

## 摘要

随着移动通信技术的快速发展,移动通信市场日益激烈的竞争,无线通信系统呈现出多样化、移动化、宽带化和 IP 化的势态。为了应对来自 WiMAX, Wi-Fi 这些或传统或新兴的无线宽带接入技术的挑战,增强 3G 在宽带无线接入这个市场的竞争力,3GPP 开展了长期演进(Long Term Evolution ,LTE) 技术的研究,以期实现 3G 技术向 B3G 和 4G 技术的顺利过渡。

小区搜索是 LTE 物理层的关键同步技术之一。其目的是为了让用户终端与其所在的小区获得时间同步,与此同时获得本小区的识别号,以便读取本小区的一些基本广播信息。小区搜索主要分为两类,初始化小区搜索和相邻小区搜索。在相邻小区同频的情况下,搜索的方法基本相同。本文主要研究的是初始化小区搜索。

本文首先介绍目前国内外对于小区搜索算法的研究现状,然后介绍了 LTE 物理层协议,其中规定了 LTE 系统的无线帧结构和下行物理信道。在设计之前对近年的几种系统中小区搜索的实现方法和部分 OFDM 同步算法做作介绍和分析。

通过分析,小区搜索算法的关键问题都集中在对于主同步信号和辅同步信号的检测。因此本文就从主、辅同步信号的检测算法入手改进小区搜索算法,给出了一种简化的小区搜索算法步骤,分为两步,分别是主同步信号检测和辅同步信号检测。本文的核心内容就围绕这两个步骤展开,先分别描述了两种信号的生成过程,并对传统的检测算法进行介绍和分析,由于传统算法复杂度过高,并且对于频率偏移造成的影响较敏感,本文在此基础上给出了简化算法,很大程度上降低了算法的复杂度,而且在具有较大频率偏移的环境下,其性能也可以保持较稳定的水平。

最后对本文给出的小区搜索方案进行了仿真验证。仿真结果表明本文给出的改进的主同步检测算法,在低信噪比和大频率偏移的环境中,仍然能获得较佳相关峰值;改进后的辅同步检测算法能正常检测出相关信息并将计算量大幅降低,简化了实现过程。

关键词: LTE, 主同步信号, 辅同步信号, 小区搜索, 循环前缀

## Abstract

With the rapid development of mobile communication technology, and increasing competition of the mobile communication market, wireless communication shows the property of diversity, mobility, broadband and IP transmitted. To response the challenges from WIMAX, WI-FI those traditional or rising wireless broadband access technology, and to enhance the competition of 3G in this market, 3GPP technology group carried out the technology research of Long Term Evolution in order to achieve 3G and 4G technology to B3G smooth transition.

LTE Cell Search is one of the key physical layer synchronous technologies. Its purpose is to allow user terminals to get time synchronization from local cell, at the same time to obtain the identification number of the cell in order to read basic cell broadcast messages. The Cell Search can be divided into two kinds: Initialized Cell Search and Adjacent Cell Search. In the case of using the same frequency among adjacent cells, the algorithms between Initialized Cell Search and Adjacent Cell Search are basically the same. In this paper we mainly studying Initialized Cell Search.

This paper firstly outlines domestic and international current status of Cell Search algorithm, and then introduces the LTE physical layer protocol, which defined the system radio frame structure of LTE and down-link physical channels. This paper briefly research and analysis part OFDM synchronous algorithm and the realization of Cell Search in several systems in recent years before design proposal.

With analysis we know the key problem of Cell Search is concentrated in the detection of Primary and Secondary synchronous signals. In this paper, we improve Cell Search algorithm according those two signals, and give a simplified Cell Search steps, which is divided into two processes, the detection of Primary synchronous signal and the detection of Secondary synchronous. This paper firstly described the process of generating two signals, and then analyzed the traditional detection algorithm. As the complexity of traditional algorithm is too high, and the algorithms are more sensitive to the impact of the frequency offset, a simplified algorithm is given to reduce the complexity of the algorithms, whose performance can be maintained stable levels even in an environment with large frequency offset and noise.

Finally, the cell search scheme presented in this paper were verified by simulating. Simulation results show that the Primary synchronous detection algorithm given by this paper, can still get a better correlation peak in an environment of low SNR

and large frequency offset;improved secondary synchronous detection algorithm can correctly detect the relevant information and significantly reduced the computation,simplified the implementation process.

**Key words:**LTE, PSS, SSS, Cell Search, CP

## 第一章 绪论

### 1.1 课题背景

随着移动通信技术的快速发展,移动通信市场日益激烈的竞争,促使无线通信系统呈现出多样化、移动化、宽带化和 IP 化的势态。为了应对来自 WiMAX, Wi-Fi 这些或传统或新兴的无线宽带接入技术的挑战,增强 3G 在宽带无线接入这个市场的竞争力,3GPP 很有先见之名的开展长期演进(Long Term Evolution ,LTE) 技术的研究,以期实现 3G 技术向 B3G 和 4G 技术的顺利过渡,事实证明这个发展计划是很有前景也是很明智的。LTE 技术的预期目标是实现更高的数据传输速率、更短的传输时延、更低的投资成本,更高的系统容量以及更广更宽的覆盖范围。

LTE 是 3GPP 在 2008 年发布的 TS 36.300 V8.5.0 规范中新定义的移动通信标准。LTE 系统能够提供具有良好网络服务质量,而且高于目前 3G 系统的高数据传输服务。这就要求 LTE 在只有有限频谱资源和存在由多径衰落造成的符号间干扰的环境中,在 FDD 和 TDD 两种模式的信道上具有可靠且高速率的通信。由于正交多址接入技术(OFDMA)能够提供高频谱利用率、简单的接收机制、还有在多径环境中的系统健壮性等优势,而被选用为 3GPP LTE 系统下行空中接口技术。在上行多址方式采用单载波频分多址(SC-FDMA)技术。

与此同时 LTE 将把本来支持的最大系统带宽 5MHz,增加到后来的 20MHz。在带宽上的改变迫使 3GPP 放弃使用了很长时间,而且在技术上已经很成熟的码分多址技术,因为码分多址技术对于实现 5MHz 以上的大带宽时,技术复杂度太高,耗费成本过高。在选用新的核心传输技术上并没有过多的争议,最终选用了正交频分多址技术(OFDM)。在无线接入结构上,为了有效的减少用户层面的交互延迟,LTE 去掉了原来系统中的一个重要的部件,无线网络控制器(RNC)。在系统架构上,LTE 用现在的 eNodeB 取代了原来的 Node。相应的 LTE 在各方面做出的重大调整使得现行系统丧失部分后向与 3G 系统的兼容性。换句话说,LTE 系统虽然可以在 3G,也就是国际移动通信 2000,现有频谱的基础上部署,但是在网络方面和终端方面都需要做出大规模设备更换,不可不谓投资巨大<sup>[1]</sup>。

### 1.2 国内外研究现状

众所周知的 3G 三大标准阵营(WCDMA、CDMA2000 和 TD-SCDMA)全部积极投身到 LTE 的开发中来。不同于数年前的 3G 热潮,不仅传统的通信设备生产厂

商争先推动 LTE 技术向前发展,放眼到世界,几乎遍及世界各地的主流运营商和 GSM 协会也都纷纷加入到这个浪潮中来,在这么强大的推动力下, LTE 的技术发展突飞猛进。在业界热烈且积极的推动下, LTE 已于 2008 年将标准制定出来,目前已经开始筹划试点城市,不久 LTE 将正式投入使用。图 1.1 为 LTE 从启动到研究到规范完成的时间进度表:

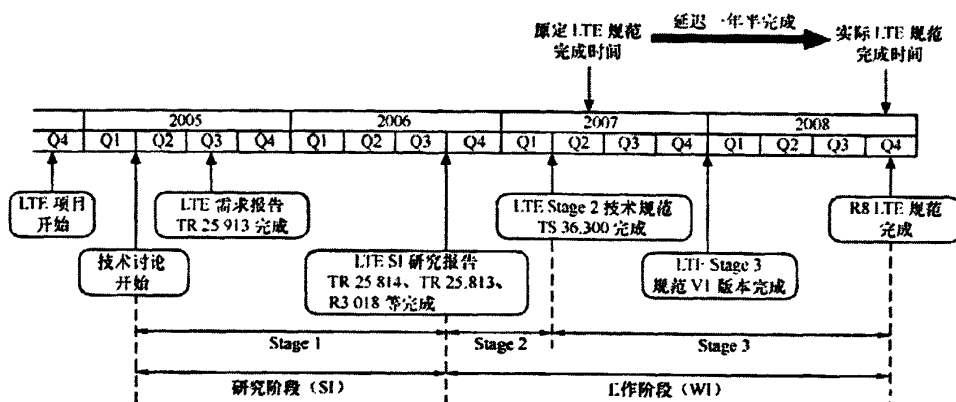


图 1.1 LTE 项目安排进度图

目前 LTE 系统应各国通信系统支持协议的现状,定义了针对两种帧结构的工作模式: LTE-FDD 频分双工(Frequency Division Duplexing, FDD) 和 LTE-TDD 时分双工(Time Division Duplexing, TDD)两种模式。但是由于各国无线技术存在差异、而且使用的频段不同,最后涉及到各个厂家的利益等因素,使得 LTE FDD 获得了压倒性的支持率。支持这种模式的公司多了,愿意投入使用的国家多,直接影响到 LTE-FDD 模式的标准化与产业发展进程都领先于 LTE-TDD。2007 年 11 月, 3GPP RAN1 会议通过了 27 家公司联署的 LTE-TDD 融合帧结构的建议,统一了 LTE 的两种帧结构<sup>[2]</sup>。标准化后的 LTE-TDD 帧结构实际上是在 TD-SCDMA 的帧结构上调整而来的, LTE-TDD 帧结构的确定,鼓励了更多的厂商尤其是中国的厂商,像大唐和中兴等国内前沿厂商,参与到其标准化的工作中来。再加上中国的大力支持和推广使得 LTE-TDD 技术受到了各界乃至各国的广泛关注。这个里程碑的跨步成功将 TD-SCDMA 向 LTE 甚至 4G 标准推进。

中国已经为 LTE-TDD 划分了 155 MHz 的频段如图 1.2 所示,这为 LTE-TDD 的应用创造了必要条件。因此,在中国从频段资源方面来讲, LTE-TDD 比 LTE-FDD 更具有优势。

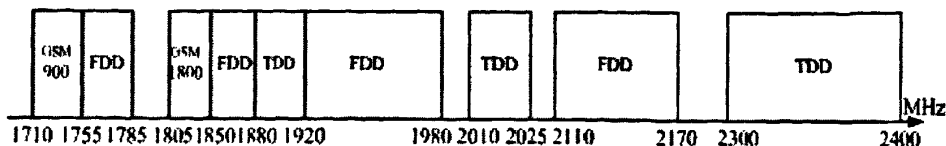


图 1.2 LTE 频段分配图

### 1.3 课题的研究意义

作为 3GPP LTE 物理层很关键的一个同步技术--小区搜索是用户终端向基站建立通信链路的第一步。不管用户终端是在通信的过程中做小区切换，还是在开机以后首次接入小区，都需要依靠小区搜索这一过程与基站建立起连接。用户终端只有在注册到合适的小区后，才能够获取该小区及相邻小区更详细的信息，以便发起其他的物理层过程。一般来说小区搜索，主要是为了让用户终端得到所处小区的定时边界，与此同时获得本小区的识别号，还有获得本小区的一些基本广播信息<sup>[1]</sup>。

LTE 的 E-UTRA 系统和传统的第三代全球陆地无线接入系统不同，由于对可变系统带宽支持的需求，在 LTE 中简单的信道扫描已经不能再满足要求了，标准中要求 LTE 系统能够支持 1.25MHZ、1.6MHZ、2.5MHZ、5MHZ、10MHZ 和 20MHZ 的带宽，所以 LTE 规定小区搜索的工作频率就集中在系统带宽中心的 1.25MHZ 频带内<sup>[1]</sup>。小区的基本配置信息，如小区表示信息、基本的天线配置、系统带宽、CP 长度等都在这个频带内传输，所以小区搜索的过程将主要体现在小区信息的检测上。基于码字序列的小区信息检测是主流技术。

为了获得用户终端和基站的时间同步和帧同步，以及小区的唯一标识码，终端必须对下行的两个同步信号进行检测，主同步信号和辅同步信号。因此目前大多算法都集中于研究如何对这两个同步信号进行检测。所以如何能从两个同步信号中正确解出小区识别码，且在此基础上降低算法复杂度，优化算法以获取更准确的时间同步和帧同步，降低信道噪声和频率偏移造成的影响等，已经成为了 LTE 小区搜索算法研究的重点之一。

目前也有不少机构和公司致力于小区搜索的研究，提出了形形色色的算法，每种算法有其各自的优势，相应的也在采用这些优势的同时引入了一些新的问题。因此，不断完善搜索算法在 LTE 系统投入商用前都是很必要的课题。

小区搜索可以细分为：初始化小区搜索和相邻小区搜索。在相邻小区同频的情况下，小区搜索的方法基本相同。本文主要研究的是初始化小区搜索，以后文章中提到的小区搜索都是指的这种方式。

本课题的研究意义在于：

- 1、研究和调整算法结构，以求能在准确检测小区信息和向上同步的基础上，减少繁杂的步骤，一定程度上提升搜索速度。

- 2、研究和改进对 PSS 信号的检测方法，以求在进行相关检测时获得更好的相关峰值，从而提高检测的准确度，有效降低高斯白噪声和频偏对信号源的干扰。

- 3、当前对于 SSS 信号的检测都是采用与 168 个本地副本相关的方式，这种思

路计算量很大，硬件开销也很大。通过研究和改进对 SSS 信号的检测方法，以求降低算法的计算复杂度，减少硬件开销。

## 1.4 论文的结构

本文主要的研究内容，是针对 LTE-TDD 系统的一种小区搜索的整体实现方案，其中包括算法说明和仿真实现。本文中的这种算法亦可以用于 LTE-FDD 系统，由于篇幅有限，文中就不对 LTE-FDD 模式下的性能做仿真验证，在 FDD 模式下的算法，可以直接参照 TDD 方式。

本文共分为五章，其中第一章为绪论，主要介绍了 LTE 系统的技术背景，以及目前国内外在 LTE 领域的研究现状和本课题的研究意义。

第二章则主要介绍了 LTE 系统 FDD 模式和 TDD 模式下的物理层标准，并对两种模式的帧结构进行了对比。由于小区搜索需要通过接收下行信号来实现，故本章的介绍主要侧重下行链路公共信道的描述。

第三章对相对较近的三种系统，从 UMTS 到 TD-SCDMA 再到 LTE 系统中的小区搜索的实现过程进行了简单介绍，这样有助于对 LTE 系统改进后的小区搜索进程和算法的理解。由于小区搜索主要针对下行链路进行，而 LTE 下行链路的空中接口技术采用的是 OFDM，然后本章又对基于 OFDM 的同步算法原理和一些传统的算法做了简单的介绍和分析。为后面的算法引入做铺垫。

第四章是本文的重点，主要对文中给出的一个比较系统的小区搜索方案进行分析和验证，该方案依据 LTE 的标准规范，主要是针对 LTE-TDD 模式。这个方案的内容包含了小区搜索的流程以及各个检测模块的算法选择和改进。其中对 SSS 信号的检测算法做了比较大的调整，获得了更低的计算复杂度。这一章主要分成三个部分，第一部分描述本文采用的小区搜索流程，第二、三部分是本章的重点，分别介绍 PSS 和 SSS 的改进检测算法，并在每一部分的最后对设计的方案进行了仿真验证。

最后第五章是论文的总结与展望，对目前完成的工作进行总结，阐述研究过程中遇到的困难，并提出目前研究成果的不足以及将来的改进。

## 第二章 LTE 系统的物理层描述

为了便于分析 LTE 系统的小区搜索算法,本章对 LTE 系统的 FDD 模式和 TDD 模式的物理层标准做简要介绍。主要参考 3GPP 关于 LTE 系统的物理层技术标准 3Gpp 36.211, 以及文献<sup>[1]-[5]</sup>。由于篇幅有限,本章将只介绍与本论文密切相关的物理层关键内容。

### 2. 1LTE 系统的无线帧结构

LTE 支持两种不同的无线帧结构即类型 1 和类型 2 帧结构, 两种类型的帧长均为 10ms, 前者适用于 LTE-FDD 模式, 后者适用于 LTE-TDD 模式。

LTE 物理层协议规定, 在时域中时间长度的表示以  $T_s$  作为基本单位, 其中  $T_s$  可以表示为  $T_s = 1/15000 \times 2048 S$ 。

#### 2. 1. 1 帧结构类型 1

LTE-FDD 采用帧结构类型 1, 一个无线帧的长度可表示为  $T_f = 307200 \times T_s = 10ms$ , 每个无线帧被分成 10 个等长子帧, 一个子帧内有两个常规时隙, 每个常规时隙长  $T_{slot} = 15360 \times T_s = 0.5ms$ 。每个无线帧内的时隙按照从 0 到 19 编号。如图 2.1 所示:

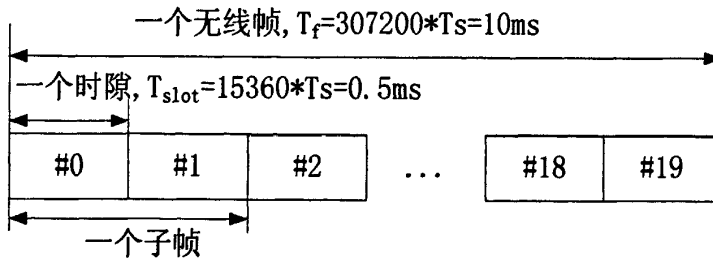


图 2.1 LTE-FDD 帧结构

FDD 这种模式下, 在 10ms 无线帧间隔内, 10 个子帧用于上行传输, 10 个子帧用于下行传输并且上下行在频域上是分开传输的<sup>[1]</sup>。

#### 2. 1. 2 帧结构类型 2

LTE-TDD 采用帧结构类型 2, 这种模式中一个无线帧分成两个半帧, 每个半帧时长均为 5ms。每个半帧内包含 1 个特殊子帧和 4 个数据子帧, 如图 2.2 所示:



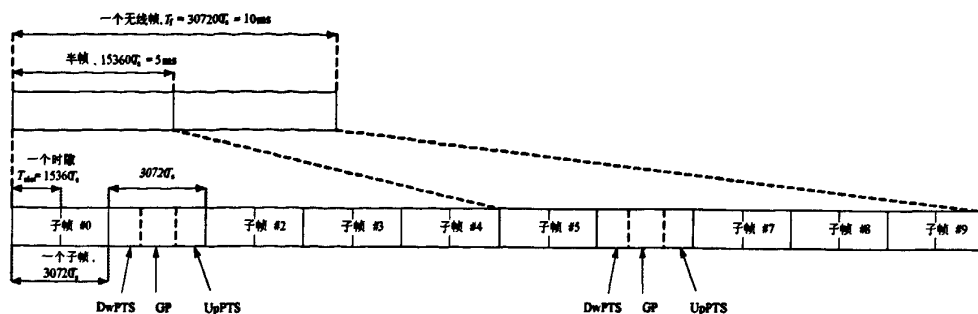


图2.2 LTE-TDD 帧结构

其中，特殊子帧由下行导频时隙(DwPTS)、保护时隙(GP)和上行导频时隙(UpPTS)组成。下行导频时隙可用于小区搜索，上行导频时隙用于上行同步，保护时隙不传送任何信号，只为上下行之间提供间隔保护以避免上下行之间出现交叉干扰。每个常规时隙的长度为0.5ms，而这三个特殊时隙的总长度为1ms，且下行导频时隙和上行导频时隙的长度可配置。下行导频时隙的长度为3~12个 OFDM 符号，上行导频时隙的长度为1~2个 OFDM 符号，相对而言上行导频时隙的长度比较固定，可以避免过多的选择，从而简化了系统的设计。相反保护时隙和下行导频时隙具有很大的灵活性，这些都是为了使保护时隙的位置和长度可调节，用来支持不同大小的小区半径，以此来提供和不同上下行比例的时分同步码分多址系统共存的可行性。一个子帧内包含的 OFDM 符号是固定的，以常规 CP 为例，一个子帧内有14个 OFDM 符号，因此相应的保护时隙长度就为1~10个 OFDM 符号。特殊时隙的详细长度配置见表2.1:

表 2.1 特殊时隙长度配置表

配置	常规CP			扩展CP		
	DwPTS	GP	UpPTS	DwPTS	GP	UpPTS
0	6592Ts	21936Ts	2192Ts	7680Ts	20480Ts	2560Ts
1	19760Ts	8768Ts		20480Ts	7680Ts	
2	21952Ts	6576Ts		23040Ts	5120Ts	
3	24144Ts	4384Ts		25600Ts	2560Ts	
4	26336Ts	2192Ts		7680Ts	17920Ts	
5	6592Ts	19744Ts	4384Ts	20480Ts	5120Ts	5120Ts
6	19760Ts	6576Ts		23040Ts	2560Ts	
7	21952Ts	4384Ts		-	-	-
8	24144Ts	2192Ts		-	-	-

与帧结构类型 1 不同的是类型 2 继承了 TD-SCDMA 系统，沿用了特殊帧。这也决定了 LTE-TDD 的一个新的特性，支持 5ms 和 10ms 的上下行切换点，简单来说

就是根据特殊子帧出现的频率，把帧结构类型 2 分成 5ms 周期帧结构和 10ms 周期帧结构。

5ms 周期的帧结构把一个无线帧分成两个半帧，每个半帧均为 5ms，就是我们前面说的这个 TDD 帧结构，这也是我们常用的结构，后面的章节中若没有特别标注，提到的 TDD 模式帧结构指的就是这种。这种周期的前后半帧具有相同的上下行子帧比例和完全相同的结构，并且两个半帧都有特殊时隙。10ms 周期的帧结构，在一个 10ms 无线帧内就只有一个特殊子帧，且位于前半帧，其他的都是常规子帧。

对于以 5ms 为上下行切换周期时，2 号子帧和 7 号子帧总是用于上行。对于以 10ms 为上下行切换周期时，在第 1 个半帧内三种特殊时隙都有，在第 2 个半帧内只有下行导频时隙，且长度为 1ms。在这种模式下前半帧的上行导频时隙和 2 号子帧用作上行，7 号和 9 号子帧用作下行。而对于 0 号子帧和 5 号子帧来说，不管在那种周期模式下都用作下行子帧。详细情况见下表 2.2:

表 2.2 TDD 上下行子帧切换点配置表

配置	上下行切换周期	子帧号									
		0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
0	5 ms	D	S	U	U	U	D	S	U	U	U
1	5 ms	D	S	U	U	D	D	S	U	U	D
2	5 ms	D	S	U	D	D	D	S	U	D	D
3	10 ms	D	S	U	U	U	D	D	D	D	D
4	10 ms	D	S	U	U	D	D	D	D	D	D
5	10 ms	D	S	U	D	D	D	D	D	D	D
6	5 ms	D	S	U	U	U	D	S	U	U	D

LTE 支持的最大带宽为 20MHz，系统可配置的带宽有 20M，15M，10M，5M，3M，1.4M。系统是通过分配资源块(Resource Block, RB)来进行资源分配，不同的带宽分配的资源块数量也就不相同。资源块的数量等于带宽除以 12 乘以子载波间隔(以  $\Delta f = 15\text{kHz}$  为例)。每一个资源块在时间上，包括一个时隙占用的时域资源，在频域上包括 12 个子载波占用的资源。资源粒子(Resource Element, RE)是一个 OFDM 符号上的一个子载波所占用的资源，如图 2.3 所示，那么在常规 CP 模式下，一个资源块就包含  $12 \times 7$  个资源粒子。

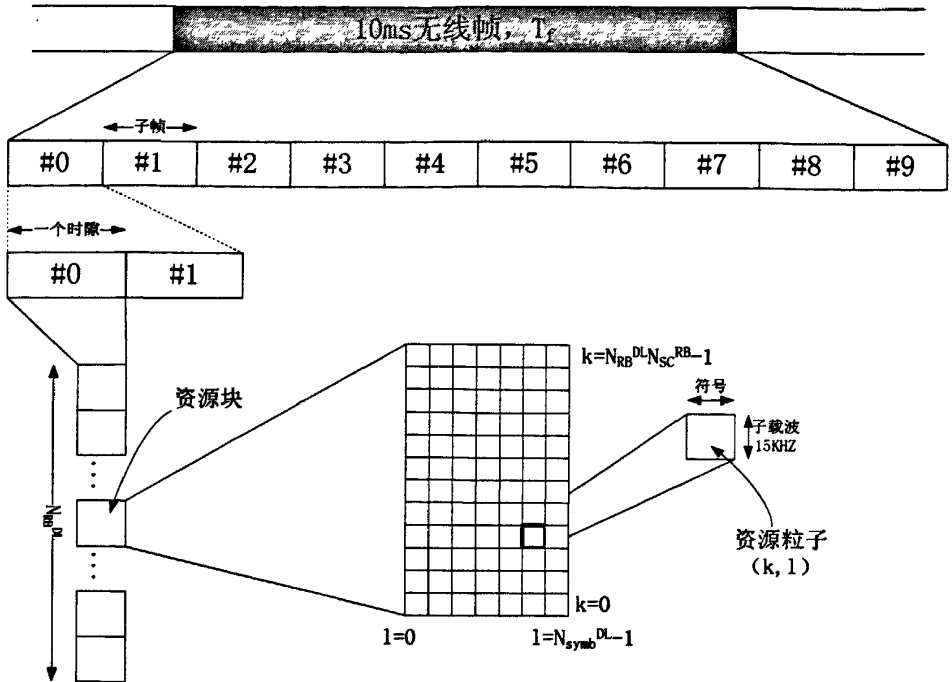


图 2.3 LTE-TDD 结构资源分配图

在下行子帧中，一个时隙的 OFDM 符号个数由循环前缀的长度和子载波间隔决定。如表 2.3 所示：

表 2.3 下行物理资源块配置表

配置		$N_{sc}^{RB}$	$N_{symb}^{DL}$
常规 CP	$\Delta f = 15 \text{ kHz}$	12	7
扩展 CP	$\Delta f = 15 \text{ kHz}$		6
	$\Delta f = 7.5 \text{ kHz}$	24	3

## 2.2 下行物理信道和信号

物理信道分为下行和上行，由于小区搜索的过程只涉及到部分下行物理信道，这一节只介绍下行物理信道和物理信号。下行物理信道主要包括：

- (1) 物理广播信道 (PBCH, Physical Broadcast Channel)
- (2) 物理下行共享信道 (PDSCH, Physical Downlink Shared Channel)
- (3) 物理多播信道 (PMCH, Physical Multicast Channel)
- (4) 物理控制格式指示信道 (PCFICH, Physical Control Format Indicator Channel)
- (5) 物理下行控制信道 (PDCCH, Physical Downlink Control Channel)
- (6) 物理 HARQ 指示信道 (PHICH, Physical HARQ Indicator Channel)

下面详细介绍几个主要的下行物理信道的作用。

### 2.2.1 物理广播信道 PBCH

物理广播信道主要用来广播系统带宽信息和物理 HARQ 指示信道信息。其上传输的广播信息分为块：

① 系统信息块 (System Information Block) 这些信息全部复用到一块，在物理层使用下行共享信道发送；

② 主信息块 (Master Information Block, MIB) 里面包含了非常少的系统参数，但是发送频率非常频繁，承载在 PBCH 上。

其中主信息块的信息比特总共有 24 位，分别为：

① 3 位 DL\_bandwidth，能够表示 6, 15, 25, 50, 75, 100 六种带宽形式。

② 1 位 PHICH\_Duration，表示循环前缀的常规模式 (Normal) 或者扩展模式 (Extend)。

③ 2 位 PHICH\_Resource，对应于 PHICH 的参数  $N_g = \{1/6, 1/2, 1, 2\}$ 。

④ 8 为系统帧数 (System Frame Number, SFN)

⑤ 10 位预留比特 Space。

BCH 在传输层的信号处理过程如图 2.4 所示：

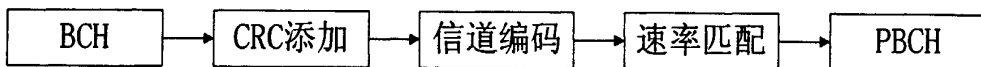


图 2.4 BCH 传输层信号处理过程

在时域中，物理广播信道占用 4 个无线帧中 0 号子帧中的 1 号时隙的 4 个符号，每个符号上 72 个子载波，并且按照  $(n, l), (n+1, l), \dots, (n+71, l); (n, l+1), \dots, (n+71, l+1); \dots, (n, l+3), \dots, (n+71, l+3)$  的顺序将数据一一映射进去，其中  $l=0, 1, 2, 3$ ，分别代表 4 个连续无线帧， $n$  为整数个下行子帧所占用的最中间的 72 个子载波。

BCH 映射到 PBCH 上，而 PBCH 在 40ms 里面发送 4 次。经过信道编码后的 PBCH 传输块一共 1920bit，分为 4 组，每组 480bit 并且每组是自解码的，即这四组传输块中任意一组，都可以解调出 PBCH 携带的 MIB 信息。因此在信道质量比较好的情况下，用户终端只需要解一个无线帧上的 PBCH，就可以得到 40ms 内欲传输的全部信息。

速率匹配时产生了 4 个用于无线帧的 PBCH 编码块，然后统一进行加扰调制。但是这 4 段编码块采用不同的扰码，以实现干扰随机化。对于基站端来说，传输时间间隔 (TTI) 为 40ms，即每隔 40ms 将广播一次 BCH 上应该发送的主信息块上的数据。详细见图 2.5:

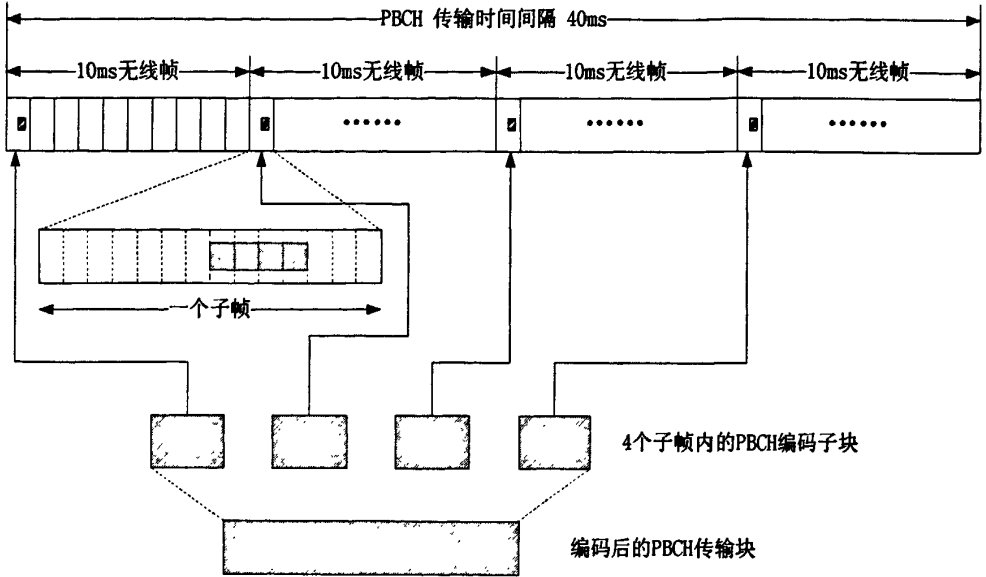


图 2.5 PBCH 编码传输示意图

在接收物理广播信道时主要需要解决两个问题：一是，天线配置未知。由于配置不同的发送天线要求接收端 MIMO 检测的操作也不相同，并且循环冗余校验码（CRC）的掩码也不相同。这时可以轮流尝试发送天线分别为 1, 2, 4 的情况；也可以根据小区专用参考信号进行发送天线估计，通过估计后再进行 MIMO 检测。二是，不确定接收到的 10ms 无线广播信号是 40ms 中的哪一段，因此使用那一段扰码解扰也不可不知，可以采用的方法是轮流使用 4 段中的一段进行检测，直到循环冗余校验码正确为止<sup>[2]</sup>。

### 2.2.2 物理控制格式指示信道 PCFICH

物理控制格式指示信道主要作用是指示物理下行控制信道 PDCCH 所占的符号个数，用一个 32 比特的数来表示，取值范围在 1 到 4 之间。

表2.4 PDCCH 使用的 OFDM 符号

子帧	当 $N_{RB}^{DL} > 10$ PDCCH的OFDM符号数	当 $N_{RB}^{DL} \leq 10$ PDCCH的OFDM符号数
帧结构类型 2 的 1 号子帧和 6 号子帧	1, 2	2
在同时支持 PMCH 和 PDSCH 的载波上的 MBSFN 子帧数 (1 或者 2 个小区专用天线)	1, 2	2
同时支持 PMCH 和 PDSCH 的 载波上的 MBSFN 子帧数 (4 个小区专用天线)	2	2
不支持 PDSCH 的载波上的 MBSFN 子帧数	0	0
其他情况	1, 2, 3	2, 3, 4

表2.4就显示了 PDCCH 在各种不同的状况下, 占用的符号个数。PCFICH 使用下行子帧的第一个符号, 其具体位置由  $N_{cell}^{ID}$  决定。占用16个资源粒子, 且每个子帧传输一次。

### 2.2.3 物理下行控制信道 PDCCH

PDCCH 在每个下行子帧中传送, 用来描述当前下行子帧的资源分配情况, 也用于描述若干子帧之后的上行子帧的资源授权情况。如表 2.5 所示:

表 2.5 PDCCH 格式

PDCCH格式	控制信道粒子	资源粒子组	PDCCH比特
0	1	9	72
1	2	18	144
2	4	36	288
3	8	72	576

上表给出了 PDCCH 的格式, 每个控制信道粒子 (CCE, control channel element) 中有 9 个资源粒子组 (resource element group)。一个 PDCCH 可能包含 1 个, 2 个, 4 个或者 8 个控制信道粒子, 而同一个下行子帧中可以包含多个 PDCCH。

依照 PCFICH 的指示, 用户终端可以获知 PDCCH 所占用的符号数, 但并不知道 PDCCH 所占用的具体资源块的大小, 只是明确了 PDCCH 所在的时域宽度。

用户终端需要通过监视下行子帧, 来确定分配给本终端的调度信息。在与基站建立通信的过程中, 用户终端需要连续监视多个 PDCCH, 而其中每个 PDCCH 都包

含多个控制信道粒子, 详见下表 2.6:

表 2.6 用户终端监测的 PDCCH

搜索空间 $S_k^{(L)}$			PDCCH $M^{(L)}$	下行控制信息格式
类型	Aggregation level $L$	大小(控制信息粒子内)		
用户终端 专用	1	6	6	0, 1, 1A, 1B, 2
	2	12	6	
	4	8	2	
	8	16	2	
公共	4	16	4	0, 1A, 1C, 3/3A
	8	16	2	

### 2.2.4 物理 HARQ 指示信道 PHICH

PHICH 信道用于基站发送反馈给用户终端的肯定确认(ACK)和否定确认(NACK), 使用 3 个比特来表示 HI=1 或者 HI=0。通常将多个 PHICH 经过正交序列组成一个 PHICH 组, 使之可以在同一组资源粒子中发送。

规范中定义一个 PHICH 通过  $(n_{PHICH}^{group}, n_{PHICH}^{seq})$  来索引<sup>[1]</sup>。其中第一个参数是 PHICH 的组号, 而第二个参数是一个组内的正交序列索引值。在 LTE-TDD 模式下, 第一个参数的取值范围为  $n_{PHICH}^{group} \in [0, m_i \cdot N_{PHICH}^{group} - 1]$ , 其中参数  $N_{PHICH}^{group}$  表示如下:

$$N_{PHICH}^{group} = \begin{cases} \lceil N_g (N_{RB}^{DL} / 8) \rceil & \text{常规CP} \\ 2 \cdot \lceil N_g (N_{RB}^{DL} / 8) \rceil & \text{扩展CP} \end{cases} \quad \text{式(2.1)}$$

$m_i$  由表 2.7 确定。

表 2.7 LTE-TDD 模式下  $m_i$  的取值

上行下行配置	子帧号									
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
0	2	1	-	-	-	2	1	-	-	-
1	0	1	-	-	1	0	1	-	-	1
2	0	0	-	1	0	0	0	-	1	0
3	1	0	-	-	-	0	0	0	1	1
4	0	0	-	-	0	0	0	0	1	1
5	0	0	-	0	0	0	0	0	1	0
6	1	1	-	-	-	1	1	-	-	1

在时域上, PHICH 与 PUSCH 相关连, 其资源与 PUSCH 的授权有关。假设 PUSCH

在第  $n$  个子帧授权给某个用户终端，那么对应的 PHICH 就位于第  $n+k_{PHICH}$  个子帧，如表 2.8 所示。通过索引这两项如式(2.2)和式(2.3)，可以得到确定的 PHICH。

$$n_{PHICH}^{group} = (I_{PRB\_RA}^{lowest\_index} + n_{DMRS}) \bmod N_{PHICH}^{group} + I_{PHICH} N_{PHICH}^{group} \quad \text{式(2.2)}$$

$$n_{PHICH}^{seq} = (\lfloor I_{PRB\_RA}^{lowest\_index} / N_{PHICH}^{group} \rfloor + n_{DMRS}) \bmod 2N_{PHICH}^{SF} \quad \text{式(2.3)}$$

表 2.8 LTE-TDD 模式下  $k_{PHICH}$  配置

TDD 模式上 下行配置	上行子帧序号 n									
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
0	-	-	4	7	6	-	-	4	7	6
1	-	-	4	6	-	-	-	4	6	-
2	-	-	6	-	-	-	-	6	-	-
3	-	-	6	6	6	-	-	-	-	-
4	-	-	6	6	-	-	-	-	-	-
5	-	-	6	-	-	-	-	-	-	-
6	-	-	4	6	6	-	-	4	7	-

经过对部分下行物理信道的简单介绍，下面将给出在开机后，用户终端与基站建立连接的简单过程，如图2.6：

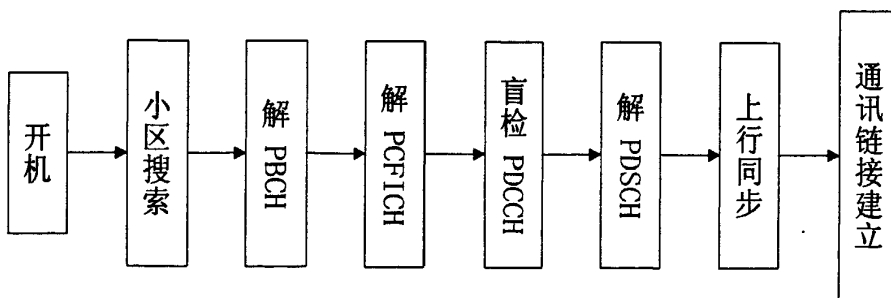


图2.6 开机通讯连接建立过程图

用户终端开机后，首先进行小区搜索，通过检测主同步信号和辅同步信号获得时间同步和帧同步，并且从主辅同步信号中携带的信息获得小区组织识别码和小区内识别码，锁定连接小区。在帧边界确定后，就可以接收 PBCH，通过 PBCH 获得系统帧数，系统带宽和 PHICH 配置信息。此时信道的时域资源已经是已知的，用户终端可以根据 PBCH 中配置信息接收 PHICH，与此同时接收和解析 PCFICH，从中获得 PDSCH 的符号数目。把接收到的 PHICH 和 PCFICH 除去不需要的控制资源粒子，然后搜索 PDCCH。检测 PDCCH 中循环冗余检验的参数，来确定接收下一 PDSCH 中传输的系统信息块，把系统信息块中包含的系统信息上报给上层协议栈，通过不停的接收系统信息来不断完善系统消息完成上行同步，最终完成通信链接建



立。至此用户终端可以随时通话。

### 2.2.5 下行物理信号

下行物理信号对应于物理层使用的资源粒子，包含参考信号和同步信号。在多天传输的情况下，一个资源栅格对应一个天线端口，而每个天线端口是由其相关联的参考信号来定义的。同时一个小区所支持的天线端口数取决于下行参考信号配置。

(1) 下行物理参考信号有：

① 小区专用参考信号 (Cell-specific)，用于在完成时频同步后，解调后续信道，由小区识别码唯一确定。与非单频网多播/广播 (MBSFN, Multicast/Broadcast Single Frequency Network) 传输关联，在支持非 MBSFN 小区的所有下行子帧中传输，在天线端口的 0~3 中的一个或者多个端口上传输。频域中每隔 6 个子载波一个小区参考信号，时域中位于每个时隙的 1 号，4 号符号上，用于信道估计。

② MBSFN 参考信号，与 MBSFN 传输关联，只在分配给 MBSFN 传输的子帧中传输，在天线端口 4 上传输。

③ 终端专用的参考信号 (UE-Specific)。用于支持单天线端口的 PDSCH 传输，在天线端口 5 上传输。由高层通知用户终端是否存在终端专用的参考信号，如果存在，而且是有效的 PDSCH 解调相位参考，用户终端此时可以忽略在天线端口 2 和 3 上的传输数据。

(2) 下行同步信号 (SCH)，用于获取用户终端和基站的同步，以及获得物理层小区 ID 中：

① 主同步信号 PSCH。

② 辅同步信号 SSCH，在一个子帧中，PSCH 和 SSCH 使用相同的天线端口。

同步信号是小区搜索过程中要重点检测的对象，本文将在第四章中详细介绍其生成和检测过程。

## 2.3 下行物理信道处理

下行物理信道处理过程可以大致分为六步：加扰、调制、层映射、预编码和资源映射，如图 2.7 所示。

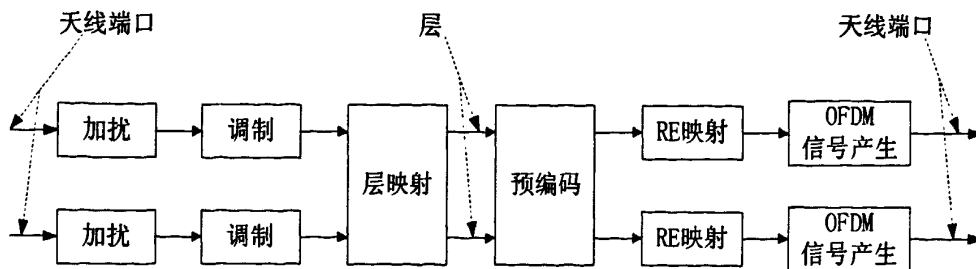


图 2.7 下行 OFDM 信号产生流程

### 2.3.1 加扰

对将在一个物理信道上进行传输的每一个码字中的编码比特字加扰。扰码的根序列为 Gold 序列，每个信道的扰码序列初始值是不一样的。

在调制之前的每一个码字  $q$ ，比特块可以表示为  $b^{(q)}(0), \dots, b^{(q)}(M_{bu}^{(q)} - 1)$ ，都需要进行加扰，利用公式：

$$\tilde{b}^{(q)}(i) = (b^{(q)}(i) + c^q(i)) \bmod 2 \quad \text{式(2.4)}$$

生成经过加扰的比特块  $\tilde{b}^{(q)}(0), \dots, \tilde{b}^{(q)}(M_{bu}^{(q)} - 1)$ 。其中  $M_{bu}^{(q)}$  是在一个子帧中物理信道上传输的码字  $q$  的比特数目， $c^q(i)$  为扰码序列，即伪随机序列定义为长度为 31 的 Gold 序列。扰码序列发生器在每个子帧的开始初始化，其初始化值取决于传输信道的类型。

### 2.3.2 调制

对加扰后的比特块使用相应的调制方式进行调制，得到复制调制符号块： $d^{(q)}(0), \dots, d^{(q)}(M_{Sym}^{(q)} - 1)$ 。物理下行共享信道和物理多播信道可以使用的调制方式有 QPSK、16QAM、64QAM。

### 2.3.3 层映射和预编码

层映射与预编码的实质是把码字映射到发送天线，这个过程的两个步骤。由于码字数量和发送天线数量不同，要把码字流映射到不同的发送天线上，就需要使用层映射和预编码。

层映射首先按照一定的规则，把码字流映射到一个或者多个层上。使得原来的串行数据流转换到空间层面上，预编码再把数据映射在不同天线端口上，资源映射在各个天线端口上进行，然后生成 OFDM 符号并发送出去<sup>[5]</sup>。预编码主要是利用矩阵原理对层映射过程中的系数做处理，以降低误码率。层映射和预编码都分为三种方式：单天线方式，空间复用，发射分段。根据信道的不同，有不同的处理方式，

由于本文不涉及到这方面的内容，故在此就不做过多介绍。

### 2.3.4 资源映射

从每个子帧的第一个时隙起，依照每个维度的增序实行映射。一般来说先进行固定信息的映射，再按照广播信息规定的 HARQ 指示信息指示，映射 HARQ 指示信息；然后在相应的控制符号内其他的资源粒子上，映射控制信息，最后把业务信息映射到剩余的资源粒子上。映射顺序如下：

- ① 确定系统参数；
- ② 参考信号的物理资源映射；
- ③ 同步信号的物理资源映射；
- ④ PBCH 符号的物理资源映射；
- ⑤ PCFICH 符号的物理资源映射；
- ⑥ PHICH 符号的物理资源映射；
- ⑦ PDCCH 符号的物理资源映射；
- ⑧ PDSCH (PMCH) 符号的物理资源映射。

## 2.4 本章小结

本章主要介绍了 LTE 系统 FDD 模式和 TDD 模式下的物理层标准，并对两种模式的帧结构进行了对比。由于小区搜索需要通过接收下行信号来实现，故第二节介绍主要侧重下行链路公共信道的描述。最后为了便于对下行接收信号的理解，在第三节简单描述了下行 OFDM 符号的生成过程，以及对下行物理信道的处理方法等。

## 第三章 同步算法的研究

小区搜索的最终目标是实现用户终端和基站之间的同步，本章首先通过对三种不同系统下的小区搜索实现过程进行简单介绍，以便于对 LTE 系统的小区搜索有个更深入的了解。在 LTE 系统中下行采用了 OFDMA 技术，下行信号是以 OFDM 符号为基础传输的。因此本章在后面一节对部分 OFDM 同步算法做了介绍和分析。

### 3.1 各种系统小区搜索过程介绍

#### 3.1.1 UMTS 小区搜索

在 UMTS 系统中，用户终端同步到小区，需要知道小区帧边界和小区主扰码，通常来说搜索步骤为：

- 1) 通过搜索主同步码获得时隙同步。在 UMTS 系统中只有一个主同步码，所有小区使用的也是同一个主同步码。在整个小区中的主同步信道中，每个时隙(长 0.667ms)的前256个码片中重复传输。这个阶段用户终端会将接收到的信号和本地副本进行匹配滤波相关，包含各种可能存在的定时频偏。可以得到一个相关性曲线，通过相关峰值定位主同步序列位置。从而进一步获得时隙边界定时，即时隙同步。
- 2) 通过辅同步信号解码，获得帧同步。辅同步信号中每个时隙的头256个码片用于传输辅同步码。一个辅同步信号码序列定义为一个码组。UMTS 一共定义了64个辅同步码组。在较好的信道环境下，只需要三个时隙内包含的信息，就足以获得帧定时和码组编号。不过为了在不同的接收环境下可靠解码辅同步信号，需要更长的解码时间。
- 3) 主扰码识别。辅同步信号可以从八个主扰码中确定当前码组。小区选择指定扰码组中的一个作为所有下行行道的扰码，其中包括主公共导频信道。为了检测使用的是哪一个码组，用户终端需要与码组中八个可能的扰码序列进行相关，从中找出已知的公共导频信道序列，在 UMTS 所有的小区中使用的都是相同的公共导频信道<sup>[6]</sup>。
- 4) UMTS 系统帧数(SFN, System Frame Number)检测。UMTS 的主公共控制物理信道承载传输广播信道信息，广播信道只在下行信道传输信息，使用固定的比特率在整个小区上进行广播。然而前面的同步步骤只能提供到10ms 长度，也就是一帧的定时信息，可以说是偶数帧边界位置确定了。只有正确的边界确定了，

才能成功的进行信道解码并且返回一个正确的循环冗余验证。广播信道有效载波承载了系统帧数信息。这一步主要用于小区从 LTE 系统到 UMTS 系统的重选和 UMTS 系统切换的场景<sup>[7]</sup>。

### 3.1.2 TD-SCDMA 小区搜索

TD-SCDMA 系统的小区搜索主要目标是：在 TDD 频带范围内测量出各个载频的宽带功率；通过检测下行导频时隙，搜索 SYNC\_DL 的位置并且确定 SYNC\_DL 的码型；确定当前小区采用的 Midamble(训练序列)码和扰码序列；与 P-CCCH 建立同步，最后读取 P-CCCH 信息。下面做详细介绍：

- 1) 通过搜索 DwPTS 以确定其频率位置。在 TDD 所有有效频带内，测量各个载频的宽带功率。直接从脉冲成型的滤波器或者射频连接器输出端测得的功率，我们称之为宽带功率。TD-SCDMA 规定频带范围在2010MHz 到2025MHz 之间，其间有9个1.6MHz 的频点。也就是说，从位于2010.8MHz 的第一个载波的中心频点到最后一个位于2024MHz 的频点，频点之间以1.6MHz 为间隔<sup>[18]</sup>。在初始小区搜索时，在用户终端的 SIM 卡中没有任何与小区有关的信息，因此首要做的事是通过带宽功率定位。比较9个频点的带宽功率大小，优先在带宽功率最大的频点上搜索下行导频时隙的位置，若找不到搜索左右两个相邻点，若还是找不到，就按照带宽功率的大小顺序逐次查找，直到找到为止。
- 2) 通过 SYNC\_DL 检测，确定 SYNC\_DL 码和准确位置<sup>[6]</sup>。TD-SCDMA 的帧结构与 LTE-TDD 的帧结构很相似，都有下行导频时隙。在 TD-SCDMA 中下行导频时隙由两部分组成，时隙头部是32个码片的保护间隔，剩下的就是64个码片的 SYNC\_DL。对 SYNC\_DL 的检测，主要是利用其良好的互相关性和自相关性。对接收到的数据，取出128码片长度的特征窗数据，然后做快速傅里叶变换，转换到频域，再和存在的32个 SYNC\_DL 分别相关，找到相关峰，用门限条件对其判断。若大于判决门限，那么峰值的位置就是 SYNC\_DL 的位置。用户终端通过下行导频时隙中的 SYNC\_DL 获得和一个小区的下行导频时隙同步，将接收到的属于 PN 序列的 SYNC\_DL 与匹配滤波器进行匹配滤波。从中用户终端可以识别出小区采用的 SYNC\_DL 是32个中的哪一个。
- 3) 识别扰码和训练序列码。TD-SCDMA 系统中规范<sup>[8]</sup>规定在同一个小区范围内32个训练序列码和32个 SYNC-DL 序列码之间一一对应。对于用户终端侧，只要明确小区采用的 SYNC\_DL，那么小区采用的训练序列码和扰码也就可知了。训练序列码在 P-CCPCH 上传输，而传输 SYNC\_DL 的下行导频信道就位于其后。每个 SYNC\_DL 对应着一组四个基本训练序列，32个 SYNC\_DL 就对应着32个训练序列码组的128个基本训练序列码。上一步已经确定了使用的 SYNC\_DL，

那么其对应的四个训练序列码也就确定了。把这四个训练序列和接收到的训练序列数据进行相关，得到相应的四个冲激响应。其中冲激响应值最大的一个所对应的训练序列就是该小区所使用的训练序列码。

- 4) 读取广播信道信息。广播信道信息在 P-CCCH 物理信道上传输。TD-SCDMA 系统对下行导频信号的 SYNC\_DL 同步码采用不同的相位进行调制，以便识别 P-CCCH。若采用 QPSK 调制的话，可供调制的相位有四个。把连续几个子帧的调制相位结合起来形成一个序列。根据相位序列控制多帧同步只要能定位到标有 P-CCCH 的序列，就等同于找到了 P-CCCH。确定了 P-CCPCH，根据解调出的系统帧数，可以确定 MIB 的位置。从而读取广播信道信息，用户终端就能获取小区配置等相关信息，到此小区搜索结束。

### 3.1.3 LTE 小区搜索

关于 LTE 系统下小区搜索的过程及算法，将在第四章中作详细介绍。下面简单描述 LTE 下的小区搜索涉及的主要内容：

- 1) PSS 信号检测，获取物理层小区组内 ID 和半帧同步。
- 2) SSS 信号检测，获取 CP 长度，物理层小区组 ID 和帧同步。
- 3) 物理广播信道解码，获取重要的系统信息和以 40ms 为周期的系统信息。若是新的小区，那么不需要对广播信道解码，而需要解参考信号来测量新小区的参考信号接收质量，这个参数需要向上报告。

从上面过程分析可以看出，UMTS 系统和 TD-SCDMA 系统下的小区搜索过程较为复杂，而 LTE 的小区搜索过程步骤简单，实现相对容易。

## 3.2 OFDM 同步算法

在 LTE 系统中下行采用了 OFDMA 技术，下行信号是以 OFDM 符号为基础传输的。因此接下来介绍的是基于 OFDM 的同步算法。

无线信号虽然机动性很强、灵活度大，但是在多变和复杂的无线信道里传输会受到多普勒频移、时延、多径衰落等等信道情况影响直接改变传输载波的正交性。用户终端在接收信号时首先应该确定待接收得 OFDM 符号的起始时域位置，然后估计用户终端与发端之间的载波频偏，对接收信号进行载波频偏补偿，最后进行从时域到频域的转换或者解调。如果不能完成准确的帧同步，将会导致从时域转换到频域时的窗口错位，从而引入符号间干扰，使用户终端接收的数据有误。准确的符号同步能够避免各种类似的影响发生，由此可见符合同步的重要性<sup>[9]</sup>。目前，OFDM

的同步算法主要分为两类：一类被称为数据辅助型，这种类型的同步方法需要训练序列，也可以说是基于导频符号，从某种程度上讲降低了数据的传输效率。但是这类算法有估计精度高、捕获速度快，很利于分组数据通信的优点。

其原理是基站端在时域上，将包含已知信息的专门用来做频偏估计、定时同步的 OFDM 训练序列，放在分组数据包的包头，通常是 OFDM 符号前或者是由几个 OFDM 符号组成的一个数据帧的头部。这种序列一般互相关性很好，较多情况选用的是 PN 序列，多天线接入系统中采用的是 GOLD 序列。用户终端对接收到的每帧数据截断，进行固定范围长度内的搜索，这个范围可以称之为“搜索窗”，其大小与硬件性能和接收端初始设定的采样速率有关。然后从截断位置的第一个采样点开始，顺序把接收到的数据与本地存在的同步训练序列进行相关，这个训练序列必须先从频域转换到时域并且求其共轭。做完相关自动移动到下一个采样点重复上述操作。搜索窗长度为多少，就可以得到多少个相关结果。把这些做平方运算或者取绝对值，然后找出其中最大的，这样做的目的是为了取得峰值最大，不受符号影响。把得到的最大值和预定门限相比较，大于门限的相关值就是我们要找的，这个相关值对应位置就是下行信号帧开始的位置，至此完成帧同步。

这类算法一般计算复杂度都比较低。例如早期的文献<sup>[10]</sup>利用 OFDM 符号中导频进频率粗同步和精同步。再到后来，文献<sup>[11]</sup>做了算法改进，通过把前后半部分相同的 OFDM 符号用来做频率的精确同步以及定时同步，然后把紧邻其后的一个 OFDM 符号与前一个符号的时间间隔用来做频率的粗同步。缺点是定时同步不够精确，会有接收范围内的误差。之后文献<sup>[12]</sup>又针对这个问题提出了一种时间同步算法，该算法主要通过利用 PN 序列较好的自相关特性来实现，把接收到的信号和本地的 PN 序列相关，从相关之中找出最大的，即同步峰值方式来实现定时同步。这种方法改善了之前文献的缺点，能获得较高精度的定时同步，并且可以实现频率的粗同步和细同步<sup>[13]</sup>。对于这种类型的同步算法来说，需要使用训练序列或者导频符号来进行频偏估计，而在传输过程中，会受到信道等各方面的影响，导致系统传输效率降低，但是其估计精度要比非数据辅助型的同步算法高。

第二类被称为非数据辅助型，主要工作方式是盲估计。这种方式利用了 OFDM 信号的结构。这里简单介绍一下，OFDM 符号的一个特点。

每个 OFDM 符号之间都会插入一个保护间隔，目的是最大限度的消除符号间干扰。不仅如此对于保护间隔的长度也有要求，必须要大于无线信道的最大时延扩展，这种情况下信道造成的符号的多径分量就不会对其相邻的符号造成干扰了。对于这段保护间隔，可以采取两种应对方式，一是不插入任何信号，那就是一段空闲的传输时段，但是这种情况下，会造成由多径传播导致的信道间干扰，就是前面说到的由于子载波之间的正交性受到破坏而产生的子载波互相间的干扰。另一种方式能有

效的消除信道间干扰,把原来的 OFDM 符号进行周期扩展,在保护间隔里插入扩展信号,也就是说此时保护间隔中的信号和 OFDM 符号末尾同样宽度的部分具有相同的信息,这个时候的保护间隔被称为循环前缀<sup>[14]</sup>。

第二类 OFDM 同步算法就利用了循环前缀和 OFDM 符号后端具有一定的相关性这一特征。用接收数据经过成形滤波之后的循环平稳性用来做估计<sup>[15]</sup>。在这类算法中,以基于 CP 的同步算法为例,每个 OFDM 符号前面都有一个循环前缀,通过检测循环前缀和与其具有相同内容的 OFDM 符号的相关性来做同步。间隔一定的距离采样,若这两个采样点中,一个为 OFDM 符号中用于复制循环前缀的部分,一个为其前缀,那么就可以得到明显的相关峰值;若一个为 OFDM 符号中用于复制循环前缀的部分,一个为其他 OFDM 符号的循环前缀,就得不到相关峰值。其中最常被引用的就是最大似然估计算法。

其他非数据辅助类型还有文献<sup>[16]</sup>提出了的时间和频率同步方法也是基于循环前缀的。在设计循环前缀的初期是为了用于抗多径时域扩展,因此使用循环前缀作同步,并不需要增加开销,从而使得系统带宽效率得到提高。非数据辅助型算法虽然因为不需额外数据提供同步辅助,而具有高带宽效率的优点,但也具有这些有点引入的相应缺点,如计算复杂度明显就比数据辅助类型算法高,还有前面提到的循环前缀在多径衰落信道中,很容易被多径衰落以及高斯白噪声干扰,影响 OFDM 符号的同步结构<sup>[17]</sup>。

### 3.3 本章小结

本章首先在第一节通过对相对较近的三种系统,从 UMTS 到 TD-SCDMA 再到 LTE 系统中的小区搜索实现过程进行简单介绍,这样有助于对 LTE 系统改进后的小区搜索进程和算法的理解。由于小区搜索主要针对下行链路进行,而 LTE 下行链路的空中接口技术采用的是 OFDMA 技术,然后在第二节又对基于 OFDM 的同步算法做了介绍和分析,为下一章将要分析的算法做铺垫。



## 第四章 基于 LTE 的初始化小区搜索算法

前面几章介绍了，小区搜索过程中会涉及到的下行信道，以及使用的帧结构。并对目前的同步算法做了一个简要的分析。本章进一步针对本文的核心内容 LTE 系统的初始化小区搜索算法进行详细分析和验证。

手机用户开机后，终端 UE 做的第一件事就是小区搜索。本章首先介绍目前标准对小区搜索的一些要求和规范，并对小区搜索过程中，两个重要阶段进行详细分析，给出一个系统的，详细的小区搜索方案。其中包括 PSS 检测，CP 检测和 SSS 检测。

### 4.1 小区搜索的步骤

在这一节中首先描述传统的小区搜索流程，然后介绍在 LTE 系统中，用户终端开机后进行的操作，以及这个过程中相应的小区搜索的原理，最后将给出本文采用的小区搜索步骤。

图 4.1 是经过长期讨论后，LTE 最终决定采用的小区搜索流程，各大公司会根据具体应用环境和条件做相应的调整：

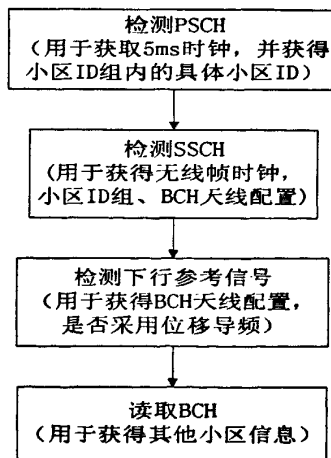


图 4.1 LTE 小区搜索流程

这种规范主张：主同步信号(PSS)和辅同步信号(SSS)必须在一个无线帧时间内(即 10ms)分别传输两次，通过对 PSS 的检测，获得 5ms 定时边界，然后通过 SSS 的检测，获得 10ms 无线帧定时边界。在获得同步后接收下行参考信号，读取 BCH 来获取其他的小区信息，完成用户终端与基站的通讯链接建立。这种规范有一个特征，那就是对小区 ID 进行分组。将小区 ID 分为小区组 ID 可表示为  $N_{ID}^{(1)}$ ，和小区

组内 ID 可表示为  $N_{ID}^{(2)}$  两部分, 通过 SSS 检测小区组 ID, 然后通过 PSS 检测小区内 ID, 将两个 ID 组合获得最后确定的小区 ID。

实际上, 用户终端在开机后会对几个可能是 LTE 频谱范围的中心频点上接收信息, 通过接收信息能量强度来判断周围是否有小区覆盖。在有小区覆盖的情况下有两种情况: 一种是终端仍然保留有关机前使用过的小区的频点等信息, 那么本次开机后就可以尝试在上次曾经驻留过的小区上驻留; 若没有这些信息, 就要在 LTE 系统可能包含的频段范围内进行全频段的搜索, 当搜索到较强的信号, 就尝试在该信号的中心频点周围接收主同步信号(PSS)和辅同步信号(SSS), 由于主同步信号本身具有很强的相关性, 可以通过互相关法直接检测到。从而获得 5ms 时钟, 在此过程中还可以检测出小区内 ID。

对于 FDD 模式的系统来说, 由于 PSS 位于 0 号时隙和 10 号时隙的最后一个符号, 一旦 PSS 的位置确定, 那么半个无线帧的边界也就确定了, 就是常说的半帧定时或者半帧同步。由于每个半帧内传输的 PSS 信号是相同的, 所以整个无线帧定时还需要检测 SSS 信号。对于 TDD 模式的系统来说, 由于 PSS 的位置在一个时隙的中间位置, 在不清楚循环前缀长度的情况下, 只能获取 5ms 时钟, 帧同步还需要对 SSS 信号进行检测。

经过 PSS 信号的检测后, 也就是 5ms 定时后。可以根据 FDD 和 TDD 的不同帧结构模式, 向前移动对位置搜索 SSS 信号, 由于 SSS 信号在 0 号子帧和 5 号子帧内的映射内容不同, 也就是说 SSS 在一个无线帧内的前后两个 5ms 内的内容不同, 可以以此来区别前半帧和后半帧。只要能接收到两个连续的 SSS 信号, 就能完成无线帧定时。并且通过对 SSS 信号的检测, 获取小区组 ID。结合之前在检测 PSS 时获得的小区组内 ID, 就能得到完整的小区 ID。具体过程如图 4.2 所示:

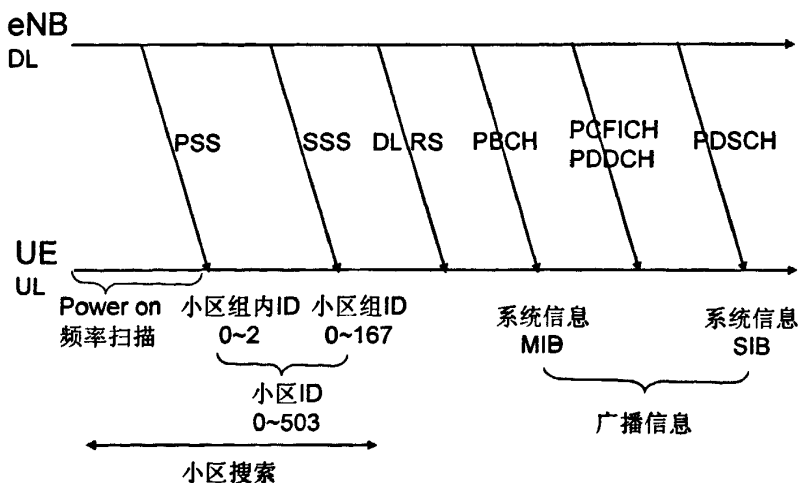


图 4.2 开机通讯链接建立过程

经过前面的步骤, 已经获得无线帧同步, 并确定了小区 ID。接下来就可以通过

解下行参考信号和 PBCH 信道等以获取更多的小区相关配置信息。

由此可见，小区搜索算法的关键问题都集中在对于主同步信号和辅同步信号的检测。因此，要改进小区搜索算法应该从主、辅同步信号的检测算法入手。综上所述，本文针对小区搜索算法的特点给出了简化的小区搜索算法步骤如图 4.3 所示，主要分为两步：

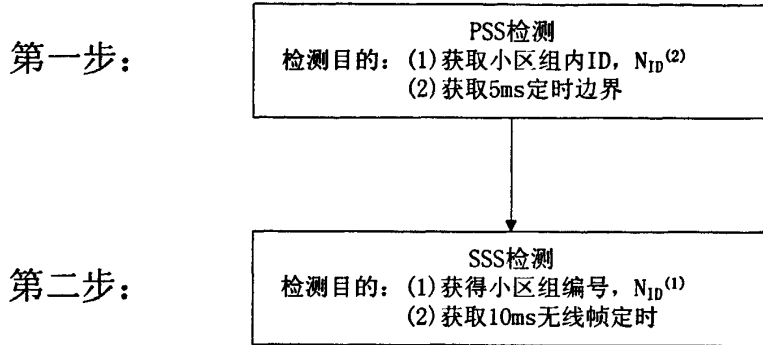


图 4.3 小区搜索算法改进图

第一步进行主同步信号检测，利用这个信号在一个 10ms 无线帧内，固定位置上重复传输两次的特性，来做 5ms 边沿定时，并从其信号内容中解出小区扇区识别码。

第二步进行辅同步信号检测，利用这个信号在一个 10ms 无线帧内，固定位置上传两个不同的序列这一特性，来做 10ms 无线帧定时，并从其信号内容中解出小区组即基站对应识别码。在此过程中，进行辅同步信号检测之前，需要先做循环前缀长度检测，来确定检测信号的位置。

## 4.2 主同步信号检测

LTE 标准规定系统一共使用 504 个物理层小区识别码，即  $N_{ID}^{cell}$ 。分为 168 个物理层小区识别组，对应于 LTE 的 eNodeB，由辅同步信号(SSS)检测得到，表示为  $N_{ID}^{(1)} \in [0 \sim 167]$ ；每一组包含 3 个组内识别码，分别对应于一个 eNodeB 内的三个扇区，由主同步信号(SSS)检测得到，表示为  $N_{ID}^{(2)} \in (0,1,2)$ 。小区扇区划分示意图如图 4.4 所示。结合由主、辅同步信号检测得到的两个识别码，唯一确定小区识别码可表示为：

$$N_{ID}^{cell} = 3N_{ID}^{(1)} + N_{ID}^{(2)} \quad [19] \quad \text{式(4.1)}$$

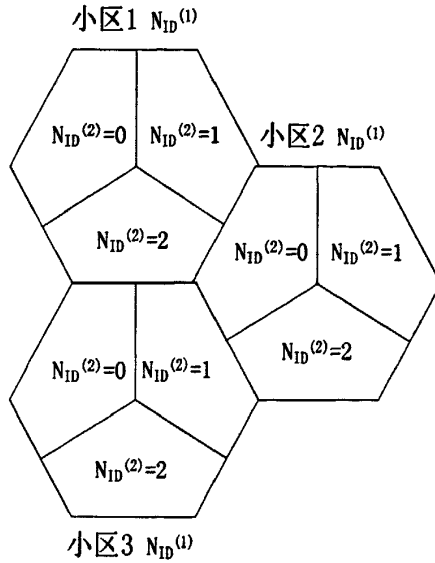


图 4.4 小区扇区划分示意图

### 4.2.1 主同步信号 (PSS)

LTE 标准采用分级的同步信号，即将同步信号分为主同步信号(PSS)和辅同步信号(SSS)，由于分级的同步信号能在低信噪比的条件下实现更快的小区搜索速度<sup>[1]</sup>。

在一帧时间范围中即 10ms，主同步信号每 5ms 传输一次，前后两个 5ms 中的主同步信号是相同的。它由长度为 62 的 ZC 序列在前后各加 5 个 0 后构成，ZC 序列具有良好的自相关性，而且还有很好的峰均比特性<sup>[20]</sup>。这样有利于用户终端开机后在没有任何相关信息的基础上，能较容易的获得主同步信号。主同步信号的生成公式如下：

$$d_u(n) = e^{-j\frac{\pi u n(n+1)}{63}}, n = 0, 1, \dots, 30 \quad \text{式(4.2)}$$

$$d_u(n) = e^{-j\frac{\pi u (n+1)(n+2)}{63}}, n = 31, 32, \dots, 61 \quad \text{式(4.3)}$$

标准<sup>[5]</sup>中定义了三个 PSS 信号，每个 PSS 信号与物理层小区 ID 组内的一个小区识别码相对应。如果只有一个小区公共的主同步信号，那么当用户终端位于小区边缘的时候，将会接收到来自不同几个小区的混合信号，这将导致通过主同步信号获得的信道估计不能分别反映不同小区各自的信道情况。因此需要定义三个不同主同步信号。相邻扇区间使用不同的主同步信号。主同步信号根序列与物理层小区 ID 组内的小区 ID 的对应关系如表 4.1：

表 4.1 小区组内 ID 与根序号对应关系表

$N_{ID}^{(2)}$	根序号 $u$
0	25
1	29
2	34

关于为什么选择这三个作为根序号, 文献<sup>[21]</sup>中有叙述, 当根序号在一半序列长度左右时, 其对大频偏的敏感度是最低的。因此选择  $u=25,29,34$ 。并且可以发现, 当根序号为 29 时生成的主同步信号, 是根序号为 34 时生成信号的复共轭。

在频域中, DC 子载波周围的 6 个资源块(resource blocks)被预定用来传输同步信号。一个资源块中有 12 个子载波。子载波之间有 15KHZ 的间隔, 那么一个资源块就占有 180KHz 的带宽( $12*15KHz$ ), 因此, 在中心频域的左右共有 1.08MHz( $6*180KHz$ )的频率范围被预定, 用来传输同步信号(包含 72 个子载波)。

主同步信号仅使用已预留的 72 个子载波中的 62 个, 而不是全部使用。是因为 UE 使用的是 64 位快速傅里叶变换和较低的采样速率。这种选择为供应商的具体实施提供了便利, 更接近他们目前使用的评测算法, 同时简化了整个进程。在 TD-LTE 模式中, 这种做法也避免了由于与上行解调参考信号的相关性造成的不良影响, 这种上行参考信号和主同步信号使用的是同一种源序列。

## 4.2.2 主同步信号检测算法

### 4.2.2.1 传统检测算法

由于在 LTE 中, 主同步信号的传输周期为 5ms, 所以通过检测主同步信号来获得 5ms 定时边界。上一节讲过主同步信号具有良好的相关性, 因此, 选用基于相关的检测算法。首先对接收信号进行滤波, 然后再做 16 倍降采样, 得到一个时域的信号  $r_{pss}(n)$ 。

然后利用发端产生主同步信号的方法, 在本地生成三个本地 PSS 副本:  $P_{25}(k)$ ,  $P_{29}(k)$ ,  $P_{34}(k)$  分别对应  $N_{ID}^{(2)}=0, 1, 2$ 。此过程在频域中进行, 再将这三个频域信号经过傅里叶反变换(IFFT)转换到时域上:  $P_{25}^*(n)$ ,  $P_{29}^*(n)$ ,  $P_{34}^*(n)$ 。

将接收到的信号与本地三个副本分别相关, 这里以 1.92MHz 的采样速率为例, 经过采样得到 128 个数据, 经过相关得到的三个相关值序列分别为:

$$R_0(n) = \left| \sum_{i=0}^N r_{pss}(n+i) P_{25}^*(n) \right|^2 \quad \text{式(4.4)}$$

$$R_1(n) = \left| \sum_{i=0}^N r_{pss}(n+i) P_{29}^*(n) \right|^2 \quad \text{式(4.5)}$$

$$R_2(n) = \left| \sum_{i=0}^N r_{pss}(n+i) P_{34}^*(n) \right|^2 \quad \text{式(4.6)}$$

最后将得到的每个相关值序列中的最大值进行比较, 取其最大者, 对应的本地副本就是所求。传统的这种检测方法, 是把检测原理直接照搬用于实现, 在抗噪和抗频偏性能上还有待改善。

4.2.2.2 改进的检测算法

前面讲到传统的检测方法，在抗噪和抗频偏的能力上还有待改善。本文在介绍主同步信号的生成原理时，提到文献<sup>[21]</sup>中曾举证，当根序号在一半序列长度左右时，其对大频偏的敏感度是最低的。因此，本文在此基础上做出了改进，以应对较大频偏的情况，采用分段相关的方式来提高性能，这种方式还能降低噪声对信号源的影响：

$$R'(n) = \left| \sum_{i=0}^{N/2-1} r_{pss}(n+i)P_u^*(n) \right|^2 + \left| \sum_{i=0}^{N/2-1} r_{pss}(n+i+N/2)P_u^*(n+N/2) \right|^2 \quad \text{式(4.7)}$$

此处的  $r_{pss}$  是带有频偏的接收信号， $P_u^*(n)$  是不带频偏的本地信号。

经过分段相关得到三个新的相关值序列  $R'_0(n)$ 、 $R'_1(n)$ 、 $R'_2(n)$ ，将每个序列中的最大相关值作比较，其中最大一个相关值所在序列对应的本地主同步信号，就是小区所发送的 PSS，也就能确定  $N_{ID}^{(2)}$ 。例如，若分别当  $n=n_0$ 、 $n_1$ 、 $n_2$  时三个序列分别取得最大值，而  $R'_1(n)$  序列中当  $n=n_1$  时的相关值最大， $P_{29}(k)$  即为所采用的主同步信号，该接收信号中包含的物理层小区组内识别码为 1，并且  $n_1$  所在位置即是主同步信号开始的位置。此时用户终端获得半帧定时同步。主同步信号检测算法的模型如图 4.5。

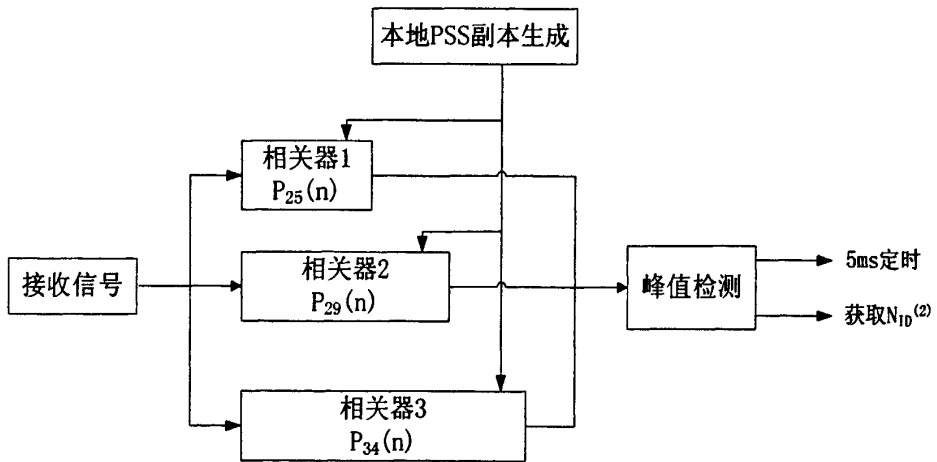


图 4.5 PSS 检测模型

通常来说，接收机接收到的是时域信号，对 PSS 的检测也是在时域进行，那是因为基站在频域中间的 63 个点上（包括 DC 子载波）映射 PSS 序列，而 PSS 序列属于 ZC 序列，因此继承了这种序列的一种优点：该序列转换成时域信号以后仍然有很好的正交性，所以在接收端可以在时域里进行相关检测。而一般正交序列，比如 SSS 采用的  $m$  序列没有这个特点，只有在频域上才能有较好的正交性，这也是为什么在检测 SSS 之前，为了获取最佳检测效果，必须先 FFT 转换到频域才能做相关检测。

接下来我们将通过仿真来验证算法的性能。

### 4.2.3 主同步信号仿真分析

接收信号经过滤波可以降低复杂度。为了满足规范规定的带宽要求，需要进行 30.72MHz 的采样，经过采样会得到 2048 个采样点。由于要进行 3 次相关，每次都要做 2048 点相关，计算量是相当大的。由于 PSS 和 SSS 只位于中间的 62 个子载波上，搜索 PSS 和 SSS 不需要其他子载波上的数据，于是各个公司在实际应用中，为了降低复杂度，采用 16 倍降采样，从 30.72MHz 的采样降到 1.92MHz，把 2048 点相关降到 128 点相关，复杂度大大减少<sup>[22]</sup>。由于若将信号源打包成帧，再在各种信道模型下仿真，需要搭建系统级仿真模型，工作量巨大，时间关系，本文将此工作列入到下一步需要进行的工作中见第五章。最后本文中为了简化仿真过程，将对信号源加噪声和频偏后进行检测。

理论上主同步信号检测可以在时域进行，但是在仿真过程中发现，频域中获得的仿真效果好很多，因此本文的主同步信号检测将在频域中完成。

#### 4.2.3.1 PSS 信号生成仿真

在第 4.2.1 节中，已经介绍了 PSS 信号生成的原理，我们在这一节中将实现 PSS 信号的生成。我们在频域生成 PSS 序列，并且将其映射到资源块中。PSS 信号仿真参数见下表：

表 4.2 信号源仿真参数表

$N_{RB}$	6	$N_{ID}^{Cell}$	102
$N_{SC}^{RB}$	12	$N_{ID}^{(2)}$	0
$N_{OFDM}$	7	CP	常规
AWGN	-10dB	频偏	6.5KHz
u	25	N	128

得到信号源仿真图形如图 4.6 所示。该图显示的是当  $N_{ID}^{(2)}=0$ ，相应  $u=25$  时，在频域中 PSS 序列的幅值分布图。左边一个图是 PSS 序列实部幅值随序列位置变化的分布图，右边一个图是 PSS 序列的虚部幅值随序列位置变化的分布图。4.2.1 节中 PSS 信号的生成公式可以看出，PSS 是中心对称的。而这两个图中幅值的对称性都验证了这一特点。

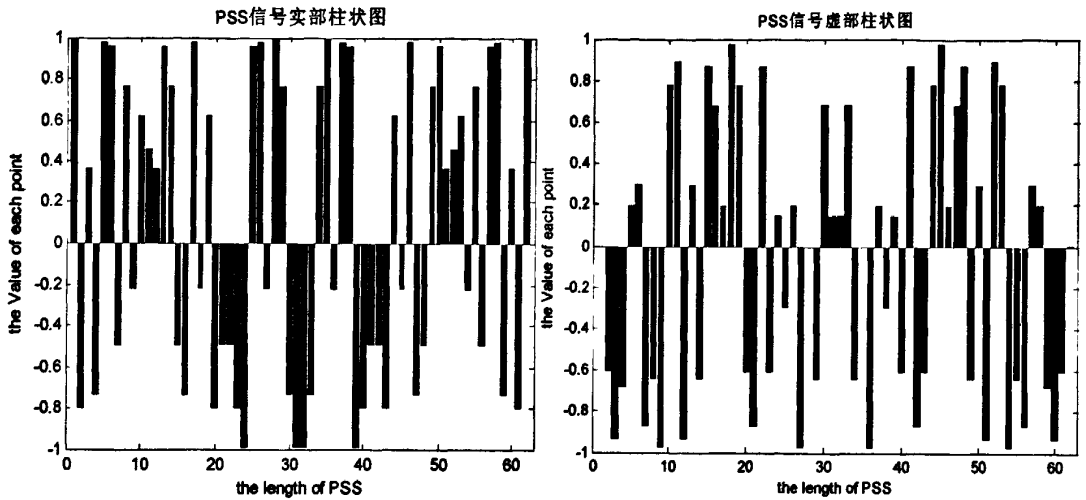


图 4.6 PSS 信号柱状图

从理论上讲 PSS 信号的检测可以在时域中进行也可以在频域中进行,是因为 PSS 序列属于 ZC 序列,故而继承了这种序列的一种优点:该序列转换成时域信号以后仍然有很好的正交性,所以在接收端可以在时域里进行相关检测。但是在实际仿真过程中却发现,频域中获得的仿真效果好很多。因此有必要了解 PSS 序号在时域中和频域中分别的分布特性。

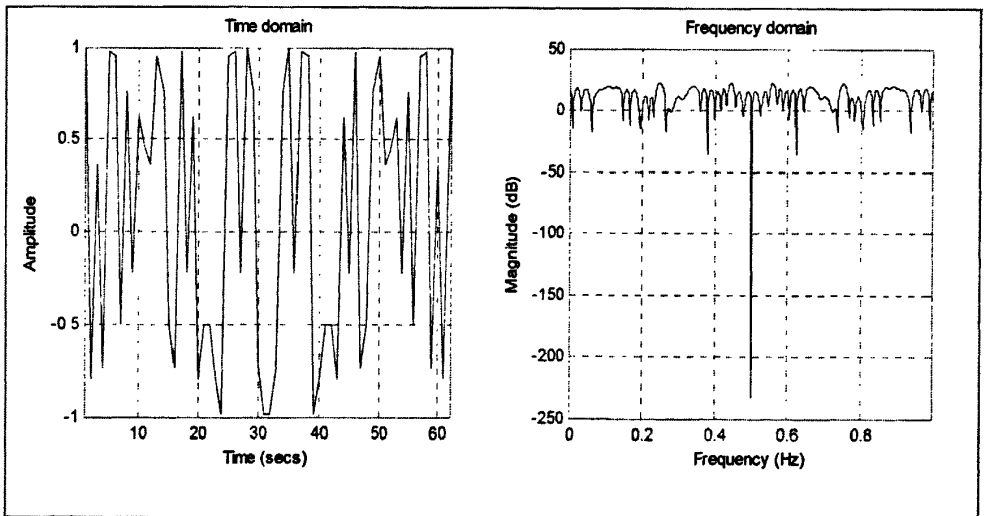


图 4.7 PSS 时频域对照图

图 4.7 左边是时域中 PSS 序列的幅值随时间变化图,由公式(4.2)和(4.3)可知 PSS 信号是中心对称的,此时表现在图中为对称图形。右边是转换到频域中 PSS 序列随频率变化的幅值,在频域中也是对称的。

图 4.8 显示的是将生成信号映射到资源块中的位置,此处我们采用常规 CP 模式,相应的 OFDM 符号为 7 个(即每个时隙中有 7 个 OFDM 符号)作为图形的横坐标,



纵坐标是每个资源块中相应的资源粒子数，仿真参数见表 4.2。

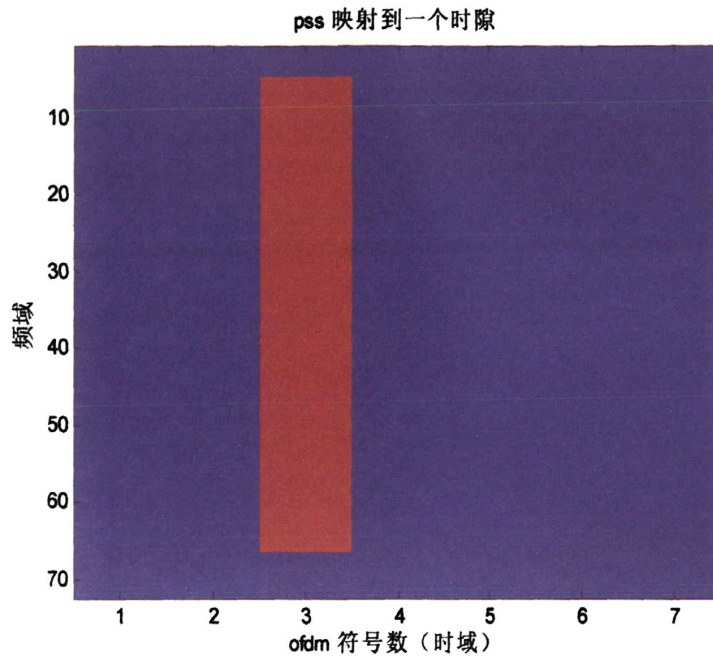


图 4.8 PSS 信号映射位置图

图 4.9 为加性高斯白噪声和频偏对 PSS 信号影响序列图。蓝色线形是发端生成的信号源，绿色线形是加过-10dB 噪声的信号源，红色线形是加过 6.5KHz 频偏的信号源。可以看到低信噪比或者频偏较大的情况下，对源信号影响极大。后面的 PSS 信号检测仿真将针对这两种环境对算法进行检验。

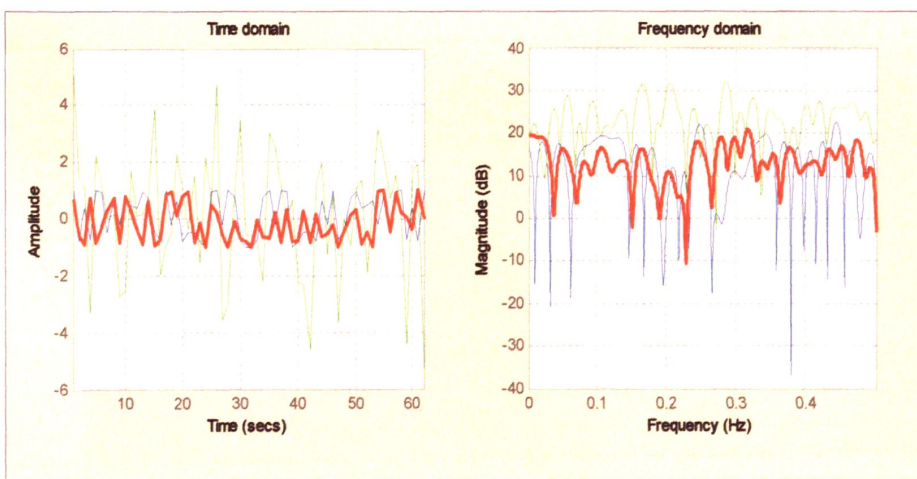


图 4.9 高斯白噪声和频偏对 PSS 信号影响示意图

#### 4.2.3.2 PSS 信号检测仿真

本文在 4.2.2 节中分别介绍了传统的 PSS 检测方法，和本文改进的检测方法，

接下来我们将对两种方法进行仿真比较。两种方案使用的信号源都是经过低信噪比信道干扰的，即加过-10dB 高斯白噪声，并且加入 6.5KHz 频偏。我们先来看传统算法，图 4.10,图 4.11 和图 4.12 分别是当  $u=25$ , 29, 34 时得到的相关峰值示意图。

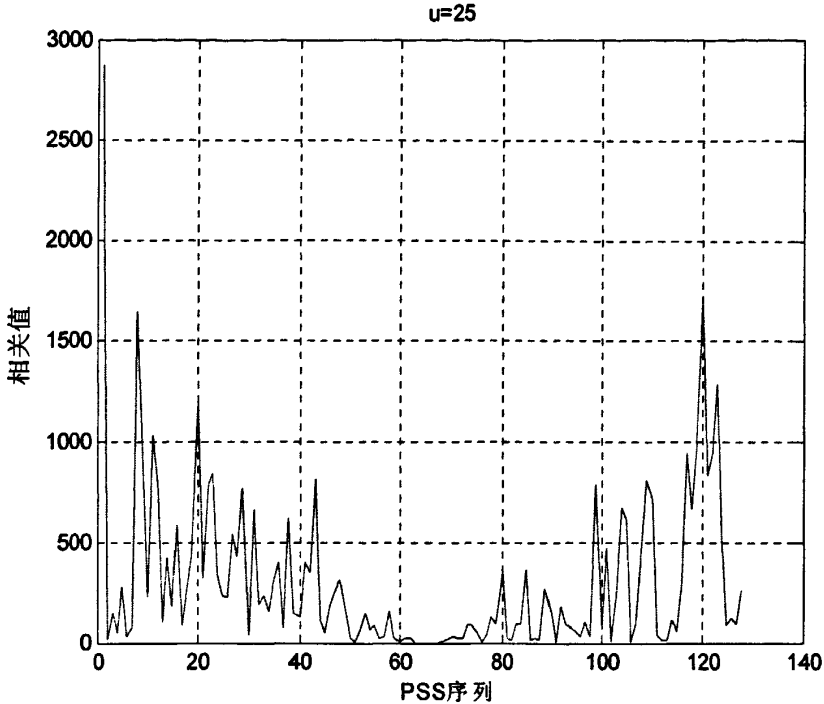


图 4.10  $u=25$  时 PSS 峰值检测示意图

仿真过程中，把接收信号和本地副本进行相关。由于仿真参数中选取的  $N_{ID}^{(2)}=0$ ，也就是当根序号为 25 时应出现最大相关峰值。从图 4.10 中可以看到在主同步信号符号开始的位置出现了一个达到 2800 的相关峰值。完全符合分析情况。

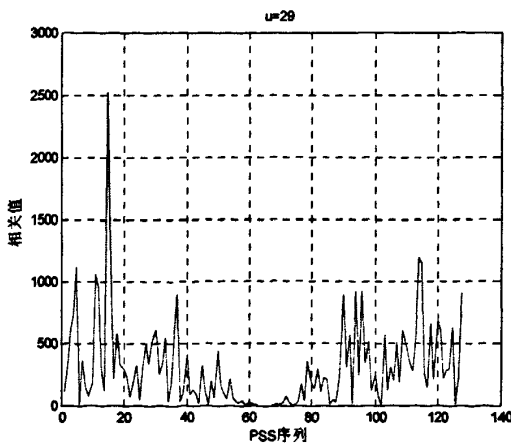


图 4.11  $u=29$  时 PSS 峰值检测示意图

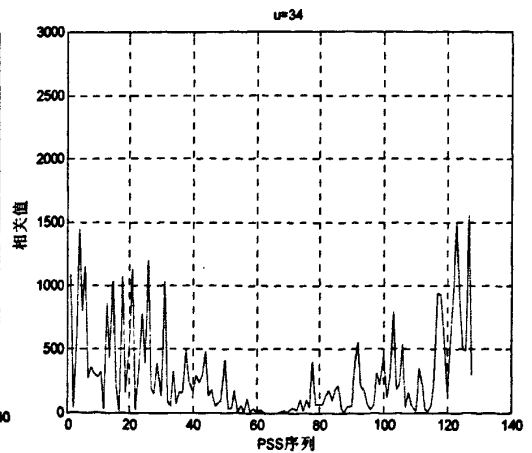


图 4.12  $u=34$  是 PSS 峰值检测示意图

图 4.11 为当根序号为 29 时的相关图，从图中我们可以看到，出现了一个超过 2500 的相关值，虽然其值仍小于最大峰值，但是在检测过程中会造成干扰，情况严

重时会导致相关峰值的误判。

图 4.12 是根序号为 34 时的相关值幅值。波形相对较为平缓，但是由于高斯白噪声信道的噪声干扰每次通过时都是不一样的，因此不排除会出现像图 4.11 中较大相关值的情况。不过若信噪比低于-10dB，就无法再正确解出相关峰。

本文改进后的算法在 4.2.2 节中做了详细介绍，主要是把相关值分成两部分平方后再加和，以得到性能较优的峰值，仿真效果图如图 4.13，图 4.14 和图 4.15 所示：

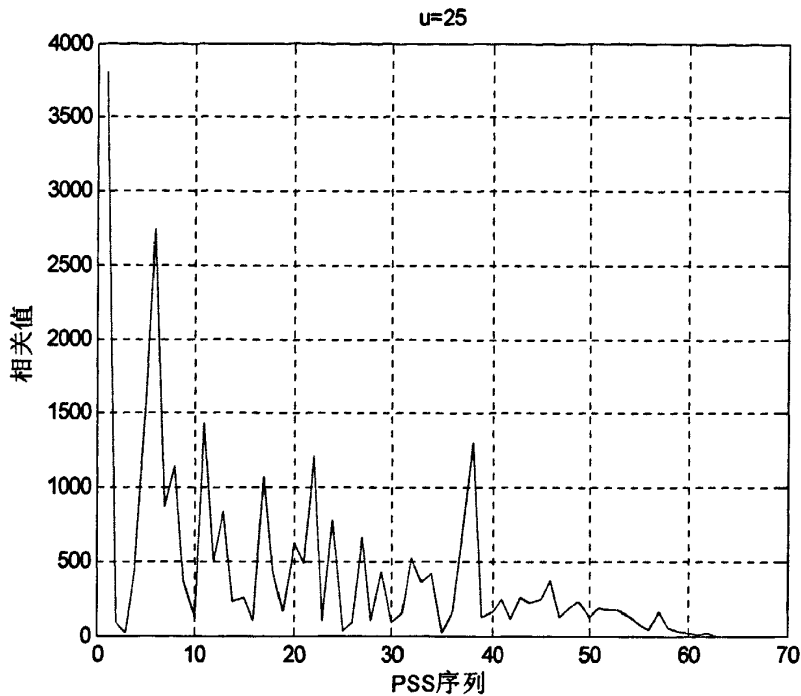


图 4.13  $u=25$  时改进算法效果图

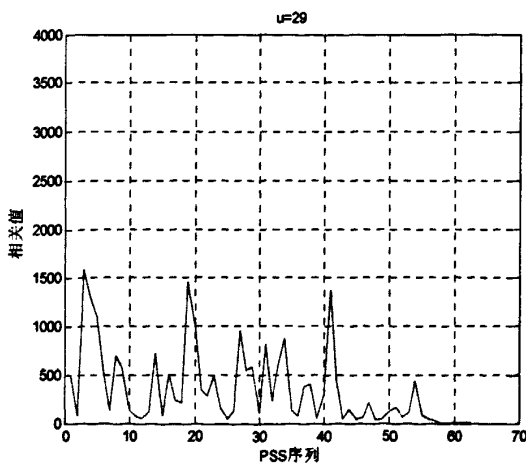


图 4.14  $u=29$  时改进算法效果图

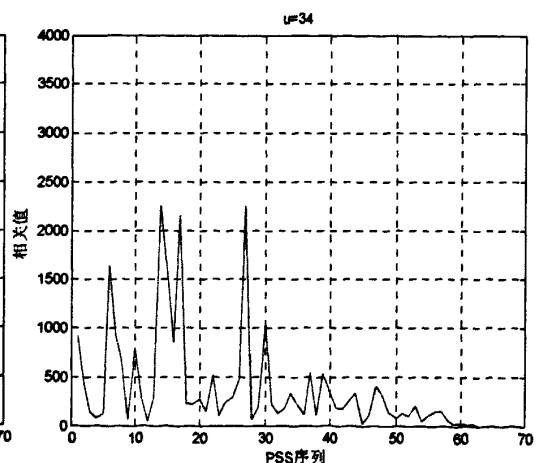


图 4.15  $u=34$  时改进算法效果图

在图 4.13 中显示在主同步信号一开始的位置出现了一个极大的相关峰值，图 4.14 和图 4.15 中虽然也存在较大相关值，但是与峰值之间都有超过 1000 以上的差

距。我们可以看到经过改进以后的波形，虽然没有规律可循，但是相关峰值效果相当明显，并且受大频偏和噪声的影响要略比传统算法小，达到预期的目标。

从以上仿真结果可以看到，经过改进后的算法和之前的传统算法相比，在噪声和大频偏的干扰下仍然能获得较佳相关峰值，具有更优的抗频偏和抗干扰性能。

### 4.3 辅同步信号检测

第二步，检测辅同步信号的目的是：获取小区组识别码  $N_{ID}^{(1)}$  和无线帧定时。SSS 同 PSS 一样，以 5ms 为周期进行传输，分别在 0 号子帧和 5 号子帧中传输，与 PSS 不同的是，SSS 在这两个子帧中传输的序列是不同的，我们可以用这种差异来区别 0 号子帧和 5 号子帧。由于帧内两次发送的 PSS 信号相同，故 PSS 只能做 5ms 的半帧定时，因此只要检测 SSS 就可以获得 10ms 的帧定时同步。

#### 4.3.1 辅同步信号 (SSS)

图 4.16 为 SSS 信号的生成示意图。由图示可以看出，辅同步信号的序列是由两个长度为 31 的二进制序列  $S_{m_0}(n)$  和  $S_{m_1}(n)$  交织产生，而这两个序列是由长度为 31 的 M 序列  $S(n)$  分别循环移位  $m_0$  和  $m_1$  位而生成的。

$$\begin{cases} S_{m_0}(n) = S((n+m_0) \bmod 31) \\ S_{m_1}(n) = S((n+m_1) \bmod 31) \end{cases} \quad \text{式(4.8)}$$

$$\text{其中 } S(i) = 1 - 2x(i), 0 \leq i \leq 30, x(i+5) = (x(i+2) + x(i)) \bmod 2; \quad \text{式(4.9)}$$

$$\text{初始值 } x(0) = 0, x(1) = 0, x(2) = 0, x(3) = 0, x(4) = 1.$$

序号  $m_0$  和  $m_1$  由  $N_{ID}^{(1)}$  按照下式得：

$$m' = N_{ID}^{(1)} + q(q+1)/2, q = \left\lfloor \frac{N_{ID}^{(1)} + q'(q'+1)/2}{30} \right\rfloor, q' = \lfloor N_{ID}^{(1)}/30 \rfloor \quad \text{式(4.10)}$$

$$m_0 = m' \bmod 31 \quad \text{式(4.11)}$$

$$m_1 = (m_0 + \lfloor m'/31 \rfloor + 1) \bmod 31 \quad \text{式(4.12)}$$

具体对应关系可查表《物理层小区 ID 组  $N_{ID}^{(1)}$  与序号的  $m_0$  和  $m_1$  映射关系》<sup>[1]</sup>。

辅同步信号在主同步信号之前传送。使用另外的扰码序列，如  $C_0(n), C_1(n), Z_1(n)$ ，进行加扰可以优化小区搜索算法在小区边缘的性能<sup>[1]</sup>。因为在小区边缘，UE 将接收到多个 eNB 的信号。 $C_0(n)$  和  $C_1(n)$  是由 m 序列分别  $C(n)$  循环移位  $N_{ID}^{(2)}$  和  $N_{ID}^{(2)}+3$  而得：

$$\begin{cases} C_0(n) = C((n + N_{ID}^{(2)}) \bmod 31) \\ C_1(n) = C((n + N_{ID}^{(2)} + 3) \bmod 31) \end{cases} \quad \text{式(4.13)}$$

$N_{ID}^{(2)} \in (0,1,2)$  是物理层小区 ID 组  $N_{ID}^{(1)} \in [0,167]$  中的物理层小区 ID，

其中  $C(i) = 1 - 2x(i), 0 \leq i \leq 30$ . 式(4.14)

$x(i)$ 来自于  $x(\bar{i} + 5) = (x(\bar{i} + 3) + x(\bar{i})) \bmod 2, 0 \leq \bar{i} \leq 25$ . 式(4.15)

初始值为:  $x(0) = 0, x(1) = 0, x(2) = 0, x(3) = 0, x(4) = 1$ .

这种情况特别要求有差异化, 我们就要使用依赖于小区组内小区识别码的加扰序列, 例如  $Z_1^{(m_0)}(n)$ 和  $Z_1^{(m_1)}(n)$ , 来完成, 这两个序列分别由  $Z(n)$ 循环位移  $m_0 \bmod 8$ 和  $m_1 \bmod 8$  而来:

$$\begin{cases} Z_{m_0}(n) = Z((n + (m_0 \bmod 8)) \bmod 31) \\ Z_{m_1}(n) = Z((n + (m_1 \bmod 8)) \bmod 31) \end{cases} \quad \text{式(4.16)}$$

其中  $Z(i) = 1 - 2x(i), 0 \leq i \leq 30$ . 式(4.17)

$x(\bar{i} + 5) = (x(\bar{i} + 4) + x(\bar{i} + 2) + x(\bar{i} + 1) + x(\bar{i})) \bmod 2, 0 \leq \bar{i} \leq 25$  式(4.18)

初始值为:  $x(0) = 0, x(1) = 0, x(2) = 0, x(3) = 0, x(4) = 1$ .

为了便于对公式的理解, 图中将两个长度为 31 位的短码序列, 交织级联到 62 个子载波的过程转到了时域上的各子帧内。

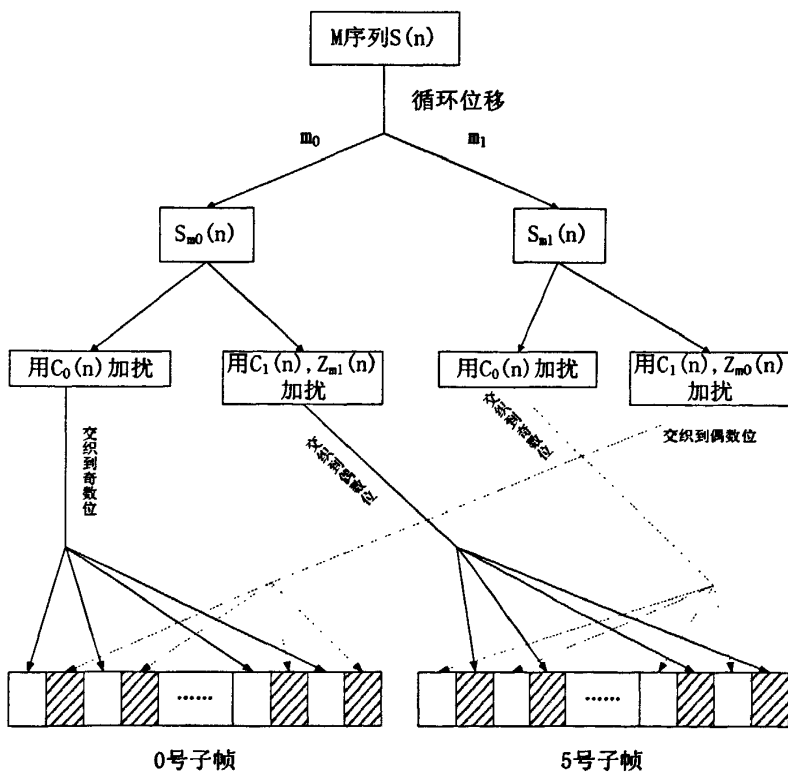


图 4.16 SSS 信号生成流程图

由上图我们可以更容易理解 SSS 信号在 0 号子帧和 5 号子帧内的信号序列是不同的:

❖ 在 0 号子帧中:

奇数位:

$$d(2n) = s_{m_0}(n)c_0(n) \quad \text{式(4.19)}$$

偶数位:

$$d(2n+1) = s_{m1}(n)c_1(n)z_{m0}(n) \tag{4.20}$$

❖ 在 5 号子帧中:

奇数位:

$$d(2n) = s_{m1}(n)c_0(n) \tag{4.21}$$

偶数位:

$$d(2n+1) = s_{m0}(n)c_1(n)z_{m1}(n) \tag{4.22}$$

其中  $0 \leq n \leq 30$ 。注：此处  $d(2n)$  虽然里面系数为偶数，但是这个序列位值映射的位置是奇数位；同理  $d(2n+1)$  里面的系数虽然为奇数，但其映射的位置是偶数位。例如  $d(0)$  被映射到用于 SSS 的第一个子载波，属于奇数位；而  $d(1)$  被映射到用于 SSS 的第二个子载波，是偶数位。

图 4.17 为二进制序列  $S_{m0}(n)$  和  $S_{m1}(n)$  加扰后在频域的交织过程，图中的 SSC 短码 1 和 SSC 短码 2 就是  $S_{m0}(n)$  和  $S_{m1}(n)$  经过加扰后在频域生成。短码在经过依赖于 PSS 的二进制扰码加扰后，可以抑制同一个小区组内不同小区之间的 SSC 互干扰<sup>[26]</sup>。两个短码采用交错映射的方式，映射到 SSCH 占用的 62 个子载波上。0 号子帧和 5 号子帧的交织过程相同，但用于交织的短码不同，因此两个子帧中的 SSS 是不同的。

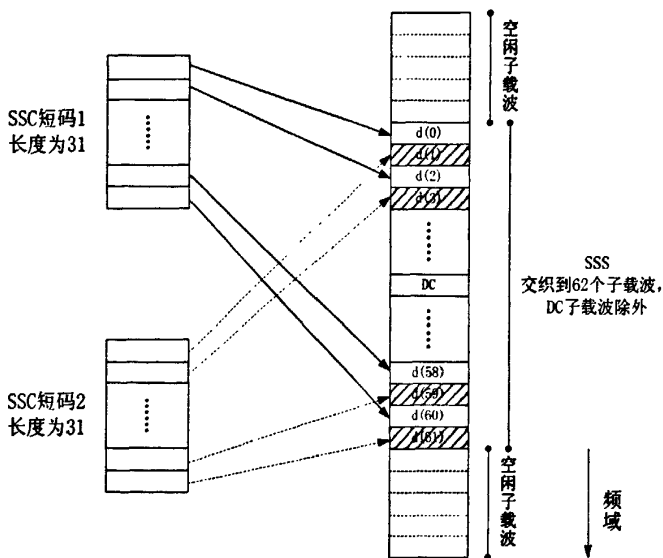


图 4.17 SSC 短码复用过程

### 4.3.2 辅同步信号检测算法

在获取主同步信号的位置以后，我们只要再知道 CP 长度，就可以按照不同的双工方式中主辅同步信号的相对位置，找到辅同步信号的起始位置，进行检测。

图 4.18 是主同步信号和辅同步信号分别在 LTE-FDD 和 LTE-TDD 两种模式下, 时域位置关系图。在 FDD 的模式下, 主辅同步信号相邻而置, 在 0 号时隙和 10 号时隙中传输, 并且主同步信号位于时隙的最后一个符号, 位置相对稳定容易检测。在 TDD 模式下, 辅同步信号位于 1 号时隙的最后一个符号, 而主同步信号在下行导频时隙中传输, 位置间隔相对较大。在两种模式中辅同步信号都在主同步信号之前传输。

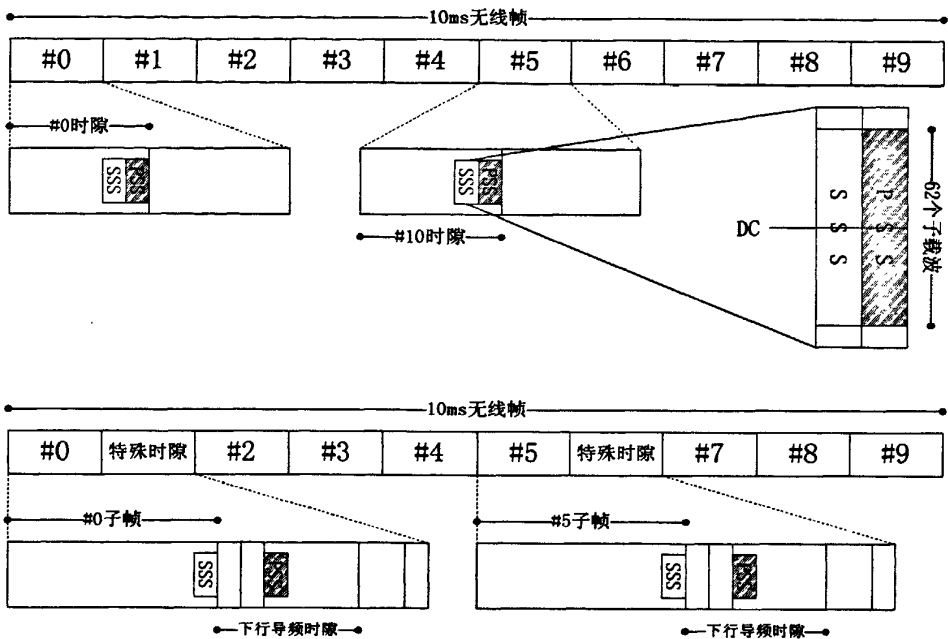


图 4.18 PSS 和 SSS 在时域中的位置

#### 4.3.2.1 CP 检测

LTE 支持两种类型的循环前缀(Cyclic Prefix,CP): 一种是用于单播传输和典型半径大小的小区常规循环前缀; 一种是用于支持大小区半径, 最大可达到 100Km, 和多小区合并的演进型多媒体广播和多播业务的扩展循环前缀。要检测循环前缀的类型首先要知道, 每种类型的长度是多少。文献<sup>[5]</sup>中明确表明作为上行 SC-FDMA 的参数, 循环前缀在上行行道中共有三种长度, 如表 4.3 所示:

表 4.3 上行信道中 CP 长度

配置	循环前缀长度
常规循环前缀	166 $l=0$
	144 $l=1,2,\dots,6$
扩展循环前缀	512 $l=0,1,\dots,5$

作为下行 OFDM 的参数, 循环前缀在下行行道中共有四种长度, 如表 4.4 所示:

表 4.4 下行行道中 CP 长度

配置		循环前缀长度	
常规循环前缀	$\Delta f = 15\text{KHz}$	166	$l=0$
		144	$l=1,2,\dots,6$
扩展循环前缀	$\Delta f = 15\text{KHz}$	512	$l=0,1,\dots,5$
	$\Delta f = 7.5\text{KHz}$	1024	$l=0,1,2$

关于循环前缀的检测，在早期有种为人熟知的算法就是文献<sup>[23]</sup>中使用辅同步信号进行循环前缀盲检测，将接收到的信号分别按照两种方案进行盲检测，即情况一假设为常规类型，将接收到的辅同步信号以常规的长度去掉循环前缀，与本地辅同步信号副本进行相关检测。需要进行 336 次，因为该信号有 168 组，同时  $m_0m_1$  有两种排列方式，故为  $168*2=336$ 。情况二假设为扩展类型，将接收到的辅同步信号按扩展类型的长度去掉，再与本地信号副本相关，同样需要进行 336 次。根据比较相关值大小来判定循环前缀长度。在这个同时也能根据相关峰值来确定辅同步信号的位置来完成帧定时同步，产生相关峰值对应的本地副本的小区组 ID 即是所求。但是这种算法复杂性过高，硬件消耗大。

因此本文采用的策略是在进行辅同步信号检测之前，通过循环前缀长度检测来对辅同步信号进行定位，文献<sup>[24]</sup>中有一种简单的循环前缀长度的检测算法。

根据 OFDM 符号的结构，循环前缀和 OFDM 符号有用部分中与它内容重复的那部分存在着相关性，可利用这种相关性来估计符号边界。此时，我们也可以利用这种关系来确定循环前缀的长度。

在通信过程中，基站从规范中定义的四种种长度的循环前缀中选择一种进行传输。从上一步主同步信号检测中，我们已经知晓其数据符号的起始位置  $d_{opt}$ ， $N$  为数据映射的平行子载波数。分别用  $R_1, R_2, R_3, R_4$  代表四种循环前缀长度的相关性； $P_1, P_2, P_3, P_4$  代表相应的能量， $M_1, M_2, M_3, M_4$  代表归一化的四种相关性。循环前缀即可由下面的公式获得：

$$R_i = \sum_{n=0}^{L_i-1} r^*(d_{opt} - L_i + 1 + n)r(d_{opt} - L_i + 1 + n + N) \quad \text{式(4.23)}$$

$$P_i = \sum_{n=0}^{L_i-1} |d_{opt} - L_i + 1 + n|^2 \quad \text{式(4.24)}$$

$$L_{cp} = \arg \max_i \{M_i = \frac{P_i}{R_i}, i = 1, 2, 3, 4\} \quad \text{式(4.25)}$$

其中  $d_{opt} - L_i$  为循环前缀的实际位置， $L_i$  为四种循环前缀的长度。



## 4.3.2 传统检测方法

## 4.3.2.1 联合检测

这种检测算法是针对 LTE-FDD 模式，由于在这种模式下 PSS 和 SSS 时域的位置邻近，可以认为信道是相同的，就可以在 SSS 检测时利用 PSS 的信道估计结果<sup>[25]</sup>。

联合检测算法中，用户终端需要使用接收到的 PSS 序列估算信道补偿，对于用户终端来说，SSS 检测是在 PSS 检测之后执行的，可以假设信道情况已知，先把接收信道通过时频转换，然后进行信道补偿。那么 SSS 经过信道补偿可以表示为：

$$R'_{SSS}(k) = R_{SSS}(k)H_{PSS}(k) \quad \text{式(4.26)}$$

再将经过信道补偿的 SSS 信号解复用分成奇偶两路，对奇数位的信号使用  $C_0$  解扰，对偶数位的信号使用  $Z_1$  和  $C_1$  解扰，将解扰后的序列与本地副本相关，最后分别解出  $m_0$  和  $m_1$ 。具体实现过程将在后面介绍，这里就不重复。图 4.19 是文献<sup>[26]</sup>中给出的辅同步信号联合检测和非联合检测的算法模块框图：

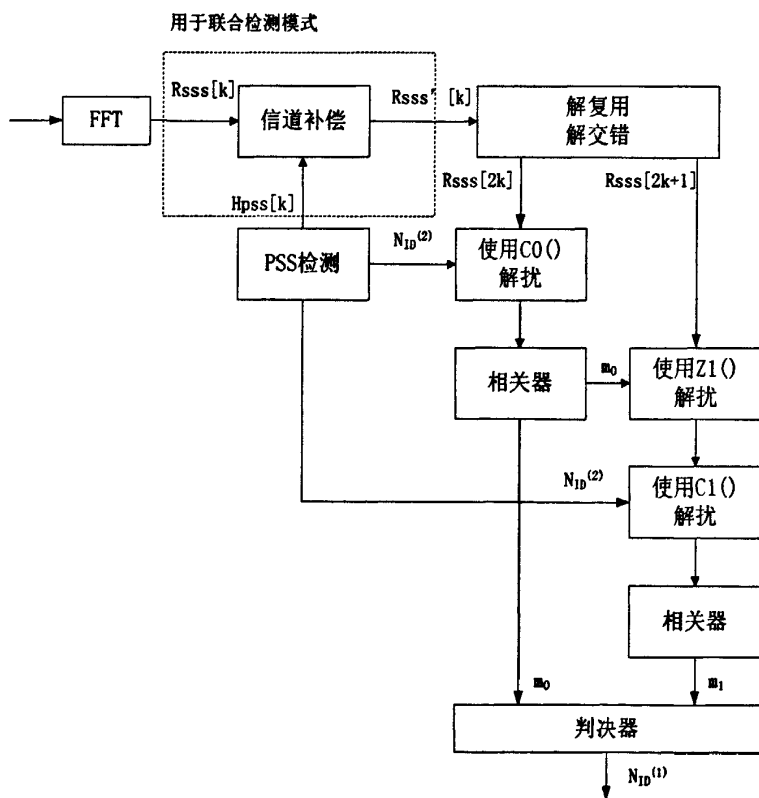


图 4.19 SSS 联合检测和非联合检测示意图

这种检测方式使用在 LTE-TDD 模式下时虽然可行但是效果不佳，非联合检测比较适合 TDD 模式<sup>[21]</sup>。由于本文侧重研究 LTE-TDD 模式，因此不选联合检测。

### 4.3.2.2.2 非联合检测

非联合检测与联合检测最大的区别在于,不使用 PSS 的信道估计结果,如图 4.19 所示。在 LTE-TDD 模式下, PSS 和 SSS 分别位于两个时隙,除开循环前缀外相隔两个 OFDM 符号,不能将信道视为相同。而且 PSS 检测有可能存在偏差,使得从前一步获得的信道估计不准确。这种检测算法相对来说独立于 PSS 检测,从信道估计的角度来说,不受其检测效果的影响。

文献<sup>[26]</sup>在非联合检测的基础上总结了两种算法:一种是差分相关,另一种是部分相关。

① 差分相关检测解  $m_0$  和  $m_1$  的公式如下:

$$m_0 = \arg \max_i \left| \sum_{l=1}^{30} a_{m_0}[l] a_{m_0}^*[l-1] s^{*(i)}[l-1] \right|^2 \quad \text{式(4.27)}$$

$$m_1 = \arg \max_i \left| \sum_{l=1}^{30} a_{m_1}[l] a_{m_1}^*[l-1] s^{*(i)}[l-1] \right|^2 \quad \text{式(4.28)}$$

其中  $a_{m_0}$  和  $a_{m_1}$  是接收信号分别用  $C_0(k)$  和  $C_1(k)Z_1^{(m_0)}(k)$  解扰得到的。 $a_{m_0}[l] a_{m_0}^*[l-1]$  为相邻信号共轭乘积,可以减小信道因子的影响<sup>[26]</sup>。基于非相关检测的差分相关可以加强频率选择性衰落信道,相对的也会造成性噪比下降<sup>[27]</sup>。

② 部分相关检测解  $m_0$  和  $m_1$  的公式如下:

$$m_0 = \arg \max_i \sum_{j=0}^{M-1} \left| \sum_{l=jN_M}^{(j+1)N_M-1} a_{m_0}[l] s^{(i)}[l] \right|^2 \quad \text{式(4.29)}$$

$$m_1 = \arg \max_i \sum_{j=0}^{M-1} \left| \sum_{l=jN_M}^{(j+1)N_M-1} a_{m_1}[l] s^{(i)}[l] \right|^2 \quad \text{式(4.30)}$$

其原理是将接收信号分成  $M$  段分别进行相关,  $N_M$  是每段信号中的采样点数,由存在多径衰落的相关带宽决定。这种算法具有较明显的相关峰值,检测性能较好<sup>[28]</sup>。但是这种算法复杂度较高,并且解  $m_1$  需要依赖于解  $m_0$  的结果,会造成连锁效应。

目前在实际工程应用中,使用得最广泛的检测算法是与本地副本相关求峰值,它可以根据实际情况(LTE模式或者FDD模式)采用联合检测或者非联合检测。其原理类似于在4.2.2.1节介绍的主同步信号的传统检测算法,采用将接收信号与本地副本进行相关,对相关值进行比较择其最大者对应的副本,即能求得小区组ID并进行帧同步。不过这种算法复杂度极高,小区组ID共有168组,并且接收到的两组信号又有两种排列方式,每组序列长度为62,计算量达到168\*2\*62。这么大的计算量直接影响到硬件消耗量以及小区搜索的时间长度。鉴于此,下面将给出一种简化过的检测算法,以减少计算复杂度,并且  $m_0$  和  $m_1$  的检测分别独立的,也就是说,  $m_1$

的检测不需要依赖于解 $m_0$ 的结果。

#### 4.3.2.3 简化的检测算法

综合以上分析，本文中将在 LTE-TDD 模式的情况下使用一种简化的非联合检测算法，对于 LTE-FDD 模式，也可以使用这种检测算法获取正确的下行同步信息，其性能验证我们将放到下一步工作中去完成。鉴于 FDD 模式的帧结构差异，可以采用联合检测的方法。这种方法前面列举的文献中都有通过仿真验证其性能，本文就不再累述。下面将重点介绍用于 LTE-TDD 的一种简化的方案。

无论哪种检测算法，都要先将接收信号按照图 4.19 SSS 联合检测和非联合检测示意图解扰。解扰需要用加扰时使用的信号，在这里就是  $C_0(k)$  和  $C_1(k)Z_1^{(m_0)}(k)$ 。但是这里有两个问题，问题一，是否需要将接收到的信号分别使用这两个扰码解扰；问题二，是对接收到的一个帧进行解扰抽取信号，还是对多个帧解扰。

在文献<sup>[26]</sup>中，对第一个问题的解答是：使用两个扰码解扰。把接收到的 SSS 信号分别与两个解扰信号相关，从中分别获取序号  $m_0$  和  $m_1$ 。如下：

$$a_{m_0}[l] = R_{sss}[2k]c_0[k] \quad \text{式(4.31)}$$

$$a_{m_1}[l] = R_{sss}[2k+1]c_1[k]z_1^{(m_0)}[k] \quad \text{式(4.32)}$$

对于第二个问题，该算法只对接收到的一个帧进行解扰抽取操作。但是这样做忽略了一个问题，虽然经过了 PSS 检测获得了 5ms 定时，但是我们仍然不能确定在进行 SSS 检测时，接收到是 0 号子帧内的信号，若接收到的是 5 号子帧，那么欲通过上式获取序号  $m_0$  和  $m_1$  的方式是不成立的。也就是说，我们在 10ms 内截取的两个无线帧，是按照 0 号子帧到 5 号子帧的顺序，还是 5 号子帧到 0 号子帧的顺序，我们不得而知。

因此，本文借鉴算法<sup>[26]</sup>的简化思路，在文献<sup>[29]</sup>中 SSS 检测算法的基础上做了适当的调整，总结出了一种复杂度较低的简便 SSS 检测算法。

从前面的分析中，如图 4.16 SSS 信号生成流程图，我们可以看到，0 号子帧、5 号子帧的奇数位和偶数位分别包含了序号  $m_0$  和  $m_1$  的信息，而序号  $m_0$  和  $m_1$  唯一确定了  $N_{ID}^{(1)}$ ，所以一旦  $m_0$  和  $m_1$  被检测到， $N_{ID}^{(1)}$ 也就知道了。我们采用 SSS 信号生成的逆过程来解  $m_0$  和  $m_1$ 。

前面已经介绍 SSS 的检测为了取得最佳检测效果要在频域进行。在频域中，由于 0 号子帧和 5 号子帧中 SSS 序列是不同的，可以把在 10ms 内接收到的两个连续待检测信号表示为：

$$R_{sss1} = \{R_{sss1}(0), R_{sss1}(1), \dots, R_{sss1}(61)\} \quad \text{式(4.33)}$$

$$R_{sss2} = \{R_{sss2}(0), R_{sss2}(1), \dots, R_{sss2}(61)\} \quad \text{式(4.34)}$$

此时并不能确定接收到的信号是按照 0 号子帧--5 号子帧的顺序, 还是 5 号子帧--0 号子帧的顺序, 如图 4.20 所示:

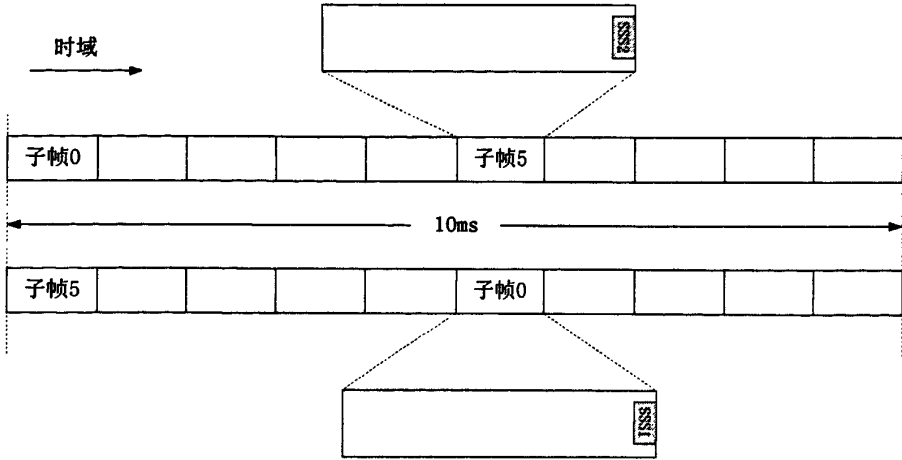


图 4.20 SSCH 序列接收顺序图

在文献<sup>[26]</sup>中, 仅对一组 SSCH 序列解扰检测, 而且  $m_1$  的确定依赖于  $m_0$  的计算结果, 这样降低了计算结果的可靠性。本算法将分别对两组 SSCH 序列进行检测, 并且采用一个扰码序列  $C_0(n)$  对其解扰, 在降低了计算复杂度的同时, 让计算结果更可靠。

对两个接收序列的奇数位解扰:

$$r_1(l) = R_{ss1}(2k)c_0(k), \quad k = 0, 1, \dots, 30. \quad \text{式(4.35)}$$

$$r_2(l) = R_{ss2}(2k)c_0(k), \quad k = 0, 1, \dots, 30. \quad \text{式(4.36)}$$

此处的  $C_0(n)$  由一个  $m$  序列  $C(n)$  循环移位  $N_{ID}^{(2)}$  而得,

$$C_0(n) = C((n + N_{ID}^{(2)}) \bmod 31). \quad \text{式(4.37)}$$

$N_{ID}^{(2)} \in (0, 1, 2)$  是物理层小区 ID 组  $N_{ID}^{(1)}$  中的小区组内 ID, 由 PSS 检测获得。

然后找出序列奇数位的候选移位值, 通过将  $r_1(l)$  和  $r_2(l)$  分别与  $S(n)$  移位可能出现的 31 组序列分别相关。把得到的相关值进行比较, 其中最大相关值对应的移位值, 即是在生成 SSS 时  $S(n)$  位移的偏移量。

$$m = \max_l \left( \sum_{i=0}^{30} r_1(l) S_i(l) \right) \quad \text{式(4.38)}$$

$$m' = \max_l \left( \sum_{i=0}^{30} r_2(l) S_i(l) \right) \quad \text{式(4.39)}$$

现在已经将  $m_0$  和  $m_1$  成功解出, 只是目前还不知道  $m$  和  $m'$  中哪一个是  $m_0$  哪一个是  $m_1$ 。从表《物理层小区 ID 组  $N_{ID}^{(1)}$  与序号  $m_0$  和  $m_1$  的映射关系》可以看出  $m_0 < m_1$  总是成立。故  $m$  和  $m'$  之间较小的一个就是  $m_0$ , 相反较大的一个就是  $m_1$ 。

由于  $m$  是由  $r_1(l)$  解出的,  $m'$  是由  $r_2(l)$  解出的。可以总结出:

若  $m = m_0$ , 那么序列  $r_1(l)$  对应的就是 0 号子帧, 也就是说接收到的信号是按照 0

号子帧--5 号子帧的顺序。

若  $m'=m_0$ ，那么序列  $r_2(l)$ 对应的就是 0 号子帧，也就是说接收到的信号是按照 5 号子帧--0 号子帧的顺序。

辅同步信号检测算法的模型如图 4.21 所示：

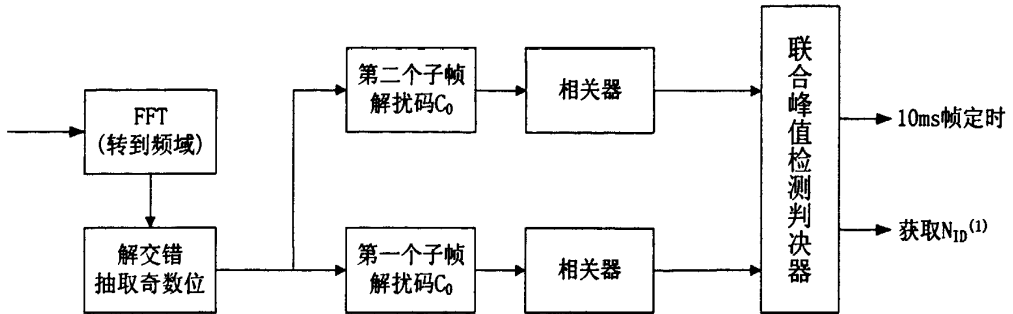


图 4.21 辅同步信号检测模型

先把接收到的离散时域采样信号通过离散傅里叶变换转化到频域，然后经过解复用解出两个子帧，再对其进行解扰相关等操作，通过峰值检测得到最后的 10ms 帧定时和小区组织识别码。完成辅同步信号检测。

我们可以看到在这个过程中，长度为 31 的两个序列需要和 31 种可能出现的  $S(n)$  位移序列相关，两个接收信号有两种可能的排列方式。这样我们就成功的将计算量从  $168*2*62$  降到  $31*2*31$ ，并且  $m_0$  和  $m_1$  是分别独立解出的。接下来我们将通过仿真来对其进行验证。

### 4.3.3 辅同步信号仿真分析

#### 4.3.3.1 SSS 信号生成仿真

下面图 4.22 先以一个子帧为例，仿真一个辅同步信号的实现过程。按照从左到右，从上到下的顺序，依次生成序列  $S(n)$ 、 $C(n)$ 、 $Z(n)$ 最后通过移位加扰交织生成一个长度为 62 的辅同步信号。横竖坐标分别为序列长度和序列内每个点的取值。仿真参数见表 4.5。

表 4.5 信号源仿真参数表

$N_{RB}$	6	$N_{ID}^{Cell}$	102
$N_{SC}^{RB}$	12	$N_{ID}^{(1)}$	34
$N_{OFDM}$	7	CP	常规
信道类型	AWGN	频偏	1KHz
$m_0$	4	$m_1$	6

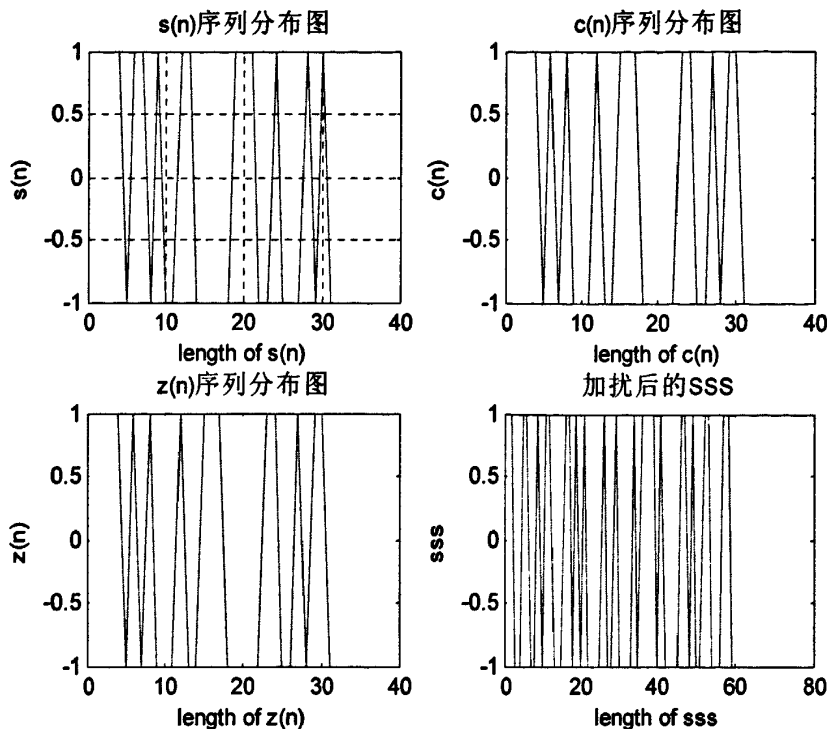


图 4.22 SSS 信号生成过程图

图 4.23 将分别生成的两个子帧内的辅同步信号进行对比，进一步证实，一个 10ms 无线帧内，前后两个半帧内的辅同步信号不同。

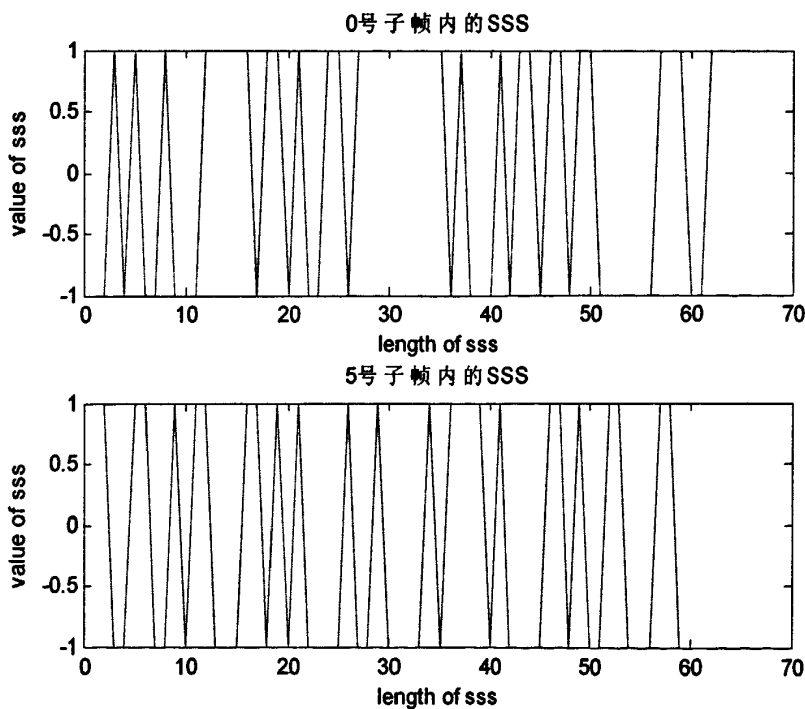


图 4.23 前后半帧 SSS 信号对照图

图 4.24 显示的是将生成信号映射到资源块中的位置，此处我们采用常规 CP，相应的 OFDM 符号为 7 个（即每个时隙中有 7 个 OFDM 符号）作为图形的横坐标，纵坐标是每个资源块中相应的资源粒子数。

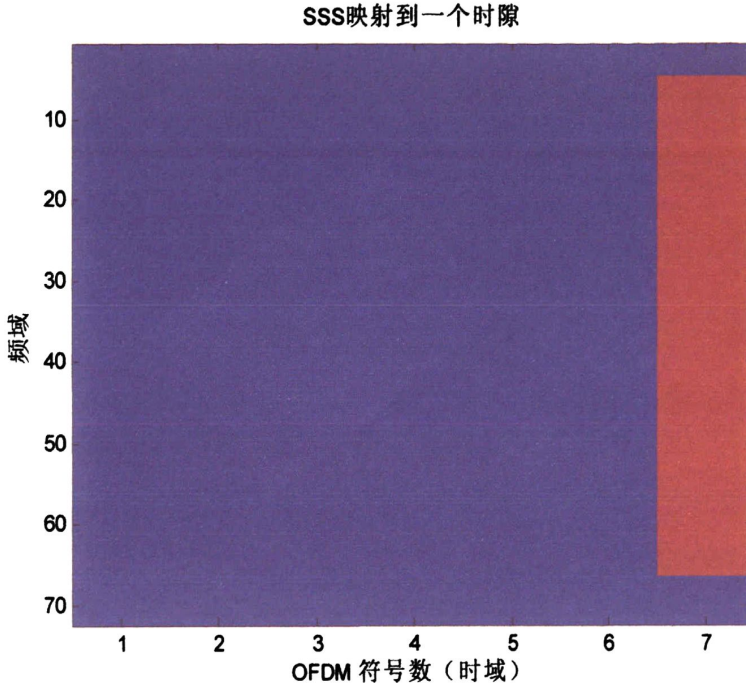


图 4.24 SSS 信号映射图

图 4.25 是对一个子帧内的 SSS 信号加上-10dB 信噪比的加性高斯白噪声后的序列图。蓝色线形是发端生成的信号源，绿色线形是加过噪声的信号源。可以看到低信噪比的情况下，对源信号影响极大。在实际的工程应用中，会适时进行频偏估计和补偿，并且频偏估计是单独作为一个独立的模块在系统中工作，通常来说在进行辅同步信号检测之前都会使用该模块做频偏调整，因此，本文就不另外对辅同步信号的频偏估计作研究，此处的仿真假定已做过频偏处理，将频偏减小到 1KHz。后面的 SSS 信号检测仿真将针对高斯白噪声和小频偏的环境对算法进行检验。

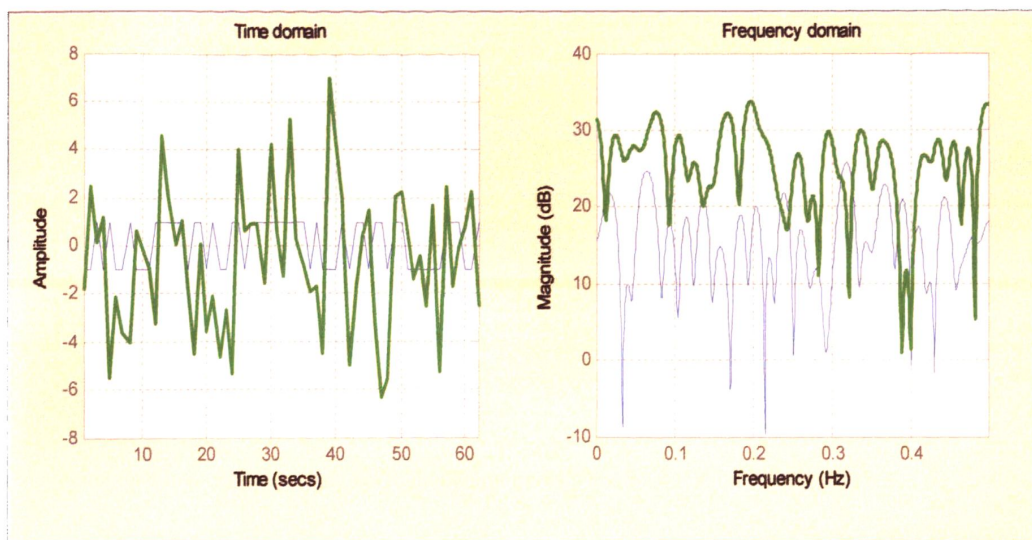


图 4.25 加过高斯白噪声的 SSS 信号

#### 4.3.3.2 SSS 信号检测仿真

本文先在没有干扰的情况下对算法的正确性进行验证。从表 4.5 信号源仿真参数表中可知  $N_{ID}^{(1)}=34$ ，再通过查表可得信号源使用的  $m_0=4$ ， $m_1=6$ 。下面两个图为分别对两个接收信号解扰后，进行相关获得的相关峰值示意图。

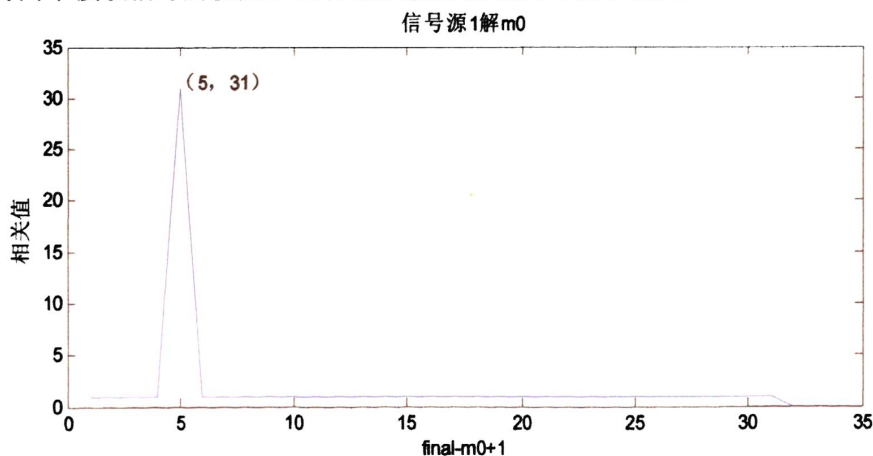


图 4.26 信号源 1 检测示意图

从图 4.26 中我们可以看到，通过对接收到的第一个序列使用  $C_0(n)$  解扰，然后再与  $S(n)$  移位可能出现的 31 组序列分别相关，得到了一个明显的相关峰值。该峰值的坐标为 (5, 31)，其中横坐标是  $final\_m_0+1$  的值，最大峰值对应的横坐标减一即是我们所要求的  $final\_m_0$ 。此时求得  $final\_m_0=4$ ，与信号源使用的  $m_0=4$  相符，可见该算法能正确解出  $m_0$  值。再来看第二个序列解扰。



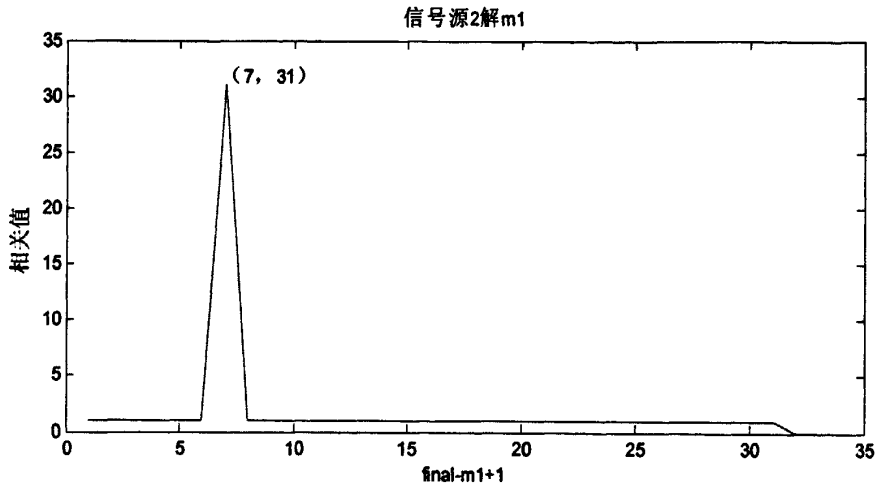
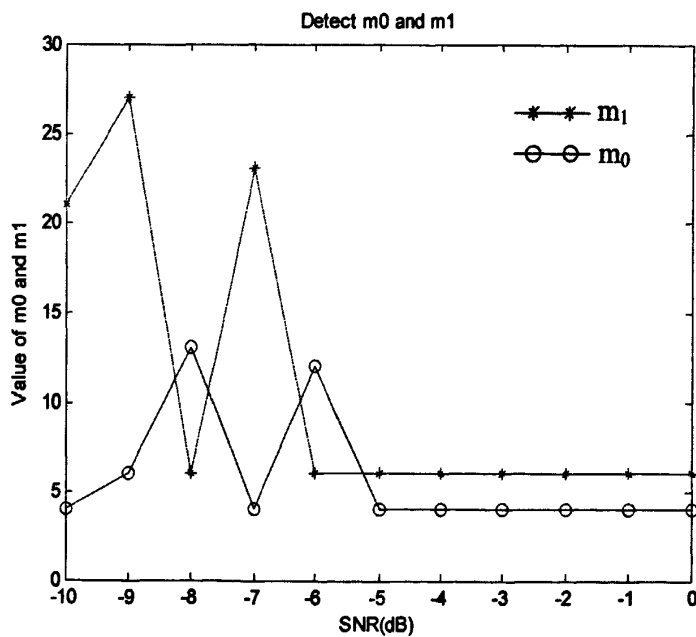


图 4.27 信号源 2 检测示意图

从图 4.27 中我们可以看到，通过对接收到的第二个序列使用  $C_0(n)$  解扰，然后再与  $S(n)$  移位可能出现的 31 组序列分别相关，得到了一个明显的相关峰值。该峰值的坐标为 (7,31)，其中横坐标是  $final\_m_1+1$  的值，最大峰值对应的横坐标减一即是我们所要求的  $final\_m_1$ 。此时求得  $final\_m_1=6$ ，与信号源使用的  $m_1=6$  相符。可见该算法能正确解出  $N_{ID}^{(1)}$ 。

下面我们再验证算法的性能。为了简化仿真过程，将对信号源加噪声和频偏 (1KHz) 后进行检测。

图 4.28  $m_0m_1$  检测结果对比图

由图 4.28 可见，当信噪比较大的情况时，检测的正确率可以达到百分之百，当信噪比分别减小到 -6 和 -7dB 时  $m_0$  和  $m_1$  的检测正确率才开始下降。

将上面的过程仿真 100 次，从表 4.6 可以看到，在 AWGN 信道下，当小区组 ID 号的识别在信噪比大于-3dB 时，正确率达到 100%；在信噪比大于-7dB 时，正确率几乎可以保持在 70%以上。可以认为该算法性能是符合 LTE 小区搜索的要求的。

表 4.6  $m_0m_1$  匹配正确率

SNR(dB)		-7	-6	-5	-4	-3	-2	-1	0	5	10
AWGN	m0	69%	89%	94%	99%	100%	100%	100%	100%	100%	100%
	m1	76%	84%	92%	98%	100%	100%	100%	100%	100%	100%

从以上仿真结果可以看到，改进后的辅同步检测方案能够实现与传统检测方案同样的功能，但是却将计算量从  $168*62*2$  降低到  $31*31*2$ 。在能正常检测出相关信息的基础上，简化了实现过程。这也是本文中总结出方案的最大优点。

#### 4.4 整体方案总结

到此，本文描述了一个 LTE 小区搜索算法的方案。此方案是针对 LTE-TDD 模式设计，从理论上讲同样适用于 LTE-FDD 模式，由于时间关系只对 LTE-TDD 模式做了验证。本方案可以实现 5ms 时间同步，10ms 无线帧同步，获取准确的小区识别码  $N_{ID}^{cell}$ ，并且能判断循环前缀的类型。如下是整体方案的设计框图：

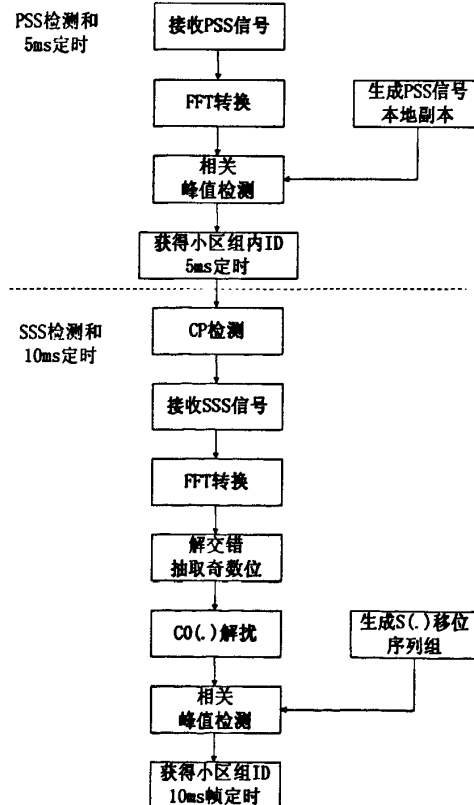


图 4.29 整体方案框图

## 4.5 本章小结

本章的主体内容主要分为三个部分。第一部分先通过分析规范定义的小区搜索过程的具体实现方式，结合目前的研究状况介绍了本文给出的简化小区搜索流程，并对其特点进行了分析。在第二部分，先介绍主同步信号的生成过程，然后介绍了本文改进的检测算法，最后通过仿真进行分析和验证。第三部分，也先介绍辅同步信号的产生方式和其序列的特性，然后介绍了本文引入的一种循环前缀检测方法，通过对传统的辅同步算法的比较分析，给出简化后的检测算法。最后通过仿真验证。

## 第五章 总结和展望

### 5.1 总结

本文研究的主要内容是 LTE 物理层的关键同步技术--小区搜索。文中首先介绍了目前国内外对于小区搜索算法的研究现状,然后介绍了 LTE 物理层协议,其中规定了 LTE 系统的无线帧结构和下行物理信道。在设计之前需要了解在近年的几种系统中小区搜索的实现方法作为参考,因此,紧接着又介绍了从 UMTS 到 TD-SCDMA 最后到传统的 LTE 小区搜索算法的实现过程。由于在 LTE 系统中下行采用了 OFDMA 技术,下行信号是以 OFDM 符号为基础传输的,故而有必要对部分 OFDM 同步算法做作简要研究和分析。

通过分析,小区搜索算法的关键问题都集中在对于主同步信号和辅同步信号的检测。因此,要改进小区搜索算法应该从主、辅同步信号的检测算法入手。4.1 节给出了本文采用的小区搜索算法步骤,分为两步,本文的核心内容就围绕这两个步骤展开。

第一步是进行主同步信号检测。检测原理是:利用这个信号在一个 10ms 无线帧内,固定位置上重复传输两次的特性,来做 5ms 边沿定时,并从其信号内容中解出小区扇区识别码。在这部分先描述了主同步信号的生成过程,然后对传统的检测算法进行分析,在此基础上阐述了改进算法的原理和优势。最后通过对比仿真验证了改进算法具有良好的抗噪和抗频偏性能。

第二步是进行辅同步信号检测,其原理是:利用这个信号在一个 10ms 无线帧内,固定位置上传输两个不同的序列这一特性,来做 10ms 无线帧定时,并从其信号内容中解出小区组即基站对应识别码。在此过程中,进行辅同步信号检测之前,需要先做循环前缀长度检测,来确定检测信号的位置。这部分中也先描述了辅同步信号的生成原理,然后介绍了本文中采用的 CP 检测方法,并对传统的辅同步信号的检测算法做介绍和分析,在此基础上阐述改进算法的原理和优势。最后通过仿真验证了改进算法在能够正确解出相关信息的基础上,大大降低了算法的复杂度,简化了实现过程,减少了硬件开销。

### 5.2 展望

本文中的小区搜索方案,虽然能够基本完成目前阶段小区搜索应该实现的目的,

不过仍然有很多需要完善和改进的地方，对于本文中阐述的小区搜索方案，仍有以下几个方面需要改进：

首先，由于时间和篇章有限，本文只对 LTE-TDD 模式的小区搜索算法做了仿真验证，今后有必要通过将信号源先打包成 OFDM 符号，然后添加 CP，最后打包成帧的方式，对于 FDD 模式下的搜索性能进行仿真分析，从而能够实现一个能同时应用于 TDD 和 FDD 双模式的小区搜索算法，以利于 TDD 和 FDD 双模式系统间的兼容。

其次，为了简化仿真过程，本文对于复杂的传输信道做了简化，因此本文中的方案任然只停留在理论阶段，今后若能通过系统级信道建模仿真或者在实际的信道环境中作测试或实践，进一步完善算法以应对复杂且多变的传输状况将使本课题更具有意义。

再次，本方案对于邻备选小区的搜索缺乏考虑，若要邻区的小区搜索，需要进行多小区建模的系统化研究，工作量较大，有待将来去实现。

最后，作为个人毕业设计的课题，在对课题的设计和实现过程中必定有考虑不够周详或者有所欠缺的地方。今后仍需要不断改进和完善。

## 致谢

首先诚挚感谢我的导师陈勇副教授和指导老师曾浩副教授。两位老师治学态度严谨、知识渊博、视野开阔给了我深深的启发。在我的硕士研究生三年的学习生活中不断给予帮助。本文也是在两位老师的大力支持和精心指导下才能成功完成。

另外，我还要特别感谢我的同学们在毕业设计过程中给予的帮助，使我能顺利完成论文。

感谢在百忙中抽出时间对我论文进行评审和答辩的各位老师！

最后再一次感谢关心和帮助过我的老师和同学们。

## 参考文献

- [1] 沈嘉,索士强等编著.3GPP 长期演进(LTE)技术原理与系统设计.人民邮电出版社,2008.11.P43-89.
- [2] 胡宏林,徐景等编著.3GPP LTE 无线链路关键技术.电子工业出版社.2008.5.P124-137.
- [3] 3GPP R1-051412.Cell Search procedure for initial synchronization and neighbour cell identification 2005.
- [4] 3GPP R1-051417.Downlink scheduling for OFDMA 2005.
- [5] 3GPP TS 36.211 V9.1.0.Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA),Physical Channels and Modulation.(Release 9).
- [6] LTE-The UMTS Long Term Evolution From Theory to Practice. Stefania Sesia, Issam Toufik and Matthew Baker. 2009 John Wiley & Sons, Ltd.
- [7] 李文斌.WCDMA 终端小区搜索过程详解.通信与信息技术.2005.8.P43-46.
- [8] 3GPP TS25.211.Physical channels and mapping of transport channels onto physical channels (TDD).Release8.
- [9] 孙霞,卢彬.基于循环前缀的 OFDM 同步算法研究与 FPGA 实现.电子设计应用.2008.2.P77-79.
- [10] F.Claben and H.Meyr.Synchronization Algorithm for an OFDM System for Mobile Communication.1994(10)
- [11] Schmidl T.M, Cox.D.C. Robust frequency and timing synchronization for OFDM[J]. IEEE Trans.Commun, 1997,45(12):1613-1621.
- [12] Tufvesson F, Faulkner M, Edfors O. Time and frequency synchronization for OFDM using PN-sequence preambles [C],Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference, Amsterdam, The Netherlands, September 1999: 2203-2207.
- [13] 郭黎利,梁治国,孙志国,胥恒.基于循环移位前导序列的 OFDM 载波同步方法.[J].信息与电子工程.2006.10.P326-330.
- [14] 3GPP R1-051417.Downlink scheduling for OFDMA.2005.
- [15] 李加升,常洪明.一种快速的 OFDM 定时同步算法研究及其实现.桂林电子科技大学学报.2009.4.P101-104.
- [16] van de Beek,Magnus Sandell.ML Estimation of Time and Frequency Offset in OFDM System.In IEEE Transactions on Signal Processing,vol. 45, no. 7, pp. 1800-1805, July 1997.
- [17] 余鹤,冯冲,杨冰等.一种改进的B3G MIMO-OFDM系统的帧同步方法.无线电通

信技术.2007.6.P1-4.

[18]刘玉林. TD-SCDMA 系统中小区搜索方法研究[J].中国科技信息. 2005(13):P4-5

[19] 3GPP TS 36.213 V8.6.0.Physical layer procedures(Release 8).2009.03.

[20] 王大飞,拉盖施.一种 LTE TDD 系统的小区搜索设计方案.电信技术 2006.10.P112-115.

[21] Branislav M.Popovi,Fredrik Berggren.Primary Synchronization Signal in E-UTRA.IEEE ISSSTA, Aug. 2008.

[22] 王慧颖.TDD-LTE 系统小区搜索的研究.信息科技.2009,11.P12-14

[23] 盛渊,罗新民.LTE 系统中小区搜索算法研究.2009, 42(3).P90-95.

[24] K.Pushpa,Ch.Nanda Kishore and Y.Yoganandam.Estimation of Frequency offset,cell ID and CP Length in OFDMA mode of WMAN.IEEE TENCON, Nov. 2008.

[25] 3GPP TS36-211(v8.2.0).Physical channels and modulation. Mar. 2008

[26] Jung-In Kim,Jung-Su Han,Hee-Jin Roh,and Hyung-Jin Choi,SSS Detection Method for Initial Cell Search in 3GPP LTE FDD/TDD Dual Mode Receiver.ISCIT 2009.

[27] Zheng Du,Jinkang Zhu,Improved Coarse Frequency Synchronization Algorithm with Extended Differential Detection.WCNC 2003,vol.1,pp.470-474,Mar.2003.

[28] Young-Hwan You,Jong-Ho Paik,Cheol-Hee Park,Min-Chul Ju,Ki-Won Kwon and Jin-Woong Cho,Low-complexity Coarse Frequency-offset Synchronization for OFDM Applications.IEEE ICC 2001,vol.8, pp.2494-2498, 2001.

[29] Feng Wang,Yu Zhu,A low complexity scheme for S-SCH detection in 3Gpp lte downlink system.IEEE.2010.

[30] 郭燕鹏,LTE FDD 基带系统中 UE 的接入过程研究,西安电子科技大学硕士论文.2009.01.



## 附录 A 缩略语

缩略语	英文原文	中文含义
BCH	Broadcast Channel	广播信道
CP	Cyclic Prefix	循环前缀
CPICH	Common Pilot Channel	公共导频信道
DwPTS	Down-link Pilot Time Slot	下行导频时隙
LTE	Long Term Evolution	长期演进
MBMS	Multimedia Broadcast and Multicast Service	多媒体广播和多播业务
MIB	Master information block	系统信息块
P_CCCH	Primary Common Control Physical Channel	主公共控制物理信道
P_SCH	Primary Synchronous Channel	主同步信道
P-CPICH	Primary Common Pilot Channel	主公共导频信道
PSS	Primary Synchronous Signal	主同步信号
S_SCH	Secondary Synchronous Channel	辅助同步信道
S-CPICH	Secondary Common Pilot Channel	辅公共导频信道
SIB	System information block	系统信息块
SSS	Secondary Synchronous Signal	辅同步信号
SYNC_DL	Down-link Synchronous Code	下行同步码
TD-SCDM A	Time Division Synchronous CDMA	时分同步码分多址
UE	User Equipment	用户终端
UMTS	Universal Mobile Telecommunication System	通用移动通信系统
UpPTS	Up-link Pilot Time Slot	上行导频时隙
UTRAN	Universal Terrestrial Radio Access Network	全球地面无线接入网
WCDMA	Wide-band Code Division Multiple Access	宽带 CDMA

## 附录 B 在读期间发表论文

第二作者，导师第一作者。WCDMA 系统物理广播信道解码分析与优化.电子测试.2011.01.P31-35.