频偏估计算法的 NMSE 性能分别如图 3-18~3-20 所示。

分析图 3-18~3-20 可知, EPA5 信道环境下:

- PSS 自相关算法: 在频偏为 60Hz 的情况下性能最好; 但在频偏为 5KHz 和 10KHz 的情况下, 其 NMSE 在信噪比在 -5dB 到 20dB 的范围内均为恒定值 0.1 和 0.4, 即该算法已经失效。
- 基于 PSS 互相关算法: 在频偏 60Hz 和频偏 5KHz 的情况下性能均不及 5 个 CP 的算法; 但在频偏为 10KHz 时性能最好。
- 基于 CP 的算法: 在频偏为 60Hz 时性能仅次于 PSS 自相关算法; 在频偏为 60Hz 和 5KHz 时均优于 PSS 互相关算法; 但在频偏为 10KHz 时该算法已经失效。且同等条件下, 基于 5 个 CP 的算法要优于 1 个 CP 的算法。

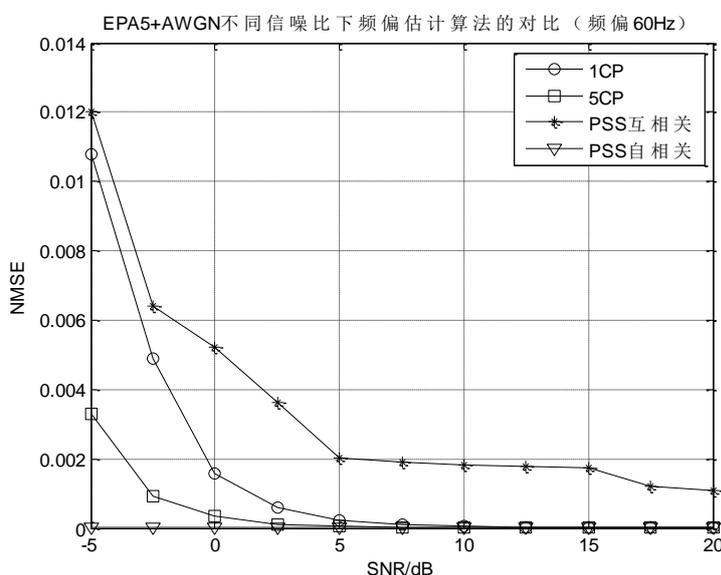


图 3-18 EPA5 信道中频偏 60Hz 时频偏估计算法性能比较

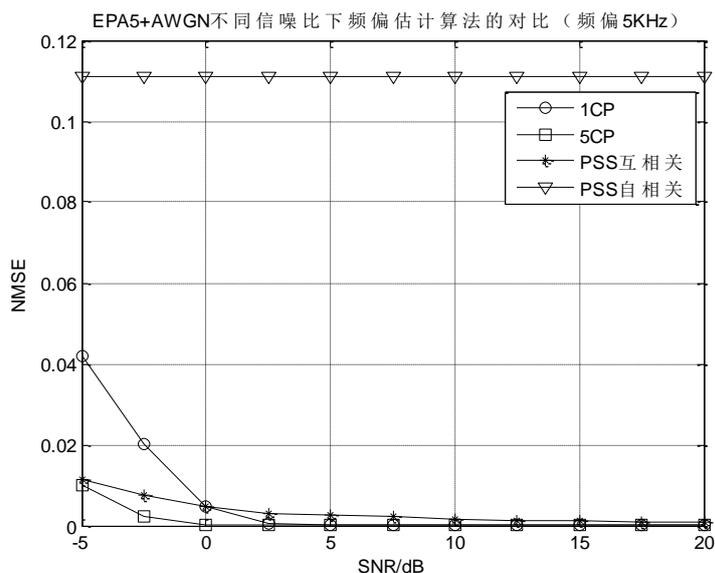


图 3-19 EPA5 信道中频偏 5KHz 时频偏估计算法性能比较

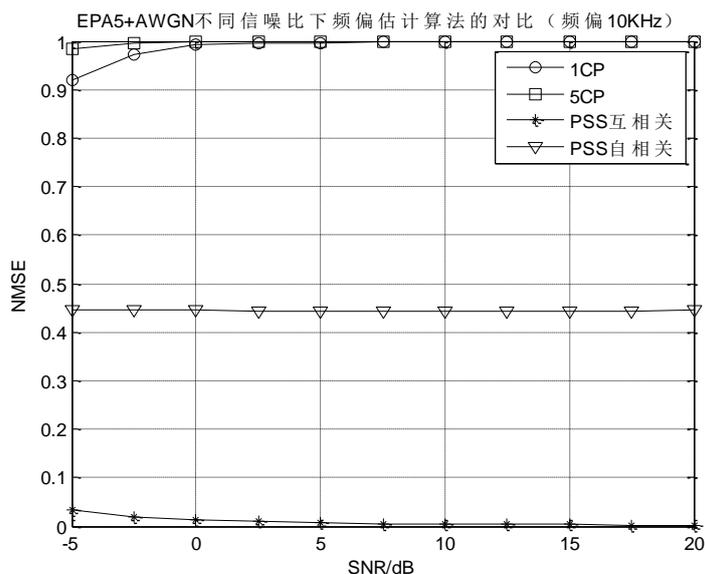


图 3-20 EPA5 信道中频偏 10KHz 时频偏估计算法性能比较

由图 3-19~3-20 中的现象可以发现各频偏估计算法都有其频偏估计范围，超过范围则算法会失效，下面对其进行分析。

根据 PSS 自相关频偏估计算法计算公式 (3-38) 可知，2 个 PSS 的间隔  $N_s = 153600$ ，采样间隔  $T_s = 1/30.72 \mu s$ ，则有  $N_s T_s = 1/200$ 。假设存在频偏  $\Delta f$  和  $\Delta f' = \Delta f + 200$ ，则有式 (3-46) 所示：

$$e^{j2\pi N_s T_s \Delta f'} = e^{j2\pi \frac{1}{200}(\Delta f + 200)} = e^{j2\pi \frac{1}{200} \Delta f} \cdot e^{j2\pi} = e^{j2\pi \frac{1}{200} \Delta f} \quad (3-46)$$

200Hz 可以看作是对应的  $2\pi$ ，而  $\angle \alpha(\hat{d})$  取得的角度范围只能是  $[-\pi, \pi]$ ，因此该算法的频偏估计范围是  $[-100\text{Hz}, 100\text{Hz}]$ 。

同理，根据基于 CP 的频偏算法计算公式 (3-36) 可知， $N$  为 1 个 OFDM 符号的采样点数取值为 2048，因此可以得到基于 CP 的频偏估计范围是  $[-7.5\text{KHz}, 7.5\text{KHz}]$ ，采用子载波间隔 15KHz 归一化后则为  $[-0.5, 0.5]$ 。

同理可得基于 PSS 互相关的频偏估计范围是  $[-15\text{KHz}, 15\text{KHz}]$ ，归一化后为  $[-1, 1]$ 。

综上所述，根据以上分析及仿真结果可知，EPA5 信道环境下：

- PSS 自相关算法由于其能估计的频偏范围是  $[-100\text{Hz}, 100\text{Hz}]$ ，其估计范围最小，但其在估计范围内的性能最好；
- 基于 PSS 互相关算法估计范围是  $[-15\text{KHz}, 15\text{KHz}]$ ，其估计范围最大，在频偏为 10KHz 其余算法都失效时仍然能正确的进行估计，但该算法在其他算法有效时的性能都次于 PSS 自相关和基于 CP 的算法；
- 基于 CP 的算法，由于其能估计的频偏范围是  $[-7.5\text{KHz}, 7.5\text{KHz}]$ ，估计范围次于 PSS 互相关算法，且估计的性能也要优于 PSS 互相关。同等条件下，基于 5 个 CP 的算法的性能优于 1 个 CP 的算法。

因此，虽然基于 5 个 CP 的频偏估计算法的归一化估计范围为  $[-0.5, 0.5]$ ，次于 PSS 互相关算法，但在其估计范围内时的估计性能比 PSS 互相关算法好，相对来说，EPA5 信道下基于 5CP 的频偏估计算法性能较优。

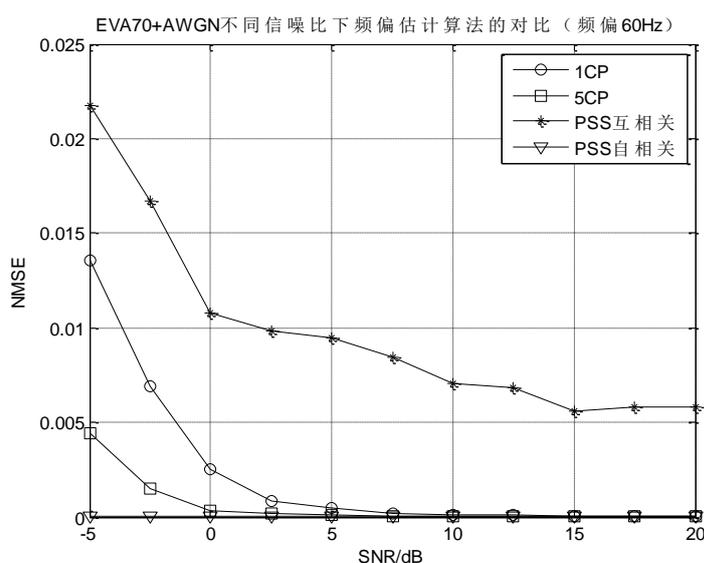


图 3-21 EVA70 信道中频偏 60Hz 时频偏估计算法性能比较

当载波频偏为 60Hz、5KHz、10KHz 时 EVA70 信道下,各频偏估计算法的 NMSE 性能曲线分别如图 3-21~3-23 所示。

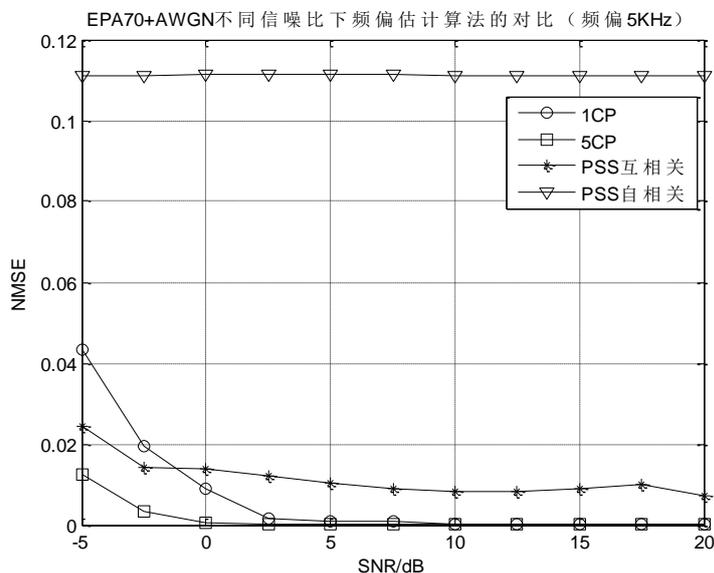


图 3-22 EVA70 信道中频偏 5KHz 时频偏估计算法性能比较

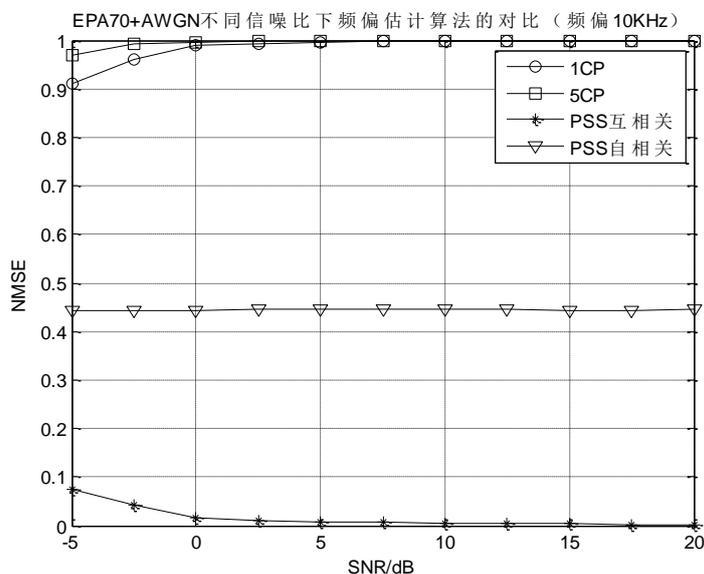


图 3-23 EVA70 信道中频偏 10KHz 时频偏估计算法性能比较

观察图 3-21~图 3-23 的 EVA70 信道中不同频偏下的频偏估计性能,可以发现,各算法性能与 EPA5 信道情况类似:虽然基于 5 个 CP 的频偏估计算法归一化估计范围 $[-0.5,0.5]$ 次于 PSS 互相关算法,但在其估计范围内的估计性能比 PSS 互相关算法好,相对来说,EVA70 信道下基于 5CP 的频偏估计算法性能较优。

ETU300 信道在载波频偏为 60Hz、5KHz 的情况下，频偏估计算法的 NMSE 曲线分别如图 3-24~3-25 所示。

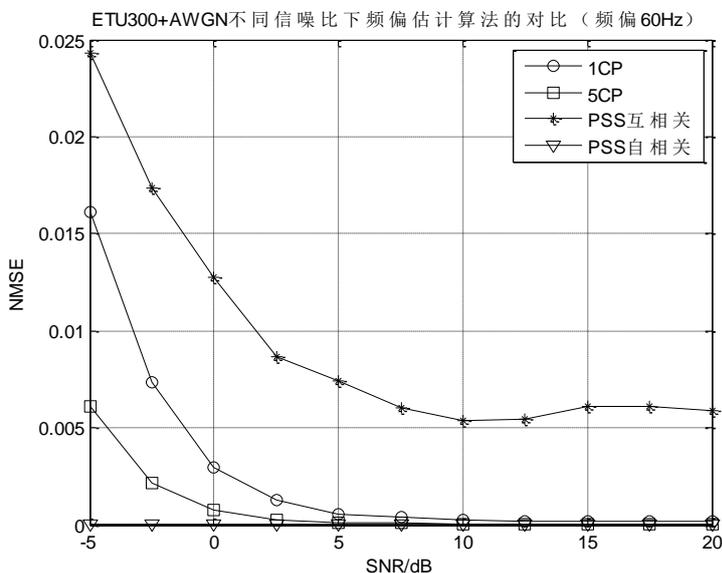


图 3-24 ETU300 信道中频偏 60Hz 时频偏估计算法性能比较

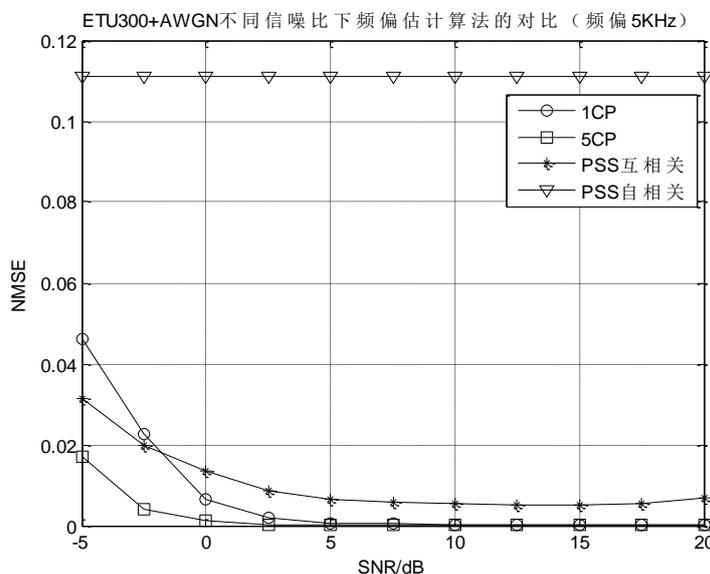


图 3-25 ETU300 信道中频偏 5KHz 时频偏估计算法性能比较

综合 EPA5、EVA70、ETU300 信道在各种频偏下的所有仿真结果可知：当频偏范围不超过 100Hz 时，均是基于 PSS 的自相关算法性能最优；当频偏范围超过 100Hz 但不超过 7.5KHz 时，均是 5 个 CP 的算法最优；当频偏范围超过 7.5KHz，均是基于 PSS 互相关的算法性能最优，其余两种算法均失效。

因此，在频偏不超过 7.5KHz 时基于 5 个 CP 的频偏估计算法性能更好。

### 3.6.5 SSS 检测算法仿真

本节主要对第 3.5 节所述的 SSS 检测算法进行性能仿真，由于传统的 SSS 盲检测算法太复杂，而其他的算法大多都是基于一般的 SSS 检测算法进行的复杂度优化，对算法性能没有改进，因此本文仅对采用了 PSS 信道估计的一般 SSS 相干检测算法的性能进行仿真。本文仿真中 PSS 定时同步采用 AHC 算法，CP 类型检测采用多符号 M 点滑动相关算法，频偏估计采用基于 5 个 CP 的算法，且选取了 EPA/EVA/ETU 三种多径衰落信道模型，对 20 帧数据进行仿真。根据单一变量原则，其他仿真参数的设置如表 3-1 中所示。

基于图 3-4 中所示的仿真链路平台，得到 EPA5、EVA70、ETU300 信道下 SSS 检测的小区 ID 组号的错误概率，如图 3-26 所示。

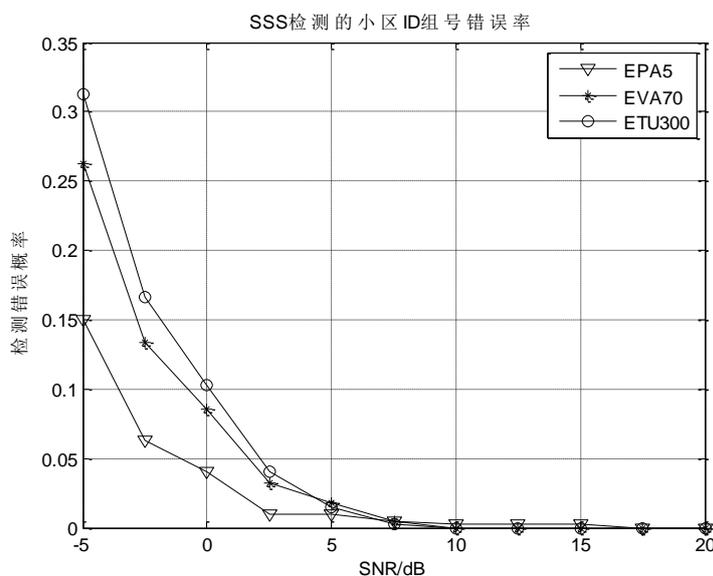


图 3-26 三种信道环境下小区 ID 组号的检测错误概率曲线

分析图 3-26 可以得到如下结论：

- 每种信道环境下曲线变化趋势相同：当信噪比大于 5dB 时，小区 ID 组号检测错误概率基本为 0；随着信噪比的降低，检测错误概率逐渐增加。
- 三种信道环境下：EPA5 因为多径延时和多普勒频移最小，其小区 ID 组号检测错误概率最低；EVA70 错误概率居中；ETU300 因信道环境最恶劣，其错误率最高。

### 3.7 基于相关值累加的 SC 改进算法及性能分析

原 SC 算法是通过相关峰值确定的定时同步点位置，但是如图 3-2 所示，相关值会在整个 CP 范围内出现峰值平台，而峰值并不一定会出现在正确的定时同步点位置，从而导致定时同步点准确性不高。而大多数对 SC 算法的改进都是通过构造新序列使之出现尖锐的峰值，但由于 LTE 标准中已经规定了 PSS 序列的结构，因此这些算法并不适用。

考虑到 SC 算法在 CP 范围内出现峰值平台，而正确的同步点应该为平台的最后一个点，因此本文对以相关峰值作为定时同步点的原 SC 算法进行了改进，提出了基于相关值累加的 SC 改进算法。改进算法具体为：在原 SC 算法的相关值的基础上，将每点的相关值与其前 8 个点的相关值累加，该累加值的峰值点即为同步点位置。之所以取 9 个点的累加值是因为经过 16 倍下采后的 CP 长度为 9 点。该算法与原 SC 算法在 EPA5 信道环境下的性能比较，如图 3-26 所示。

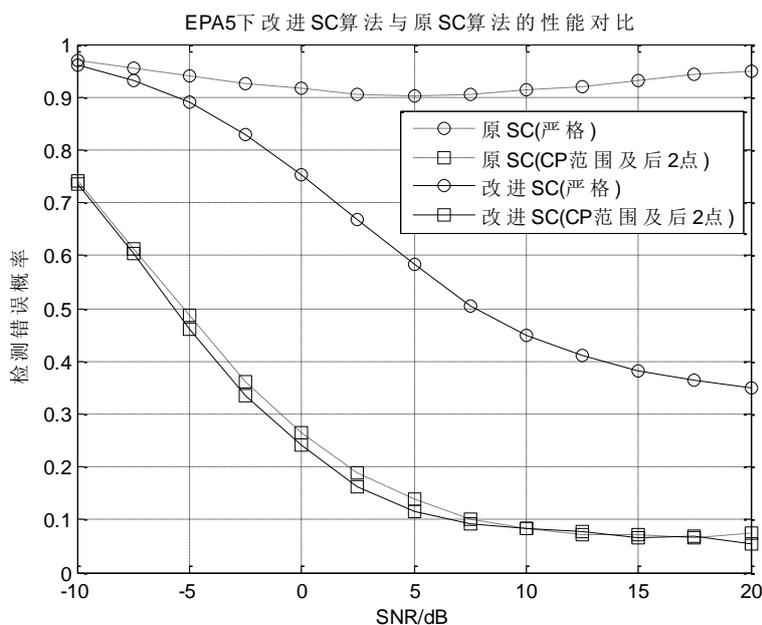


图 3-27 改进 SC 算法与原 SC 算法性能比较

由图 3-26 可以看出，当定时同步不等于正确值即判定为定时错误，即采用严格的判别标准时，基于相关值累加的 SC 改进算法比原 SC 算法在高信噪比时的定时错误概率降低了约 50%，有效的提高了算法的性能。此外，当判别标准为 CP 范围及后 2 点时，基于相关值累加的 SC 改进算法的定时错误概率也比原 SC 算法有略微下降。

总体来看，本文提出基于相关值累加的 SC 改进算法比原 SC 算法有一定的性

能改善，但相比于 AHC 算法性能还是要稍差一些，并且本文的改进算法需要预先知道 CP 长度，因此需要先进行 CP 类型的判断。

### 3.8 基于 EPA5 信道环境的同步算法方案设计

根据第 3.6 节的仿真结果，本文提出了一个基于 EPA5 信道环境的 LTE 同步算法方案，其中同步主要过程、所采用的算法及实现的功能如图 3-28 所示。

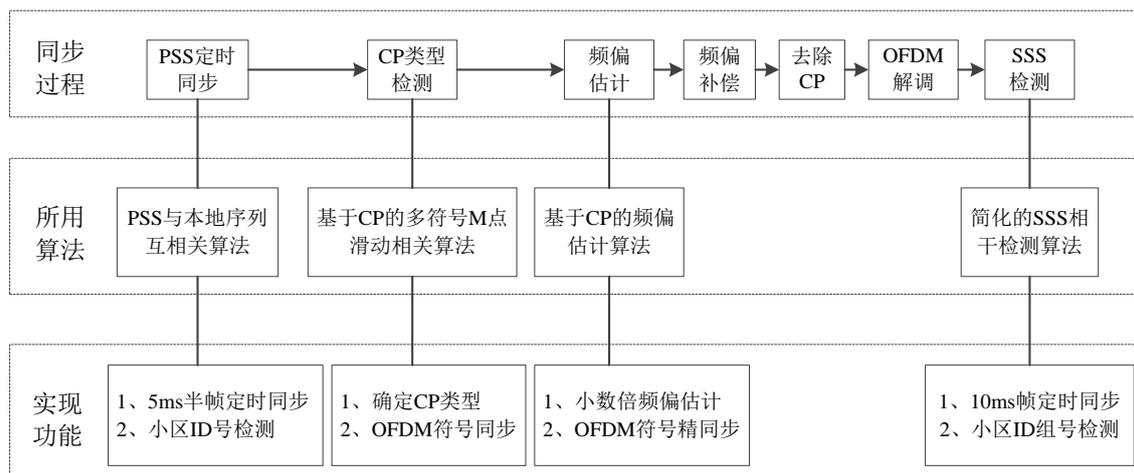


图 3-28 基于 EPA5 信道环境的同步算法方案

本方案中的同步算法涉及的主要过程包括：PSS 定时同步、CP 类型检测、频偏估计、SSS 检测。同步流程如下：首先接收到的时域信号通过 PSS 定时同步，完成 5ms 的半帧定时同步并且确定小区 ID 号；再通过对 CP 进行检测，确定 CP 类型并完成 OFDM 符号同步；接下来在 CP 检测的基础上，根据 CP 相关峰值，求其相位得到小数倍频偏值，并且根据 CP 的相关峰值所在位置，完成 OFDM 符号的精同步；然后完成频偏补偿并去掉 CP，进行 OFDM 解调，将数据变换到频域；最后在频域完成 SSS 信号的检测，确定小区 ID 组号及 10ms 的帧定时同步。

本方案的同步过程各部分采用的算法分别为：PSS 与本地序列互相关的 PSS 定时同步算法，基于多符号的 M 点滑动相关 CP 类型检测算法，基于 CP 的频偏估计算法，一般 SSS 相干检测算法。

#### 3.8.1 所提出同步算法方案的性能分析

基于图 3-4 的仿真平台，发射端带宽 5M，调制方式 QPSK，对图 3-28 所示的本文提出的同步算法方案进行了误比特率性能分析，同时为了进行性能对比，本文也对基于互相关的频偏估计算法的同步方案进行了误比特率的仿真。两种同步

算法整体方案在每个信噪比下分别仿真 5 帧数据, 分别得到 EPA5、EVA70、ETU300 信道下的误比特率, 如图 3-29 所示, 实线为本文所提出的同步算法方案误比特率, 虚线为用于对比的基于互相关的频偏估计同步方案误比特率。

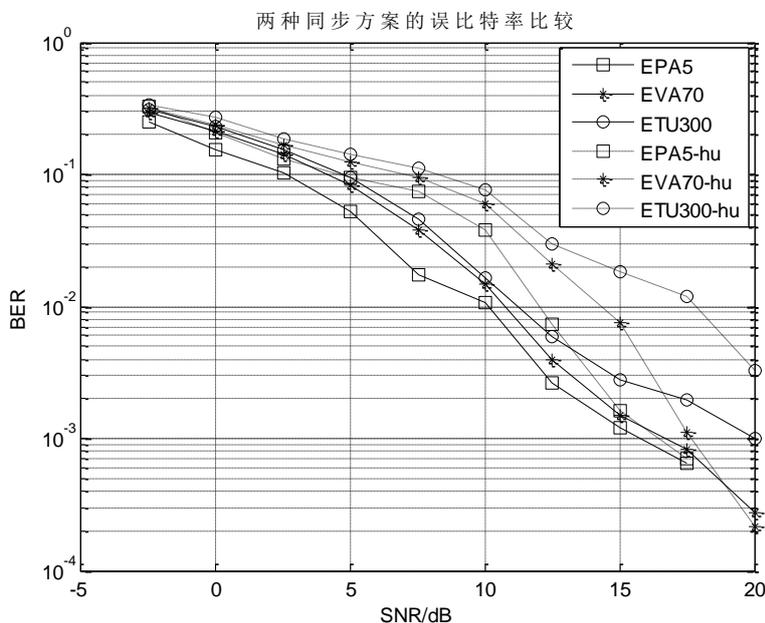


图 3-29 两种同步方案在三种信道下的性能比较

由图 3-27 的仿真结果可知：

- 本文所提出的同步算法方案，在 EPA5/EVA70/ETU300 信道环境下，性能均优于基于互相关的频偏估计同步方案。
- 本文所提出的同步算法方案在 EPA5 信道环境下性能最优，EVA70 次之，ETU300 信道环境下性能最差。

### 3.9 本章小结

本章主要介绍了同步流程中的 PSS 定时同步、CP 类型检测、频偏估计、SSS 检测四部分的一些常见算法；并基于 Matlab 搭建了 LTE 系统下行物理层的仿真平台，对同步流程中以上四个部分的主要算法进行了仿真；根据算法性能的对比较分析，提出了一个在 EPA5 信道环境下性能较优的同步算法方案，并将该方案与基于互相关的频偏估计同步方案进行了误码率的性能对比分析。还提出了基于相关值累加的 SC 改进算法，相比于原 SC 算法，改进算法在高信噪比下检测错误概率减少了约 50%，有效的减少了峰值平台现象。

## 第四章 LTE 系统同步硬件实现方案设计与 FPGA 实现

本文研究的同步算法及其实现用于国家重大专项课题《面向 IMT-Advanced 新型基带处理共性技术研究》。该项目主要对 LTE 系统中的一些关键技术进行研究，如 OFDM、MIMO 技术等，设计了 LTE 系统下行 PDSCH 和 PDCCH 的基带收发系统，并完成该系统的 FPGA 实现。本项目中的 LTE 系统是  $2 \times 2$  的空间复用 MIMO 系统，支持 QPSK/16QAM/64QAM 等多种调制方式，并且支持 4~20MHz 的可配置带宽。在本文的第三章中已经研究了 LTE 系统同步过程中各部分的算法，并对进行了算法的仿真与性能对比分析，还此基础上提出了一个基于 EPA5 信道环境的同步算法方案。

本章主要根据第三章中提出的同步算法方案并综合考虑实现复杂度，进行同步的硬件实现方案设计；基于 XC7K325T 芯片完成同步模块的 FPGA 实现，并通过 Modelsim 功能仿真与 Matlab 仿真结果，验证同步模块的功能正确性，且对资源使用情况进行分析；最后基于 MSUC 系统平台完成同步模块的板级验证。

### 4.1 LTE 系统同步硬件实现方案设计

本文项目中实现的 LTE 系统下行  $2 \times 2$  的基带收发系统框架与图 3-4 的仿真平台大致相同，差别在实现中发射端添加 CP 后的信号需要通过射频板再经天线发射，接收端通过射频板接收到数据再经过 HSIQ 接口传输到基带板，基带板的实现如图 4-1 所示。

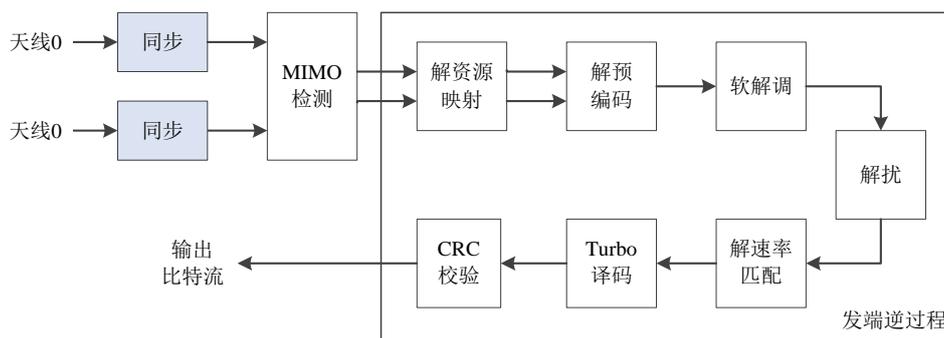


图 4-1 LTE 系统下行基带接收机实现框图

基带板接收到来自天线 0 和天线 1 的数据，首先分别对 2 根天线的数据进行同步（含小区搜索）过程，且 2 根天线的同步模块完全相同。同步模块主要完成 5ms 的半帧定时同步、OFDM 符号定时同步、CP 类型的检测、频偏估计与补偿、

10ms 的帧定时同步，以及小区 ID 号和小区 ID 组号的检测，其中还涵盖去除 CP 并通过 OFDM 解调将时域信号变换到频域。

OFDM 解调后，两根天线的频域信号同时进入 MIMO 检测模块，根据导频信号估计出信道，并通过信道均衡技术尽量减少信道的影响。

MIMO 检测输出的两路数据，将进入发射端的各逆过程模块，以实现信号的解码，最终解调出发射端发送的 bit 流。发射端的各逆过程中首先进入的是解资源映射模块，去掉参考信号等信息并提取出数据信号；接下来进入解预编码模块，将数据信号恢复到 QAM 调制后对应的星座图，并将两层数据信号映射合并为一层数据信号；然后依次通过软解调、解扰、解速率匹配、Turbo 译码等模块，输出比特流；最后送入 CRC 校验模块校验译码的正确性。

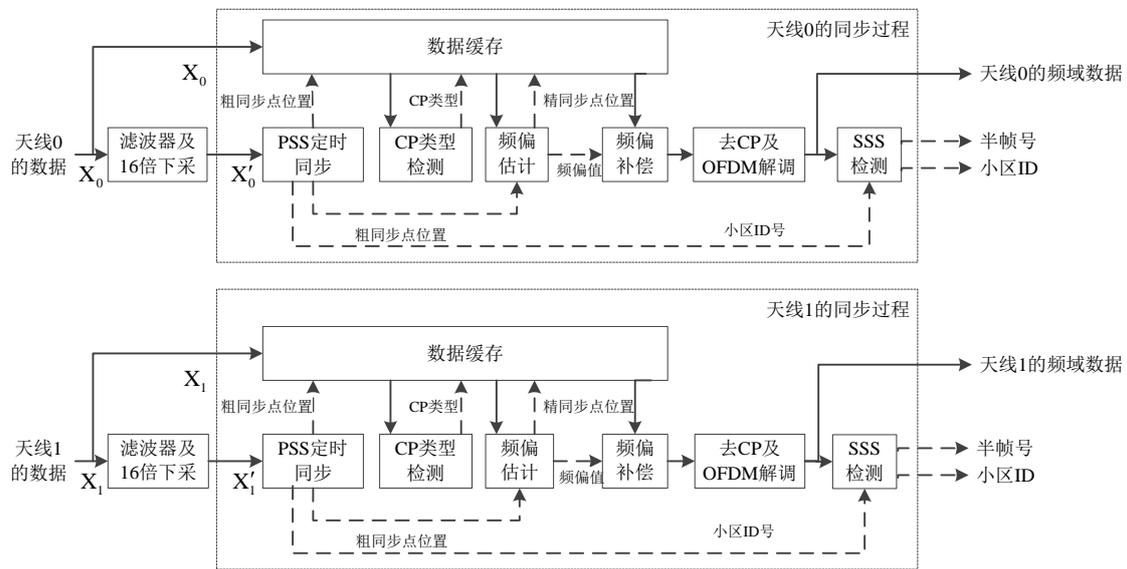


图 4-2 LTE 系统同步硬件实现方案

本文的同步硬件实现方案如图 4-2 所示，图中的实线表示数据流，虚线表示控制或位置信息等。基带板收到的天线 0 和天线 1 的数据分别经过同步过程，输出频域数据、小区 ID 号及帧定时信息。天线 0 和天线 1 的同步过程是相同的，下面以天线 0 为例，对同步硬件实现方案进行说明。

从基带板收到的天线 0 的数据，首先分别进入数据缓存模块和滤波器模块，数据缓存模块对数据进行缓存，并根据其他模块的触发信息，输出指定位置和长度的数据给需要的模块。滤波器滤出最中央的 1.08MHz 的 PSS 信号，以排除其他频带的信号对定时同步的干扰，同时进行 16 倍下采，下采后一个 OFDM 符号只包含 128 个点，以减少相关的点数。经过滤波及下采后的数据将进入 PSS 定时同步模块，通过与本地的 PSS 互相关，得到 PSS 的粗同步点位置及小区 ID 号。粗同步

点的使能信号将触发数据缓存模块，根据粗同步点位置，将用于 CP 类型检测的数据段传给 CP 类型检测模块。CP 类型检测模块检测完成后将信息反馈给数据缓存模块，同时触发数据缓存模块将用于频偏估计的数据段传给频偏估计模块。频偏估计完成后，将精同步点位置传给数据缓存模块，触发其按精同步点位置将数据传给频偏补偿模块，频偏补偿模块根据频偏值完成频偏补偿。然后去除 CP 并经过 OFDM 解调，得到频域数据；再经过 SSS 检测模块，输出前后半帧的标记及小区 ID，并与缓存的频域数据对齐作为天线 0 的同步过程最终输出。

## 4.2 同步关键模块的硬件实现架构设计

由图 4-2 所示，同步过程主要包含 PSS 定时同步模块、CP 类型检测模块、频偏估计模块、OFDM 解调模块和 SSS 检测模块。下面将逐一地阐述这 5 个功能子模块的硬件实现结构。

### 4.2.1 PSS 定时同步模块

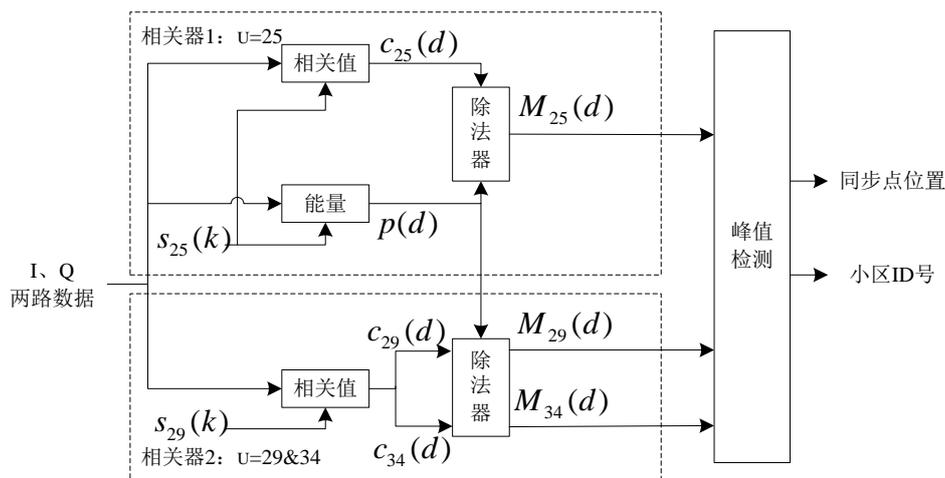


图 4-3 PSS 定时同步模块硬件实现架构

本文 PSS 定时同步采用 PSS 与本地序列互相关算法。考虑到第 2.3.1.2 节所述的根序号为  $63-u$  和  $u$  的 ZC 序列互为共轭关系，为了简化计算，在硬件实现时，使用一个相关器计算根序号为 29 和 34 的两个本地序列的相关值。PSS 定时同步模块的硬件实现架构如图 4-3 所示，主要分为三部分：相关器 1、相关器 2、峰值检测模块。相关器 1 完成本地序列  $s_{25}(k)$  与接收信号  $r(d)$  的互相关值  $c_{25}(d)$  及能量  $p(d)$  计算，再通过除法器输出度量值  $M_{25}(d)$ ；相关器 2 利用了根序号 29 和 34 的 ZC 序列的共轭关系，同时完成互相关值  $c_{29}(d)$  和  $c_{34}(d)$  的计算，由于 ZC 序列恒幅值，因此可直接利用相关器 1 的能量值，通过除法器，输出度量值  $M_{29}(d)$  和  $M_{34}(d)$ ；

两个相关器输出的三个度量值通过峰值检测模块，输出同步点位置及小区 ID 号。

图 4-3 中的两个相关器的相关值计算原理基本相同，因此下面只对相关器 1 的结构进行说明，其相关值及能量的详细实现结构如图 4-4 所示。

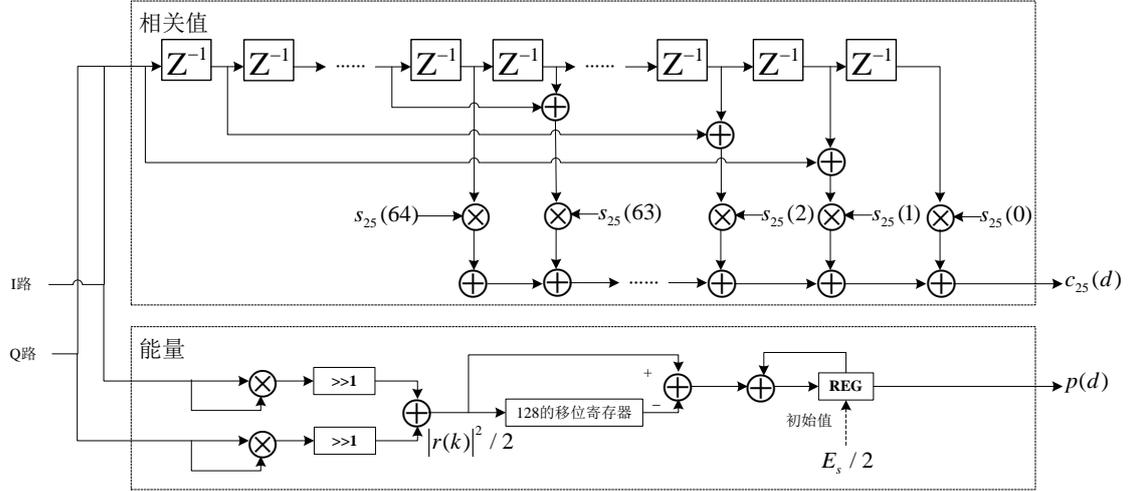


图 4-4 相关器 1 的相关值及能量实现结构

在相关值的计算中利用了 ZC 序列的对称性，即 AHC 算法，如式 (3-16) 所示，由于 PSS 定时同步模块使用的 I、Q 路数据是经过滤波及 16 倍下采后的，一个 OFDM 符号只包含 128 点数据，即  $N/2=128/2=64$ ，除了第 0 个点，第 1~127 个点应该关于第 64 个点对称，因此第 1~127 点与本地 PSS 的相关值计算可以采用匹配滤波器实现。

此外，相关值计算中的乘法用 4 个常数乘法器替代复数乘法器，将实部虚部分开相乘再相加，既减少了乘法器的延时，又便于相关器 2 中根序号为 29 和 34 的互为共轭的相关值计算。

在能量计算中，I、Q 两路数据分别平方，再右移 1 位实现除以 2 的功能，相加得到接收信号能量的一半；再通过一个 128 的移位寄存器及反馈相加，递推的完成能量的计算，相比式 (3-13) 中每次计算 128 次乘法再相加，本文的实现结构如式 (4-1) 所示。其中最后的累加寄存器初始值为本地序列  $s_{25}(k)$  能量的一半。

$$\begin{aligned}
 p(d) &= \frac{\sum_{k=1}^N |r(d+k)|^2}{2} + \frac{\sum_{k=1}^N |s_{25}(k)|^2}{2} \\
 &= \frac{R(d)}{2} + \frac{E_s}{2} \\
 &= \frac{1}{2} (R(d-1) + |r(d+N)|^2 - |r(d)|^2) + \frac{E_s}{2}
 \end{aligned} \tag{4-1}$$

如式 (4-1) 所示的实现结构减少了乘法器的使用，通过递推的方式完成能量的计算，减少了计算复杂度。

图 4-3 中的峰值检测部分，具体实现结构如图 4-5 所示。

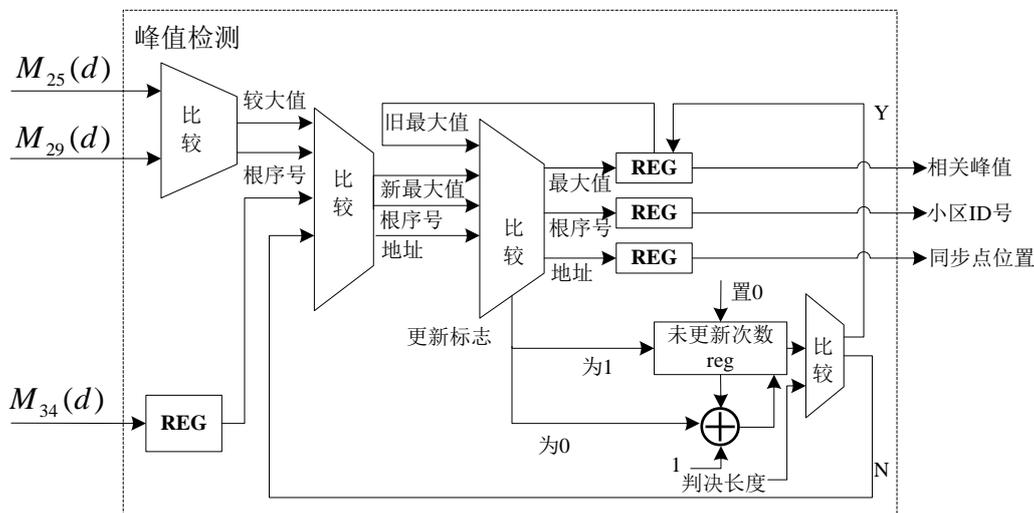


图 4-5 峰值检测实现结构

首先将其中两个度量值进行比较，得到较大值及对应的根序号；然后再将寄存了一级的另一度量值与较大值进行比较，得到当前的新的最大值、根序号、地址；再与存储的最大值进行比较，若旧最大值大于新值，则寄存器中的最大值等信息不更新，未更新次数 reg 中的值加 1；若旧最大值小于新值，则更新寄存器中的最大值等信息，并将未更新次数 reg 置 0。

当未更新次数 reg 中的值大于判决长度，输出存储的小区 ID 及同步点位置；否则进行下一次的比较。

本文中的判决长度为 5 个 OFDM 符号长度，即当寄存器中的最大值在 5 个 OFDM 符号的长度内一直未更新，则将当前存储的信息作为相关峰值输出。

#### 4.2.2 CP 类型检测模块

由第 3 章的 CP 类型检测算法仿真结果可知，基于 M 点的滑动自相关算法与多符号 M 点滑动相关算法相比性能相差不大，但计算较简单，因此本文的 CP 类型检测模块实现采用基于 M 点的滑动自相关算法，其实现架构如图 4-6 所示。整个模块主要分为三部分：M 点滑动自相关算法的 CP 最大相关值与能量计算、CP 类型判决。

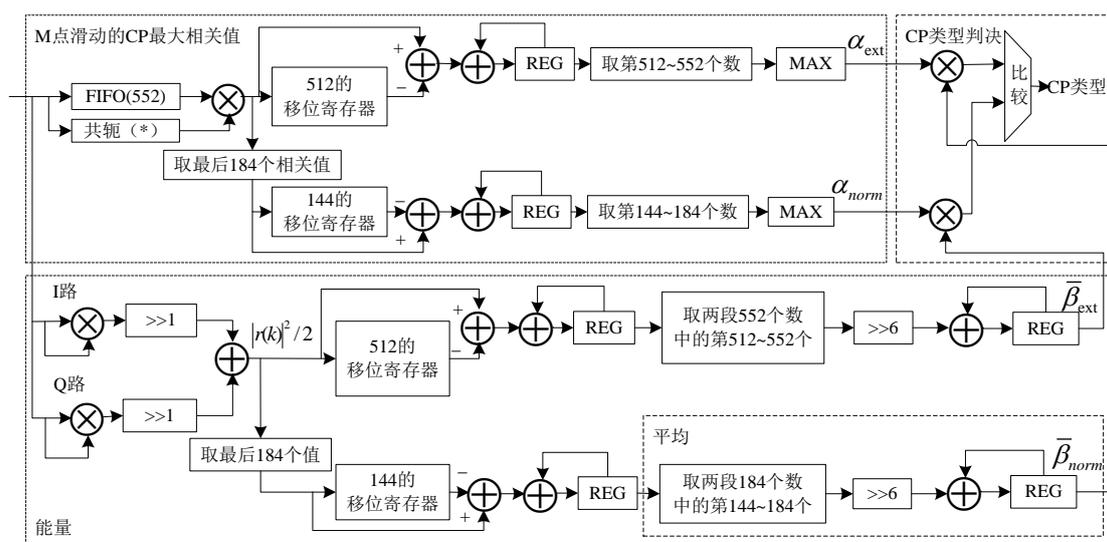


图 4-6 CP 类型检测实现结构

在 M 点滑动的 CP 最大相关值计算中，根据同步点位置取出扩展 CP 及其前后 20 个点的 CP 数据及其拷贝源：首先将 CP 部分存入 FIFO 中，再控制其读出使得 CP 与拷贝源部分对齐，计算出其相关值；然后利用类似于图 4-4 能量计算中的递推方法，通过移位寄存器，分别计算出扩展 CP 和常规 CP 的共 41 个相关值，取其最大值分别为  $\alpha_{est}$  和  $\alpha_{norm}$ 。

在 CP 及其拷贝源的能量计算中：首先分别计算出每个点的模值；然后与相关值的计算相同的是，采用移位寄存器，分别对扩展 CP 和常规 CP 递推的完成能量的累加；最后对得到的 CP 及拷贝源部分共 82 个能量累加值，通过右移并累加的方式求得近似的平均值，分别为  $\bar{\beta}_{est}$  和  $\bar{\beta}_{norm}$ 。

在 CP 类型判决中，为了简化计算，用乘法器代替除法，通过两个乘法器输出的大小，判断 CP 类型。若  $\alpha_{est} \cdot \bar{\beta}_{norm} > \alpha_{norm} \cdot \bar{\beta}_{est}$ ，则为扩展 CP，反之则为常规 CP。

### 4.2.3 频偏估计模块

本文的频偏估计模块采用基于 CP 的多符号 M 点滑动相关算法实现，其实现架构如图 4-7 所示，主要分为三部分：多符号的 M 点滑动 CP 相关值计算、能量计算、取最大相关值的角度计算。

相关值/能量计算模块与 CP 类型检测中的实现方法大致相同，都是先将 CP 及拷贝源对齐做乘法，然后通过移位寄存器递推的完成相关值/能量值的累加，得到一个 OFDM 符号的 CP 及其前后滑动 20 个点的总共 41 个相关值/能量值。所不同的是，图 4-7 中需要完成 5 个 OFDM 符号的 41 个相关值/能量值的对应点的累加。

然后将 41 个点的相关值取模，与能量值相除，并取归一化相关值的最大值。然后通过 Cordic 的 arctan 计算其角度值，再通过右移 11 位实现除以  $N = 2048$  的操作，最后取反得到频偏  $-2\pi\Delta f$ 。

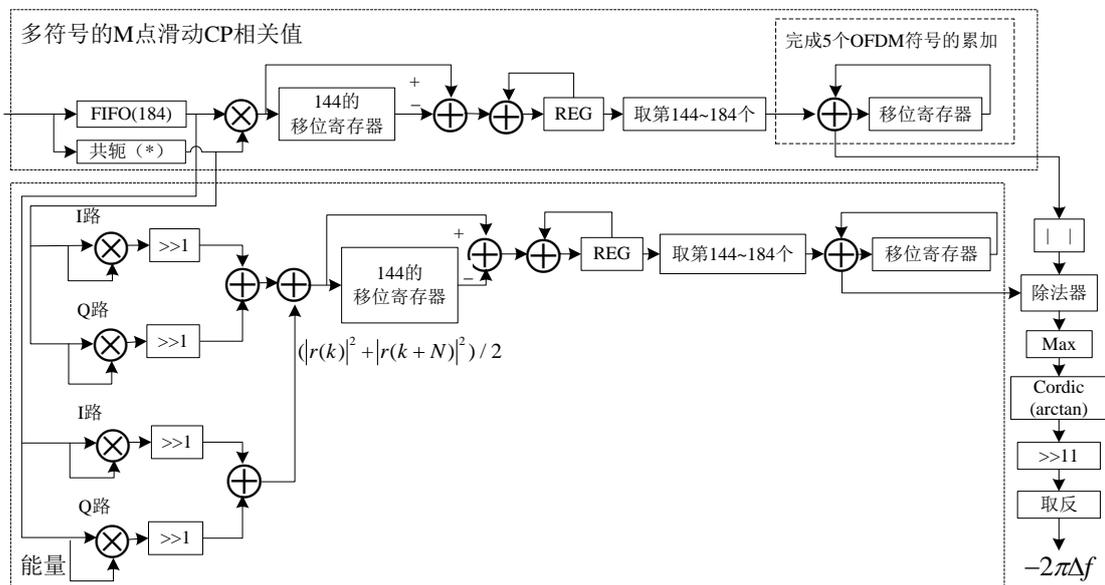


图 4-7 频偏估计模块实现结构

#### 4.2.4 OFDM 解调模块

OFDM 解调模块主要完成频偏的补偿、去除 CP、及 FFT，将数据变换到频域，其实现结构如图 4-8 所示。

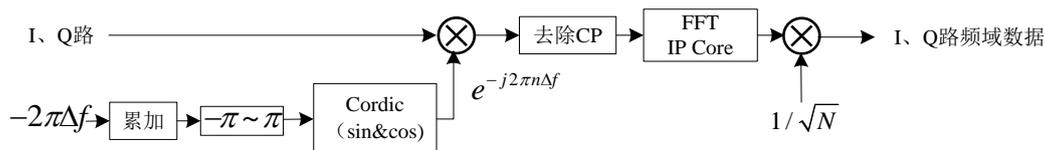


图 4-8 OFDM 解调模块实现结构

首先对频偏估计值进行累加并保证其在  $-\pi \sim \pi$  的范围内，然后利用 Cordic 产生复数值对数据进行补偿；补偿后的数据再根据 OFDM 符号去除 CP；最后将 2048 点的 OFDM 符号通过 FFT IP 核变换到频域，并对其乘以  $1/\sqrt{N}$  进行能量平衡。

#### 4.2.5 SSS 检测模块

本文的 SSS 检测模块是根据 SSS 的生成规则逆向求解的方法，采用一般的 SSS 相干检测算法，其实现结构如图 4-9 所示。主要分为三个部分：利用 PSS 信道估计 SSS、求解  $m_0$  和  $m_1$ 、求解小区 ID 号。

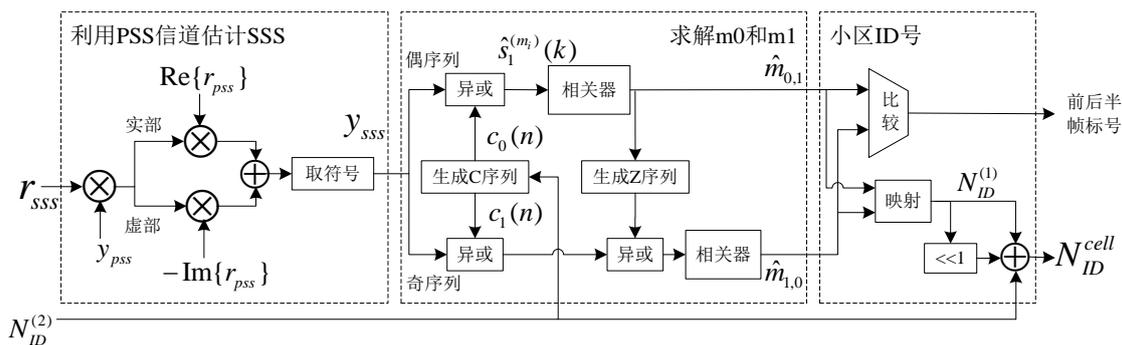


图 4-9 SSS 检测模块实现结构

在用 PSS 信道估计 SSS 时，考虑到 SSS 信号由伪随机序列  $s_i^{(m)}(n)$ 、 $c_i(n)$ 、 $z_i^{(m)}(n)$  生成，其取值只可能为  $\pm 1$ ，则接收序列  $r_{SSS}$  中只有实数部分有效，且仅取实数部分的符号位表征数据。因此，在利用 PSS 信道估计并补偿 SSS 时，只计算了实部的估计值，并且取实部估计值的符号位，最终得到 1bit 的 SSS 信号  $y_{SSS}$ 。

在求解  $m_0$  和  $m_1$  时，由于前面得到的 SSS 信号已经表示为 1bit 的，因此乘法运算可以简化为异或运算。相关器完成与本地 31 组 SSS 序列的相关操作，其中相关操作是通过按位同或运算并统计为 1 的位数实现，本地 31 组 SSS 序列是通过 1 组基本 SSS 序列移位实现。

最后根据求解的  $\hat{m}_{0,1}$  和  $\hat{m}_{1,0}$  的大小，可以判断当前子帧为前半帧还是后半帧，若  $\hat{m}_{0,1} < \hat{m}_{1,0}$ ，则当前 SSS 所在的子帧号为 0；反之，子帧号为 5。并且由  $m_0$  和  $m_1$  通过表 2-4 可以映射确定小区 ID 组号  $N_{ID}^{(1)}$ 。而最终的小区 ID  $N_{ID}^{cell} = 3N_{ID}^{(1)} + N_{ID}^{(2)}$ ，采用将小区 ID 组号  $N_{ID}^{(1)}$  左移 1 位后与原  $N_{ID}^{(2)}$  相加实现乘以 3 的操作。

### 4.3 同步算法的 FPGA 实现

#### 4.3.1 硬件实现平台

本项目是基于 MSUC 系统平台实现的，它是多业务接入同步数字网单元板，如图 4-10 所示。项目中使用了两块 MSUC 系统板分别用作收发两端，每块拥有 4 片 XC7K325T 芯片，能实现大量数据的无线基带信号处理，其与 Virtex-6 系列相比成本与功耗降低了一半，具有更高的性能及更高的集成度，可以满足 LTE 无线网络的部署要求。



图 4-10 本项目硬件实现平台 MSUC 系统板

### 4.3.2 PSS 定时同步模块

PSS 定时同步模块输入数据是经过滤波和 16 倍下采后采样率为 1.92MHz 的 I、Q 两路数据，通过与本地的 3 组 PSS 序列分别进行相关，找到相关峰值，由峰值所在位置及其对应的本地 PSS 根序号，确定同步点位置及小区 ID 号并将其输出。

PSS 定时同步模块的输入输出端口如表 4-1 所示。

表 4-1 PSS 定时同步模块的输入输出端口

端口类型	端口名称	位宽	端口说明
input	rx_clk	1	系统时钟
	rx_rst	1	复位信号
	rx_signal_i	17	滤波及下采后的 I 路输入数据
	rx_signal_q	17	滤波及下采后的 Q 路输入数据
	rx_signal_vld	1	输入数据的使能信号
output	tx_position_pss	15	PSS 定时同步点
	tx_positon_pss_vld	1	PSS 定时同步点的使能信号
	tx_cell_id2	2	小区 ID 号
	tx_cell_id2_flag	1	小区 ID 号的使能信号

PSS 定时同步模块的 Modelsim 功能仿真如图 4-11 所示。

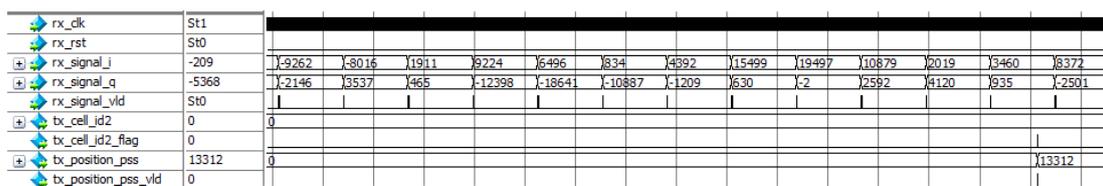


图 4-11 PSS 定时同步模块的 Modelsim 功能仿真图

### 4.3.3 CP 类型检测模块

CP 类型检测模块的输入数据是采样率为 30.72MHz 的按扩展 CP 长度提取出含有 PSS 的 OFDM 符号的 CP 部分与拷贝数据源部分及其各自的前后 20 个点的数据，分别在 2 种 CP 类型下通过滑动相关，确定 CP 类型，输出 CP 的长度。

CP 类型检测模块的输入输出端口如表 4-2 所示。

表 4-2 CP 类型检测模块的输入输出端口

端口类型	端口名称	位宽	端口说明
input	rx_clk	1	系统时钟
	rx_rst	1	复位信号
	rx_signal_i	15	含有 PSS 的 OFDM 符号的 CP 及拷贝源部分的 I 路输入数据
	rx_signal_q	15	含有 PSS 的 OFDM 符号的 CP 及拷贝源部分的 Q 路输入数据
	rx_signal_vld	1	输入数据的使能信号
output	tx_cplen	10	CP 长度
	tx_cplen_vld	1	CP 长度的使能信号

CP 类型检测模块的 Modelsim 功能仿真如图 4-12 所示。

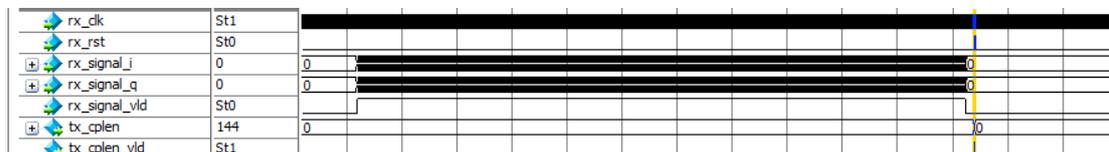


图 4-12 CP 类型检测模块的 Modelsim 功能仿真图

### 4.3.4 频偏估计模块

频偏估计模块的输入数据是提取出的采样率为 30.72MHz 的 PSS 与其前 4 个 OFDM 符号的 CP 部分与拷贝数据源部分及其各自的前后 20 个点的数据，通过对

每个 OFDM 符号的 CP 部分滑动相关再累加，估计出频偏及精同步点并输出。  
 频偏估计模块的输入输出端口如表 4-3 所示。

表 4-3 频偏估计模块的输入输出端口

端口类型	端口名称	位宽	端口说明
input	rx_clk	1	系统时钟
	rx_rst	1	复位信号
	rx_signal_i	15	PSS 及其前 4 个 OFDM 符号的 CP 及拷贝源部分的 I 路输入数据
	rx_signal_q	15	PSS 及其前 4 个 OFDM 符号的 CP 及拷贝源部分的 Q 路输入数据
	rx_signal_vld	1	输入数据的使能信号
	rx_position_pss	15	PSS 定时同步点
	rx_position_pss_vld	1	PSS 定时同步点的使能信号
output	tx_fracfrequeqst	26	估计出的频偏，小数位位宽为 23
	tx_pss_sync_point	15	精定时同步点
	tx_fracfrequeqst_vld	1	频偏与精定时同步点的使能信号

频偏估计模块的 Modelsim 功能仿真如图 4-13 所示。

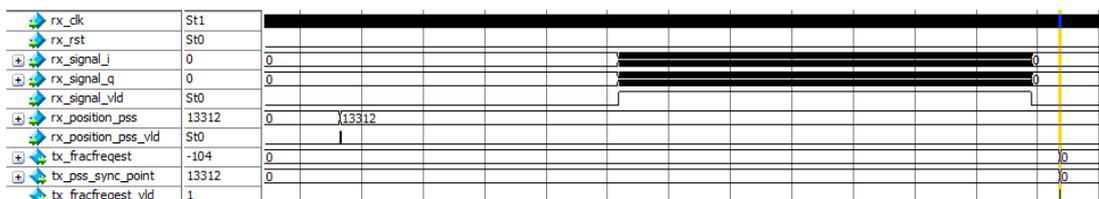


图 4-13 频偏估计模块的 Modelsim 功能仿真图

### 4.3.5 频偏补偿模块

频偏补偿模块的 Modelsim 功能仿真如图 4-14 所示。

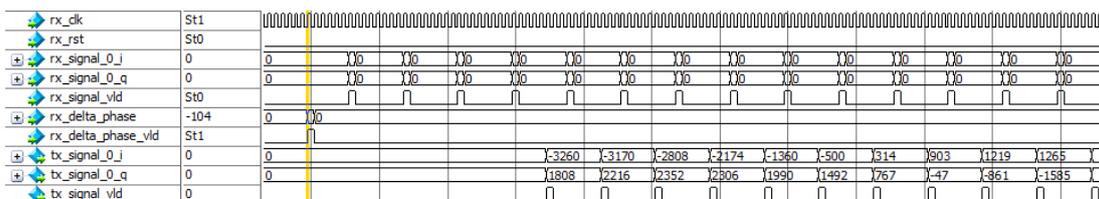


图 4-14 频偏补偿模块的 Modelsim 功能仿真图

频偏补偿模块的输入数据是采样率为 30.72MHz 的 5ms 数据及估计出的频偏值，该模块对当前半帧的数据进行频偏补偿，并输出补偿后的数据。

频偏补偿模块的输入输出端口如表 4-4 所示。

表 4-4 频偏补偿模块的输入输出端口

端口类型	端口名称	位宽	端口说明
input	rx_clk	1	系统时钟
	rx_rst	1	复位信号
	rx_signal_i	15	I 路输入数据
	rx_signal_q	15	Q 路输入数据
	rx_signal_vld	1	输入数据的使能信号
	rx_delta_phase	26	估计出的频偏值
	rx_delta_phase_vld	1	频偏的使能信号
output	tx_signal_i	16	频偏补偿后的 I 路输出数据
	tx_signal_q	16	频偏补偿后的 Q 路输出数据
	tx_signal_vld	1	输出数据的使能信号

### 4.3.6 OFDM 解调模块

OFDM 解调模块的 Modelsim 功能仿真图如 4-15 所示。

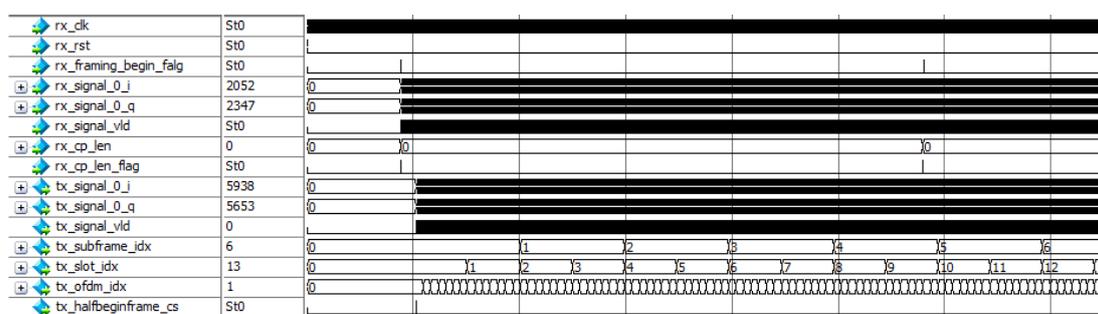


图 4-15 OFDM 解调模块的 Modelsim 功能仿真图

OFDM 解调模块的输入数据是采样率为 30.72MHz 的频偏补偿后的数据及 CP 长度，首先去除掉 CP，得到每个 OFDM 符号的 2048 点数据，再进行 2048 点的 FFT 变换，输出频域的数据及 OFDM 符号序号、时隙序号、子帧序号。

OFDM 解调模块的输入输出端口如表 4-5 所示。

表 4-5 OFDM 解调模块的输入输出端口

端口类型	端口名称	位宽	端口说明
input	rx_clk	1	系统时钟
	rx_rst	1	复位信号
	rx_framing_begin_flag	1	输入数据的半帧起始标记
	rx_signal_0_i	16	I 路输入数据
	rx_signal_0_q	16	Q 路输入数据
	rx_signal_vld	1	输入数据的使能信号
	rx_cp_len	10	CP 长度
	rx_cp_len_flag	1	CP 长度的使能信号
output	tx_signal_0_i	16	频域的 I 路输出数据
	tx_signal_0_q	16	频域的 Q 路输出数据
	tx_signal_vld	1	输出数据的使能信号
	tx_subframe_idx	4	当前数据对应的子帧序号
	tx_slot_idx	5	当前数据对应的时隙序号
	tx_ofdm_idx	3	当前数据对应的 OFDM 符号的序号
	tx_halfbeginframe_cs	1	输出数据的半帧起始标记

### 4.3.7 SSS 检测模块

SSS 检测模块的 Modelsim 功能仿真图如 4-16 所示。

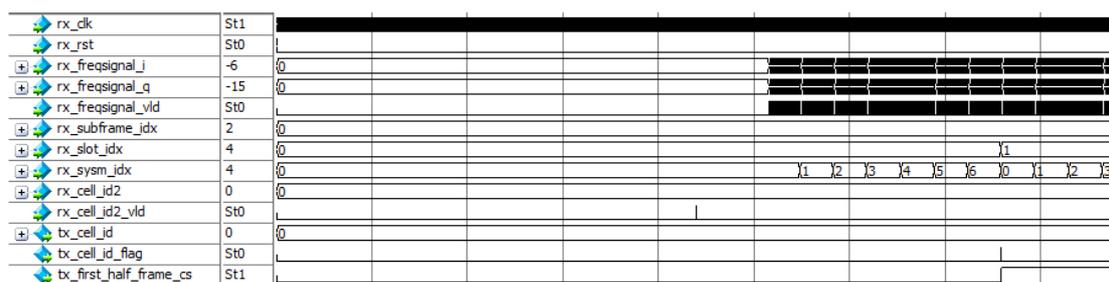


图 4-16 SSS 检测模块的 Modelsim 功能仿真图

SSS 检测模块的输入数据是 OFDM 解调后的频域数据、小区 ID 号及时隙号等序号信息，输出小区 ID 及前后半帧的标记。

SSS 检测模块的输入输出端口如表 4-6 所示。

表 4-6 SSS 检测模块的输入输出端口

端口类型	端口名称	位宽	端口说明
input	rx_clk	1	系统时钟
	rx_rst	1	复位信号
	rx_fresignal_i	16	频域的 I 路输入数据
	rx_fresignal_q	16	频域的 Q 路输入数据
	rx_fresignal_vld	1	输入数据的使能信号
	rx_subframe_idx	4	当前数据对应的子帧序号
	rx_slot_idx	5	当前数据对应的时隙序号
	rx_sysm_idx	3	当前数据对应的 OFDM 符号的序号
	rx_cell_id2	2	小区 ID 号
	rx_cell_id2_vld	1	小区 ID 号的使能信号
output	tx_cell_id	9	小区 ID
	tx_cell_id_flag	1	小区 ID 的使能信号
	tx_first_half_frame_cs	1	前半帧的标记，数据为前半帧则输出 1

#### 4.4 同步算法的功能验证

结合第 3.6.1 节图 3-4 的 Matlab 仿真方案，同步模块的 Modelsim 功能验证方案如图 4-17 中所示。

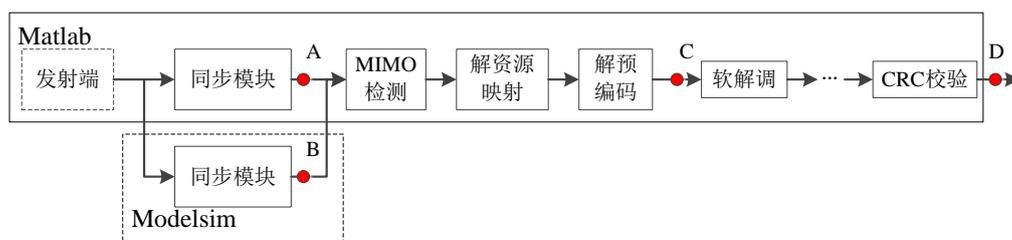


图 4-17 同步模块的功能仿真验证

采用 Matlab 仿真方案中的发射端产生相同的数据源，分别输入 Matlab 和 Modelsim 的同步模块，得到 A 点和 B 点的同步输出数据，将 B 点数据乘以  $2^{13}$  写入 txt 文件中，与 A 点进行对比 1 帧数据，如图 4-18 所示。A 点与 B 点数据在乘以了  $2^{13}$  后数据之差均不超过 50，定点误差在 0.58% 的合理范围内，因此可认为 Modelsim 的仿真结果与 Matlab 浮点仿真结果一致。

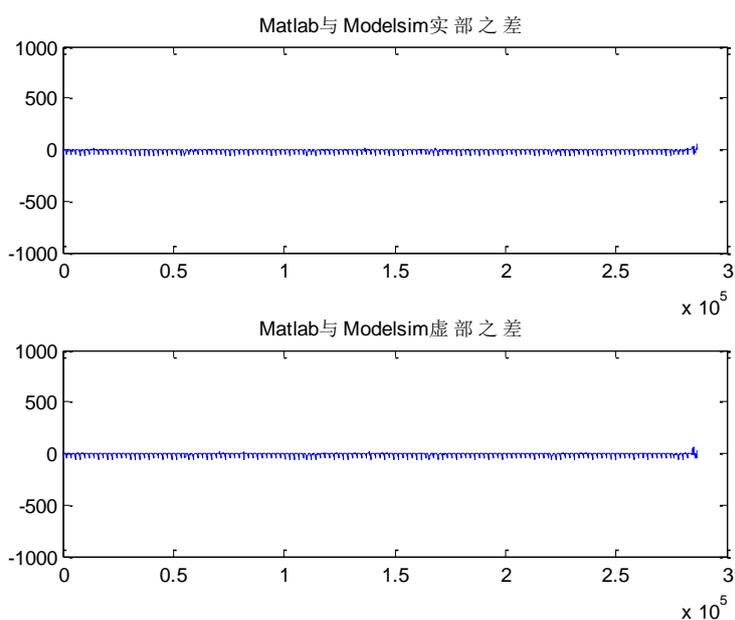


图 4-18 同步模块的功能仿真与 Matlab 仿真对比

再将 B 点的数据导入 Matlab 经过 MIMO 检测、解资源映射、解预编码过程得到 C 点数据，其星座图如图 4-19 所示，其中采用的调制模式为 QPSK。

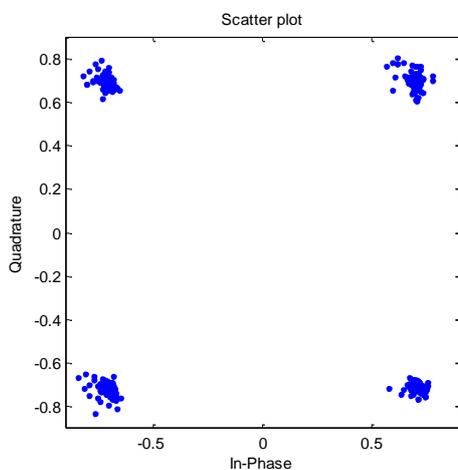


图 4-19 同步模块的功能仿真星座图

本文还将 Modelsim 仿真的 B 点 3 帧数据均导入 Matlab，经过图 4-17 所示的 MIMO 检测、软解调等其他收端的处理模块，验证了经过 CRC 校验后的最终输出 bit（即 D 点的数据），均与发端发送的 bit 相同。

由图 4-18 与 Matlab 数据的对比、图 4-19 的星座点，以及最终 D 点的输出 bit

均可看到同步模块的 FPGA 实现的功能正确。

本文所实现的同步模块综合后的资源消耗情况如图 4-20 所示。由图可知，同步模块消耗的主要逻辑资源，如寄存器、查找表、Block RAM/FIFO、DSP48 等都在 60% 以内，硬件资源能够满足设计要求。该模块的最大频率为 304.062MHz，满足系统板上晶振的 245.76MHz 系统时钟要求。并且本文设计的同步模块满足传输一帧数据用时 10ms，当采用 64QAM 调制方式带宽为 20MHz 时其吞吐率为  $6 \times 1200 \times 14 \times 10 / 0.01 = 100.8 \text{Mbps}$ ，满足 100Mbps 的 LTE 下行峰值速率要求。

Device Utilization Summary (estimated values)			
Logic Utilization	Used	Available	Utilization
Number of Slice Registers	59275	407600	14%
Number of Slice LUTs	43144	203800	21%
Number of fully used LUT-FF pairs	32755	69864	47%
Number of bonded IOBs	277	500	55%
Number of Block RAM/FIFO	130	445	29%
Number of BUFG/BUFGCTRLs	2	32	6%
Number of DSP48E1s	155	840	18%

图 4-20 同步模块的资源消耗

#### 4.5 同步算法的板级验证

对同步模块进行下板验证：发射端在 MSUC 系统板 1 上实现，通过 FPGA\_D 完成发射端基带处理部分，然后经过射频板将信号经两根发射天线发射出来；接收端通过接收天线将信号接收，再经射频板，然后进入 MSUC 系统板 2 的 FPGA\_D 完成同步过程。

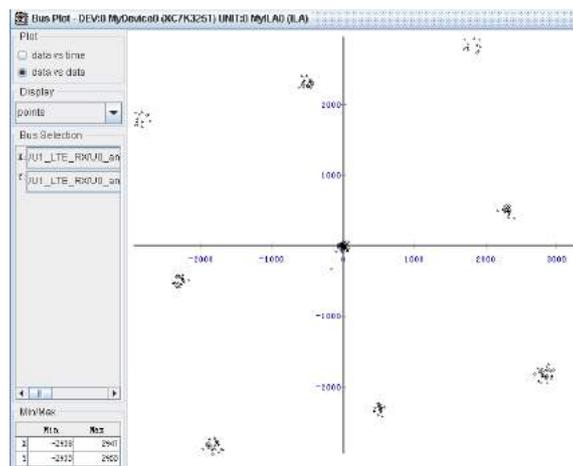


图 4-21 同步模块的 Chipscope 截图

对同步后的输出数据用 Chipscope 采集并画出其实部和虚部，如图 4-21 所示。由图 4-21 可以看出，同步模块的输出数据呈现 9 点的形状但整体存在较小的相位偏移，而该相位偏移可以通过后面的 MIMO 检测中的信道估计及均衡得到纠正，纠正后为图 4-22 所示，因此上图的下板结果表明本文设计的同步模块功能正确且满足项目中系统的要求。

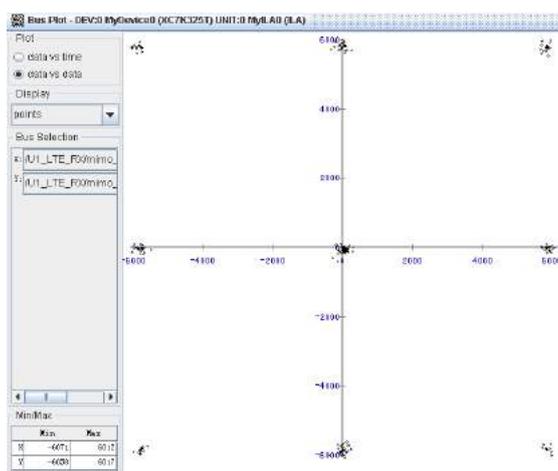


图 4-22 经过 MIMO 检测后的 Chipscope 截图

## 4.6 本章小结

本章首先介绍了 LTE 下行  $2 \times 2$  系统接收机架构，并提出了同步硬件实现方案设计；且给出了同步模块中的 PSS 定时同步模块、CP 类型检测模块、频偏估计模块，OFDM 解调模块以及 SSS 检测模块详细的硬件实现架构；然后基于 XC7K325T 芯片完成了同步模块的 FPGA 实现，并通过对比 Modelsim 和 Matlab 的仿真结果验证了同步模块的 Modelsim 功能实现的正确性，且该模块满足 100Mbps 的 LTE 下行峰值速率要求，综合后的资源消耗在 60% 以内，最大频率为 304.062MHz；最后基于 MSUC 系统平台完成了同步模块的板级验证，结果表明本文设计的同步模块功能正确且满足项目需求。

## 第五章 总结与展望

LTE 因其具有更高的数据速率与频谱效率、更低的延迟、支持可配置的带宽等优势得以迅速发展，而同步技术是 LTE 系统传输的重点及难点之一，其性能会直接影响 LTE 后续的通信过程，因此准确且高效的同步技术是 LTE 系统传输的关键。

本文主要研究了 LTE 系统下行物理层的同步算法，通过对算法的仿真及性能对比分析，提出了基于相关值累加的 SC 改进算法以及一个基于 EPA5 信道环境的同步算法方案，并结合算法性能及实现复杂度给出了同步的硬件实现方案设计，完成了其 FPGA 实现及验证。本文完成的工作主要包括以下几方面：

- 1、简要介绍了移动通信从 1G 到 5G 的发展历程，及 LTE 系统的概况。并分析了 LTE 系统中同步技术的研究意义和研究现状。

- 2、介绍了 LTE 系统下行物理层中的一些基本原理，包括 OFDM 原理、循环前缀、LTE 下行物理层 FDD 帧格式、资源映射、主/辅同步信号的产生和映射、以及 3GPP 组织的扩展 ITU 信道模型等。

- 3、研究了基于多径衰落信道模型的同步算法，包括 PSS 定时同步算法、CP 类型检测算法、频偏估计算法、SSS 检测算法四部分。然后基于 LTE 下行物理层的 Matlab 仿真平台，分别在 EPA/EVA/ETU 信道模型中对同步过程中的以上四部分算法进行了仿真。通过算法性能的对比分析，提出了一个基于 EPA5 信道环境的同步算法方案，其中 PSS 定时同步采用 PSS 与本地序列互相关算法、CP 类型检测采用基于 M 点的滑动自相关算法、频偏估计采用基于 CP 的多符号 M 点滑动相关算法、SSS 检测采用一般的 SSS 相干检测算法，对比分析了该方案的性能。并且提出了基于相关值累加的 SC 改进算法，其与原 SC 算法相比在高信噪比下检测错误概率减少了约 50%，有效的减少了峰值平台现象。

- 4、根据算法的仿真结果，并且考虑到实现复杂度等因素，提出了同步的硬件实现方案设计，分别详细阐述了同步过程的 PSS 定时同步、CP 类型检测、频偏估计、OFDM 解调、SSS 检测这五个模块的硬件实现结构，在结构设计中使用了一些技巧以减少计算量或延时。然后基于 XC7K325T 芯片完成同步模块的 FPGA 实现，通过 Modelsim 与 Matlab 仿真结果的对比验证了 FPGA 实现的正确性，且该模块能满足 100Mbps 的 LTE 下行峰值速率要求，综合后的资源消耗在 60% 以内，最大频率为 304.062MHz。最后基于 MSUC 系统平台对同步模块进行了板级验证，结果表明本文实现的同步模块功能正确且能够满足项目需求。

虽然本文实现的 LTE 系统同步模块满足项目需求，但仍然有很多可以进一步改进的地方：

1、考虑到项目中以及 LTE 系统多数情况下频偏不会很大，本文实现采用的是基于 CP 的频偏估计算法，由于该算法的频偏估计范围为 $(-0.5, 0.5)$ ，即只能估计该范围内的频偏，对于频偏大于该范围的情况需要采用其他算法。

2、本文在同步过程中未对相位偏移进行处理，仅靠同步之后的 MIMO 检测中通过信道估计及均衡对相位偏移进行修正，在本项目中的简单信道环境中效果较好，若在实际的复杂应用场景中，可能需要对该问题进行考虑。

3、本文的仿真及实现过程中只涉及了一个小区，并没有加入其他小区的干扰，因此，在有其他小区的干扰的情况下，性能还需要进一步研究。

4、本文实现的是 $2 \times 2$ 的架构，设计可配置的同步模块也是下一步改进的方向。

## 致谢

不知不觉中我即将完成三年的硕士研究生学业，同时也即将离开电子科技大学这个我度过了人生中最宝贵的七年时光的地方。在这里我不仅学到了专业知识，找到了稳定的工作，更认识了许多良师益友，我的三年研究生生活因他们而变得丰富多彩，在此我将向他们表示衷心的感谢。

首先感谢我的导师何春副研究员，在科研中她有着严谨的态度，参与项目过程中对我悉心指导，同时在生活中她亲切和蔼，对我给予了关心和帮助，使我能克服遇到的各种学习和生活上的问题。何老师严谨务实的工作态度，是我学习的榜样。

感谢教研室贺江、赵强、陈卓立、任域晔、崔海霞、倪灿斌、范玉衡等师兄师姐在项目中无私指导，是他们带领未曾参与过项目的我在实践中学习，他们的帮助下我学会了在项目中遇到问题时该如何去解决。

感谢教研室蒋剑、张立永、何忱远、谭佳佳等同学，在这三年的美好时光里，我们互相帮助，一同进步。感谢曾希雯、罗潇景、范荣、黄伟、姚国强、解晓东等师弟师妹在项目中的帮助和支持，同时也为我的研究生生活增添了很多乐趣。

特别感谢我的父母和亲人，他们辛勤工作，为我无私地付出，永远支持和鼓励着我。

最后，感谢为评审本文付出时间并提出宝贵意见的各位评审老师。

## 参考文献

- [1] X. C. Li, A. Gani, R. Salleh, et al. The future of mobile wireless communication networks[C]. Communication Software and Networks, International Conference on. IEEE, 2009, 554-557
- [2] 李飞鹏.3G 移动通信技术及其应用[J].信息通信, 2011, 4: 70-71
- [3] Stefania Sesia, Issam Toufik, Matthew Baker.LTE——UMTS 长期演进理论与实践[M]. (马霓, 邬钢, 张晓博, 张学军译). 北京: 人民邮电出版社, 2009, 1-12
- [4] 3GPP TR 25.913 V7.3.0. Requirements for evolved UTRA (E-UTRA) and evolved UTRAN (E-UTRAN)[R]. 3GPP, 2006
- [5] 3GPP TS 36.211 V8.6.0. Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical Channels and Modulation (Release 8)[S]. France: 3GPP Organizational Partners, March 2009
- [6] 3GPP TR 36.913 V8.0.0. Requirements for further advancements for E-UTRA (LTE-Advanced)[R]. 3GPP, June 2008
- [7] 尤肖虎, 潘志文, 高西奇, 等.5G 移动通信发展趋势与若干关键技术[J].中国科学: 信息科学, 2014, 44(5):551-563
- [8] 田金凤, 郑小盈, 胡宏林, 等.中国下一代移动通信研究[J].科学通报, 2012.57(5):299-313
- [9] S. Ajey, B. Srivalli, G. V. Rangaraj. On Performance of MIMO-OFDM based LTE systems. Wireless Communication and Sensor Computing[C]. ICWCSC 2010. International Conference on. IEEE, 2010, 1-5
- [10] 胡旻.多载波多天线系统的理论和关键技术研究[D].北京: 北京邮电大学, 2006, 2-3
- [11] 李小军.多载波多天线系统中的检测和均衡技术研究[D].北京: 北京邮电大学, 2007, 2-3
- [12] 林雁.LTE 无线通信系统若干关键技术研究[D].北京: 北京邮电大学, 2011
- [13] 杨玉庆.3GPP LTE 下行接收系统的数字信号处理与 VLSI 实现研究[D].上海: 复旦大学, 2011, 53-59
- [14] 汪枫.LTE 中小区搜索的关键过程及其算法研究[J].电脑知识与技术, 2010, 6(7): 1758-1760
- [15] B. M. PoPovic and F. Berggren. Primary Synchronization Signal in E-UTRA[C]. Spread Spectrum Techniques and Applications, ISSSTA'08. IEEE 10th International Symposium on.2008, 426-430
- [16] Zhongshan Zhang, Jian Liu, Keping Long. Low-Complexity Cell Search With Fast PSS Identification in LTE[J]. Vehicular Technology, IEEE Transactions on, 2012, 61(4):1719-1729
- [17] Zhongshan Zhang, Ming Lei, Keping Long, et al. Improved Cell Search and Initial Synchronization Using PSS in LTE[C]. Vehicular Technology Conference, IEEE, 2012, 1-5

- [18] 赵永祥.LTE 系统中的小区搜索技术研究及其 FPGA 实现[D].成都: 电子科技大学, 2013,20-40
- [19] J. I. Mazarico, V. Capdevielle, A. Feki, et al. Detection of synchronization signals in reuse-1 LTE network[C]. Wireless Days (WD), 2009 2nd IFIP, 1-5
- [20] Yu Chen, Xiangming Wen, Wei Zheng, et al. Symbol timing estimation and sector detection algorithm based on LTE TDD system[C]. Network Infrastructure and Digital Content, 2009. IC-NIDC. IEEE international Conference on, 2009, 828-832
- [21] Pei-Yun Tsai, Hsiang-Wei Chang. A new cell search scheme in 3GPP long term evolution downlink OFDMA systems[C]. Wireless Communications & Signal Processing, 2009, 1-5
- [22] K. Manolakis, D. M. Gutierrez Estevez, V. Jungnickel, et al. A Closed Concept for Synchronization and Cell Search in 3GPP LTE Systems[C]. Wireless Communications and Networking Conference, WCNC. IEEE, 2009, 1-6
- [23] 盛渊, 罗新民.LTE 系统中小区搜索算法研究[J].通信技术, 2009, 42(3): 90-92
- [24] YoungBum Kim, KyungHi Chang. Complexity optimized CP length pre-decision metric for cell searcher in the downlink of 3GPP LTE system[C]. Personal Indoor and Mobile Radio Communications. 20<sup>th</sup> International Symposium on, 2009, 895-899
- [25] J.-J. van de Beek, M. Sandell, P. O. Borjesson. ML Estimation of Time and Frequency Offset in OFDM Systems[J]. Signal Processing, IEEE Transactions on, 1997, 45(7): 1800-1805
- [26] Yongzhi Yu, Qidan Zhu. A Novel Time and Frequency Synchronization for 3GPP LTE Cell Search[C]. Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, International Conference on, 2012, 21-23
- [27] Feng Wang, Yu Zhu. An Efficient CFO Estimation Algorithm for the Downlink of 3GPP-LTE[C]. Wireless Communications and Signal Processing, International Conference on. IEEE, 2011, 1-6
- [28] A. G. Wassal, A. R. Elsherif. Efficient Implementation of Secondary Synchronization Symbol Detection in 3GPP LTE[C]. Circuits and Systems, 2011 IEEE International Symposium on. IEEE, 2011, 1680-1683
- [29] E. M. Silva C, G. J. Dolecek, F. J. Harris. Cell Search in Long Term Evolution Systems: Primary and Secondary Synchronization[C]. Circuits and Systems, 2012 IEEE Third Latin American Symposium on. IEEE, 2012, 1-4
- [30] 周恩, 张兴, 吕召彪, 等.下一代宽带移动通信 OFDM 与 MIMO 技术[M].北京: 人民邮电出版社, 2008, 16-22
- [31] 佟学俭, 罗涛.OFDM 移动通信技术原理与应用[M].北京: 人民邮电出版社,2003, 23-32

- [32] 3GPP TS 36.211 V10.4.0 (2011-12).3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical Channels and Modulation(Release 10)[S]. France: 3GPP Organizational Partners, 2011
- [33] M. Svehl, S.A. Fechtel, C. Fock, et al. Optimum receiver design for wireless broad-band systems using OFDM.I [J]. Communications, IEEE Transactions on, 1999,47(11):1668-1677
- [34] 蔡展望. TD-LTE 标准下 MIMO-OFDM 同步技术研究[D].成都: 西南交通大学, 2013,10-11
- [35] 陈卓立. LTE-A 系统下行链路 MIMO 检测的研究与实现[D].成都: 电子科技大学, 2014,7-9
- [36] 李仲令, 李少谦, 唐友喜, 等.无线与移动通信技术[M].北京: 北京科学出版社, 2006,7-12
- [37] 3GPP TS 36.104 V11.7.0 (2013-12).3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Base Station (BS) radio transmission and reception (Release 11)[S]. France: 3GPP Organizational Partners, 2014
- [38] 赵强.基于 LTE-A 的同步和 MIMO 检测的研究与实现[D], 成都: 电子科技大学, 2013, 42
- [39] T. M. Schmidl, D. C. Cox. Robust Frequency and Timing Synchronization for OFDM[J]. Communications, IEEE Transactions on, 1997, 45(12): 1613-1621
- [40] Yanbo Tang, Wancheng Ge. Symbol synchronization Algorithm based on Pseudo-superimposed Zadoff-Chu in Advanced-LTE[C]. Asia-Pacific Conference on information Processing(APCIP 2009), Shenzhen, CHINA, 2009
- [41] 和雨佳, 刘留.LTE 中小区初始搜索与主同步算法的研究[J].移动通信, 2012, 22:78-82
- [42] A. R. Elsherif, M. M. Khairy. Adaptive primary synchronization signal detection for 3GPP Long Term Evolution. Wireless Communication and Mobile Computing, 2013, 1716-1721
- [43] 成李娜.LTE-A 系统中异构网的小区搜索和下行同步过程的研究[D].北京: 北京邮电大学, 2013, 38-39
- [44] YoungBum Kim, KyungHi Chang. Complexity Optimized CP Length Pre-decision Metric for Cell Search in the Downlink of 3GPP LTE System[C].Personal Indoor and Mobile Radio Communications, 2009 IEEE 20th International Symposium on. IEEE, 2009, 895-899
- [45] K. Pushpa, C. N. Kishore, Y. Yoganandam. Estimation of Frequency Offset, Cell ID and CP Length in OFDMA mode of WMAN[C].Tencon 2008 IEEE Region 10 Conference, 2008, 1-5

## 个人简历及攻硕期间取得的研究成果

### 1.个人简历

朱娟，女，汉族，中共党员，1990年04月18日出生，四川广安人。

2008.09-2012.06 电子科技大学通信与信息工程学院 通信工程 工学学士

2012.09-2015.06 电子科技大学通信与信息工程学院 电子与通信工程 工程硕士

### 2.获得奖励

2012.10 研究生一等奖学金

2013.10 研究生一等奖学金

2014.10 研究生二等奖学金

### 3.参与项目

2012.06 - 至今 面向 IMT-Advanced 新型基带处理共性技术研究

2013.09 - 2013.12 灵活光传送网络通用 PHY 层逻辑功能子模块研究

2013.12 - 2014.04 综合电子硬件客观化 FMEA 工程实现研究