

摘要

近年来，移动通信发展迅猛，更高信息传输速率的需求不断增加，这就要求进一步改进3G技术，3GPP和3GPP2相应启动了3G长期演进（3G LTE, the third Generation mobile communication system Long Term Evolution）的研究工作。3G LTE带来了第三代移动通信之后的新一轮技术发展的机遇与挑战，目前正作为一项重要的内容在国际标准化组织内开展工作。为了抓住这一轮技术发展的机遇，提高在国际通信领域的地位，我国也投入了很大力量。

LTE系统采用OFDM技术，OFDM的频谱利用率高，抗多径衰落能力强，但它有个明显的缺点是对载波频偏敏感。载波频率偏移会影响OFDM系统子载波间的正交性，导致子载波间（ICI）干扰，影响系统接收机性能，造成较高的误码率，因此同步在通信系统中占有非常重要的地位。本文着重研究LTE系统中载波频率同步粗调算法和精调算法。

本文首先简要介绍了LTE系统提出的背景环境与LTE系统标准的发展现状。然后详细阐述了LTE系统及其关键技术--OFDM技术，并对后续同步算法中需要使用的参考信号，主、次同步信号进行了全面的分析。接着在建立LTE系统信号模型基础上，分析研究了符号定时同步误差、载波频偏误差和采样频率偏移误差对LTE系统性能的影响。

本文实现频偏估计是分成两个阶段进行的。利用LTE系统的次同步信号和循环前缀构建似然函数，提出了适用于LTE系统的载波频率粗调同步算法。为了验证算法的可行性，在LTE信道模型下进行仿真并分析仿真结果，之后对两个算法的性能进行了比较。频率精调算法是利用LTE系统的同步信号和参考信号来完成的。从仿真结果可以看出本文提出的载波频率估计的改进方案在性能上优于现有的算法。

关键词：LTE, OFDM, 载波频率同步, 最大似然估计算法, 循环前缀

第一章 绪论

1.1 本课题研究背景

无线通信在最近两年发展极其迅速，不仅越来越广泛地渗透进每个人的日常生活，改变人们的日常生活方式，而且已经成为我国乃至世界各国最主要的高新技术产业支柱之一。目前，全球移动通信正呈现出移动化、宽带化和 IP 化的趋势，在传统蜂窝移动通信技术快速发展，力争提供宽带服务的同时，部分宽带无线接入技术（如移动 WiMAX-802.16e 技术）也开始提供部分移动功能，通过宽带移动化，试图从移动通信市场上分一杯羹。在这种背景下，移动通信业界提出了新的市场需求，要求进一步改进和增强 3G 技术，提供更强大的数据业务能力，以向用户提供更好的服务，并与其他技术进行竞争。因此，3GPP(3rd Generation Partnership Project) 组织在 UMTS(Universal Mobile Telecommunications System) 系统之后，于 2004 年 12 月正式发起了对 LTE (Long Term Evolution)^[1] 系统的研究。它的市场目标是在下一个十年中能够成为具有竞争力的无线通信系统。

3G LTE 带来了第三代移动通信之后的新一轮技术发展的机遇与挑战，目前正作为一项重要的内容在国际标准化组织内开展工作。为了抓住这一轮技术的发展机遇，提高我国在国际通信领域的地位，包括运营商、设备商、科研院所以及高校“八六三”研究力量在内的国内各相关单位在政府部门的领导和组织下正积极参与研究工作，并且取得了良好的效果。经过 3 年多的工作，LTE 标准已接近完成。这个标准采用 OFDM、MIMO 等先进的无线传输技术^[2]、扁平网结构和全 IP 系统架构，支持最大 20MHz 的系统带宽、超过 200Mbit/s 的峰值速率和更短的传输延时，频谱效率达到 3GPP R6 标准的 3~5 倍^[3]，是一项重大的革新。

根据 3GPP 标准组织原始时间表，4G 的正式商用最早要到 2015 年，在此期间，传统电信设备商和运营商将面临前所未有的挑战。用户需求、市场挑战等共同推动了 3GPP 在 4G 出现之前加速制定新的空中接口和无线接入网络标准。LTE 一方面可以在几年内保持 3GPP 标准相对其他移动通信标准的持续竞争优势，另一方面也为 3GPP 标准向 IMT-Advanced 阶段演进打下了坚实的基础。预计在未来 10 年内，LTE 作为最具影响力的宽带移动通信技术标准之一，将受到业界越来越广泛的关注。我国企业长期以来在 3GPP 标准化过程中积极参与，占有重要的地位。尤其是在 TD-SCDMA 及其后续演进标准，如 TD-LTE 的标准化工作方面，我国始终处于领先和主导的位置。

1.2 本课题研究意义和研究现状

1.2.1 研究意义

同步技术是任何一个通信系统都需要解决的实际问题，其性能直接关系到整个通信系统的性能。可以说，没有准确的同步算法，就不可能进行可靠的数据传输，它是信息可靠传输的前提，在LTE系统中也是如此。LTE系统中存在如下的同步问题：

- ①UE跟eNodeB之间的同步，即下行同步。
- ②上行同步，即为了保证上行多用户之间的正交性，要求各用户的信号同时到达eNodeB，误差在CP以内，因此需要根据用户距eNodeB的位置远近调整它们的发射时间。
- ③eNodeB之间的同步，保持eNodeB之间的正交性可以使LTE系统获得更好的性能。

同步过程大致分为两个阶段：同步捕获和同步跟踪。捕获阶段是指在比较宽的范围内捕捉到参数，并且使补偿后的各偏差变量限定在一个非常小的范围之内，无需考虑后面跟踪的性能如何；跟踪阶段主要针对各偏差变量随机变化部分引起的抖动，如多普勒频移、相位抖动和定时抖动，需要对它们进行随时调整，以获取更高精度的同步。在捕获阶段，系统采用比较复杂的同步算法，对较长时间的同步信息进行处理，获得初步的系统同步。

本论文研究的重点就是频率同步的捕获阶段。

1.2.2 OFDM系统的同步算法现状

LTE系统的技术基础是正交频分复用技术（OFDM），它是一种无线环境下的高速传输技术，要在LTE系统中充分利用OFDM技术的优点，首先必须解决OFDM中的同步问题。

OFDM同步可以分为时域和频域上的同步。一般来说，从同步利用的不同的数据的情况，OFDM同步算法分为两大类：

一类是数据辅助型。引入特殊的同步块，采用训练符号或导频等附加信息，通过改变导频或训练符号的结构，码型等，以便更容易进行同步信息的提取，得到更好的同步性能。这类算法的优点捕获快，精度高。数据辅助型算法主要分为以下几类：

- ① 基于训练符号

基于训练符号的同步方法，通常是在时域将已知信息加入OFDM符号。训练

符号可以同时拥有同步和信道估计两部分的功能。这方面最早由 Moose 提出^[4]，其基本思想是构造两个完全相同的 OFDM 符号，利用相同的结构之间的时域相关性来进行频偏估计。频偏估计方法的前提条件是时间同步已精确完成。Moose 同时指出，使用的训练符号越短，利用最大似然法进行频偏估计的范围越大。此方法估计精度很高，但是估计范围有限，而且系统效率不高。后来，出现了将频偏划分为整数频偏和小数频偏两部分进行的两级估计算法。Schmidl 提出利用两个训练符号进行时间频率同步^[5]。它的训练符号的结构是：第一个训练符号由前后完全相同的两部分组成，利用这两部分的相关性，通过寻找其最大相关值及其相位信息来完成时间同步和小数部分频偏估计；小数部分频偏补偿后，对第二个训练符号与第一个训练符号之间进行差分编码，构成估计代价函数，进行整数部分的频偏估计。该方法有很强的时间频率同步能力，而且复杂度不高。

Tufvesson 提出了利用重复 PN 序列进行时间频率同步的算法^[6]，本算法利用时域 PN 序列的优良相关特性，可实现 OFDM 的时间频率同步。让接收与本地 PN 序列进行相关运算，同步时有明显的尖峰输出，就找到了时间同步点。然后将此时的相关值求幅角，就得到了频率移值。与其它同步方法比，它具有虚警概率和漏报概率低的优点，缺点是加入同步数据，降低了系统数据传输效率。

②基于子载波导频

基于子载波的导频又称为频域导频，即将导频符号插入特定的子载波位置，目的主要是为了在收端对信道进行估计和数据恢复，同时也可以被用于同步。需要说明的是，之前需要进行时间粗同步。Michael Speth 提出利用循环前缀进行时域粗估计^[7]。这样在频域上，就可以采用导频的相关特性来完成对整数频偏估计和时间精同步。这种方法的优点是只需要循环前缀和导频，并不需要其他资源，数据传输效率高，缺点是算法的跟踪时间较长。

另一类是非数据辅助型。从发送信号已知的结构（如循环前缀），接收机其他处理部分（如信道估计），或者对经过 FFT 变换后信号本身进行处理，进一步提取同步信息。一般来说，分为全盲同步和半盲同步。这类算法的优点避免由于插入导频符号而带来的资源的浪费。缺点是为了获得高精度需要几十个甚至上百个 OFDM 块，捕获时间长，适合下行的蜂窝系统，广播系统。非数据辅助型算法主要分为以下几类：

① 基于循环前缀

OFDM 信号的同步可以充分利用 OFDM 信号的特点展开。由于 OFDM 符号间存在循环前缀 CP，考察间隔为 N 的两个接收样本点之间的相关性。如果这两个样本点中，一个属于前缀，一个属于同一个 OFDM 码元之内的拷贝信息，则两者相关性大；如果一个属于 CP，一个属于不相关信息，则两者相关性小。基于 CP 的

同步算法正是基于这样的思想。实际中通常采用的是最大似然估计算法（ML, Maximum Likelihood）。但是，在多径信道中，由于 ISI 的影响会破坏 CP 的循环性，所以会影响 CP 算法的有效性，而且利用 CP 进行频偏估计的范围有限，只能估计频偏的小数部分。因此基于 CP 的同步算法往往只能用于时偏和小数频偏的粗估计。

② 盲同步

由于训练序列和导频等会增加传输开销，从而降低通信效率，而且在某些应用中无法在发端提供训练符号，如军事侦听、多点通信网络等等，于是出现了盲同步方法。盲同步只需利用传输数据便可以自我恢复，无需等到下一个训练符号到达之后才能重新工作，进一步提高了传输速率、带宽利用率和信噪比。盲同步分为全盲和半盲。全盲同步只有输出的数据可供使用，而半盲同步则是除了接收数据提供的信息外，还有其他的辅助信息可以利用。

1.3 本课题主要完成的工作和结构安排

本论文是假设 LTE 系统下行链路时间同步已经完成，围绕频率同步的捕获阶段展开研究，没有考虑接下来的跟踪阶段。研究过程主要采用了理论研究与计算机 MATLAB 实验仿真相结合的方式^[8]，首先在理论上进行了分析和推导，研究其可行性；其次，在计算机上使用 MATLAB 软件进行仿真；最后根据对不同算法进行比较。

本文的主要工作有：

①通过对 LTE 最新协议的学习，了解了 LTE 系统基本原理，以及 LTE 体系结构、LTE 物理层、LTE 无线接口协议以及 LTE 无线资源管理和移动性管理等基础知识，对 LTE 系统框架有了整体的把握。

②研究频率同步主要的几种算法，并应用在 LTE 系统中，根据 LTE 系统的特殊情况进行仿真。

③在计算机 MATLAB 软件环境下，建立 LTE 下行链路级仿真平台，在实现频率同步时如果单纯使用次同步信号，由于可用数据量有限，一步无法达到系统所规定的频率精度要求，所以本文在实现时将分成两个阶段进行。第一个阶段频率粗调，第二个阶段频率精调。

本文共分为六章，结构安排如下：

第二章首先介绍了 LTE 系统，详细描述了关键技术之一 OFDM 技术^[9]，然后简要讲述了 LTE 系统物理层帧结构、物理层关键技术^[11]。

第三章分析同步误差的存在对 LTE 系统性能影响。在建立 LTE 系统信号模型基础上，分析了符号定时同步误差、载波频偏误差、采样时钟偏移误差对 LTE 系

统接收机性能的影响^[9]。

第四章研究 LTE 系统的频率同步粗调算法。载波频偏估计主要分为小数倍载波频偏估计和整数倍载波频偏估计。本文主要研究小数倍频偏估计算法，并分成两个阶段进行估计，频率粗调和频率精调。频率粗调选用了两种算法，先是利用次同步信号依据最大似然原理来完成^{[9][10]}，之后利用 CP 构建似然函数^[9]。为了验证算法的可行性，将频率估计算法在 LTE 信道模型下进行仿真，并分析仿真结果，最后对两种算法进行性能比较。

第五章研究 LTE 系统的频率同步精调算法。本章采用两种算法：基于同步信号的频偏估计算法、基于参考信号改进的频偏估计算法^{[11][12][13][14]}，在后者中利用了简化的内插函数法对现有的频偏估计算法进行改进，进行仿真，并进行性能比较。

第六章总结全文，并指出今后需要进一步研究和考虑的问题。

第二章 LTE 系统的基本原理

2.1 LTE 的主要目标

在第三代移动通信的发展过程中，随着 R99,R4,R5,R6 和 R7 各个版本技术规范的发布，3GPP 作为 WCDMA 和 TD-SCDMA 这两个系统进行国际标准化工作的主要组织，对基于 CDMA 技术的第三代移动通信技术的发展起到了重要作用，近年来这些系统逐渐进入了商用的进程。与此同时，无线通信技术也在不断发展，尤其是以 OFDM 技术为代表的各项新技术成为热点，并逐渐走向了产业化。特别是这些新技术随着无线宽带接入系统中的出现，将无线通信的接入速率提升到了 100Mbit/s 的范畴，同时开始加强对终端移动性的支持，这给正处于 3G 发展期的传统蜂窝移动通信带来了强大的竞争压力。在这样的背景下，作为传统领域的领导者，无论是为了促进新技术的产业化，还是应对行业内激烈的技术竞争，保持移动通信领域的领导地位，都要求 3GPP 作出进一步的努力，因此就出现了 3G LTE 技术。

2004 年 12 月在希腊雅典会议上，3GPP 确定了一个 LTE 项目的总体目标。这个总体目标是高速率、低延迟和数据包优化的无线接入技术 3GPP LTE 项目的主要性能目标^{[2][15]}：

- ①在 20MHz 频谱带宽能够提供下行 100Mbit/s、上行 50Mbit/s 的峰值传输速率；
- ②改善小区边缘用户的性能；
- ③提高小区容量；
- ④降低系统延迟，用户平面内部单向传输时延低于 5ms，控制平面从睡眠状态到激活状态迁移时间低于 50ms，从驻留状态到激活状态的迁移时间小于 100ms；
- ⑤支持 100km 半径的小区覆盖；
- ⑥能够为 350km/h 高速移动用户提供>100kbit/s 的接入服务；
- ⑦支持成对或非成对频谱，并可灵活配置 1.4MHz~20MHz 多种带宽。

为了实现上述总体目标，LTE 首先从定义需求上开始，主要业务需求设计指标包括：

- ①数据速率和频谱效率。峰值速率为：下行 100Mbit/s，上行 50Mbit/s(相应的系统的最大带宽为 20MHz，频谱效率为下行 5bit/s/Hz、上行为 2.5bit/s/Hz)，支持成对和不成对频谱分配；
- ②时延。系统分组域业务为主要设计目标，以支持实时性强的业务，降低无线网络的时延。目前的指标主要是参考 VoIP 等各种实时业务的 QoS 要求而得到。

同时，系统减小了控制平面的状态转移时延，有利于改善用户对于网络服务的体验。在用户数据平面，空中单向时延小于 5ms；在控制平面，用户从空闲状态到连接状态的时延小于 100ms；

③覆盖和移动性。小区覆盖半径在 5km 以下时，应该满足 LTE 项目的所有性能要求，支持小于 30km 的小区覆盖能力，但允许有一定的性能损失。演进系统应支持终端在整个系统范围内的移动性，优化对低速移动用户的服务，提供高移动速度能力；

④面向广播、多播的 MBMS 业务。演进系统应该增强对于组播和广播业务 (MBMS, Multimedia Broadcast/Multicast Services) 的支持，实现 MBMS 这种非对称业务与双向业务的结合，以及 MBMS 在非对称频段的使用。

2.2 LTE 基本的物理层传输方案

3GPP RAN1 工作组对各个公司提交的候选提案进行了概括和收敛，确定了 6 种备选多址方式，包括：

- ①FDD，上行采用单载波 FDMA (SC-FDMA)，下行采用 OFDM 接入技术 (OFDMA,OFDM Access)；
- ②FDD，上下行都采用 OFDMA；
- ③FDD，上下行都采用多载波 WCDMA (MC-WCDMA)；
- ④TDD，上下行都采用多载波时分同步 CDMA (MC-TD-SCDMA)；
- ⑤TDD，上下行都采用 OFDMA；
- ⑥TDD，上行采用单载波 FDMA (SC-FDMA)，下行采用 OFDMA。

空中接口物理层技术是无线通信系统的基础与标志，3GPP 组织就 LTE 系统物理层下行传输方案很快达成一致，采用先进成熟的 OFDMA 技术；但上行传输方案却争论不断，很大部分设备商考虑到 OFDM 较高的峰均比会增加终端的成本和功耗，限制终端使用时间，坚持采用峰均比较低的 SC-FDMA 方案，但一些积极参与 WiMAX 标准组织的公司却经过多次会议的协商，有了初步的结论，首先从 6 种候选的多址技术方案中，选择了“上行 SC-FDMA，下行 OFDMA”的方案作为 LTE 关于多址方式的工作假设以进行后续研究工作。同时，对于基于 CDMA 技术的候选提案，确定了将作为对现有 3G 系统更加直接的演进方式在目前 3GPP 已有的版本演进路线上进行，由此也基本确定了 LTE 系统将采用以 OFDM 技术为基础的多址方式。

对用户的频域信号进行子载波映射，可选择集中式映射或者分布式映射，再

通过 IFFT，然后加 CP。不同的用户分配不同的载波，用户数据在频域上相互正交。OFDMA 系统的发射端结构框图如图 2.1 所示。

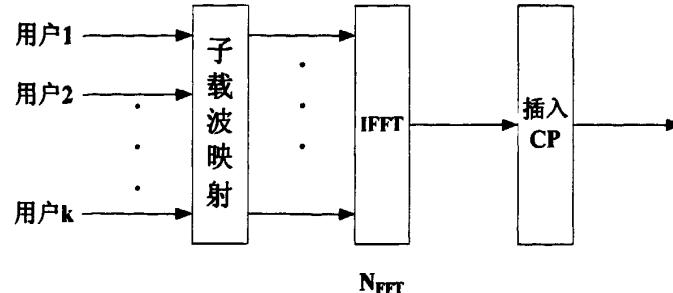


图 2.1 OFDMA 系统发射端结构框图

2.3 LTE 中的关键技术-OFDM 技术

上一节中讨论了在 LTE 系统中，传统的 OFDM 技术已经作为下行传输方案被采用，并且它还可以用于其他无线技术，如：WiMAX 和 DVB 广播技术。LTE 系统中，由于传输带宽可以到达 20M，随着带宽增加，当信号带宽大于相干带宽时存在频率选择性衰落，OFDM 技术的特点则是可以有效地抵抗频率选择性衰落。OFDM 技术将传输带宽划分为相互正交的子载波集，通过将不同的子载波集分配给不同的用户，可用带宽资源被灵活地在不同移动终端之间共享，从而避免了不同用户间的多址干扰。LTE 下行链路中 OFDM 调制过程如图 2.2 所示。

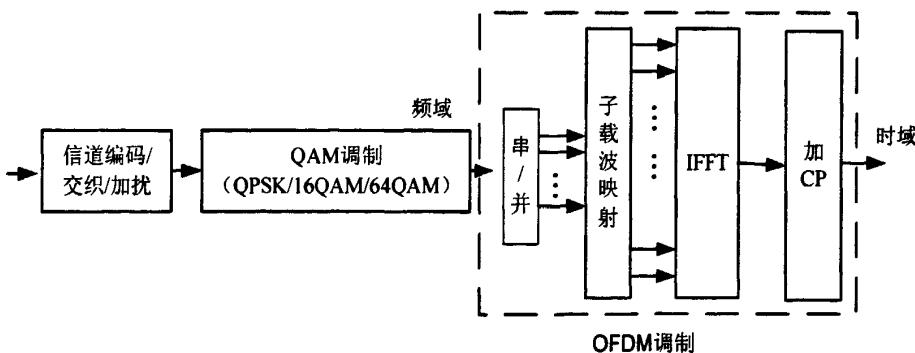


图 2.2 LTE 下行多址方式-OFDM 框图

OFDM^[8]即正交频分复用，是一种多载波调制技术，其基本原理就是把高速的数据流通过串并变换，分配到传输速率相对较低的若干个子信道中进行传输。由于每个子信道中的符号周期会相对增加，因此可以减轻由无线信道的多径时延扩展所产生的时间弥散性对系统造成的影响。而加入循环前缀作为保护时隙，可以避免由多径带来的信道间干扰。同时，利用子载波间的正交性，OFDM 技术可以提高频谱利用率，且可以有效地抵抗频率选择性衰落。

OFDM 系统的重要优点是可以利用快速傅立叶变换实现调制和解调，从而可以大大简化系统实现的复杂度。其系统模型框图^[16]如图 2.3 所示。

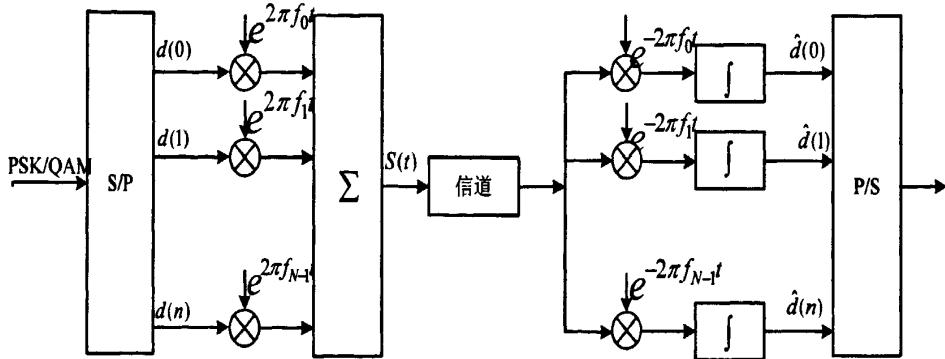


图 2.3 OFDM 系统基本模型框图

由图可知，一个 OFDM 符号之内包括多个经过调制的子载波的合成信号，设 N 表示子信道的个数， T 表示 OFDM 符号的宽度，也是单个子载波调制符号的时间。 $d_i (i=0,1,\dots,N-1)$ 是分配给每个子信道的数据符号，第 0 个子载波的载波频率设为 0， $\text{rect}(t) = 1, |t| \leq T/2$ ，则从 $t=t_s$ 开始的 OFDM 符号复数形式可以表示为：

$$s(t) = \sum_{i=0}^{N-1} d_i \text{rect}(t-t_s - \frac{T}{2}) \exp[j2\pi f_i(t-t_s)] \quad t_s \leq t \leq t_s + T$$

$$s(t) = 0 \quad t < t_s, t > T + t_s \quad \text{式 (2.1)}$$

需要注意的是 OFDM 的正交性体现在子载波上面，由于在一个 OFDM 符号周期内包含整数个子载波，而且各个相邻子载波之间相差一个周期，从而保证了子载波之间的正交性。即

$$\frac{1}{T} \int_0^T \exp(jw_n t) \cdot \exp(-jw_m t) dt = \begin{cases} 1 & m = n \\ 0 & m \neq n \end{cases} \quad \text{式 (2.2)}$$

如对式 (2.1) 中的第 j 个子载波进行解调，然后在时间长度 T 内进行积分，即：

$$\begin{aligned} \hat{d}_j &= \frac{1}{T} \int_{t_s}^{t_s+T} \exp(-j2\pi \frac{j}{T}(t-t_s)) \cdot \sum_{i=0}^{N-1} d_i \exp(j2\pi \frac{i}{T}(t-t_s)) dt \\ &= \frac{1}{T} \sum_{i=0}^{N-1} d_i \int_{t_s}^{t_s+T} \exp(-j2\pi \frac{i-j}{T}(t-t_s)) dt \\ &= d_j \end{aligned} \quad \text{式 (2.3)}$$

由此可见，解调部分能完全恢复原始信号，然而上述方法所需要的设备十分复杂，当 N 较大时，需要大量的正弦波发生器、滤波器、调制器和解调器等，因此成本非常昂贵。为了降低 OFDM 系统的复杂度和成本，通常用离散傅立叶 (DFT) 和反变换 (IDFT) 来实现上述功能。近几年来，由于数字信号处理技术 FFT (快

速傅里叶变换) 的发展, 使 OFDM 技术有了革命性的变化。FFT 允许将各个子载波重叠排列, 同时保持子载波之间的正交性 (以避免子载波之间干扰)。如图 2.4 所示, 相同的带宽内可以容纳更多的子载波, 因此部分重叠的子载波排列可以大大提高频谱效率, 也正是由于子载波间的正交性, 子载波间频谱可以交错重叠, 从而与传统的 FDM 相比较, 可以使频谱效率提高近 1 倍, 如图 2.4 所示。

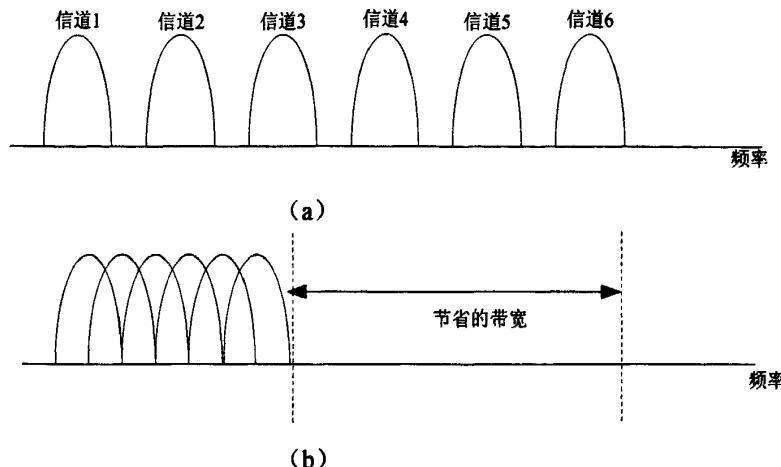


图 2.4 (a) 传统 FDM 频谱 (b) OFDM 频谱

OFDM 中各子载波之间是正交的, 如图 2.5 所示。每一个子载波频率的最大值处, 所有其它子信道的频谱值恰好为零。由于在接收端对 OFDM 信号解调时, 需要计算这些点上所对应的每一个子载波频率的最大值, 因此可以从多个相互重叠的子信道符号频率中提取每个子信道符号, 而不会受到其他子信道的干扰。

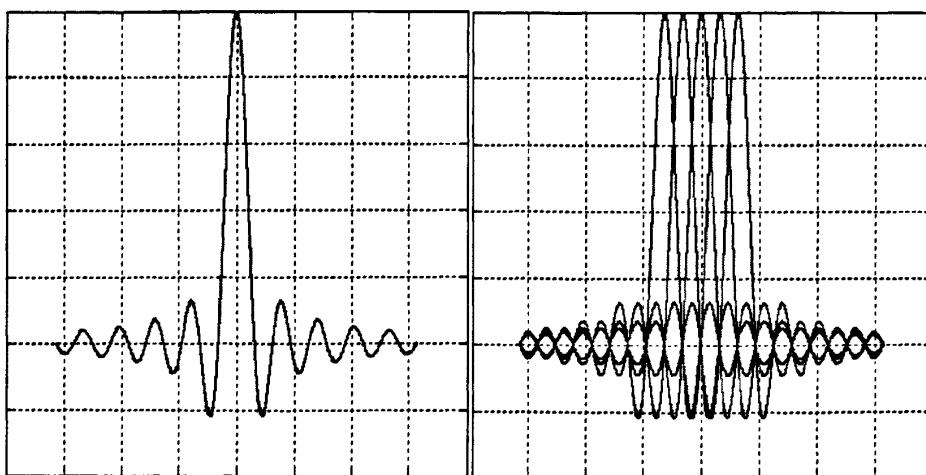


图 2.5 OFDM 子载波频谱和 OFDM 子信道符号的频谱

应用 OFDM 的一个重要原因在于它可以有效地对抗多径时延扩展。通过把输入的串行数据流变换到 N 个并行的子信道中, 使得每一个调制子载波的数据周期扩大为原始数据符号周期的 N 倍, 时延扩展与符号周期的数值比也同样降低 N 倍。

为了最大限度地消除符号间干扰, OFDM 系统在每个 OFDM 符号之间插入保护间隔, 而且该保护间隔长度 T_g 一般大于无线信道中的最大时延扩展。这样一个符号的多径分量就不会对下一个符号造成干扰。在这段保护间隔内, 可以不插入任何信号, 即是一段空闲的传输时段。但是, 在这种情况下, 由于多径传播的影响, 子载波之间的正交性遭到破坏, 不同的子载波之间会产生干扰。这种效应如图 2.6 所示, 由于在 FFT 运算时间长度内, 第 1 个子载波和第 2 个子载波之间的周期个数之差不再是整数, 所以当接收机试图对第 1 子载波进行解调时, 第 2 子载波会对第 1 子载波造成干扰。同样, 当接收机对第二个子载波进行解调时, 也会存在来自第一子载波的干扰。

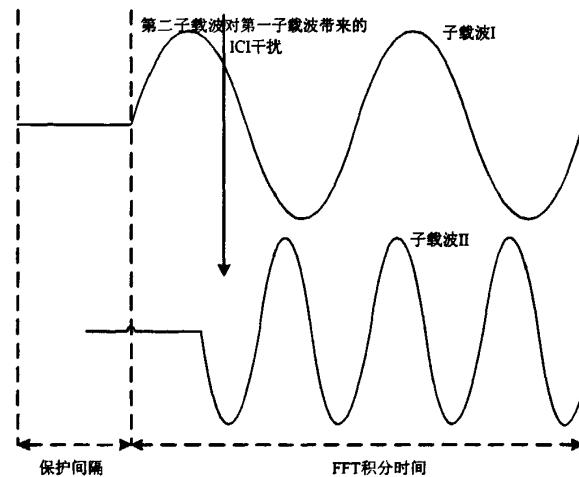


图 2.6 多径环境下, 保护间隔在子载波间造成的干扰

为了消除由于多径所造成的子信道间干扰, OFDM 符号需要在其保护间隔内填入循环前缀信号, 见图 2.7。这样就可以保证在 FFT 周期内, OFDM 符号的延时副本内所包含的波形的周期个数也是整数。这样, 时延小于保护间隔长度 T_g 的时延信号就不会在解调过程中产生 ICI (信道间干扰)。

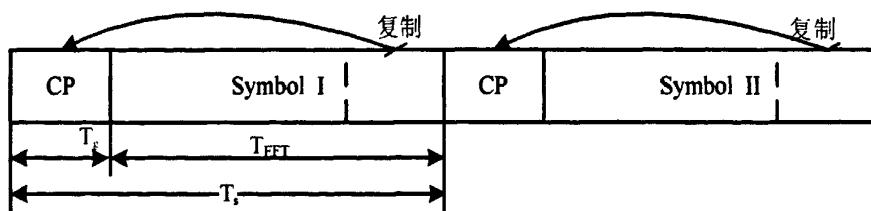


图 2.7 OFDM 符号的循环前缀

2.4 TDD LTE 的帧结构及时隙结构

2.4.1 帧结构

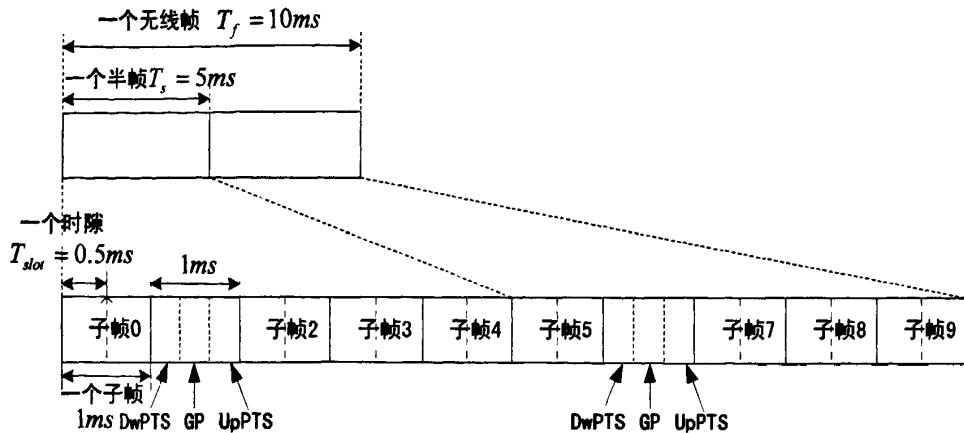


图 2.8 LTE 物理层帧结构

3GPP 定义的一个无线帧长度为 10ms，系统的帧结构^[17]如图 2.8 所示，每个无线帧由两个时长为 5ms 的半帧组成。每个半帧由 8 个时长为 0.5ms 的时隙和三个特殊的域 (DwPTS, GP 和 UpPTS) 组成。DwPTS, GP 和 UpPTS 的总时长为 1ms。子帧 1 和子帧 6 包含 DwPTS, GP 和 UpPTS。其余的子帧都由两个时隙构成，例如子帧 i 由时隙 $2i$ 和 $2i+1$ 构成。子帧 0、5 和 DwPTS 通常留作下行传输。用作下行传输的子帧和用作上行传输的子帧之间由一个转换点分开。上下行转换点的周期可以为 5ms，也可以为 10ms。对于 5ms 的上下行转换点周期，UpPTS 和子帧 2、7 留作上行传输。对于 10ms 的上下行转换点周期，DwPTS 存在于一个无线帧的两个半帧中，而 GP 和 UpPTS 只存在于第一个半帧中，DwPTS 在第二个半帧中的持续时间为 1ms。UpPTS 和子帧 2 留作上行传输，子帧 7 到 9 留作下行传输。

2.4.2 下行时隙结构

每个时隙的发送信号用 $N_{\text{RB}}^{\text{DL}} N_{\text{sc}}^{\text{RB}}$ 个子载波和 $N_{\text{symb}}^{\text{DL}}$ 个 OFDM 符号组成的资源格描述^[8]，其中 $N_{\text{RB}}^{\text{DL}}$ 表示下行链路中资源块的个数， $N_{\text{sc}}^{\text{RB}}$ 表示频域资源块大小，即每个资源块包含的子载波数； $N_{\text{symb}}^{\text{DL}}$ 表示下行时隙中的 OFDM 符号数。一个物理资源块定义为 $N_{\text{symb}}^{\text{DL}}$ 个连续的时域 OFDM 符号和 $N_{\text{sc}}^{\text{RB}}$ 个连续的频域子载波，所以一个物理资源块由 $N_{\text{symb}}^{\text{DL}} \times N_{\text{sc}}^{\text{RB}}$ 个资源单元组成。资源格的结构如图 2.9 所示。资源格中的每个单元被称为资源单元，在一个时隙中用 (k, l) 对其进行唯一标识， k 和 l 分别表示频域和时域的索引，其中 $k = 0, \dots, N_{\text{RB}}^{\text{DL}} N_{\text{sc}}^{\text{RB}} - 1$ ， $l = 0, \dots, N_{\text{symb}}^{\text{DL}} - 1$ 。天线口 p 上的 (k, l) 资源单元用复数 $a_{k,l}^{(p)}$ 表示，若不会产生混淆，或者没有特别指定天线口，可

以将上标 p 去掉。

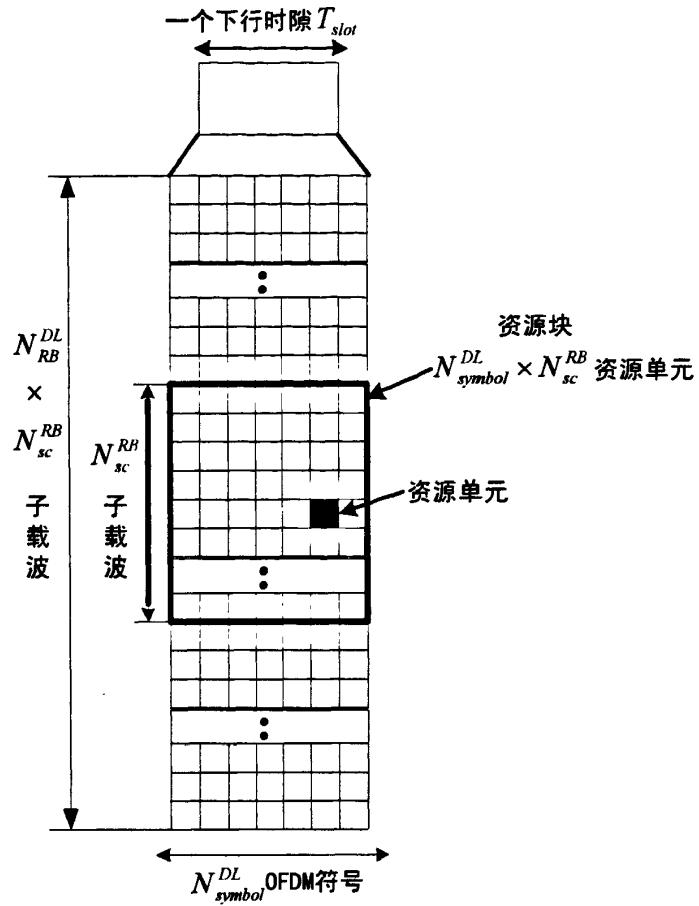


图 2.9 下行资源格结构

2.5 LTE 系统中的同步信号

2.5.1 主同步信号

① 信号生成

根据参考文献^[17]的描述, 频域主同步信号为 Zadoff-Chu 序列, 由下式生成:

$$d_u(n) = \begin{cases} e^{-j \frac{\pi u(n+1)}{63}} & n = 0, 1, \dots, 30 \\ e^{-j \frac{\pi u(n+1)(n+2)}{63}} & n = 31, 32, \dots, 61 \end{cases} \quad \text{式 (2.4)}$$

其中, u 由表 2.1 确定:

表 2.1

$N_{\text{ID}}^{(2)}$	root index u
0	25
1	29
2	34

②物理资源格映射

主同步信号序列到 RE 的映射取决于帧结构。用于传输主同步信号的天线口未指定。频域主同步信号的长度为 62，映射到直流子载波两边各 31 个子载波上，按照式 2.5 所规定的规则进行资源映射^[17]：

$$a_{k,l} = d(n), \quad n = 0, \dots, 61$$

$$k = n - 31 + \frac{N_{\text{RB}}^{\text{DL}} N_{\text{sc}}^{\text{RB}}}{2} \quad \text{式 (2.5)}$$

其中， $d(n)$ 表示频域主同步序列， $a_{k,l}$ 表示资源单元， k 表示频域索引号， l 表示主同步信号所在的符号位，文献[17]中规定，主同步信号上的剩余子载波资源将预留不用，剩余子载波位置由下式给出：

$$k = n - 31 + \frac{N_{\text{RB}}^{\text{DL}} N_{\text{sc}}^{\text{RB}}}{2} \quad \text{式 (2.6)}$$

$$n = -5, -4, \dots, -1, 62, 63, \dots, 66$$

主同步信号对应 72 个子载波，根据系统带宽与资源块的关系，见表 2.2，可以推出主同步信号应该在最低带宽上发送。

表 2.2 系统带宽与资源块的关系

Channel bandwidth BWChannel [MHz]	1.4	3	5	10	15	20
NRB	6	15	25	50	75	100

根据文献[17]，主同步信号在时域映射到子帧 1 和子帧 6 上，根据 LTE TDD 帧结构可以看出，主同步信号位于子帧 1 和子帧 6 的第三个 OFDM 符号，见图 2.10 所示。

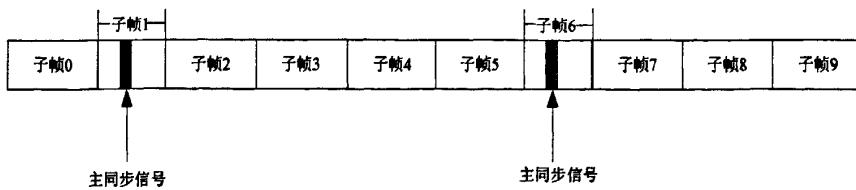


图 2.10 主同步信号在无线帧中的位置

2.5.2 次同步信号

①信号生成

参考文献[17]中描述，次同步信号序列是由两个长度为 31 的二进制序列级联而成的，由式 2.7 给出^[17]：

$$d(2n) = \begin{cases} s_0^{(m_0)}(n)c_0(n) & \text{in subframe 0} \\ s_1^{(m_1)}(n)c_0(n) & \text{in subframe 5} \end{cases} \quad \text{式 (2.7)}$$

$$d(2n+1) = \begin{cases} s_1^{(m_1)}(n)c_1(n)z_1^{(m_0)}(n) & \text{in subframe 0} \\ s_0^{(m_0)}(n)c_1(n)z_1^{(m_1)}(n) & \text{in subframe 5} \end{cases}$$

其中 $0 \leq n \leq 30$, m_0, m_1 由小区标识组号 $N_{\text{ID}}^{(1)}$ 按以下方式确定:

$$m_0 = m' \bmod 31$$

$$m_1 = (m_0 + \lfloor m'/31 \rfloor + 1) \bmod 31$$

$$m' = N_{\text{ID}}^{(1)} + q(q+1)/2 \quad \text{式 (2.8)}$$

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

$$q' = \left\lfloor N_{\text{ID}}^{(1)}/30 \right\rfloor$$

式(2.7)中序列 $s_0^{(m_0)}(n)$ 和 $s_1^{(m_1)}(n)$ 由 m 序列的两个不同的循环移位序列构成:

$$s_0^{(m_0)}(n) = \tilde{s}((n + m_0) \bmod 31) \quad \text{式 (2.9)}$$

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

其中:

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

$$x(\bar{i} + 5) = (x(\bar{i} + 2) + x(\bar{i})) \bmod 2 \quad 0 \leq \bar{i} \leq 25 \quad \text{式 (2.10)}$$

初始条件为: $x(0) = 0, x(1) = 0, x(2) = 0, x(3) = 0, x(4) = 1$

式(2.7)序列 $c_0(n)$ 和 $c_1(n)$ 取决于主同步信号, 其由 m 序列的两个不同的循环移位序列构成:

$$c_0(n) = \tilde{c}((n + N_{\text{ID}}^{(2)}) \bmod 31) \quad \text{式 (2.11)}$$

$$c_1(n) = \tilde{c}((n + N_{\text{ID}}^{(2)} + 3) \bmod 31)$$

其中, $N_{\text{ID}}^{(2)} \in \{0, 1, 2\}$ 是物理层小区标识组 $N_{\text{ID}}^{(1)}$ 中的物理层小区标识,

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

$$x(\bar{i} + 5) = (x(\bar{i} + 3) + x(\bar{i})) \bmod 2 \quad 0 \leq \bar{i} \leq 25 \quad \text{式 (2.12)}$$

初始条件为: $x(0) = 0, x(1) = 0, x(2) = 0, x(3) = 0, x(4) = 1$

扰码序列 $z_1^{(m_0)}(n), z_1^{(m_1)}(n)$ 由 m 序列的一个循环移位定义:

$$z_1^{(m_0)}(n) = \tilde{z}(n + (m_0 \bmod 8) \bmod 31) \quad \text{式 (2.13)}$$

$$z_1^{(m_1)}(n) = \tilde{z}((n + (m_1 \bmod 8)) \bmod 31)$$

其中,

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

$$x(\bar{i} + 5) = (x(\bar{i} + 4) + x(\bar{i} + 2) + x(\bar{i} + 1) + x(\bar{i})) \bmod 2 \quad 0 \leq \bar{i} \leq 25 \quad \text{式 (2.14)}$$

初始条件为: $x(0) = 0, x(1) = 0, x(2) = 0, x(3) = 0, x(4) = 1$ 。

②物理资源格映射

频域次同步序列的长度为 62, 映射到直流两边各 31 个子载波上, 按照式 2.15

所规定的规则进行资源映射：

$$a_{k,l} = d(n) \quad n = 0, \dots, 61$$

$$k = n - 31 + \frac{N_{\text{RB}}^{\text{DL}} N_{\text{sc}}^{\text{RB}}}{2} \quad \text{式 (2.15)}$$

$$l = \begin{cases} N_{\text{symb}}^{\text{DL}} - 2 & \text{in slots 0 and 10 for frame structure type 1} \\ N_{\text{symb}}^{\text{DL}} - 1 & \text{in slots 1 and 11 for frame structure type 2} \end{cases}$$

其中， $d(n)$ 表示频域次同步序列， $a_{k,l}$ 表示资源单元， k 表示频域索引号， l 表示次同步信号所在的符号位，参考文献[17]中规定，次同步信号上的剩余子载波资源将预留不用，剩余子载波位置由式 2.16 给出：

$$k = n - 31 + \frac{N_{\text{RB}}^{\text{DL}} N_{\text{sc}}^{\text{RB}}}{2} \quad \text{式 (2.16)}$$

$$n = -5, -4, \dots, -1, 62, 63, \dots, 66$$

次同步信号对应 72 个子载波，根据系统带宽与资源块的关系，可以推出次同步信号应该在最低带宽上发送。

根据参考文献[17]，次同步信号在时域映射到时隙 1 和时隙 11 上，依据 LTE TDD 帧结构，次同步信号位于时隙 1 和时隙 11 的最后一个 OFDM 符号上，见图 2.11 所示。

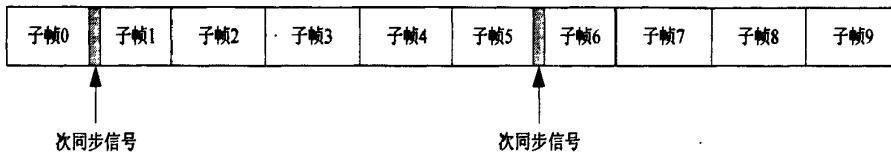


图 2.11 次同步信号在无线帧中的位置

2.6 LTE 系统中的参考信号

下行参考信号由已知的参考信号构成，下行参考信号是以资源粒子(Resource Element, RE)为单位的，即一个参考信号占用一个 RE。这些参考信号可以分为两列：第 1 参考信号和第 2 参考信号。第 1 参考信号位于每个 0.5ms 时隙的第 1 个 OFDM 符号，第 2 参考信号位于每个时隙的倒数第 3 个 OFDM 符号。第 1 参考信号位于第 1 个 OFDM 符号有助于下行控制信号被尽早解调。在频域上，每 6 个子载波插入一个参考信号，这个数值是在信道估计性能和参考信号开销之间求取平衡的结果，参考信号既能在典型频率选择性衰落信道中获得良好的信道估计性能，又能将参考信号控制在较低水平。参考信号的时域密度也是根据相同的原理确定的，每个时隙插入两行参考信号即可以在典型的运动速度下获得满意的信道估计

性能，开销又不是很大。在参考信号的设置上考虑的主要是基于高速移动性的支持。

①信号生成

根据参考文献[17]的描述，参考信号序列由 PN 扰码生成，由下式生成：

$$r_{i,N_s}(m) = \frac{1}{\sqrt{2}}(1 - 2 \cdot c(2m)) + j \frac{1}{\sqrt{2}}(1 - 2 \cdot c(2m+1)), \quad m = 0, 1, \dots, 2N_{RB}^{\max, DL} - 1 \quad \text{式 (2.17)}$$

其中 $N_{RB}^{\max, DL}$ 指对应的 PDSCH 的传输带宽（资源块个数）。 N_s 是时隙编号，1 是 OFDM 符号编号，PN 序列参数的循环移位寄存器初始值设置如下：

$$c_{init} = 2^{10} \cdot (7 \cdot (n_s + 1) + l + 1) \cdot (2 \cdot N_{ID}^{cell} + 1) + 2N_{ID}^{cell} + N_{CP} \quad \text{式 (2.18)}$$

$$N_{CP} = \begin{cases} 1 & \text{for normal CP} \\ 0 & \text{for extended CP} \end{cases}$$

循环寄存器在每一个 OFDM 符号开始时就要按照上面的公式初始化。也就是说它的一个周期为一个 OFDM 符号。

②物理资源格映射

由式 2.17 得到的参考信号序列 $r_{i,N_s}(m)$ 应该映射到时隙 n_s 天线端口 p ，假设映射后参考符号的附属调制符号为 $a_{k,l}^{(p)}$ ，那么映射后的关系如下：

$$a_{k,l}^{(p)} = r_{i,N_s}(m) \quad \text{式 (2.19)}$$

其中， $k = 6m + (v + v_{shift}) \bmod 6$

$$l = \begin{cases} 0, N_{symb}^{DL} - 3 & \text{if } p \in \{0, 1\} \\ 1 & \text{if } p \in \{2, 3\} \end{cases} \quad \text{式 (2.20)}$$

$$m = 0, 1, \dots, 2 \cdot N_{RB}^{DL} - 1$$

$$m' = m + N_{RB}^{\max, DL} - N_{RB}^{DL}$$

变量 v 定义了不同参考信号的频域位置，其中 v 由式 2.21 给出：

$$v = \begin{cases} 0 & \text{if } p = 0 \text{ and } l = 0 \\ 3 & \text{if } p = 0 \text{ and } l \neq 0 \\ 3 & \text{if } p = 1 \text{ and } l = 0 \\ 0 & \text{if } p = 1 \text{ and } l \neq 0 \\ 3(n_s \bmod 2) & \text{if } p = 2 \\ 3 + 3(n_s \bmod 2) & \text{if } p = 3 \end{cases} \quad \text{式 (2.21)}$$

图 2.12 给出了常规 CP 情况下用于传输终端参考信号的资源粒子示意图。其中 R_p 表示在天线端口 p 上用于传输参考符号的资源粒子。

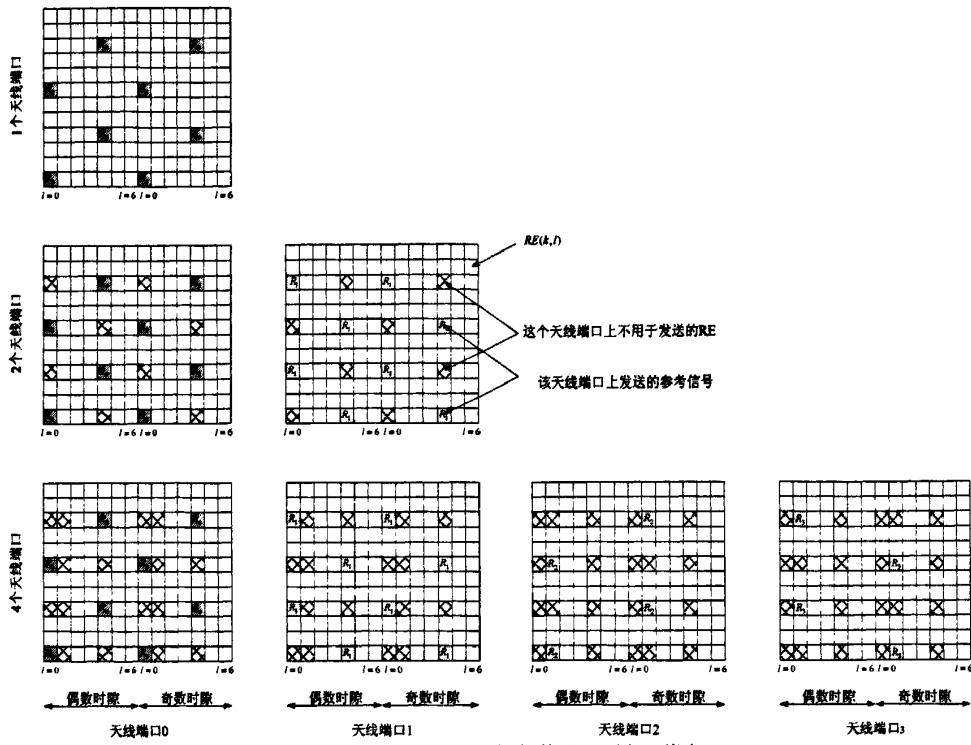


图 2.12 下行参考信号映射 (常规 CP)

2.7 LTE 系统中 OFDM 基带信号的产生

在 LTE 下行时隙中, 时间连续信号 $s_l^{(p)}(t)$ 表示从天线端口 p 发送的第 l 个 OFDM 符号, 其表达式为^[17]:

$$s_l^{(p)}(t) = \sum_{k=-\lfloor N_{\text{RB}}^{\text{DL}} N_{\text{sc}}^{\text{RB}} / 2 \rfloor}^{-1} a_{k^{(-)} l}^{(p)} \cdot e^{j2\pi k \Delta f (t - N_{\text{CP}} T_s)} + \sum_{k=1}^{\lceil N_{\text{RB}}^{\text{DL}} N_{\text{sc}}^{\text{RB}} / 2 \rceil} a_{k^{(+)} l}^{(p)} \cdot e^{j2\pi k \Delta f (t - N_{\text{CP}} T_s)} \quad \text{式 (2.22)}$$

其中, $0 \leq t < (N_{\text{CP}} + N) \times T_s$, $k^{(-)} = k + \lfloor N_{\text{RB}}^{\text{DL}} N_{\text{sc}}^{\text{RB}} / 2 \rfloor$ 和 $k^{(+)} = k + \lfloor N_{\text{RB}}^{\text{DL}} N_{\text{sc}}^{\text{RB}} / 2 \rfloor - 1$ 。当子载波间隔 $\Delta f = 15 \text{ kHz}$ 时, $N = 2048$; 当子载波间隔 $\Delta f = 7.5 \text{ kHz}$ 时, $N = 4096$ 。

为了叙述简便, 将上述表达式进行简化, 将 $t = N_{\text{cp}} T_s$ 作为起点, 考虑一个天线端口的一个 OFDM 符号, 设 $N = N_{\text{RB}}^{\text{DL}} N_{\text{sc}}^{\text{RB}}$, 可以将式(2.22)写成:

$$s(t) = \sum_{k=-\lfloor N/2 \rfloor}^{-1} a_{k^{(-)} l} e^{j2\pi k \Delta f t} + \sum_{k=1}^{\lceil N/2 \rceil} a_{k^{(+)} l} e^{j2\pi k \Delta f t} \quad \text{式 (2.23)}$$

将连续信号进行数字化处理, 即以 $t = \frac{T_n}{N_{\text{ff}}}$ 的速率进行采样, 令 $t = \frac{T_n}{N_{\text{ff}}} (n = 0, 1, \dots, N-1)$, 我们可以得到:

$$s_n = \sum_{k=-\lfloor N/2 \rfloor}^{-1} a_{k+\lfloor N/2 \rfloor} e^{j \frac{2\pi k n}{N_{\text{ff}}}} + \sum_{k=1}^{\lceil N/2 \rceil} a_{k+\lfloor N/2 \rfloor-1} e^{j \frac{2\pi k n}{N_{\text{ff}}}} \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad \text{式 (2.24)}$$

令 $k = k + N/2$, 则 2.24 式可以写成:

$$\begin{aligned} s_n &= \sum_{k=0}^{N/2-1} a_k e^{j \frac{2\pi(k-N/2)n}{N_{\text{ff}}}} + \sum_{k=N/2+1}^N a_{k-1} e^{j \frac{2\pi(k-N/2)n}{N_{\text{ff}}}} \\ &= e^{j \frac{2\pi n}{N_{\text{ff}}} \times (-\frac{N}{2})} \left(\sum_{k=0}^{N/2-1} a_k e^{j \frac{2\pi k n}{N_{\text{ff}}}} + \sum_{k=N/2+1}^N a_{k-1} e^{j \frac{2\pi k n}{N_{\text{ff}}}} \right) \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \end{aligned} \quad \text{式 (2.25)}$$

从表达式可以看出 OFDM 基带信号的产生可以按照 IDFT 的公式计算, 在实现中可以采用快速傅立叶逆变换 IFFT。

2.8 本章小结

本章主要介绍了 LTE 系统的基本原理。2.1 节介绍了 LTE 的性能指标和需求目标。2.2 节讨论了物理层技术和传输方案, 2.3 节讨论了 LTE 系统中的关键技术 OFDM 技术的基本原理, 之后 2.4 节介绍了 TDD-LTE 帧结构以及下行时隙结构, 2.5 节和 2.6 节讨论了本文所用到的 LTE 参考信号和主次同步信号的生成。

第三章 LTE 系统同步误差分析

3.1 概述

OFDM 符号由多个子载波信号叠加构成，各子载波之间利用正交性来区分，因此确保这种正交性对于 OFDM 系统来说是至关重要的，这对载波同步的要求也就相对较严格；在 OFDM 系统中存在如下几个方面的同步要求：

- ① 载波同步：接收端的振荡器要与发送载波同频同相（要求在 ppm 数量级）
- ② 样值同步：接收端和发射端的采样频率一致
- ③ 符号同步：IFFT 和 FFT 的符号起始时刻一致

图 3.1 中说明了 OFDM 系统中的同步要求，并且大概给出各种同步在系统中所处的位置。

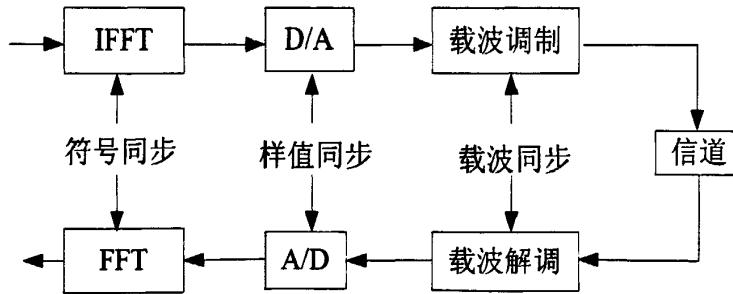


图 3.1 OFDM 系统内同步示意图

在这三种同步误差中，OFDM 系统对频偏最为敏感，因为 OFDM 系统正常工作的前提条件是各个子载波之间保持正交，而当系统中存在频偏的时候，如果频率偏差是子载波间隔的 n （整数）倍，虽然子载波之间仍然能够保持正交，但是频率采样值已经偏移了 n 个子载波的位置，造成映射在 OFDM 频谱内的数据符号的误码率高达 50%。若载波偏差不是子载波间隔的整数倍，则在子载波间会存在能量的“泄露”，导致子载波之间的正交性遭到破坏，从而在子载波之间引入干扰，使得系统的误码率性能恶化。

如果系统未能进行有效的符号同步，在接收端进行 FFT 解调之时，相邻符号就会进入 FFT 窗，这样，参加 FFT 运算的不但有本时刻的符号，还有与之相邻的符号，从而导致码间串扰，也使得系统的性能下降。

当系统收发两端的采样振荡器不同步的时候，就会出现样值定时误差，这样，收端采样之后得到的样值点个数与发端的样值点个数不同，在做 FFT 变换之后，出现错误，导致系统性能下降。

下面将详细讨论以上三种同步误差对 LTE 系统性能的影响。

3.2 LTE 系统数据模型

LTE 系统发送端输出的复基带信号表示为^[17]:

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{T_u}} \sum_{l=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=-N/2}^{N/2} a_{k,l} e^{j2\pi(k/T_u)(t-T_g-T_s)} * g_T(t) \quad 0 \leq t \leq T_s \quad \text{式 (3.1)}$$

式中*表示卷积, $a_{k,l}$ 表示第 l 个 OFDM 符号的第 k 个子载波上的数据, $g_T(t)$ 表示发送滤波器的冲激响应。当子载波间隔为 15KHz 时, $N = 2048$, 当子载波间隔为 7.5KHz 时, $N = 4096$, T_u 表示 IFFT 的时间周期, T_s 表示 OFDM 符号周期, 循环前缀的时长为 T_g , $T_s = T_g + T_u$, 等效于 $N_s = N + N_g$ 个采样点。

复基带信号经过上变频后发射, 发射机的输出信号为:

$$x(t) = s(t) e^{j(2\pi f_c t + \varphi)} \quad \text{式 (3.2)}$$

其中 f_c 表示发射机载波频率, φ 表示发射机相位。

发送信号经过多径信道传播, 假设多径信道冲激响应为:

$$h(\tau, t) = \sum_{i=1}^L h_i \delta(t - \tau_i) \quad \text{式 (3.3)}$$

式中 L 表示该信道中多径的个数, h_i 表示第 i 条多径的增益, τ_i 表示第 i 条多径的时延。

假设多径信道中每一条径相互独立且互不相关, 则接收机接收到的信号可表示为:

$$y(t) = \sum_{i=1}^L h_i x(t - \tau_i) + n(t) \quad \text{式 (3.4)}$$

其中 $n(t)$ 表示噪声。

对接收到的信号降频处理可得:

$$r(t) = y(t) e^{-j(2\pi f_r t + \varphi_r)} \quad \text{式 (3.5)}$$

式中, f_r 表示接收机载波频率, φ_r 表示接收机相位。

在接收端对接收到的信号进行 A/D 采样, 假设接收端的抽样时刻 $t_n = nT$, 从而 A/D 采样后的数据为:

$$r(nT) = \sum_{i=1}^L h_i s(nT - \tau_i) e^{j2\pi \Delta f n T} e^{j\Delta \varphi} + n(nT) \quad \text{式 (3.6)}$$

式中 Δf 表示发射机和接收机之间的频率偏差, $\Delta \varphi$ 表示发射机和接收机之间的相位偏差。

除去循环前缀后, 接收到的第 l 个 OFDM 符号数据可表示为:

$$r_{l,n} = r((n + N_g + lN_s)T) \quad \text{式 (3.7)}$$

对 $r_{l,n}$ 做 N 点的 FFT 变换, 解调出的数据为:

$$z_{l,k} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^N r_{l,n} e^{-j2\pi nk/N} \quad \text{式 (3.8)}$$

3.3 符号定时同步误差分析

在这小节内讨论符号定时同步偏差对 LTE 系统的影响。符号同步主要用来估计 OFDM 符号起始位置, 以确定 FFT 窗起始位置, 即 OFDM 符号起始位置后 N_g 个采样位置处。由于接收信号受到信道、频率同步误差等的影响, 不能准确地确定 OFDM 符号起始位置, 这样就会对系统造成影响, 本节以下部分就将符号同步误差为正和为负这两种情况, 即估计到的符号起始位置相对于正确起始位置超前和滞后情况, 理论推导符号同步误差对接收信号的影响。

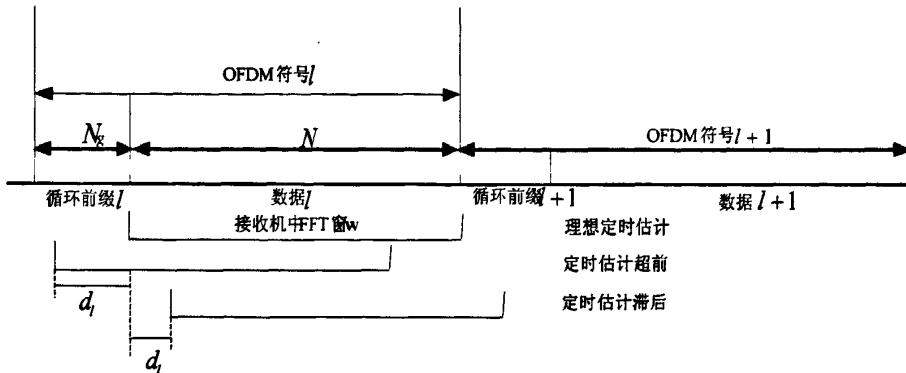


图 3.2 OFDM 符号定时示意图

假设接收机接收到的时域信号 $r(l, n) = s(l, n) + n(l, n)$ 。符号定时同步就是要找到第 l 个符号的起始位置, 以便能去除 CP, 将符号的 N 个数据样点与接收机中的 FFT 窗调整一致, 完成数据的解调。

在估计定时的时候会出现两种定时误差, 估计超前和估计滞后, 以下分别讨论其对系统的影响。

① 定时估计滞后: 如图 3.2 所示, 符号同步估计的 FFT 窗起始位置向后偏移 d_l 个采样位置, 进入了下一个 OFDM 符号, 接收机 FFT 窗的数据 w 从当前 OFDM 符号中取 $N - d_l$ 个数据, 从下一个 OFDM 符号中取 d_l 个数据, 即:

$$w = [r_l(d_l), r_l(d_l+1), \dots, r_l(N-1), r_{l+1}(N-N_g), r_{l+1}(N-N_g+1), \dots, r_{l+1}(N-N_g+d_l-1)] \quad \text{式 (3.9)}$$

对 w 中的数据做 N 点 FFT, 可以得到:

$$\begin{aligned}
z(l, k) &= \sum_{n=0}^{N-d_l-1} r_l(n+d_l) e^{\frac{-j2\pi kn}{N}} + \sum_{n=N-d_l}^{N-1} r_{l+1}(n+d_l-N_g) e^{\frac{-j2\pi kn}{N}} \\
&= \sum_{n=0}^{N-d_l-1} s_l(n+d_l) e^{\frac{-j2\pi kn}{N}} + \sum_{n=N-d_l}^{N-1} s_{l+1}(n+d_l-N_g) e^{\frac{-j2\pi kn}{N}} + W(l, k) \\
&= \sum_{n=0}^{N-d_l-1} \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} a_l(m) e^{\frac{j2\pi km(n+d_l)}{N}} e^{\frac{-j2\pi kn}{N}} \\
&\quad + \frac{1}{N} \sum_{n=N-d_l}^{N-1} \sum_{i=0}^{N-1} a_{l+1}(i) e^{\frac{j2\pi i(n+d_l-N_g)}{N}} e^{\frac{-j2\pi kn}{N}} + W(l, k) \\
&= \frac{N-d_l}{N} a_l(k) e^{\frac{j2\pi kd_l}{N}} + \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-d_l-1} \sum_{m=0, m \neq k}^{N-1} a_l(m) e^{\frac{j2\pi m(n+d_l)}{N}} e^{\frac{-j2\pi kn}{N}} \\
&\quad + \frac{1}{N} \sum_{n=N-d_l}^{N-1} \sum_{i=0}^{N-1} a_{l+1}(i) e^{\frac{j2\pi i(n+d_l-N_g)}{N}} e^{\frac{-j2\pi kn}{N}} + W(l, k)
\end{aligned} \tag{3.10}$$

从上式可以看出, FFT 窗内的数据经过 FFT 之后包含四项, 第一项表示有用信号, 第二项表示 ICI, 第三项表示 ISI, 第四项表示噪声干扰。

结论: 符号定时估计滞后将会引起 ICI 和 ISI, 这两项严重影响系统性能。

② 定时估计超前: 如图 3.2 所示, 符号同步估计的 FFT 窗起始位置向前偏移 d_l 个采样位置, 起始位置落在循环前缀之内, 接收机 FFT 窗的数据 w 从当前 OFDM 符号循环前缀中取 d_l 个数据, 从当前 OFDM 符号数据中取 $N-d_l$ 个数据, 即:

$$w = [r_l(N-d_l), r_l(N-d_l+1), \dots, r_l(N-1), r_l(0), r_l(1), \dots, r_l(N-d_l-1)] \tag{3.11}$$

对上式做 N 点 FFT, 则可以得到:

$$\begin{aligned}
z(l, k) &= \sum_{l=0}^{d_l-1} r_l(N-d_l+l) e^{\frac{-j2\pi kl}{N}} + \sum_{l=d_l}^{N-1} r_l(l-d_l) e^{\frac{-j2\pi kl}{N}} \\
&= \sum_{l=0}^{d_l-1} s_l(N-d_l+l) e^{\frac{-j2\pi kl}{N}} + \sum_{l=d_l}^{N-1} s_l(l-d_l) e^{\frac{-j2\pi kl}{N}} + W(l, k) \\
&= \sum_{l=0}^{d_l-1} s_l(N-d_l+l) e^{\frac{-j2\pi kl}{N}} + \sum_{l=0}^{N-d_l-1} s_l(l) e^{\frac{-j2\pi k(l+d_l)}{N}} + W(l, k) \\
&= \sum_{l=0}^{d_l-1} \left(\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} a_l(k) e^{\frac{j2\pi k(N-d_l+l)}{N}} \right) e^{\frac{-j2\pi kl}{N}} \\
&\quad + \sum_{l=0}^{N-d_l-1} \left(\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} a_l(k) e^{\frac{j2\pi k l}{N}} \right) e^{\frac{-j2\pi k(l+d_l)}{N}} + W(l, k) \\
&= \sum_{l=0}^{d_l-1} \left(\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} a_l(k) e^{\frac{j2\pi k(l-d_l)}{N}} \right) e^{\frac{-j2\pi kl}{N}} \\
&\quad + \sum_{l=d_l}^{N-1} \left(\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} a_l(k) e^{\frac{j2\pi k(l-d_l)}{N}} \right) e^{\frac{-j2\pi kl}{N}} + W(l, k) \\
&= a_l(k) e^{\frac{j2\pi kd_l}{N}} + W(l, k)
\end{aligned} \tag{3.12}$$

从上式可以看出, FFT 窗内的数据经过 FFT 之后, 包含两项, 第一项表示有用信号, 第二项表示噪声干扰。

结论: 符号定时估计超前只会对数据带来一个相位的旋转, 这说明循环前缀的引入, 使得 LTE 系统能容忍更大的符号定时误差。只要符号定时误差小于等于循环前缀长度时, 不会破坏子载波之间的正交性, 只会产生附加相移。

3.4 载波同步误差分析

载波频率同步误差主要有两方面造成: 一是发射机和接收机的本地振荡器频率存在误差, 这种误差可能是振荡器晶振本身频率存在差异, 也有可能是由于温度等环境因素的变化造成的频率漂移。这种误差会在 FFT 解调时, 破坏子载波之间的正交性。如果是前一个原因, 则可以通过调整晶振频率克服, 如果是后一个, 则只能通过载波跟踪算法克服。二是由于多普勒频移造成的各子载波之间的频率同步误差。多普勒频移是无线信道所特有的。当移动台在运动中通信时, 接收信号的频率会发生变化, 称为多普勒频移, 可以用下式表示^[10]:

$$f_D = \frac{v}{\lambda} \cos \alpha \quad \text{式 (3.13)}$$

其中, α 是入射电波和移动台运动方向的夹角, v 是相对运动速度, λ 是光波波长。当移动台移动速度较慢时, 这种影响可以忽略, 但如果移动台移动速度很快, 则必须设法处理。

发射机与接收机之间的频率偏差导致接收信号在频域内发生偏移。如果频率偏差是子载波间隔的 n (n 为整数) 倍, 虽然子载波之间仍然保持正交, 但是频率采样值已经偏移了 n 个子载波的位置, 在进行 OFDM 解调时产生很高的误码率。如果频率偏差不是子载波间隔的整数倍, 则在子载波之间就会存在能量的“泄漏”, 导致子载波之间的正交性遭到破坏, 从而在子载波之间引入干扰, 使得系统的误码率性能恶化。下图 3.3 给出 OFDM 信号的频谱示意图, 其中图 (a) 表示没有频率偏差的情况, 图 (b) 表示存在频率偏差 f_c 时的情况, 从图中可以看到, 当没有频率偏差时, 各个子载波之间不会存在干扰, 而当存在频率偏差时, 子载波之间就会存在相互的干扰。

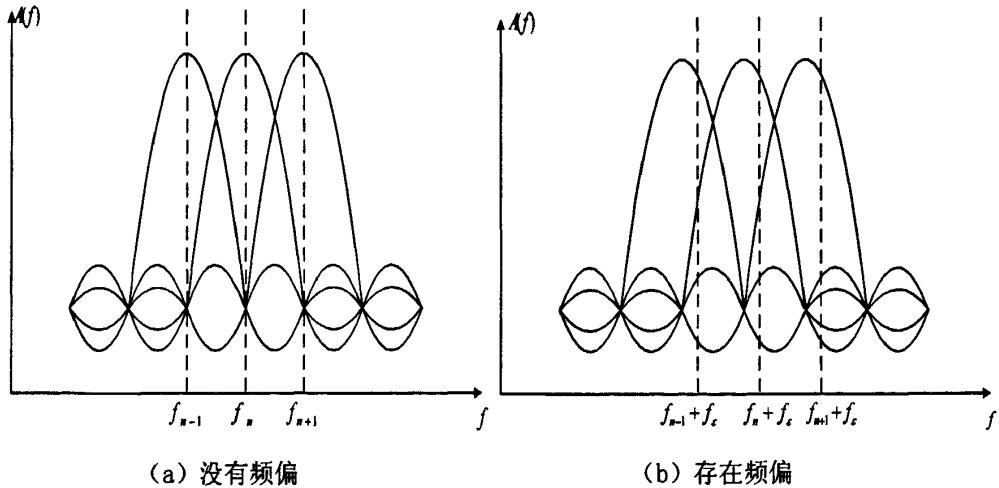


图 3.3 频偏示意图

假设接收端接收到的第 l 个 OFDM 信号 $r_l(n) = s_l(n) \exp\left(\frac{j2\pi\Delta fnT}{N}\right) + n_l(n)$ $0 \leq n \leq N-1$ ，其中 Δf 表示接收机与发射机之间的载波频率偏差。

对接收到的信号做 OFDM 解调，即：

$$\begin{aligned}
 z(l, k) &= \sum_{n=0}^{N-1} r_l(n) \exp\left(-\frac{j2\pi kn}{N}\right) \\
 &= \sum_{n=0}^{N-1} s_l(n) \exp\left(\frac{j2\pi\Delta fnT}{N}\right) \exp\left(-\frac{j2\pi kn}{N}\right) \\
 &= \sum_{n=0}^{N-1} \left(\frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} a_l(m) \exp\left(\frac{j2\pi mn}{N}\right)\right) \exp\left(\frac{j2\pi\Delta fnT}{N}\right) \exp\left(-\frac{j2\pi kn}{N}\right) \quad \text{式 (3.14)} \\
 &= \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} a_l(m) \sum_{n=0}^{N-1} \exp\left(\frac{j2\pi n(m-k+\Delta fT)}{N}\right)
 \end{aligned}$$

根据几何级数的求和公式 $\sum_{k=0}^{N-1} u^k = \frac{1-u^N}{1-u}$ ，以及 $1 - \exp(j2\varphi) = -j2\sin\varphi \exp(j\varphi)$ ，

上式可以化简成如下形式：

$$\begin{aligned}
 z(l, k) &= \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} a_l(m) \frac{\sin(m-k+\Delta fT)}{\sin\left(\frac{m-k+\Delta fT}{N}\right)} \exp\left(j\pi \frac{N-1}{N} (m-k+\Delta fT)\right) \\
 &= \frac{1}{N} a_{l,k} \frac{\sin(\Delta fT)}{\sin\left(\frac{\Delta fT}{N}\right)} \exp\left(j\pi \frac{N-1}{N} \Delta fT\right) \quad \text{式 (3.15)} \\
 &+ \frac{1}{N} \sum_{\substack{m=0 \\ m \neq k}}^{N-1} a_l(m) \frac{\sin(m-k+\Delta fT)}{\sin\left(\frac{m-k+\Delta fT}{N}\right)} \exp\left(j\pi \frac{N-1}{N} (m-k+\Delta fT)\right)
 \end{aligned}$$

- ① 如果 $\Delta f = 0$ ，则可以容易地得到 $z(l, k) = a_{l,k}$ ($k = 0, 1, \dots, N-1$)。
- ② 如果 $\Delta f \neq 0$ ，则会发生信道间干扰 (ICI)，即每个子信道的输出数据符号要取

决于所有的输入数据符号，此时

$$z_{l,k} = a_{l,k} I_0 + \sum_{\substack{m=0 \\ m \neq k}}^{N-1} I_{m-k} a_{l,m} \quad \text{式 (3.16)}$$

其中，第一项表示受到频率偏差影响的有效信号， $I_0 = \exp(j\pi\Delta f T) \frac{\sin(\pi\Delta f T)}{\pi\Delta f T}$ ，第二项是由频率偏差所带来的信道间干扰， $I_{m-k} = \exp(j\pi\Delta f T) \frac{\sin(\pi\Delta f T)}{\pi\Delta f T} \frac{\Delta f T}{m - k + \Delta f T}$ ，表示第 m 个子载波对第 k 个子载波造成的ICI。

结论：从以上推导过程可以得出，存在载波频率偏差，在解调OFDM符号时使有用信号的幅度降为原来的 $|I_0|$ 倍，产生的ICI造成信噪比的损耗。

图 3.4 是 OFDM 系统误码率随着归一化频偏增大而增大的仿真曲线。仿真中 2048 点 FFT，循环前缀长度为 144，输入数据长度为 307200，采用 16QAM 调制解调，系统所加的噪声为高斯白噪声。从仿真图中可以看出，当归一化频偏为 0.1 时，即频偏为子载波间隔的 10% 时，误码率已高达 30%，此时的系统已无法进行正常的通信。

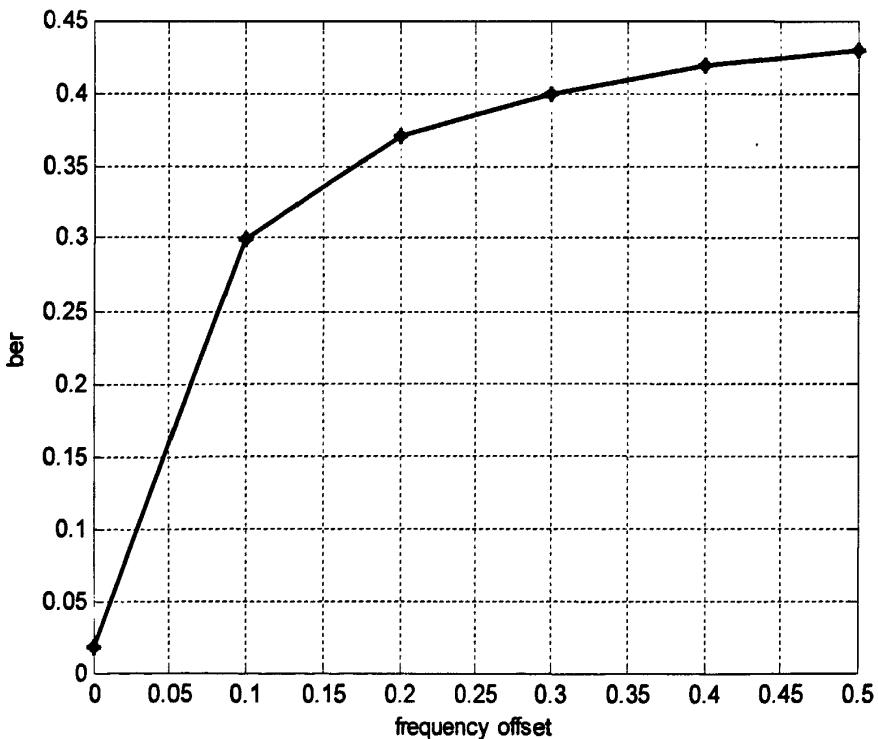


图 3.4 系统误码率与频偏的关系

图 3.5 中仿真出了归一化频率偏移 $\varepsilon = \Delta f / f$ 分别为 0.1、0.5、和 0.9 时，理想信噪比与实际信噪比的对比曲线。从图中可以看出，当归一化频偏比较小时，实际信噪比与理想信噪比基本保持一致；随着归一化频偏的增大，实际信噪比与理

想信噪比的差值逐渐变大，表明损耗的信噪比也逐渐变大，尤其在理想信噪比较大时，随着频偏的增大，实际信噪比趋近直线。

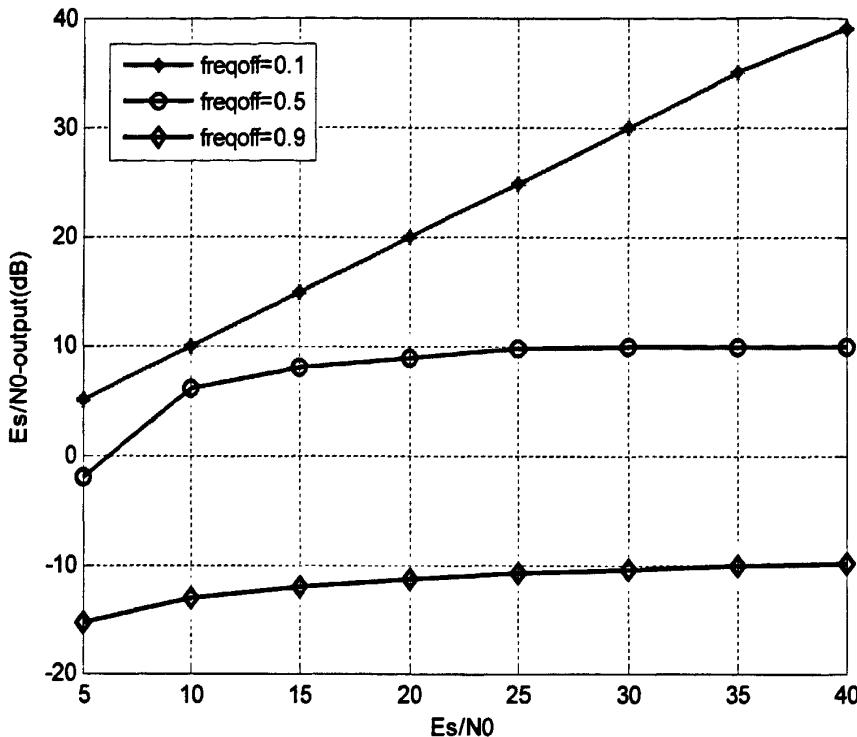


图3.5 不同频偏情况下，理想信噪比与实际信噪比对比图

3.5 采样频率偏差误差分析

采样同步即接收端和发射端的采样时钟频率保持一致。如果采样样值定时中存在偏差会有两方面的影响：1、产生时变的定时偏差，导致接收机必须要跟踪时变的相位变化；2、样值频率的偏差就意味着 FFT 周期的偏差，因此经过抽样的子载波之间不再保持正交性，从而产生信道间干扰(ICI)。但幸运的是，这种影响是比较小的。在这一节中分析采样频率偏差对系统所造成的影响。

假设接收端接收到的时域连续信号为 $r(t) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} s_m(t - mT) + n(t)$ ，对接收信号进行 A/D 采样，假设采样频率为 $f_s + \Delta f$ ， $f_s = N/T$ 以及 Δf 表示接收机与发射机之间采样频率的偏差。因此，实际 OFDM 符号的长度就会变成 $N/(f_s + \Delta f)$ ，而不是原来的 N/f_s 。假设属于第 m 个符号的 N 个连续样值表示为：

$$r_m'' = r\left(\frac{mN + n}{f_s + \Delta f}\right) \quad n \in [0, N-1] \quad \text{式 (3.17)}$$

定义：

$$\tilde{a}_m^k = a_m^k \exp(j2\pi \frac{k}{N} mN \frac{f_s}{f_s + \Delta f}) \quad \text{式 (3.18)}$$

重写公式 (3-17), 得到:

$$r_m^n = \sum_{k=0}^{N-1} \tilde{a}_m^k \exp(j2\pi \frac{kn}{N} \frac{f_s}{f_s + \Delta f}) + n_m^n \quad \text{式 (3.19)}$$

其中 n_m^n 表示第 m 个 OFDM 符号的第 n 个样值期间内的高斯加性白噪声。经过 FFT 解调之后的输出为:

$$R_m^n = \tilde{a}_m^n I_{n,n} + \sum_{\substack{k=0 \\ k \neq n}}^{N-1} \tilde{a}_m^k I_{k,n} + n_m^n \quad \text{式 (3.20)}$$

其中:

$$I_{k,n} = \frac{1}{N} \frac{\sin[\pi(k \frac{f_s}{f_s + \Delta f} - n)]}{\sin[\frac{\pi}{N}(k \frac{f_s}{f_s + \Delta f} - n)]} \exp(j\pi \frac{N-1}{N}(k \frac{f_s}{f_s + \Delta f} - n)) \quad \text{式 (3.21)}$$

根据式 (3-20) 可以看出, R_m^n 的第一项表示经过相位旋转和衰减的被发送信号 a_m^n 的有用信息。第二项表示由于样值同步偏差而造成的信道间干扰, 它可以被当作加性干扰来处理。

文献^[9]中分析证明虽然样值同步偏差会产生 ICI, 但是所产生的 ICI 对系统的影响非常小。在实际应用中, 我们可以从接收到的符号星座图的相位旋转中得到瞬时样值偏差, 数字锁相环可以利用这一信息去控制压控振荡器, 来确定采样时刻, 从而可以保证收发两端采样频率偏差的均值为 0。

假设 LTE 中的晶振频率为 30.72MHz, LTE 的采样率为 30.72MHz, 晶振误差为 0.1ppm, 即接收约 30 个无线帧的数据, 样值频率累加偏差一个采样点, 这种影响对系统而言是非常小的。

3.6 本章小结

本章首先介绍LTE系统的信号模型, 然后从理论上分别分析符号定时偏差、载波频率偏差和采样频率偏差对LTE系统性能的影响, 并通过仿真加以说明。通过以上分析可知, 在三种同步误差中, 符号定时误差和频偏对LTE系统性能的影响较大, 而采样频率偏差可以通过一定的措施加以克服。因此对符号定时误差和频偏的纠正, 即LTE系统中的时域和频域同步, 是LTE系统实现中的关键问题, 下面将主要讨论频率同步的不同同步方案, 通过仿真比较得出最适合本系统的频率同步方案。

第四章 LTE 系统频率粗调算法研究

4.1 概述

一般我们把频率同步分为两个过程：捕获模式和跟踪模式。当接收机处于捕获模式时，频率偏移可以较大，可能是子载波间隔的若干倍，而在跟踪模式中，只需要处理很小的频率波动。一个具有良好的捕获性能和精确的跟踪性能的接收机，第一阶段的任务就是要尽快地进行粗略频率估计，解决载波的捕获问题；第二阶段的任务就是能够锁定并且执行跟踪任务。把上述同步任务分为两个阶段的好处是：由于第一阶段内的算法是只需要考虑其特定阶段内所要求执行的任务，因此可以在设计同步结构中引入较大的自由度。这也就意味着，在第一阶段（捕获阶段）内只需要考虑如何在较大的捕获范围内粗略估计载波频率，不需要考虑跟踪的性能如何；而在第二阶段（跟踪阶段）内，只需要考虑如何获得较高的跟踪性能。

LTE 系统采用 OFDM 技术，OFDM 的频谱利用率高，抗多径衰落能力强，但它有个明显的缺点是对载波频偏敏感。载波频率偏移会影响 OFDM 系统子载波减的正交性，导致子载波间干扰，影响系统接收机性能，造成较高的误码率。载波频率偏移是由于发送端和接收端载波频率不一致和无线移动信道的多普勒效应引起的。载波频率同步就是精确地估计发送端和接收端的载波频偏并校正，使发送端和接收端的载波同频同相，提高系统接收机性能，降低误比特率。

目前提出的频偏估计算法包括两类：第一类是数据辅助（data-aided）估计，即基于导频符号（参考信号）^{[6][11][18]}，这类算法的优点是捕获快、精度高，但由于引入了导频降低了系统的有效传输效率。另一类是非数据辅助（non-data-aided）估计，也称盲估计，它利用 OFDM 的结构，例如，由于加循环前缀使 OFDM 符号的前端和后端有一定的相关性^{[19][20]}、利用虚子载波来做估计^{[19][20][21]}以及利用数据经过成型滤波之后的循环平稳特性等方法来做估计^{[22][23]}。盲估计的最大优点是无需额外的系统开销，缺点是估计精度不足，运算量较大。

3GPP TS(R8)36.101 规定^[24]：UE 的频率精度要求控制在 $\pm 0.1\text{PPM}$ 以内，结合 LTE 系统的工作频段 2GHz 可知，UE 的频率精度要求控制在 $\pm 200\text{Hz}$ 以内。在实现频率同步时如果单纯使用次同步信号，由于可用数据量有限，一步无法达到系统所规定的频率精度要求，所以本文在实现时将分成两个阶段进行。第一个阶段（频率粗调）使用次同步信号将剩余频偏控制在 $\pm 1.5\text{KHz}$ ，第二个阶段（频率精调）将剩余频偏控制在 $\pm 200\text{Hz}$ 。本章主要讨论频率粗调阶段。

4.2 基于次同步信号的最大似然估计算法

本节利用基于次同步信号的频率粗调算法，该算法利用次同步信号构建似然函数，具有频偏估计范围大的特点。下面分析该算法基本原理。

4.2.1 似然函数

为了达到准确的同步，我们常常需要对同步的参数做估计。有两个基本准则广泛应用于信号的参数估计：最大似然（ML, Maximum Likelihood）准则^[25]和最大后验概率（MAP, Maximum A Posteriori Probability）准则。

在 MAP 准则中，信号参数向量 φ 是随机的，可以由先验概率密度 $p(\varphi)$ 表征。在 ML 准则中，信号参数向量被认定是确定但未知的。当没有参数向量 φ 的先验信息时，为使问题简化，我们通常可以假定 $p(\varphi)$ 在该参数的取值范围内是均匀的，即 $p(\varphi)$ 为一常数值。在这种情况下， $p(r|\varphi)$ 最大的 φ 值，同时也使得 $p(\varphi|r)$ 最大。因此，MAP 和 ML 的估计是相同的。在本文中，我们均把待估计的参数视作未知但确定的，因此主要讨论 ML 准则的估计。

假定接收信号可以表示为： $r(t) = s(t, \varphi) + n(t)$ ， $n(t)$ 为加性高斯白噪声，要求估计信号 $s(t, \varphi)$ 的广义时变参数 φ （频率、相位或者时延）。根据 ML 估计准则的定义：

$$\hat{\varphi} = \arg \max_{\varphi} p(r|\varphi) \quad \text{式 (4.1)}$$

在高斯白噪声条件下， $p(r|\varphi)$ 关于参数 φ 的最大化等价于下面的似然函数 $\Lambda(\varphi)$ 最大^[26]：

$$\begin{aligned} \Lambda(\varphi) &= \exp \left\{ -\frac{1}{N_0} \int [r(t) - s(t, \varphi)]^2 dt \right\} \\ &= \exp \left\{ -\frac{1}{N_0} \int r^2(t) dt + \frac{2}{N_0} \int r(t)s(t, \varphi) dt - \frac{1}{N_0} \int s^2(t, \varphi) dt \right\} \end{aligned} \quad \text{式 (4.2)}$$

式(4.2)中，指数因子中的第一项不包含信号参数 φ 。含有 $s^2(t, \varphi)$ 积分的第三项是一个常数，它等于在观测时间间隔对任何 φ 值的信号能量。只有第二项依赖于 φ 的选择，该项包含接收信号 $r(t)$ 与 $s(t, \varphi)$ 的互相关。我们忽略常数项，并对似然函数取对数，可以得到以下似然函数 $\Lambda(\varphi)$ ：

$$\Lambda(\varphi) = \int r(t)s(t, \varphi) dt \quad \text{式 (4.3)}$$

4.2.2 算法描述

以 LTE 物理层最低带宽 1.4MHz 为例，发送端发送的次同步信号

$m_k = \{a_k\}$ $1 \leq k \leq 128$, 其中 $\{a_k\}$ 为次同步信号时域复数序列。

当存在频率偏移时, 接收端的时域信号可以表示为:

$$rec(k) = s(k) \exp(j2\pi\Delta f k T) + n(k) \quad 0 \leq k \leq N-1 \quad \text{式 (4.4)}$$

式中, $n(k)$ 表示噪声, Δf 表示频率偏移, T 表示 OFDM 符号周期, N 表示接收数据的长度。

假设符号定时同步精确, 则在接收端接受到的次同步信号可以表示为:

$$r(k) = a(k) \exp(j2\pi\Delta f k T) + n(k) \quad 1 \leq k \leq 128 \quad \text{式 (4.5)}$$

将接收的次同步信号与发送的次同步信号进行共轭乘得到:

$$y_k = \dot{m}_k \dot{r}_k = \dot{a}_k a_k \exp(j2\pi\Delta f k T) + n_k \quad 1 \leq k \leq 128 \quad \text{式 (4.6)}$$

由于 $\dot{a}_k a_k = 1$, 因此上式可化简为:

$$y_k = \exp(j2\pi\Delta f k T) + n_k \quad 1 \leq k \leq 128 \quad \text{式 (4.7)}$$

得到 Δf 的似然函数:

$$\hat{L}(\Delta \hat{f}) = \left| \sum_{k=1}^K y_k e^{-j2\pi\Delta \hat{f} k T} \right|^2 \quad 1 \leq k \leq 128 \quad \text{式 (4.8)}$$

其中 $\hat{L}(\Delta \hat{f})$ 为 Δf 的估计值, 使似然函数最大的 $\hat{L}(\Delta \hat{f})$ 就是 Δf 的最大似然估计值。遗憾的是, 无法得到式 (4.8) 的简单闭环解, 因此 $\hat{L}(\Delta \hat{f})$ 的精确确定需要使用数值计算方法来实现。

根据似然函数, 假设频率偏移值 $\Delta \hat{f} \in [-f_{\max}, f_{\max}]$, 以步长 f_T 为间隔取样: $\Delta \hat{f} = -f_{\max}, -f_{\max} + f_T, -f_{\max} + 2f_T, \dots, f_{\max} - f_T, f_{\max}$; 将所得采样点的数值代入公式 (4.8) 得到相应的似然函数值, 比较这些似然函数值, 其最大似然函数值所对应的样点的数值就是频率偏移值 $\Delta \hat{f}$ 的最大似然估计值。

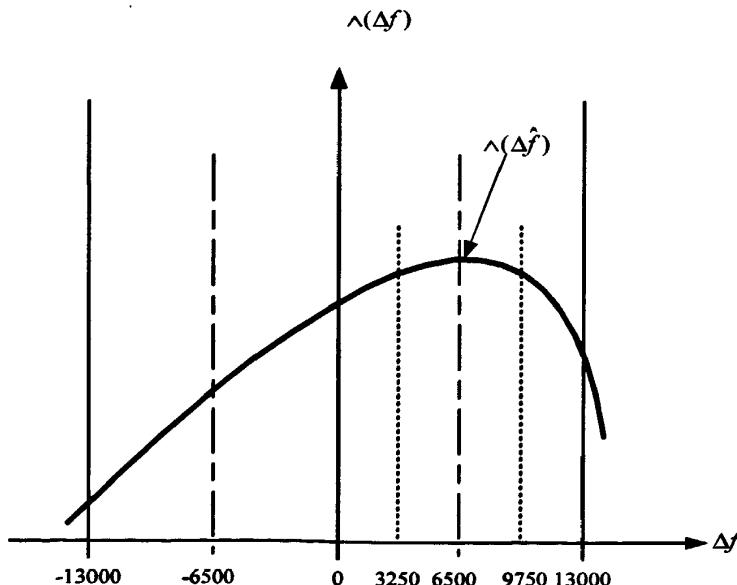


图 4.1 似然函数

以图 4.1 举例说明数值频偏估计方法: 假设频率偏移值 $\Delta f \in [-13KHz, 13KHz]$,

步长 $f_r = 1\text{kHz}$ ，则离散取值 27 个采样点 $\hat{\Delta f}$ ： $-13, -12, \dots, -1, 0, 1, \dots, 12, 13$ ，将这些采样点分别代入公式 (4.8) 中，得到相应的似然函数值，比较这些似然函数值，其中最大值是第 20 个数，所对应的样点的数值就是频率偏移值 $\Delta(\hat{\Delta f})$ 的最大似然估计值 $\hat{\Delta f} = 6\text{kHz}$ ，所以估计的频偏为 6kHz 。由于接收的训练符号受到信道中随机噪声和多径因素等的干扰，一次估计的频率值并不可靠，需要通过一定的频率调整策略来减小频偏估计的误差。

4.2.3 仿真结果及分析

下面将从估计频偏的均值、均方误差二方面考察频率粗调最大似然数值估计法的性能。

① 仿真平台搭建：

为了验证算法的可行性，将载波频偏估计算法进行计算机仿真。仿真工具使用 Matlab7.0。该仿真平台只考虑基带数字信号的仿真。

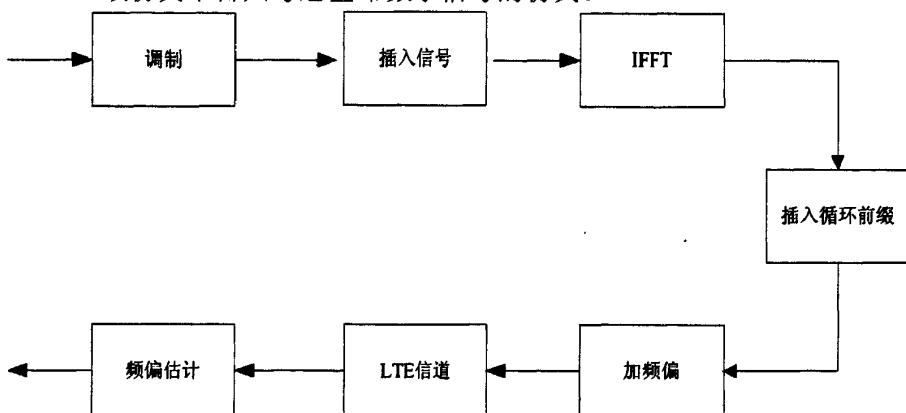


图 4.2 LTE 系统载波频偏估计仿真平台

图 4.2 是在 LTE 系统中用于验证载波频偏估计算法的仿真平台。首先将输入的数据流进行星座映射，按照 LTE 系统规定的规则插入同步信号，然后利用 IFFT 变换将频域信号变换成时域信号，加入循环前缀后就形成了 LTE 系统一个无线帧的数据流。在通过信道之前加入载波偏移值。信道采用 LTE 系统规定的信道模型。

② 仿真参数选择：

表 4.1 仿真参数表

名称	说明
信道带宽	20MHz
信号带宽	18MHz
无线帧长度	10ms
子帧长度	1ms

时隙长度	0.5ms
循环前缀类型	普通循环前缀
循环前缀长度	144/160
子载波间隔	15KHz
时隙符号数	7个OFDM符号
FFT 点数	2048
调制方式	QPSK
采样频率	30.72MHz
载频	2.3GHz

③ 仿真结果分析

1) 仿真条件:

- 假设接收机已经达到精确的定时同步;
- 信道环境: 3GPP TS 36.101(R8)规定的 EPA5Hz 信道环境;
- 幅度相位不平衡: 幅度不平衡度 0dB, 相位不平衡度 5 度, 初始相位设置为 0;
- 频偏范围: [-8KHz 8KHz];
- 测试频点: 8KHz、4KHz、2KHz、0KHz;
- 搜索步长: 1KHz;
- 信噪比范围: 0dB~40dB;
- 测试次数: 单个信噪比点迭代 100 次;

2) 仿真结果:

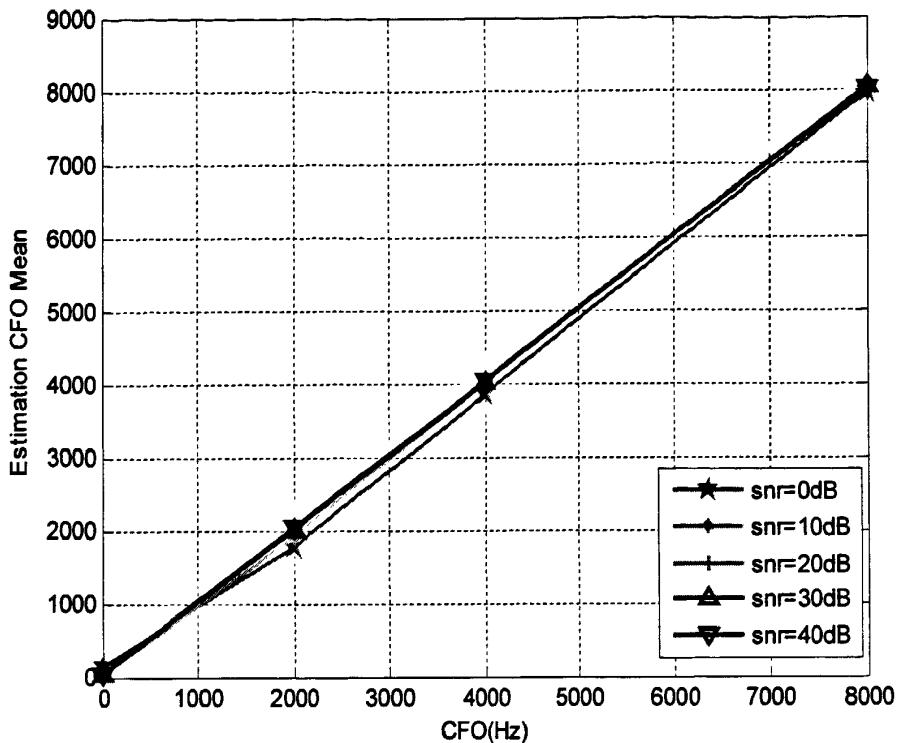


图 4.3 EPA5Hz 信道环境下估计频偏的均值随频率偏移变化曲

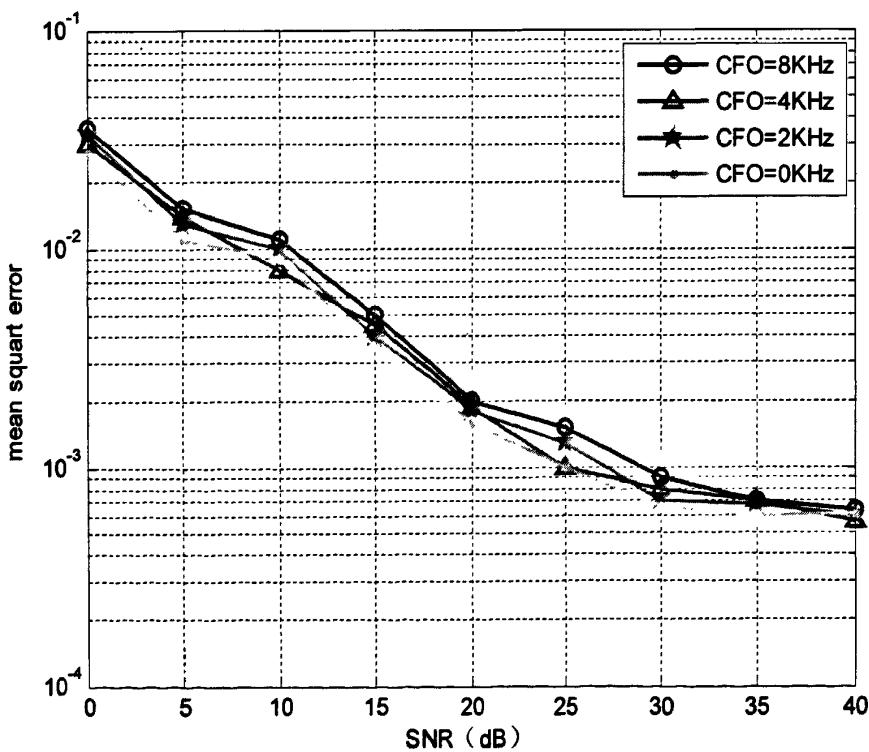


图 4.4 EPA5Hz 信道环境下估计频偏均方误差随信噪比变化曲线

图 4.3 仿真了不同信噪比条件下次同步信号最大似然数估计频偏的均值随频

率偏移变化的曲线。仿真图中一条曲线表示一个信噪比，可以看出在低信噪比时估计出的频偏值不够准确，但随着信噪比的提高，估计出的频偏值越来越接近实际频率偏移值。在同一个信噪比条件下，估计出的频偏的误差随着多径和多普勒频移的增加而增大。

图 4.4 仿真了不同频率偏移下估计频偏的均方误差随信噪比变化的情况。仿真图中一条曲线表示一个实际频率偏移值，可以看出，估计出的频率偏移值的均方误差随着信噪比的增大而降低。而且随着多径和多普勒频移的增大会存在性能损失。

4.3 基于 CP 的最大似然估计算法

4.3.1 算法描述

考虑子载波为 N 、循环前缀长度为 L 的 OFDM 系统^{[9][27]}，每个 OFDM 符号的长度实际为 $N+L$ 个样值。该算法可同时进行符号定时同步和载波频率同步，我们在这里只用来做载波频率同步，所以不妨假设接收信号为：

$$r(n) = s(n-d)e^{j2\pi f_n n/N} + \eta(n) \quad \text{式 (4.9)}$$

这里 d 为符号定时同步点，即 OFDM 符号的起始位置，但系统并不知晓。观察 $2N+L$ 个连续样值 $r(n)$ ，其中这些样值中包含一个完整的 $N+L$ 个样值的 OFDM 符号，见图 4.5。

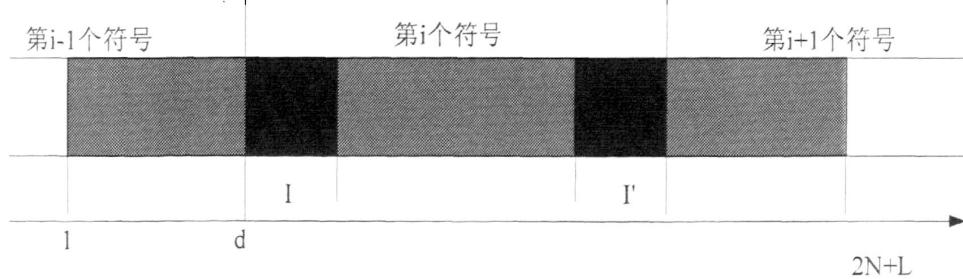


图 4.5 带有循环前缀的 OFDM 符号结构图

定义两个集合：

$$\begin{aligned} I &= \{d, \dots, d+L-1\} \\ I' &= \{d+N, \dots, d+N+L-1\} \end{aligned} \quad \text{式 (4.10)}$$

其中集合 I 是第 i 个符号的循环前缀，包含与集合 I' 中相同的元素，将 $2N+L$ 个观察点作为一个向量 r

$$r = [r(1), \dots, r(2N+L)]^T \quad \text{式 (4.11)}$$

可以注意到，集合 I' 和集合 I 中的元素（即 $r(k)$, $k \in I \cup I'$ ）是对应相同的，因此存在如下的相关特性：

$$E\{r(n)r^*(n+m)\} = \begin{cases} \sigma_s^2 + \sigma_n^2 & m=0 \\ \sigma_s^2 e^{-j2\pi d\Delta f} & m=N \quad \forall n \in I \\ 0 & otherwise \end{cases} \quad (4.12)$$

其中 $\sigma_s^2 = E\{s(n)^2\}$, $\sigma_n^2 = E\{n(n)^2\}$, 分别表示有用信号和加性白高斯噪声的能量, d 和 Δf 是我们要估计的符号定时同步位置和载波频率偏移。

其中 $f(r|d, \Delta f)$ 表示给定符号到达时间为 d 和频率偏差 Δf 条件下, $2N+L$ 个抽样点的联合条件概率密度函数, 则对数似然函数 (log-likelihood function) $\Lambda(d, \Delta f)$ 可定义为概率密度函数 $f(r|d, \Delta f)$ 的对数, 即

$$\Lambda(d, \Delta f) = \log f(r|d, \Delta f) \quad (4.13)$$

由于 $2N+L$ 个抽样点中, 只有属于集合 I 和集合 I' 中的对应元素存在相关性, 其它 $2N$ 个抽样点之间可以看作是相互独立的。为了表达简洁, 后面直接用 $f(r(n))$ 表示条件概率 $f(r(n)|d, \Delta f)$ 。所以由式 (4.13) 可以得到

$$\begin{aligned} \Lambda(d, \Delta f) &= \log \left(\prod_{n \in I} f(r(n), r(n+N)) \prod_{n \in I \cup I'} f(r(n)) \right) \\ &= \log \left(\prod_{n \in I} \frac{f(r(n), r(n+N))}{f(r(n))f(r(n+N))} \prod_n f(r(n)) \right) \end{aligned} \quad (4.14)$$

对上式进行一些代数运算处理之后, 4.14 式可以简化为

$$\Lambda(d, \Delta f) = |r(d)| \cos[2\pi\Delta f + \angle r(d)] - \rho\Phi(d) \quad (4.15)$$

其中,

$$\gamma(m) = \sum_{n=m}^{m+L-1} r(n)r^*(n+N) \quad (4.16)$$

$$\Phi(d) = \frac{1}{2} \sum_{n=d}^{m+L-1} |r(n)|^2 + |r(n+N)|^2 \quad (4.17)$$

$$\rho = \frac{E\{r(n)r^*(n+N)\}}{\sqrt{E\{|r(n)|^2\}E\{|r(n+N)|^2\}}} = \frac{\sigma_s^2 e^{-j2\pi d\Delta f}}{\sigma_s^2 + \sigma_n^2} = \frac{\sigma_s^2}{\sigma_s^2 + \sigma_n^2} = \frac{SNR}{SNR + 1} \quad (4.18)$$

ρ 表示 $r(n)$ 和 $r(n+N)$ 之间的相关系数的幅度, $\angle r(d)$ 表示复数 $\gamma(d)$ 的相位。 $\gamma(d)$ 表示连续 L 个相距为 N 的样值对之间的相关值之和, 式 (4.15) 的第一项为 $\gamma(d)$ 的加权模值, 其中加权模值由频率偏差来决定。式 (4.15) 的第二项是独立于频率偏差的能量项, 这一项要取决于相关系数 ρ (即 SNR)。

这种最大似然算法要同时估计符号定时同步位置和载波频率偏差, 因此上述对数似然函数的最大化过程应该分两步来完成, 即

$$\max_{(d, \Delta f)} \Lambda(d, \Delta f) = \max_d \max_{\Delta f} \Lambda(d, \Delta f) = \max_d \Lambda(d, \hat{\Delta f}_{ML}(d)) \quad (4.19)$$

就频率偏差 Δf 而言, 要实现式 (4.15) 的最大化, 首先应使其中的 \cos 项为 1, 即:

$$2\pi\Delta f + \angle\gamma(d) = 2n\pi \quad , \quad n \in \mathbb{Z} \quad \text{式 (4.20)}$$

以此得到频率偏差 Δf 的最大似然估计:

$$\hat{\Delta f}_{ML}(d) = -\frac{1}{2\pi}\angle\gamma(d) + n \quad \text{式 (4.21)}$$

一般情况下, 载波频率偏差应该在一个较小的范围内, 可取 $n=0$, 所以

$$\hat{\Delta f}_{ML}(d) = -\frac{1}{2\pi}\angle\gamma(d) \quad \text{式 (4.22)}$$

令 (4.15) 式中的 \cos 项为 1, 则定时偏差 d 的最大似然函数为

$$\hat{\Lambda}(d, \hat{\Delta f}_{ML}(d)) = |\gamma(d)| - \rho\Phi(d) \quad \text{式 (4.23)}$$

由于式 (4.23) 只与 d 有关, 则令 $\hat{\Lambda}(d, \hat{\Delta f}_{ML}(d))$ 最大化可得到 d 的估计 \hat{d} , 再将 \hat{d} 代入式 (4.22), 即可得到频率偏差 Δf_c 的估计 $\hat{\Delta f}$ 。所以, d 和 Δf_c 的联合最大似然估计就变为:

$$\hat{d} = \arg \max_d \{|\gamma(d)| - \rho\Phi(d)\} \quad \text{式 (4.24)}$$

$$\hat{\Delta f}(d) = -\frac{1}{2\pi}\angle(\hat{\gamma}(d)) \quad \text{式 (4.25)}$$

4.3.2 仿真结果及分析

对接收信号进行 16 倍的降采样, 同步信号的 CP 长度是 9, 我们本节就是通过仿真来看看循环前缀的 ML 算法在 LTE 信道中性能如何。下面将从估计频偏的均值、均方误差二方面考察该算法的性能。

仿真平台见图 4.2。仿真参数见表 4.1。

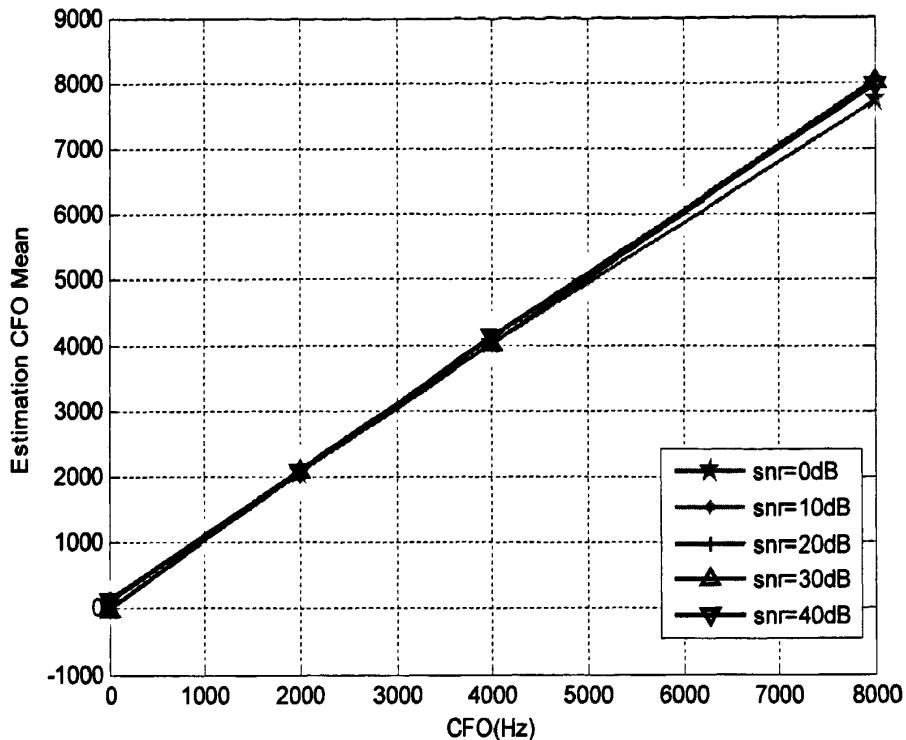


图 4.6 EPA5Hz 信道环境下估计频偏的均值随频率偏移变化曲线

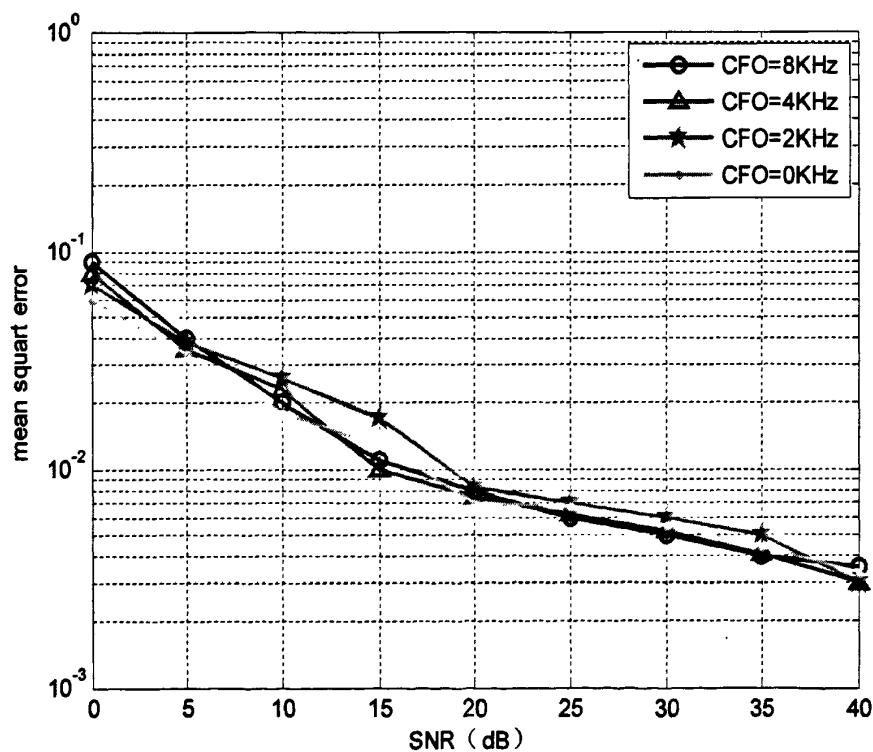


图 4.7 EPA5Hz 信道环境下估计频偏均方误差随信噪比变化曲线

图 4.6 仿真了不同信噪比条件下基于 CP 最大似然估计法估计频偏的均值随频

率偏移变化的曲线。仿真图中一条曲线表示一个信噪比, 可以看出在低信噪比时估计出的频偏值不够准确, 但随着信噪比的提高, 估计出的频偏值越来越接近实际频率偏移值。在同一个信噪比条件下, 估计出的频偏的误差随着多径和多普勒频移的增加而增大。

图4.7仿真了不同频率偏移下估计频偏的均方误差随信噪比变化的情况。仿真图中一条曲线表示一个实际频率偏移值, 可以看出, 估计出的频率偏移值的均方误差随着信噪比的增大而降低。而且随着多径和多普勒频移的增大会存在性能损失。

4.4 基于不同算法粗调估计的比较

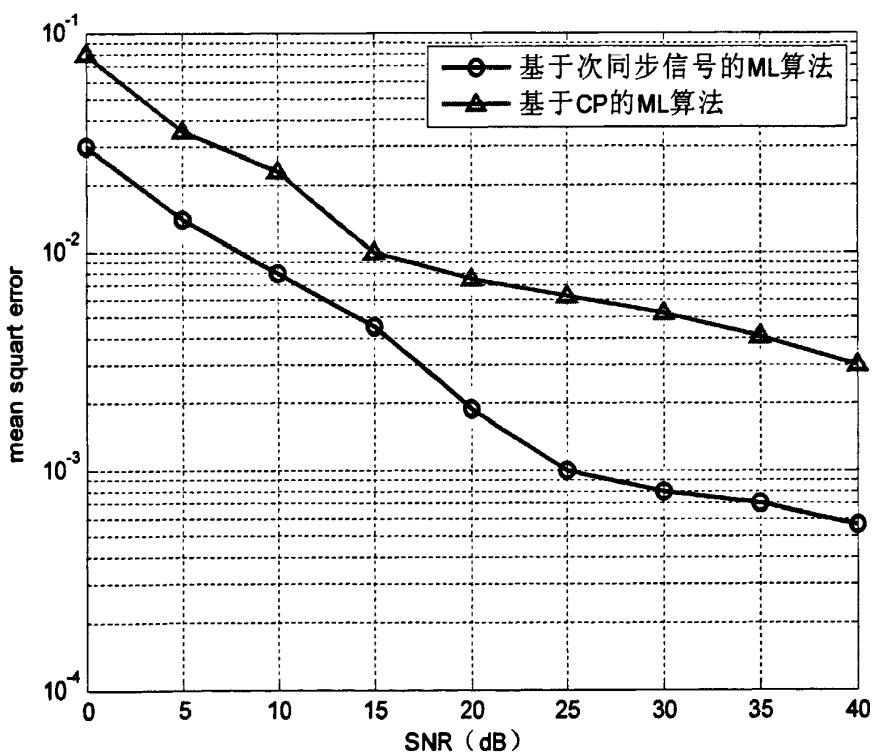


图 4.8 EPA5Hz 信道环境下不同算法的估计频偏均方误差随频率偏移变化曲线

由仿真图 4.8 可以看出, 估计出的频率偏移值的均方误差随着信噪比的增大而降低。在 EPA5Hz 信道环境下基于次同步信号的 ML 频偏估计法性能要优于基于 CP 的 ML 频偏估计法, 因为次同步信号是由伪随机序列产生, 相关性比较好。

4.5 本章小结

本章讨论了两种算法，通过仿真得出两种算法估计出的频率偏移值的均方误差随着信噪比的增大而降低，而且随着多径和多普勒频移的增大会存在性能损失，最后对两种算法进行了性能比较，得出基于次同步信号的最大似然估计算法性能优于基于 CP 的最大似然估计算法。本章只是讨论了大频偏的情况，3GPP TS(R8)36.101 规定^[24]：UE 的频率精度要求控制在 $\pm 0.1\text{PPM}$ 以内，结合 LTE 系统的工作频段 2GHz 可知，UE 的频率精度要求控制在 $\pm 200\text{Hz}$ 以内。在实现频率同步时如果单纯使用同步信号，由于可用数据量有限，一步无法达到系统所规定的频率精度要求，所以本文在实现时将分成两个阶段进行。第一个阶段（频率粗调）将剩余频偏控制在 $\pm 1.5\text{KHz}$ ，第二个阶段（频率精调）将剩余频偏控制在 $\pm 200\text{Hz}$ ，这个阶段本文将在第五章讨论。

第五章 LTE 系统频率精调算法研究

5.1 概述

一直以来，频偏估计的范围与估计精度是一对矛盾，本文第四章提出的频偏估计算法具有足够大的频偏估计范围，但是从频率粗调仿真结果来看，利用同步信号无法一次将频偏调整到 LTE 系统 UE 所要求的频率精度，所以本文将在本章提出频率精调方案，将剩余频偏调整到 $\pm 200\text{Hz}$ 以内，使其达到系统性能要求。

5.2 基于同步信号的频偏估计算法

5.2.1 算法描述

3GPP TS 36.211(R8)^[17]规定的 LTE TDD 的帧结构如下图所示：

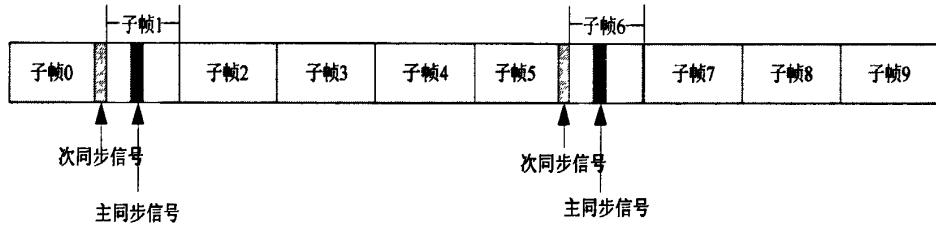


图 5.1 LTE TDD 帧结构

主同步信号位于子帧 1 和子帧 6 的第三个 OFDM 符号上。次同步信号位于子帧 0 和子帧 5 的第二个时隙的最后一个 OFDM 符号上。结合标准可以推知：普通循环前缀情形下，主、次同步信号的起点间距为 6592Ts；扩展循环前缀情形下，主、次同步信号的起点间距为 7680Ts。

本节所述频率精调方案中的算法原理就是利用主、次同步信号之间的相位偏差关系获取频偏信息来实现频偏估计，具体思想如下：

假设接收半帧的数据，截取出主、次同步信号 m_{1k} 、 m_{2k} ，

$$m_{1k} = a_k \exp(j(2\pi\Delta f(k+m)T + \theta)) \quad \text{式 (5.1)}$$

$$m_{2k} = b_k \exp(j(2\pi\Delta f k T + \theta)) \quad \text{式 (5.2)}$$

其中 a_k 表示本地发送的主同步信号， b_k 表示本地发送的次同步信号， Δf 表示频偏， θ 表示初始相位， T 表示样点时间宽度， m 表示主次同步信号之间的间距。

为了从 m_{1k} 、 m_{2k} 中提取出频偏信息，将 m_{1k} 、 m_{2k} 分别按序与本地的主、次同步信号共轭相乘得到：

$$\begin{aligned}
 r_{1k} &= a_k^* m_{1k} \\
 &= a_k^* a_k \exp(j(2\pi\Delta f(k+m)T + \theta)) \\
 &= |a_k|^2 \exp(j(2\pi\Delta f(k+m)T + \theta))
 \end{aligned} \tag{5.3}$$

$$\begin{aligned}
 r_{2k} &= b_k^* m_{2k} \\
 &= b_k^* b_k \exp(j(2\pi\Delta f k T + \theta)) \\
 &= |b_k|^2 \exp(j(2\pi\Delta f k T + \theta))
 \end{aligned} \tag{5.4}$$

对 r_{1k} 、 r_{2k} 实施相关运算，得到相位偏差矢量 r_k ：

$$r_k = r_{1k} r_{2k}^* = |a_k b_k|^2 \exp(j2\pi\Delta f m T) \tag{5.5}$$

通过下式计算频偏估计值：

$$\hat{\Delta f} = \frac{1}{2\pi m T} \arg(\text{sum}(r)) \tag{5.6}$$

上式中使用和矢量是为了消除一部分随机噪声对频偏估计的影响。

5.2.2 仿真结果及分析

下面将从估计频偏的均值、均方误差二方面考察该算法频率精调的性能。仿真平台见图 4.2。仿真参数见表 4.1。

① 仿真条件：

- 假设接收机已经达到精确的定时同步；
- 信道环境：3GPP TS 36.101(R8)规定的 EPA5Hz 信道环境；
- 幅度相位不平衡：幅度不平衡度 0dB，相位不平衡度 5 度，初始相位设置为 0；
- 频率范围：[-2KHz, 2KHz]；
- 测试频点：2KHz, 1KHz, 0.5KHz, 0KHz
- 信噪比范围：0dB~40dB；
- 测试次数：单个信噪比点迭代 100 次；

② 仿真结果：

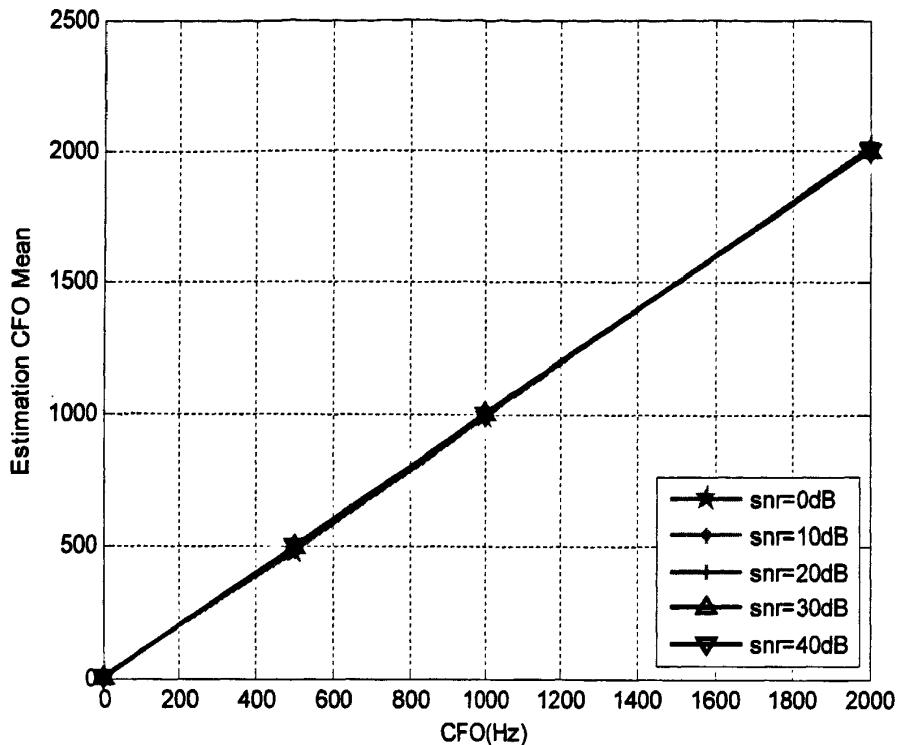


图 5.2 EPA5Hz 信道环境下估计频偏均值随频率偏移变化曲线

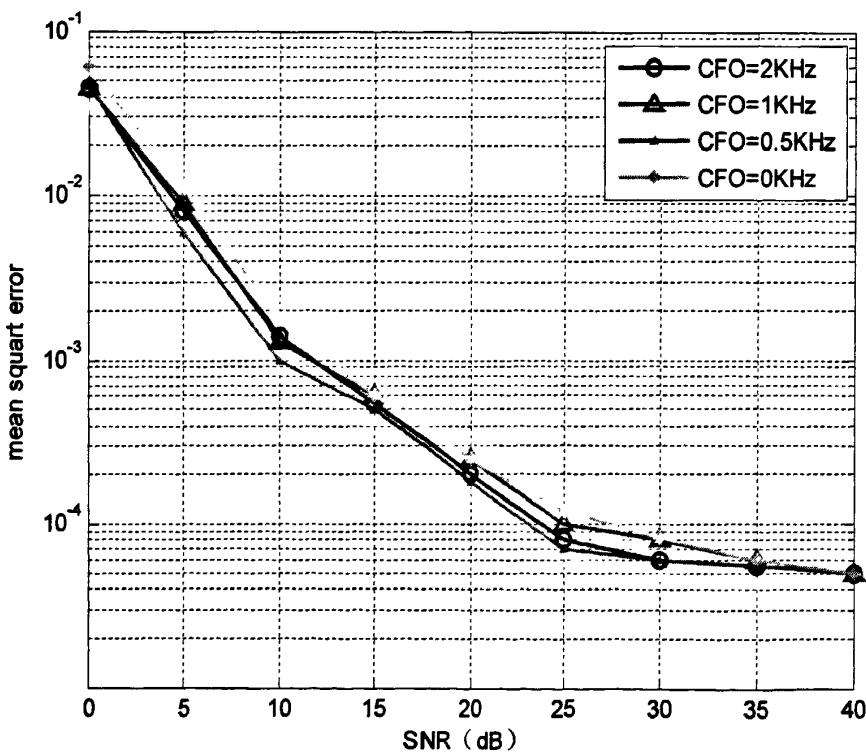


图 5.3 EPA5Hz 信道环境下估计频偏均方误差随信噪比变化曲线

图 5.2 仿真了频偏估计值随频率偏移变化的情况。从图中可以看出，频偏估计精度较高，在低信噪比时估计值跟实际频移值存在一定的误差，但是随着信噪比

的提高差异越来越小，估计值越接近真实值。估计值与实际频移值之间的差异随着信道环境的变化而变化，在多径和多普勒频移增大的情况差异也会随之变大。

图 5.3 仿真了频偏估计的均方误差随信噪比变化的情况。从图中可以看出，均方误差随着信噪比的提高而降低，但随着多径和多普勒频移的增大性能会有所损失。

5.3 基于参考信号改进的频偏估计算法

5.3.1 算法描述

接收信号经过滤波和抽样，在没有任何 ISI 和相位偏移的情况下，可以表示为

$$r(n) = d(n) \exp(j2\pi\varepsilon_f nT_s) + n(n) \quad n=1, 2, 3, \dots, N \quad \text{式 (5.7)}$$

其中， $d(n)$ 表示已知的参考信号序列。 N 为参考信号序列的长度。做归一化处理，如式

$$\frac{r(n)d^*(n)}{r(n)r^*(n)} \cong A \exp(j2\pi\varepsilon_f nT_s) \quad \text{式 (5.8)}$$

为了能在频域上估计频偏，对式 5.8 做 N 点的 FFT，则在频域上，频率偏移 ε_f 由整数频偏 ε_f^i 和小数频偏 ε_f^f 表示，即 $\varepsilon_f = \varepsilon_f^i + \varepsilon_f^f$ 。如 (5.9) 式所示

$$FFT_N[\exp(j2\pi\varepsilon_f nT_s)] = \begin{cases} 2\pi\delta(2\pi(\varepsilon - \varepsilon_f)) & \varepsilon_f = \varepsilon_f^i \\ \sum_{k=1}^N 2\pi\delta(2\pi(\varepsilon - \varepsilon_f)) - \varepsilon(f_k) & \varepsilon_f = \varepsilon_f^i + \varepsilon_f^f \end{cases} \quad \text{式 (5.9)}$$

其中 $\varepsilon(f_k)$ 表示当 $\varepsilon = \varepsilon_f$ 时，由小数部分频偏引起的失真。如果频偏仅仅是由整数部分频偏引起，经 FFT 之后的幅度频谱中，最大功率值出现的位置就是所求的整数频偏，即出现在 $\varepsilon = \varepsilon_f$ 处。

$$\hat{\varepsilon}_f = \arg \max |2\pi(\varepsilon - \varepsilon_f)| \quad \text{式 (5.10)}$$

在通常情况下，既有整数频偏又有小数频偏，功率泄露就会发生，即幅度频谱在整个频率抽样点处都有值。在传统的 ML 算法中，通常会在频率偏移的基础上，附加一个频率精调算法来获得更为准确的频偏。而在本文提出的估计技术中，小数频偏可以起到精确估计频偏的作用，采用内插函数来实现。首先，一组参考信号抽样点被归一化后根据式 (5.9) 做 N 点 FFT，得到变化后抽样点的幅度频谱 $\prod(\varepsilon)$ 。FFT 的结果被表示为如式 (5.11) 所示的形式：

$$\prod(\varepsilon) = \begin{cases} 2\pi & \varepsilon = \varepsilon_f^i \\ \sum_{k=1}^N |2\pi - \varepsilon(f_k)| & \varepsilon_f = \varepsilon_f^i + \varepsilon_f^i \end{cases} \quad \text{式 (5.11)}$$

如图 (5.4) 所示, 横轴表示归一化频率抽样点, 频域上, 连续的两个离散的抽样点的功率之和最大处的频率被认为整数频偏, 如式 (5.12) 所示。

$$\hat{\varepsilon}_f^i = \arg_f \max \left[\prod(\varepsilon) + \prod(\varepsilon+1) \right] \quad \text{式 (5.12)}$$

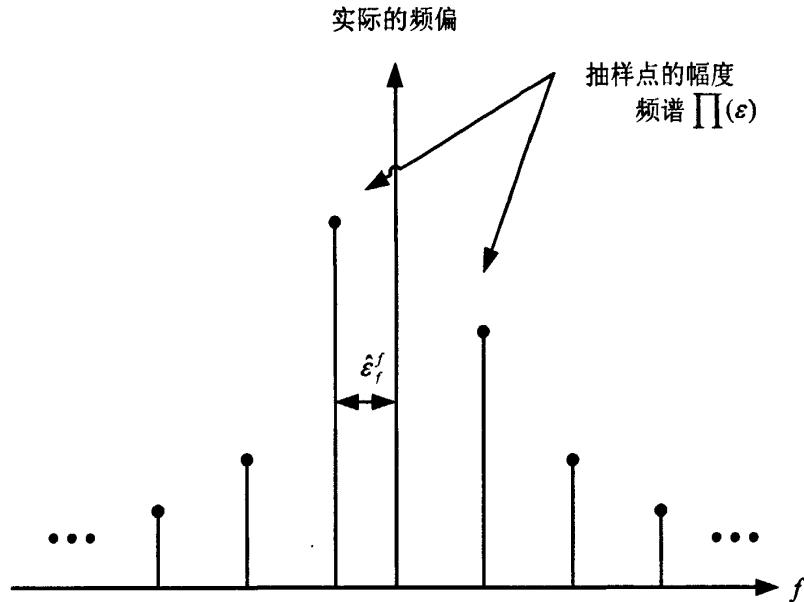


图 5.4 使用内插技术的频率偏移估计

在此对于小数部分频偏的捕获, 采用了一种简化的内插技术, 如式 (5.13) 所示。

$$\beta = \frac{\prod(\hat{\varepsilon}_f^i + 1)}{\prod(\hat{\varepsilon}_f^i) + \prod(\hat{\varepsilon}_f^i + 1)} \quad \text{式 (5.13)}$$

做归一化处理:

$$\hat{\varepsilon}_f^i = \frac{\beta}{\sum_{i=0}^{N-1} \prod(\varepsilon_i)} \quad \text{式 (5.14)}$$

5.3.2 仿真结果及分析

为了提高频率估计的可靠性, 我们可以采用如下的调整策略对频偏估计做出调整, 然后反馈给压控振荡器, 完成一次频率调整。

① 多帧求平均调整

将多帧估计出的频偏估计值 $\hat{\varepsilon}_f^i$ 求平均, 将此平均值作为一次频率调整值。

$$\bar{\varepsilon} = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \hat{\varepsilon}_f^m \quad m=1,2,\cdots M \quad \text{式 (5.15)}$$

$\bar{\varepsilon}$ 作为频率的调整值, 这样能够有效的降低频率估计值的均方差。

② 多次调整

就是获得一次的频率偏移估计值 $\bar{\varepsilon}$ 后, 将这个频偏估计值反馈给压控振荡器, 调整压控振荡器的频率, 即用随机产生的初始频偏值减去这一次的频偏估计值, 得到剩余频偏值, 实现一次调整。

③ 仿真条件:

- 假设接收机已经达到精确的定时同步;
- 信道环境: 3GPP TS 36.101(R8)规定的 EPA5Hz 信道环境;
- 幅度相位不平衡: 幅度不平衡度 0dB, 相位不平衡度 5 度, 初始相位设置为 0;
- 频率范围: [-2KHz, 2KHz];
- 测试频点: 2KHz, 1KHz, 0.5KHz, 0KHz
- 信噪比范围: 0dB~40dB;
- 测试次数: 单个信噪比点迭代 100 次;
- 采用多帧求平均策略, 帧数采用 10 帧;

④ 仿真结果:

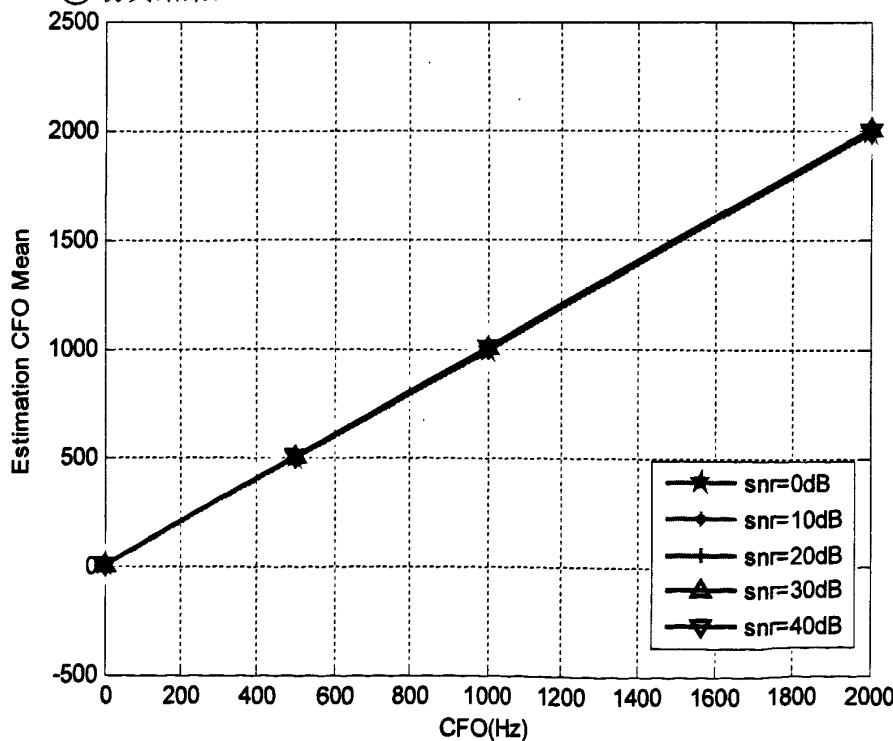


图 5.5 EPA5Hz 信道环境下估计频偏的均值随频率偏移变化曲线

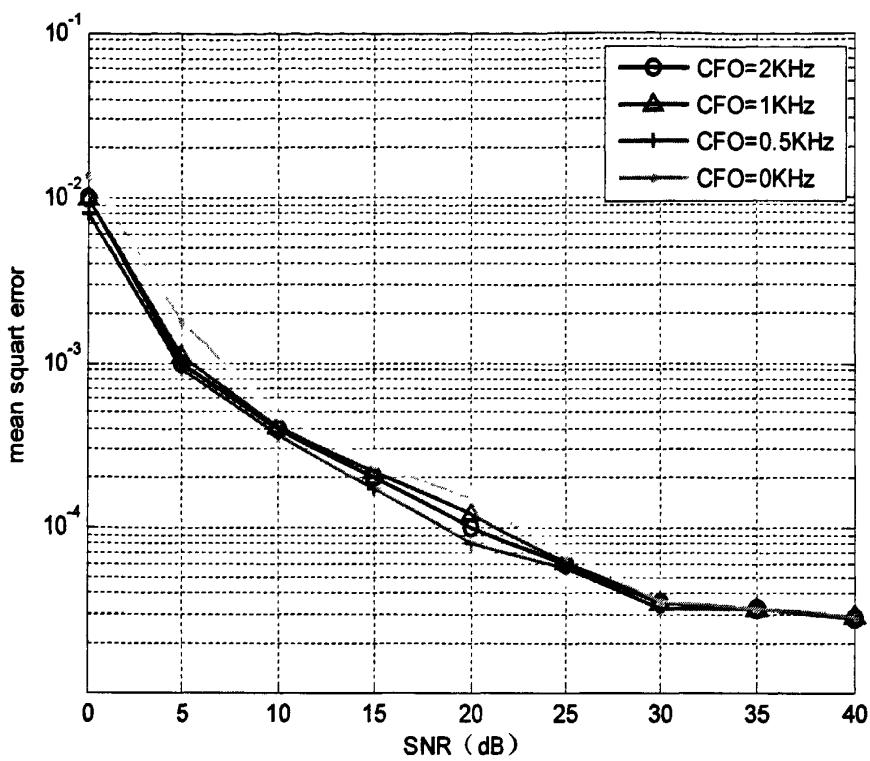


图 5.6 EPA5Hz 信道环境下估计频偏均方误差随信噪比变化曲线

图 5.5 仿真了不同信噪比条件下基于参考信号的频偏估计法中频偏的均值随频率偏移变化的曲线。仿真图中一条曲线表示一个信噪比，可以看出在低信噪比时估计出的频偏值不够准确，但随着信噪比的提高，估计出的频偏值越来越接近实际频率偏移值。在同一个信噪比条件下，估计出的频偏的误差随着多径和多普勒频移的增加而增大。

图 5.6 仿真了不同频率偏移下估计频偏的均方误差随信噪比变化的情况。仿真图中一条曲线表示一个实际频率偏移值，可以看出，估计出的频率偏移值的均方误差随着信噪比的增大而降低。而且随着多径和多普勒频移的增大会存在性能损失。

5.4 不同算法精调估计的比较

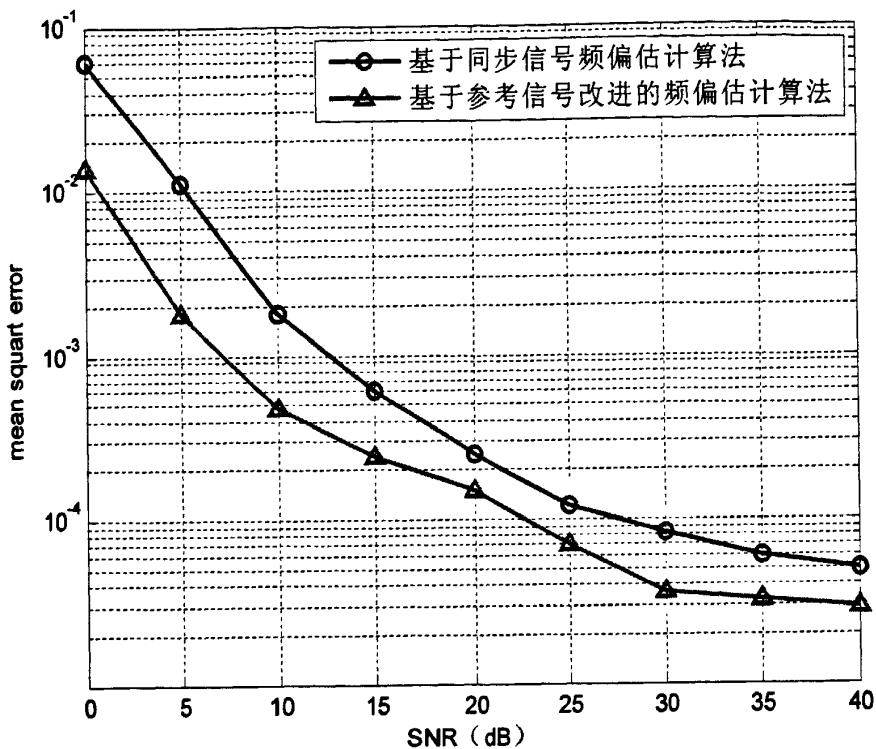


图 5.7 不同算法下估计频偏均方误差随频率偏移变化曲线

从图 5.7 可以看出, 利用了简化内差函数法对现有的参考信号频偏算法进行改进, 对小频偏的估计性能更好, 因为参考信号是间隔映射, 并且分布在在整个系统带宽上, 主次同步信号仅分布在 1.4MHZ 带宽, 参考信号包含更多的数据信息, 所以参考信号的性能要好一些。因此该算法是适用于 LTE 系统频率精调的技术。

5.5 本章小结

本章分析了频率精调的算法, 充分利用主、次同步信号、参考信号信息将剩余频偏控制在 $\pm 200\text{Hz}$ 。分别研究了基于同步信号的频偏估计算法和基于参考信号改进的频偏估计算法。从仿真结果来看, 利用了简化内插函数法对现有的参考信号频偏算法进行改进之后, 对小频偏的估计性能更好, 因此该算法是适用于 LTE 系统的频率精调技术。

第六章 总结与展望

6.1 本文工作总结

为了应对宽带接入技术的挑战,同时为了满足新型业务需求,3GPP提出的LTE技术,目前正备受关注,国内外各大通信公司正日益紧张地进行相关产品的研究与开发。OFDM技术作为LTE的无线传输标准,具有高数据传输率、抵抗频率选择性衰落、抗多径干扰以及频谱利用率高等诸多优点。但同时也存在一个难关,对同步的要求比较高。

同步在通信系统中占有非常重要的地位,数据接收的可靠性严重依赖于同步算法的可靠性。同步误差的存在会引起码间干扰 (ISI) 和子载波间干扰 (ICI),严重影响接收机性能。本文对LTE系统的频率同步算法做了的研究,具体工作如下:

1. 通过研读协议,了解了LTE系统的基本原理,并熟悉了LTE系统中的关键技术。LTE有着良好的发展前景,给第三代移动通信之后的新一轮技术发展的机遇与挑战,我国运营商、设备商、科研院等等研究机构都着手致力于LTE系统的开发研究工作。

2. 本文首先简要介绍了LTE系统提出的背景环境和LTE系统的标准发展现状。然后详细介绍了LTE系统,以及其关键技术--OFDM技术,并对后续同步算法中需要使用的参考信号,主、次同步信号进行了详细的分析。接着在建立LTE系统信号模型基础上,分析了符号定时同步误差、载波频偏误差和采样频率偏移误差对LTE系统性能的影响。

3. 本文在实现频偏估计是分成两个阶段进行的。第一个阶段(频率粗调)将剩余频偏控制在 $\pm 1.5\text{KHz}$,第二个阶段(频率精调)将剩余频偏控制在 $\pm 200\text{Hz}$ 。第一个阶段使用了基于次同步信号最大似然估计算法和基于CP最大似然估计算法,为了验证算法的可行性,在LTE信道模型下进行仿真,仿真结果表明估计出的频率偏移值的均方误差随着信噪比的增大而降低并且基于次同步信号最大似然估计算法要优于基于CP最大似然估计算法性能。第二阶段使用了基于同步信号的频偏估计算法,并提出了基于参考信号改进的频偏估计算法,利用简化内差函数法对现有的参考信号频偏算法进行改进,对小频偏的估计性能更好,因此该算法是适用于LTE系统的频率精调技术。

6.2 展望

在本文中,详细分析了LTE系统中的频率同步算法,并做了计算机上MATLAB的建模仿真工作。但由于时间的限制,与本课题相关的许多内容还有待于进一步的分析和研究。作者认为主要有以下几点:

1. 本文研究的多数算法都是假设定时同步已经完成,仅仅载波频偏进行估计,而且也没有综合考虑整个系统同步,下一步的工作将研究整个系统同步。
2. 本文研究算法时,只考虑了算法的性能,忽略了算法本身的复杂度,下一步工作将综合考虑二者来研究。
3. 在LTE系统中信道估计是至关重要的,在下一步工作中可研究信道估计算法,联合信道估计研究同步算法。

致谢

转眼间，三年的研究生学习生活就要结束了。回忆起这三年的点点滴滴，感慨不已，感觉入学仿佛就是昨天的事情。值得欣慰的是，在这三年中，我学到了许多受益无穷的东西，庆幸自己能来到这样一个好的环境，能遇到这么多良师益友，他们给我了很多的指引和帮助，使我能够顺利地完成学业，在此谨向他们表示最衷心的感谢！

最深的谢意献给我的导师段红光老师。在三年的时间里，段老师给予了我无数的帮助和关心，并给予了我足够的自我发展空间，去实现自己的理想与价值，监督指导我克服一个又一个困难。在段老师不厌其烦的帮助下，我学会的不仅仅是知识，更多的是将使我受益终身的学习方法。段老师对我们的严格要求、负责、体谅和包容让我非常感动。他渊博的学识，广阔的视野，活跃的思想，潜移默化地影响着我，让我受益终身。他对我研究工作的悉心帮助和热情指导令我终生难忘。

感谢我的父母，我知道如果没有他们的支持就没有我的今天，我也知道我永远都无法完全回报他们的爱，所以我希望顺利地完成学业，争取更大的成功，给他们一点欣慰。

感谢我的同学车亮、官微、刘晓丽、张璐等同学，感谢你们在我求学道路上的支持与鼓励。

感谢所有帮助过我的老师、同学和朋友，以及将要评审该论文的专家们！感谢重庆邮电大学，她给我的人生添上了浓烈的一笔，给我了一个更新更高的起点，让我更加从容自信地面对未来的挑战！

参考文献

- [1] 沈嘉等. 3GPP 长期演进 (LTE) 技术原理与系统设计. 北京.人民邮电出版社,2008
- [2] 沈嘉. 3GPP LTE 核心技术及标准化进展. 移动通信, 2006
- [3] 3GPP RI-072444 Ericsson. Summary of Downlink Performance Evaluation, 3GPP TSG RAN WG1 Meeting #49
- [4] Moose,P.H. A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction. Communications,IEEE Transactions on Volume 42,Issue 10,Oct.1994,pp.2908-2914
- [5] Timothy M.Schmidl.Donald C.Cox.Robust Frequency and Timing Synchronization for OFDM.IEEE Trans.on Commun,vol.45,no.12,pp.1613-1621,1997
- [6] Fredrik Tufvesson, Mike Faulkner and Ove Edfors. Time and frequency synchronization for OFDM using PN-sequence preambles [C].Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference,Amsterdam,The Netherlands,1999:2203-2207.
- [7] Michael Speth,S.Fechtel,G.Fock etc.Optimum Reciever Design for OFDM-Based Broadband Transmission-Part II:A Case Study.IEEE Tran.On Commun.Vol.49,No.4,April 2001.
- [8] 蒙以正.MATLAB5.X 应用与技巧.北京: 科学出版社,1999
- [9] 佟学俭,罗涛.OFDM 移动通信技术原理与应用.北京: 人民邮电出版社,2003
- [10] 崔琪楣,郑善贤.OFDM 系统中帧同步和载波同步的 ML 算法 工程应用,2002
- [11] Schmidl T M, cox D c. Robust frequency and timing synchronization for OFDM.IEEE Transactions on Communications,1997,45(12): 1616-1621
- [12] Lambrette U, Speth M, Meyr H. OFDM burst frequency synchronizationby signle carrier training data. IEEE Communications Letters,1997,1:46-48
- [13] Warner W D, Leung C. OFDM/FM frame synchronization for mobile radiodata communication. IEEE Trans.on Vehicular Tech,1993,vol.42,302-313
- [14] Kapoor, S., Marchok, D.J.,Huang, Y.F. Pilot assisted synchronization for wireless OFDM systems over fast time varying fading channels. VTC 98.48th IEEE, 1998, 3:2077-2080
- [15] 罗霄, “新一代移动通信系统中的同步技术研究”,电子科技大学硕士论文, 2005.4

- [16]李引凡. OFDM 技术原理及其应用. 信息技术与信息化, 2004(5):10-13 2640-2650.
- [17]3GPP TS 36.211 V8.6.0, Physical Channels and Modulation(Release 8), Jan. 2009
- [18]Morelli M, Mengali U. An improved frequency offset estimator for OFDM applications. IEEE Communications Letters, 1999, (3)75-77
- [19]Van de Beek J J, Sandell M, Borjesson P O. ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems. IEEE Transaction on Signal Processing, 1997, 45(7): 1800-1805
- [20]Jan-Jaap van de Beek, Magnus Sandell, Mikael Isaksson, Per Ola Borjesson. Low complex frame synchronization in OFDM systems. Universal Personal Communications. 1995, Record. 1995 Fourth IEEE International conference on. 1995(6):982-986
- [21]Liu H, Tureli U. A high efficiency carrier estimator for OFDM communications. IEEE Communications Letters, 1998, 2(4):104-106
- [22]Blokskei H. Blind estimation of symbol timing and carrier frequency offset in wireless OFDM systems. IEEE Transactions on Communications, 2001, 49(6): 998-999
- [23]Byungjoon Park, Eunseok Ko, Hyunsoo Cheon, Changeon Kang, Daesik Hong. A blind OFDM synchronization algorithm based on cyclic correlation. Global Telecommunications Conference, 2001, Globecom'01. IEEE, 2001(5): 3116-3119
- [24]3GPP TS . 36.101 V8.5.0, User Equipment (UE) radio transmission and reception(Release 8), Jan. 2009
- [25]崔琪楣, 郑善贤. OFDM 系统中帧同步和载波同步的 ML 算法 工程应用, 2002
- [26]J.G. Proakis. Digital Communications(第四版), 北京: 电子工业出版社, 1998
- [27]胡晶, “OFDM 系统中的载波同步研究”, 北京邮电大学硕士论文, 2006.3
- [28]Konstantinos Manolakis, Wen Xu. A Closed Concept for Synchronization and Cell Search in 3GPP LTE Systems IEEE vehic. Technol. Conf., Stockholm. Sweden, 2009(9)
- [29]Chong Feng. A Novel Timing Synchronization Method for MIMO OFDM Systems. IEEE Transactions on Communications, 2008, 913-917
- [30]Tae-Hwan Kim and In-Cheol Park. Time-Domain Joint Estimation of Fine Symbol Timing Offset and Integer Carrier Frequency Offset. IEEE Transactions on Communications, 2008, 1186-1190
- [31]Ch. Nanda Kishore and V. Umapathi Reddy. A frame synchronization and frequency offset estimation algorithm for OFDM system and its analysis. EURASIP

- Joural on Wireless Communications and Networking, vol.2006
- [32] 3GPP R1-061662. NTT DoCoMo, Fujitsu, Toshiba Corporation, SCH Structure and Cell Search Method for E-UTRA Downlink, 3GPP TSG RAN WG1 Meeting #Ad Hoc on LTE, Jun.2006
- [33] 3GPP R1-060289. Nokia, E-TURA Cell Search for initial synchronization and neighbor cell identification, 3GPP TSG RAN WG1 Meeting#44
- [34] 3GPP R1-062844. Fujitsu, SCH structure and 3-step cell search procedure, 3GPP TSG RAN WG1 Meeting#46bis
- [35] 3GPP R1-062605. Motorola, SCH Design for Initial Cell Search for E-UTRA DL, 3GPP TSG RAN WG1 Meeting#46bis
- [36] 3GPP R1-070262. Texas Instruments, Performance of 3-Stage Cell Search, 3GPP TSG RAN WG1 Meeting#46bis
- [37] 3GPP R1-071157. Ericsson, Non-initial LTE cell search using neighbour cell lists, 3GPP TSG RAN WG1 Meeting#48

附录

[1] 《WCDMA 下行链路接收机设计》发表于《电子测试》期刊 2009 年第五期