

国内图书分类号: TN929.5
国际图书分类号: TN621.39

密级: 公开

西南交通大学 研究生学位论文

OFDM 频偏估计算法研究

年 级 二零一一级
姓 名 袁彦春
申请学位级别 硕士
专 业 通信与信息系统
指 导 老 师 王平副 教授

二零一四年五月

Classified Index:

TN929.5

U.D.C:

TN621.39



Y2574834

Southwest Jiaotong University

Master Degree Thesis

Algorithm of OFDM Frequency Offset

Grade: 2011

Candidate: Ting Zhang

Academic Degree Applied for: Master

Specialty: Communication and Information Processing

Supervisor: Prof. ping Wang

May, 2014

西南交通大学

学位论文版权使用授权书

本学位论文作者完全了解学校有关保留、使用学位论文的规定，同意学校保留并向国家有关部门或机构送交论文的复印件和电子版，允许论文被查阅和借阅。本人授权西南交通大学可以将本论文的全部或部分内容编入有关数据库进行检索，可以采用影印、缩印或扫描等复印手段保存和汇编本学位论文。

本学位论文属于

1. 保密□，在 年解密后适用本授权书；
2. 不保密☒，使用本授权书。

（请在以上方框内打“v”）

学位论文作者签名：袁彦春

日期：2014.7.2

指导老师签名：2/3

日期：2014.7.2

西南交通大学硕士学位论文主要工作（贡献）声明

本人在学位论文中所做的主要工作或者贡献如下：

1、详细介绍了频偏的产生、对系统的影响，以及基于 OFDM 系统的载波频偏估计算法的理论推导和仿真实验分析，详细分析了在瑞利衰落信道下的多种载波频偏估计算法的性能和算法实现的难易程度。

2、在分析已有的载波频偏估计算法的基础上，对基于循环前缀的频偏估计算法和基于导频的频偏估计算法进行了改进。针对基于循环的频偏估计算法，提出两种改进算法。基于循环前缀的频偏估计算法利用的是 OFDM 符号中循环前缀部分以及冗余部分之间的相关性估算频偏值。第一，基于循环前缀非相关性频偏估计算法的改进，该算法的主要思想为将循环前缀部分及其冗余部分平均分成两个小的序列，分别进行均值运算，然后对应部分求相关性，分别得到频偏估计值，最后对所求得的频偏估计值取均值，即为该频偏估计算法的频偏估计值。第二，基于循环前缀相关性频偏估计算法的改进，该算法的主要思想为将基于循环前缀相关性算法和基于循环前缀非相关性算法合理地结合形成一种新的基于循环前缀的频偏估计算法。针对基于导频的频偏估计算法，在深入研究了导频序列和 PN 序列的基础上，结合 PN 序列算法给出了新的基于导频的频偏估计算法。该算法的频偏估计过程分成小数倍频偏估计和整数倍频偏估计两个过程。

本人郑重声明：所呈交的学位论文，是在导师指导下独立进行研究工作所得的成果。除文中已经注明引用的内容外，本论文不包含任何其他个人或集体已经发表或撰写过的研究成果。对本文的研究做出贡献的个人和集体，均已在文中作了明确说明。本人完全了解违反上述声明所引起的一切法律责任将由本人承担。

学位论文作者签名：袁彦春

日期：2014.7.2

摘 要

近年来,通信技术迎来了飞速发展的巅峰时期,但是有限的频谱资源限制了通信技术的发展。正交频分复用(OFDM)技术在子载波正交的情况下频谱资源可以得到很好的利用,并且具有很强的抗多径干扰的能力,这些特点都使得 OFDM 技术成为当代无线通信领域的主流技术。但是,OFDM 技术较高的频谱资源利用率是建立在各个子载波正交的基础之上,如果不能保证其正交性,那么就会产生载波间干扰(ICI),接收到的信号性能就会大幅度降低,无法体现出 OFDM 技术的频谱利用率高的优越性。本论文主要研究的是 OFDM 系统的载波频偏估计算法,寻求复杂度低并且相对性能良好的载波频偏估计算法是本论文的主要方向。

针对 OFDM 系统的载波频偏估计算法,本论文从理论推导和仿真实验两个方面对基于循环前缀的频偏估计算法、基于时域导频序列的频偏估计算法和基于伪随机序列(PN 序列)的频偏估计算法展开了细致地研究。第一,系统地介绍了 OFDM 技术,其中包括 OFDM 技术基本原理、发展历史、系统优缺点以及在无线通信领域中应用,第二,基于 OFDM 系统载波频偏估计算法的国内外研究现状、频偏产生的原因以及如何利用估算出的频偏值优化系统性能;第三,从理论推导和仿真实验两个方面对 OFDM 系统载波频偏估计算法进行研究;第四,在研究算法的基础上,对载波频偏估计算法做出改进。论文的主要工作内容包括:

1、针对 OFDM 系统频偏问题,尤其是载波频率偏移展开研究。研究分析造成载波频率偏移的主要因素,频率偏移对系统性能的影响以及国内外载波频偏估计算法研究现状。

2、针对 OFDM 系统载波频偏估计算法,从理论推导和仿真实验两个方面进行算法性能分析比较。主要研究的算法:基于循环前缀的估计算法、基于符号重传的估计算法、基于时域导频的估计算法以及基于伪随机(PN)序列的估计算法。

3、针对循环前缀的估计算法,做出了两个方面的改进。第一,针对基于循环前缀非相关性算法的改进,该算法的主要思想为将循环前缀部分及其冗余部分平均分成两个小的序列,并且分别进行均值运算,对应部分求相关性,分别得到频偏估计值,再对所求得的频偏估计值取均值,该均值即为该算法的频偏估计值。第二,基于循环前缀相关估计算法的改进,该算法的主要思想为将基于循环前缀相关性算法和基于循环前缀非相关性算法合理地结合形成一种新的基于循环前缀的频偏估计算法,算法的基本原理:将符号中循环前缀及其冗余部分分别平均分成两个小的序列,对应的前一部分进行相关性运算,对应的后一部分求取均值后再做相关性运算,根据相关性分别求取频偏估计值,最后求取频偏估计值的均值,即为该算法的频偏估计值。

4、针对基于导频的频偏估计算法,给出了一种基于导频的小数倍的频偏估计算法。

基于导频的频偏估计算法，一般将频偏估计过程分成小数倍频偏估计和整数倍频偏估计两个过程。本文给出的是针对小数倍频偏估计算法的改进，该算法的主要原理是，将导频符号成四个小序列，或者可以直接插入四个相同的短序列，利用短序列之间的相关性求得频偏估计值。

关键词： OFDM，频偏估计，循环前缀，导频，PN 序列

Abstract

In recent years, communication technology reached its peak during the rapid development, but the limited spectrum resources limited the development of communication technology. When sub-carrier spectrum of orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) technology is orthogonal, spectrum resources can derive better use and have a strong ability to robust anti-multipath interference, which make OFDM technology become mainstream technology of contemporary wireless communications technologies. However, the higher resource utilization of OFDM technology is based on the orthogonality of each sub-carrier spectrum. Once the orthogonality between each sub-carrier is destructed, inter-carrier interference (ICI) is generated, which will result in great reduction in the performance of the received signals and can not reflect the advantages of OFDM technology. This paper studies the carrier frequency offset estimation algorithm for OFDM systems, and focus on seeking low complexity and relatively good performance of the carrier frequency offset estimation algorithm.

In this paper we pay more attention to the carrier frequency offset estimation algorithm for OFDM systems. Frequency offset estimation algorithms based on cyclic prefix, time-domain pilot sequence and pseudo-random (PN) sequence are studies in detail from both theoretical analysis and simulation. Firstly, the paper systematically introduces OFDM technologies, including the basic principles of OFDM technology, history, advantages and disadvantages of the OFDM systems and its application in the field of wireless communications. Secondly, based on the research status of carrier frequency offset estimation algorithm of OFDM systems at home and abroad, causes of frequency offset and the methods to estimate the frequency offset value, a scheme to optimize the system performance is proposed in the paper. Thirdly, this paper studies the carrier frequency offset estimation algorithm for OFDM systems from both theoretical analysis and simulation. Fourthly, an improved algorithm of carrier frequency offset estimation algorithms is proposed based on the studying of various algorithms. The main contents of this paper are as follows.

- 1、 The frequency offset for the OFDM system, particularly the carrier frequency offset is studied. The main factors causing the carrier frequency offset, the impact on system performance for frequency offset and research status of carrier frequency offset estimation algorithm at home and abroad are analyzed.

- 2、 This paper studies the carrier frequency offset estimation algorithm for OFDM systems from both theoretical analysis and simulation. There are four main algorithms in our

research, namely, estimation algorithm based on cyclic prefix, estimation algorithm based on symbol retransmission, estimation algorithm based on the time domain pilot, estimation algorithm based on pseudo-random (PN) sequence.

3、 Two improved algorithms based on the cyclic prefix frequency offset estimation algorithm are proposed in this paper. Firstly, an improved algorithm of frequency offset estimation algorithm based on cyclic prefix non-correlation is proposed. The main ideas of the algorithm are that the cyclic prefix and the redundant part are averagely divided into two small sequences, and respectively average operations are carried. Obtain the correlation of corresponding partial and derive the values of the frequency offset estimation. The average value which is the final estimate value of the values derived is calculated. Secondly, an improved algorithm of frequency offset estimation algorithm based on cyclic prefix correlation is proposed. The main idea of the algorithm is that a novel frequency offset estimation algorithm based on cyclic prefix is formed combining frequency offset estimation algorithms based on cyclic prefix non-correlation with frequency offset estimation algorithms based on cyclic prefix correlation. The basic principle of the algorithm is that the cyclic prefix and the redundant part are averagely divided into two small sequences, respectively. The corresponding former part conducts correlation operation, and the corresponding latter part conducts correlation operation after calculating the mean. According to the correlation, respectively calculate the frequency offset estimation values. Finally the mean value of the estimate values is derived, which is the value of the frequency offset estimation algorithm of the improved algorithm.

4、 In view of the frequency offset estimation algorithm based on pilot, this paper presents a decimal times frequency offset estimation algorithm based on pilot. In frequency offset estimation algorithm based on pilot frequency, the frequency offset estimation process is divided into two processes, namely, decimal times frequency offset estimation process and integer times frequency shift estimation process. This paper proposes an improved algorithm of decimal times frequency shift estimation algorithm. The main principle of the improved algorithm is that the pilot symbols is fractionized into four small sequences, or four same short sequences can be directly inserted, and use the correlation between the short sequences to obtain the value of frequency offset estimation.

Keywords: OFDM, frequency offset estimation, cyclic prefix, pilot symbols, PN sequence

目 录

摘 要.....	V
Abstract.....	VII
第1章 绪 论.....	1
1.1 选题背景及研究意义.....	1
1.2 频偏估计算法研究现状.....	1
1.3 OFDM 技术优缺点及应用.....	3
1.3.1 OFDM 技术优点.....	3
1.3.2 OFDM 技术缺点.....	3
1.3.1 OFDM 技术发展史.....	4
1.4 本文主要工作和内容安排.....	5
第2章 OFDM 技术原理.....	6
2.1 OFDM 调制解调.....	6
2.1.1 OFDM 调制解调原理.....	6
2.1.2 用 IFFT 实现 OFDM 调制.....	7
2.2 无线移动通信信道.....	8
2.2.1 无线信道特性.....	8
2.2.2 保护间隔和循环前缀.....	10
2.3 OFDM 技术在无线移动信道中的应用及所面临的问题.....	11
2.3.1 OFDM 技术的优点.....	11
2.3.2 OFDM 技术应用所面临的问题.....	12
第3章 载波频偏估计算法.....	14
3.1 载波频偏信号模型.....	15
3.2 基于循环前缀的频偏估计算法.....	15
3.2.1 基于循环前缀相关的估计算法.....	15
3.2.2 CP-cost function (代价算法)算法.....	16
3.2.3 基于循环前缀非相关性的频偏估计算法.....	19
3.2.4 基于循环前缀算法的性能比较.....	20
3.3 基于符号重传的频偏估计算法.....	23
3.4 基于时域等值导频的频偏估计算法.....	24
3.5 基于 PN 序列的频偏估计算法.....	28
3.5.1 Schmidl 算法.....	28
3.5.2 改进 Schmidl 算法.....	29

3.5.3 PN 序列算法的仿真分析 32

3.6 本章小结 33

第 4 章 载波频偏估计算法的改进 34

4.1 基于循环前缀频偏估计算法的改进 34

4.1.1 基于循环前缀非相关性频偏估计算法的改进 34

4.1.2 基于循环前缀相关性频偏估计算法的改进 35

4.1.3 仿真分析 36

4.2 基于导频的频偏估计算法的改进 39

4.3 本章小结 42

总结与展望 44

致 谢 46

参考文献 47

攻读硕士学位期间发表的论文 51

第1章 绪论

1.1 选题背景及研究意义

近年来, 由于当代社会的经济与科技的不断发展, 为无线通信技术的发展提供一个良好的发展机会。然而, 有限频谱资源严重制约了无线通信的飞速发展, 使通信技术在提升频谱资源的同时不断的创新显得尤为重要。因此, OFDM 技术重新进入了我们的视野, 并且 OFDM 技术已经成为无线 3G 网络以及无线 4G 的主流技术。

正交频分复用^[1] (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM) 技术是一种多载波数据传输技术。其基本原理是通过串并变换使数据从高速率传输变换为在多个相对传输速率较低的信道进行传输, 由于传输速率的变化, 导致数据的传输时间延长, 从而使 OFDM 技术具有良好的抗时延扩展能力, 大幅度降低了在传输过程中出现数据符号间相互干扰的可能性。

无线通信技术的实用化必须考虑的两个主要问题: 一是多径时延扩展; 二是多普勒频移。多径时延扩展是由于信道多径衰落引起的, 无线电波从发送端到接收端可能要经过直射、折射和反射等, 传播环境的多变性导致接收到的信号功率降低, 而且不同载波频率的信号在传输过程中的衰落是不同的, 如果不对信号处理就进行传输, 信号误码率会大大提升; 由于多普勒效应导致信号在其被接收时会出现不同程度的多普勒频率偏移, 引起多普勒扩展, 这种信号的发射端或接收端由于高速率移动造成的多层次衰落严重影响通信系统的性能。与其他通信技术相比, OFDM^[2]不但具有频谱资源的高效利用, 还表现出较强的抗多径衰落能力。但由于数据在串并变换时, 会出现子载波之间正交化, 因此 OFDM 技术对数据的同步性具有严格的要求。OFDM 技术性能取决于发送端和接收端是否能够更加快速并且准确地获取系统同步信息。OFDM 同步可以分为: 数据符号同步、子载波采样时间同步、发送端和接收端载波频率同步。无线信号在传输过程中容易受到外部环境影响, 产生频率偏移和时钟偏移。时钟偏移^[11-13]是指信号到达时间由于信号传输路径不同所造成的接收时间的延迟, 可以通过截取 OFDM 符号中的采样值来消除其他符号的影响, 虽然接收到的信号功率是多条路径接收到的信号功率之和, 但总体来看, 还是影响了信号的接收, 降低了信号的性能。频率偏移是由于信道之间的多普勒效应、多径效应等对信号传输产生的影响, 使信号频率产生偏差。在 OFDM 系统, 系统是以牺牲对频率和频偏灵敏度来对抗多径衰落和多普勒效应的。

1.2 频偏估计算法研究现状

近年来, 针对无线通信系统、OFDM 系统的同步问题, 国内外很多学者进行了大量的研究工作, 提出了一些性能良好的算法和改进算法。通常情况下我们将频偏估计

算法分为盲估计算法、非数据辅助型算法和数据辅助型算法。总体来说，数据辅助类的算法计算复杂度不高，而且频偏的估计精度比其余两种算法要高，不过需要占用一定的频谱资源，从而降低了系统的有效数据传输速率。盲同步估计算法主要是利用信号的空子载波或前导序列实现信号同步的，该过程不需要其他开销，但其算法过程比较复杂，性能相对不高。根据文献^[17]中所说，在实现符号的定时和频偏估计时，通过计算信号的二阶循环统计量来实现信号的同步，利用符号的循环前缀平稳特性可有效扩大估计范围，但由于其需要采集大量数据，且算法性能随信噪比的改变而变化不大，导致估计精度降低。在文献^[19]中，对接收信号进行过采样，由于频偏对于采样后的奇偶序号序列引起的相位误差存在固定的关系，据此完成频率同步，此算法的实现速度比较快，直接利用了时域采样来估计频率偏移，极大可能的利用信号的频谱，有效提高频偏估计的精度值。

非数据辅助型频偏估计算法是以循环前缀的频偏估计算法为主要方法，利用 OFDM 信号的符号的冗余部分和循环前缀进行估计，分析信号同步问题，该方法不需要另外插入前导序列，减少了信号功率和频率的浪费，当信号发生不同步的情况时，可在短时间内重新同步。该方法仅限于小数载波频偏的估计或符号的定时，不能实现整数载波频偏的估计。在文献^[9]中，Jan-Jaap Van de Beek 和 Magnus Sandell 等人提出了通过 OFDM 符号循环前缀的最大似然 (Maximum Likelihood, ML) 实现估计频偏算法，但是由于循环前缀的相关性很容易被多径衰落信道破坏，使得该算法只有在高斯白噪声 (Additive white Gaussian Noise, AWGN) 信道下具有良好的性能。在文献^[54]中提到，D. Landstorm 等人通过将循环前缀和导频有效结合，实现联合频偏估计，从而实现了在多条信道下提高最大似然估计算法的良好性能。

数据辅助型估计算法需使用全部的 OFDM 符号作为训练符号，或另外插入伪随机序列 (PN 序列)、导频符号等。虽然降低了有用数据的传输速率，但是可以获得比较好的估计性能，而且降低计算的复杂度。Classen 和 Meyr 在文献^[11]中，提出利用导频数据进行频偏同步，但是估计范围不足半个子载波间隔，而且计算复杂度比较高。在文献^[49]中，Schmidl 对数据辅助性估计算法进行了适当改进，形成了基于 PN 序列的频偏估计算法，该种算法利用两个结构比较特殊的 OFDM 符号作为训练符号，从而实现了定时估计和频偏估计的联合估计。但是，Schmidl 算法的时间同步算法中定时度量函数顶部会比较平坦，所以文献^[50]和文献^[52]重新设计了定时度量函数，改善了定时同步的性能。

此外，Haggman 和 Zhao^[20]等人提出了利用虚拟载波的原理，使得前后发送的两个 OFDM 符号编码相反，来消除载波间干扰的干扰自消除法，这种算法牺牲了大量的带宽来换取性能的提升，在频谱资源有限的情况下，此种方法不会被广泛使用，仅用于对频偏准确性要求不高的 OFDM 系统。

在大量阅读国内外文献的基础上，通过理论推导和仿真实验分析得出影响载波频偏估计算法性能的主要因素包括：信号传播环境（信道）、信噪比（SNR）、符号定时、调制方式、传输速率等。本文主要通过对不同频偏估计算法的总结、分析、比较，提出基于导频序列和 OFDM 符号的循环前缀的频偏估计算法，并进行相关研究。

1. 3OFDM 技术优缺点及应用

1.3.1 OFDM 技术优点

OFDM 技术作为新一代通信技术的主流技术，有以下几点比较显著的优点^[7-13]：

首先，抗衰落能力强。

OFDM 技术是通过多个相对传输速率较低且相互正交的信道实现对原高速率传输的数据的传输，这种方法是每个符号的传输时间变长，提高了 OFDM 符号抗多径衰落和抗脉冲噪声（Impulse Noise）的性能。同时还可以对 OFDM 进行编码或者采用时域均衡等措施，在一定程度上是可以增强系统的抗多径衰落能力的。

其次，频率利用率高。

OFDM 技术的信号传输是通过相互正交的多个信号实现的，由于每个独立信号具有不同的载波频率，通过 FFT 后出现各子载波有部分重叠。各个信道间的严格正交性可有效提高 OFDM 技术对信号频率的利用率。

再次，数据传输速率高。

OFDM 技术可以和多种调制方式、多址技术进行融合，在不同的传输环境和通信要求下可以不同的编码和调制方式。由于 OFDM 技术抗多径衰落能力比较强，适用于快时变信道环境，而且 OFDM 技术在加载算法的过程中，通过将数据放置在传输性能较好的信道上传输，可大幅提升 OFDM 技术的传输速率，使其常应用于高速率传输

总的来说，OFDM 技术具有明显的传输优势，其信道间具有较强的抗干扰能力及抗多径效应能力，信号频率利用率高，主要是因为每个进行传输的 OFDM 符号之前都加入了循环前缀的缘故，通过插入适当的循环前缀可减小信号间的干扰对 OFDM 系统性能的影响，增加系统的准确率。

1.3.2 OFDM 技术缺点

虽然 OFDM 技术有很多突出的优点，例如抗多径能力强、频谱利用率高、和其他系统的融合度高等，但是 OFDM 技术仍然存在着一些亟待解决的问题。

（1）对符号定时和频偏的高敏感性。

通过对文献的研究，可以看出很多频偏估计算法的理论推导都是建立在符号定时完成的前提下的，如果不进行符号定时，系统的定时偏移量会引起载波相位的旋转，而且载波频率越大，旋转相位越大。当 OFDM 符号的循环长度大于其定时偏移量和多

径信道的最大时延扩展总和时,就可以保证各个子载波之间的正交性不受定时偏移量的影响,一旦符号定时的偏移量和多径信道的最大时延扩展之和超过了OFDM符号循环前缀的长度,就很可能造成数据信息的丢失或者较高的误码率。频率偏移是由于信号在传输过程中的多径效应、多普勒扩展或者是发送端和接收端之间载波频率的不同等因素所引起的,载频的偏移将引起OFDM信号子载波之间正交性破坏,引起子载波间干扰(ICI),降低OFDM系统对抗多径衰落的能力。

(2) 峰均功率比相对较大。

OFDM系统硬件设备的优良性取决于峰均功率比的大小,优秀的峰均功率比可实现系统硬件的优秀表现,从而提高系统可实现的复杂程度。通过FFT技术,OFDM系统的子载波信号会出现部分重叠的情况,在重叠区域的信号瞬时功率与高于信号的平均功率,发生信号畸变,使得信号在传输过程中符号出现相互干扰,接收到的频谱失真,影响通信的正确性。

近年来,围绕OFDM技术存在的缺点,通信业人士进行了大量的分析研究,例如利用FFT模块来实现OFDM调制解调,给每个OFDM符号添加循环前缀,各种定时和同步估计算法等,持续地探索和改进使得OFDM技术更加成熟和完善,更加适用于高速传输的无线移动通信系统。

例如,OFDM技术采用串并变换模块和FFT模块联合实现OFDM调制解调,使得符号传输速率相对降低,周期相对延长,更好地对抗无线信道多径效应;通过对OFDM符号实现增添循环前缀,当OFDM符号的循环长度大于其定时偏移量和多径信道的最大时延扩展总和时,子载波间的正交性很难受到定时偏移的影响。但是,符号循环前缀是将信号的一部分进行复制放在保护间隔内形成的,循环前缀的插入一定程度上造成了频谱资源的浪费。随着通信技术地不断改革创新,一定能够更好地改进和完善OFDM技术,实现更快地速度、更高的质量等通信需求。

1.3.1 OFDM 技术发展史

最早 OFDM 技术思想的提出是由 R.W.chuang 在 1966 年提出的,当时要实现 OFDM 系统中的各个子载波才能保证其严格的正交性只能采用模拟滤波的方式分离子载波,实现复杂度相当高,而且通信业还不是很发达,频谱资源相对比较丰富,因此 OFDM 技术一直没有比较明显的改进和发展。直到 70 年代 Weinstein 和 Ebert 提出了利用 FFT 模块来实现多载波的调制解调,为 OFDM 技术的广泛应用提供了可能。1980 年,Peled 等人又提出了给每个 OFDM 符号加入循环前缀的思想,消除了符号间干扰,同时增强了 OFDM 技术的抗多径衰落的能力。随着数字信号处理技术和大规模集成电路技术的日趋成熟,九十年代是 OFDM 技术发展的巅峰期,OFDM 技术的研究引起了无线通信行业的广大从业者的广泛关注。由于较强的抗多径衰落性能和对频谱的高效利用,使 OFDM 技术在不同领域都得到了广泛的利用,例如:ETSI 标准的音频广播(DVB)、

非对称的数字用户环路（ADSL）等。OFDM 技术已成为目前无线通信行业新一代 3G 无线移动网络以及 4G、4.5G 网络的主流技术进行技术改革和实用化研究。

1.4 本文主要工作和内容安排

本文主要分析研究了 OFDM 系统频偏估计算法，通过对通信前辈的研究成果的研究分析，例如：比较经典的 ML 频偏估计算法，基于循环前缀的频偏估计算法，基于导频的频偏估计算法以及基于 PN 序列的频偏估计算法。同时，在理解以上频偏估计算法的基础上，提出了相应的改进型频偏估计算法，即改进型基于循环前缀非相关频偏估计算法、改进型基于导频的频偏估计算法。而且对各种算法进行了复杂度分析，而且通过 MATLAB 仿真实现了各个算法频偏估计值的均方误差的性能比较。

本文总共分成了五章。各章节内容具体安排如下：

第一章：绪论。简述了无线通信行业的发展情况、OFDM 技术优良特性及其目前的应用情况。

第二章：OFDM 系统基本原理。主要包括：OFDM 调制、解调，无线信道。

第三章：载波频偏估计算法研究。首先，通过分析研究 OFDM 系统基带等效图，简要介绍了频偏估计算法的应用；其次，分别介绍基于循环前缀的频偏估计算法，基于符号重传的频偏估计算法，基于导频的频偏估计算法以及基于 PN 序列的频偏估计算法四种载波频偏估计算法，并通过理论推导和仿真实验两个方面分析各个算法的复杂度和性能（频偏估计值均方误差）。

第四章：通过研究分析载波频偏估计算法，进一步改进基于循环前缀和导频算法从运算复杂度和性能。对于基于循环前缀的频偏估计算法，提出了基于分块模式的频偏估计算法的改进办法；对于基于导频的频偏估计算法，通过结合基于 PN 序列的频偏估计算法，得到改进后的频偏估计算法。

第五章：总结与展望。通过把 OFDM 系统的研究现状本文的主要内容相结合，展望 OFDM 系统未来的研究方向。

第2章 OFDM 技术原理

OFDM 通信系统的基本原理就是将要传输的高速数据符号通过串并变换调制到多个传输速率相对较低且相互正交的子载波信道上传输。在 OFDM 符号传输过程中, 采用串并变换使得在子载波上进行传输的 OFDM 符号周期相对的延长, 符号周期相对延长大大降低了无线信道多径效应对系统性能的影响。同时, 在每个传输的 OFDM 符号前加入了循环前缀, 来消除传输过程中由于多径效应所产生的符号间干扰 (ISI), 提升系统性能。

本章主要介绍的内容有: 第一, OFDM 系统调制解调原理; 第二, 无线多径信道及其特性; 第三, OFDM 技术的优缺点以及在移动通信应用中所面临的问题。

2.1 OFDM 调制解调

2.1.1 OFDM 调制解调原理

在 OFDM 符号中 N 个子载波之间均是相互正交, 那么, 这些载波频率就可以表示如下形式:

$$f_k = f_0 + \frac{k}{T_s} \quad (2-1)$$

其中, $k = 1, 2, \dots, N-1, T_s$ 为 OFDM 符号延迟。这样 OFDM 符号就可以表示为 N 个正交的子载波信号之和, 即:

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} d_{n,k} g_k(t - nT_s) \quad (2-2)$$

式中 $k = 1, 2, \dots, N-1$ 表示的是 OFDM 符号中第 k 个子载波, $g_k(k)$ 的表达式为:

$$g_k(k) = e^{j2\pi f_k t}, t \in [0, T_s] \quad (2-3)$$

式中 $d_{n,k}$ 表示的是第 n 个信号中第 k 个子载波上的符号。

OFDM 调制的基本原理即将所需要传输的高速数据流映射到若干个传输速率相对较低且相互正交的子载波上的过程。经过调制得到的符号表达式为:

$$x(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \text{rect}(t - \frac{T}{2}) g(k) \quad (2-4)$$

由于 OFDM 系统中每个不同子载波之间有严格的正交性存在, 则存在如下关系:

$$\frac{1}{T_s} \int_{nT_s}^{(n+1)T_s} e^{j2\pi \frac{k}{T_s} t} * e^{j2\pi \frac{k'}{T_s} t} dt = \begin{cases} 1 & k = k' \\ 0 & k \neq k' \end{cases} \quad (2-5)$$

因此, 载波解调可以表示为

$$y(k) = \frac{1}{T_s} \int_{nT_s}^{(n+1)T_s} r(t) * e^{-j2\pi(f_0 + \frac{k}{T_s})t} dt \quad (2-6)$$

式中 $r(t)$ 表示终端接收到的未解调信号, $y(k)$ 为解调得出的 OFDM 符号。OFDM 系统调制解调如图 2.1 所示。

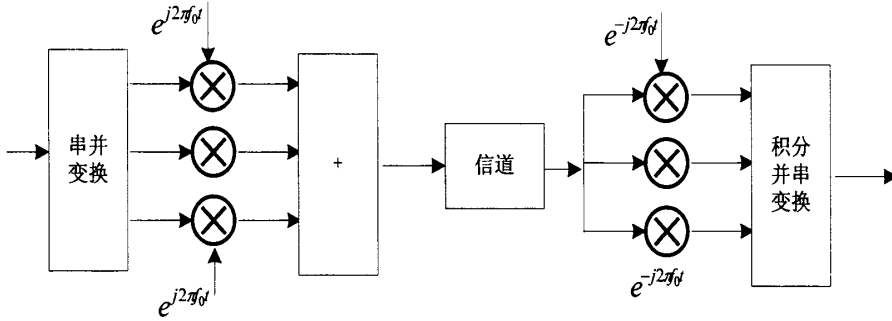


图 2.1 OFDM 调制解调图

2.1.2 用 IFFT 实现 OFDM 调制

在一般的 OFDM 系统中, 调制和解调过程是通过离散傅里叶变换^{[3][5][6]}来实现的。下面详细阐述了离散傅里叶变换如何实现 OFDM 调制解调的过程。

假设 OFDM 系统的采样速率为 N/T_s , 这里离散时间信号就可以表示为:

$$F_n^m = \sum_{k=0}^{N-1} d_{n,k} g_k(t - nT_s) \quad (2-7)$$

公式中 $t = (n + \frac{m}{N})T_s, m = 0, 1, \dots, N-1$, 即,

$$F_n^m = e^{j2\pi f_0 \frac{m}{N} T_s} \sum_{k=0}^{N-1} d_{n,k} e^{j2\pi \frac{mk}{N}} \quad (2-8)$$

假设 $f_0 = 0$, 那么公式 (2-8) 可以简化为

$$F_n^m = \sum_{k=0}^{N-1} d_{n,k} e^{j2\pi \frac{mk}{N}} \quad (2-9)$$

公式 (2-9) 由 IFFT 来表示为

$$F_n^m = N * \text{IFFT}(d_{n,k}) \quad (2-10)$$

通过 FFT 运算, 公式 (2-10) 化简为:

$$\text{FFT}(F_n^m) = N * \text{FFT}[\text{IFFT}(d_{n,k})] = d_{n,k} \quad (2-11)$$

因此，我们可以看出 OFDM 调制解调可以分别用 IFFT 和 FFT 模块来实现。

2.2 无线移动通信信道

2.2.1 无线信道特性

移动通信系统需要满足用户在移动状态下进行通信的需求，因此只能利用无线信道进行传输。与有线信道相比，无线通信系统的发射机与接收机之间的传播环境更为复杂，因此，信道自身的传输特性是制约通信系统性能的最重要的技术因素。移动通信系统的信道传输特性是指由无线传输的信道动态性和移动通信的用户动态性而导致的二维动态过程^[23]。

信道动态性是指由电磁波控件的开放式传输引起的随机性时变衰落和选择性衰落，其中由多径传播产生的多径衰落给系统性能带来的影响最为严重。由于电磁波的在传输路径上产生了多次反射、绕射和散射，因此到达移动终端的信道往往是由多条路径叠加而成，图 2.2 给出了无线信号多径传播示意图。就时域而言，由于各个信号在不同传播路径上所经过的传播距离不同，各条路径上的信号到达时间也不同，这势必会造成移动终端在接收信号时候脉冲宽度会变宽，这种现象称为多径时散。用来衡量多径时散程度的参量称为时延扩展 Δ ，定义式如下：

$$\Delta = \sqrt{\int_0^{\infty} t^2 E(t) dt - \bar{\tau}^2} \quad (2-8)$$

其中， t 是相对时延， $E(t)$ 是由不同时延信号组成的时延谱，平均多径时延由 $E(t)$ 的一阶矩得来：

$$\bar{\tau} = \int_0^{\infty} t E(t) dt \quad (2-9)$$

由时延扩展可以得出相干带宽的概念：在一定的频率范围内，任意两个不同频率分量的幅度之间都存在很强的相关性，这个特定的频率范围被称为相干带宽 B_c 。

$$B_c = \frac{1}{2\pi} \quad (2-10)$$

当信号传输带宽小于信道相干带宽的时候，信道就会对信号成分产生频率选择性衰落，即信道对不同的频率成分做出不同的响应。频率选择性衰落将会导致严重的码间干扰（Inter Symbol Interference, ISI）现象，这将严重影响数字通信系统的性能。

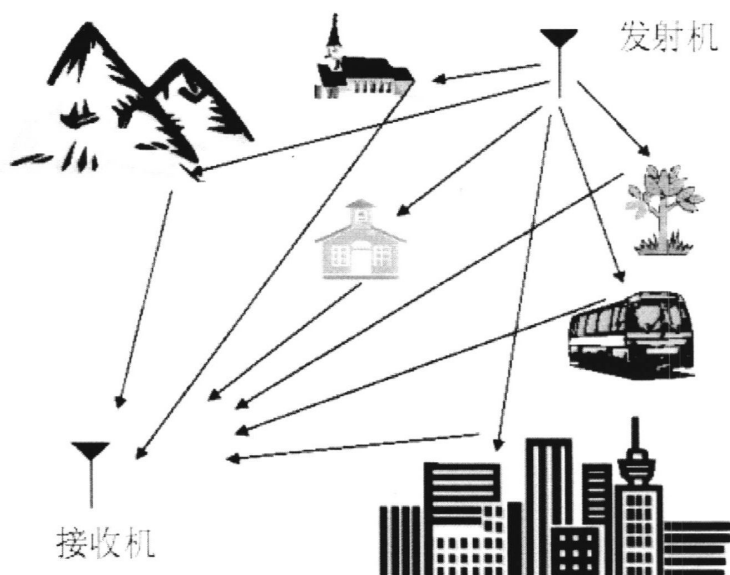


图 2.2. 无线信号多径传播示意图

用户动态特征主要是指用户在通信过程中的随机移动引起的信道时变特性，如图 2.3 所示。根据以上描述能看出，用来描述信道特性的参数主要概括：信道最大时延扩展、多普勒扩展、相干时间和相干带宽，其中时延扩展和相干带宽主要用来描述无线多径信道中的传输信号在时域上特性。

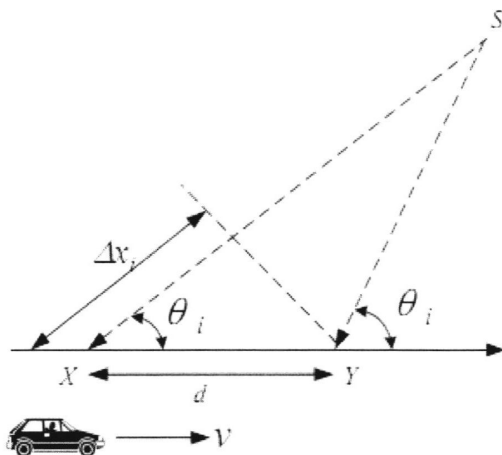


图 2.3 多普勒效应示意图

$$f_d = \frac{v}{\lambda} \cos \theta_i \quad (2-11)$$

由用户终端与基站间的相对运动而产生的接收信号频率间的频谱展宽称为效应，频谱的展宽程度称为多普勒频偏 f_d ，由公式 (2-11) 给出。其中 θ_i 表示终端移动方向

与电磁波传输路径的夹角，范围为 $[0, 180^\circ]$ ， λ 为传输信号波长。

多普勒扩展 B_d 就是频谱展宽的实际测量值，通常表示一个频率范围，接收到信号的频谱将要展宽为： $[f_c - f_d, f_c + f_d]$ ，其中 f_c 是载波频率。通常多普勒扩展的时域用相干时间表示，用来描述信道频率色散在时域上的变化，一般来讲相干时间即假设在某一段时间内，到达的任意两个信号之间均存在很强的相关性，也就是说，在这段时间内，信道特性没有发生大幅度变化，近似认为信道特性一致，故相干时间可以认为是多普勒效应在信道中对传输信号的影响时间节拍，表示信道变化的快慢。多普勒效应是作用在传输信号波形的特定时间段上的，可以使得无线信道的衰落具有一定的时间选择性。在传输过程中，为了减少这种影响，往往要求基带信号的码元速率远大于信道的相关时间。

因此，影响无线传播信道特性的主要因素就是相干时间、最大时延扩展、相干带宽以及多普勒扩展。根据信号在传输过程中存在的选择性衰类型不同，无线传播信道可分为四种不同的小尺度衰落信道，它们分别是由信道自身衰落的时间选择性而引起的平坦衰落性信道和频率选择性衰落信道，以及由多普勒扩展导致的频率色散而产生的快衰落和慢衰落信道。

对于快时变信道而言，较为常见的是瑞利衰落信道和莱斯衰落信道，它们的接收包络模型均为瑞利衰落分布，其主要区别在于莱斯衰落信道存在视距路径，而瑞利信道中没有这种路径。

瑞利多径信道是本文作者所采用的信道模型。在信号传输过程中如果不存在一条较强的直射径的时候，且该无线信号的小尺度衰落的包络符合瑞利分布，就将该传输信道成为瑞利多径信道。瑞利分布的概率密度函数为

$$y = \begin{cases} \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{x}{2\sigma^2}} & (x \geq 0) \\ 0 & (x < 0) \end{cases} \quad (2-12)$$

2.2.2 保护间隔和循环前缀

强大的抗多径时延能力是 OFDM 技术的一大突出优点。由于存在多径时延扩展，所以在无线多径信道下，可能会出现符号间干扰（ISI）。为尽可能地消除 ISI，减小接收信号的误码率，通常会为每个传输的 OFDM 符号进行保护间隔^[4]，且保护间隔的长度（ T_g ）应远超于无线多径信道的最大时延扩展（ τ_{\max} ），因为只有满足 $T_g \gg \tau_{\max}$ 时，前一 OFDM 符号所带来的多径分量才不会干扰到下一 OFDM 符号，此法也最为简单有效。在 OFDM 符号保护间隔范围内可以是全 1 信号，亦可不输入信号，但在此期间输入的是全 1 或全 0 等不变信号时，OFDM 符号各个子载波彼此间的正交性会遭到破坏，产生载波间干扰（ICI）。为降低 ICI，通常是把 OFDM 符号的后 T_g 个符号长度复制到

OFDM 符号前段来实现保护间隔，因此又可以称之为循环前缀，下图 2.4 即为 OFDM 符号保护间隔插入示意图。

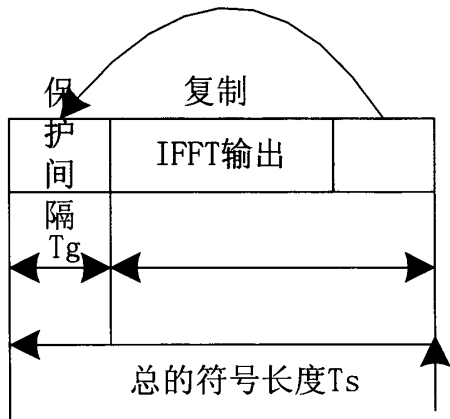


图 2.4OFDM 符号保护间隔插入示意图

那么，符号总的长度为： $T_s = T_g + T_{FFT}$ 。上式中 T_s 表示 OFDM 符号的总长度， T_g 表示 OFDM 符号中抽样的保护间隔长度， T_{FFT} 表示真正有用的 OFDM 符号长度。同时，接收端抽样开始的时刻 T_X 满足如下条件：

$$\tau_{\max} < T_X < T_g \tag{2-13}$$

式 2-13 中 τ_{\max} 表示无线多径信道的最大时延扩展。若信号抽样满足上式条件，前一符号所受到的信道多径干扰分量只可能出现在 $[0, \tau_{\max}]$ 范围内，当 OFDM 符号的子载波数目相对较多时，其循环前缀长度 $T_g \gg \tau_{\max}$ 时，则可以认为符号间干扰（ICI）已经全部消除。

2.3 OFDM 技术在无线移动信道中的应用及所面临的问题

OFDM 技术因为其较高的频谱利用率受到当代通信研究者的广泛关注，下面就具体讨论下 OFDM 技术的优点以及在实际的通信网络应用中所面临的问题。

2.3.1 OFDM 技术的优点

第一，频谱利用率较高
OFDM 系统最显著的优点就是较高的频谱利用率，这对于目前有限的频谱资源来

说是尤为重要的，这也是 OFDM 技术被称为现代通信主流技术的一个重要因素。它主要依靠以及 FFT 来实现 OFDM 的调制解调功能，同时通过给每个 OFDM 符号加循环前缀从而确保即使在多径信道下，多载波信号也能具备优越的正交性。尽管这种方法浪费了一些频谱资源，但相对于单载波系统，OFDM 系统的频谱利用率仍高得多。

第二，抗多径效应能力强

OFDM 系统原理就是通过串并变换使传输速率高的串行数据符号转换成相对低速的数据在各个彼此正交的子信道上并行传输。这样是得数据符号的周期相对延长，可以更好的对抗多径信道的衰落。而且，OFDM 系统采用了给每个符号添加循环前缀的措施，这样就更进一步降低了信道所引起的多径效应。

第三，OFDM 技术可以和其他的技术相结合

OFDM 技术有较强的兼容性，能够与 MIMO、空时编码、动态分组配置等其他技术很好地结合起来，很大程度上提高了物理层信息传输速率和信息的可靠性，OFDM 技术还可以和其他的接入技术相结合，例如 OFDMA 系统，OFDM-CDMA 等。

2.3.2 OFDM 技术应用所面临的问题

虽然 OFDM 技术有比较显著的优点，但是在实际的应用中仍旧面临着很多的问题。

第一，载波频偏偏移和 Doppler 频谱扩展

OFDM 技术的同步问题一直都是一个亟待解决的关键问题。OFDM 技术最主要的要求即是各个子载波信道之间的严格正交性，子载波信道之间的正交性，直接影响着接收到的传输信号的波形。频率偏移是由于信号在传输过程中的多径效应、多普勒扩展或者是发送端和接收端之间载波频率的不同等因素所引起的，载波频率的偏移会破坏子载波之间的正交性，引起载波间干扰（ICI），降低系统性能。多普勒扩展则是多普勒效应在无线多径信道中引起信号衰落程度的衡量标准，是因为多变的无线传播信道，每条多径信道上传输的无线信号的衰落程度不同也就导致了多普勒扩展的产生。如果不能对载波频移和多普勒偏移对信号造成的影响进行及时的补偿，将会导致传输信号的畸变，使得系统误码率升高，不能及时、正确地接收到有用信息。

第二，峰均功率比

OFDM 技术不仅要考虑正交性，还需要着重考虑峰均功率比不能过高。峰均功率比即为接收信号的峰值功率和信号的平均功率之间的比值，当峰均功率比过高时，信号可能发生畸变，系统结构也将复杂化。

第三，符号定时同步与信道问题

对于通信技术的不断创新和改进，目的都是为了使得人们能够更加实时和快捷的进行通信。如何正确及时地接收到信息一致都是大家关注的焦点。符号定时同步问题最直观地影响就是接收信息的时间问题，简单地说，就是什么时间接收到对方发送的

信息，即系统的同步性的问题。信道问题简单地说，就是接收到多少对方发送的信息。电磁波信号在空气中进行传播，多变地传播环境会对信号造成各种影响，造成信号的衰落，严重地会导致信号畸变，接收不到正确信息。所以，在实际应用通信技术时，必须考虑好信道估计技术问题。它是 OFDM 系统里自适应调制与编码以及和真实环境拟合的一个非常关键的必需环节。在通信系统中，同步问题和信道问题一直都是决定通信技术能不能应用到实际的通信中的重要指标。

第3章 载波频偏估计算法

不论是单载波传输系统还是多载波传输系统,同步问题一直都是通信技术实用化必须要解决的关键问题。系统同步可以分为符号定时同步,采样同步等,这里主要针对系统的载波频率同步问题进行研究和算法改进。载波频率是指在信号传输过程中,为了保证信号传输质量和传输速率等,将信号调制到一个相对较高的频率上进行传输,即信号进行传输的频率即为载波频率。载波频率同步问题即载波频率在数据传输过程中因为各种因素出现了偏移,如接收机和发射机之间的相对运动、接收机和发射机晶振或者振荡器等工作频率不一致。对于传统的单载波传输系统,载波频率的偏移会引起接收信号幅度的衰减和载波相位的旋转,接收信号幅度和相位的变化是可以通过均衡技术等消除或者降低影响;在多载波传输系统中,尤其是 OFDM 系统,OFDM 技术优越性程度取决于 OFDM 符号传输过程中各个子载波信道的正交性,只有保证子载波信道之间的正交性才能提高系统性能,OFDM 符号通过 FFT 变化后会有部分子载波信号重叠,一旦出现载波频率偏移,就会在子信道中产生较大的干扰,影响系统性能。无线多径传输信道由于受到多普勒效应影响会产生多普勒扩展和多普勒频移,不同时间段内信号的衰落程度也不同,引起信号载波频率发生变化,进而使得信号畸变,降低系统性能,而且这种影响会随着多普勒扩展的增大而加剧。因此,对于 OFDM 系统来说,载波频率的偏移必须采用相应的措施进行补偿和改进,尽可能减小载波频率偏移对系统的影响,如果不能采取有效地方法消除或者减小载波频率偏移,将导致 OFDM 符号间干扰增大,引发严重的地板效应,即不论如何增大发送端的发射功率,都不使得系统性能产生明显的改善。

为了解决 OFDM 系统载波频率同步问题,P.Moose^[26]最先提出了采用最大似然估计算法对频率偏移进行估计,在假定符号定时已经完成的情况下,使得前后两个相邻的 OFDM 符号发送的信息相同,根据两个符号之间的最大似然函数,求解频偏估计值,但是,利用最大似然估计算法求频偏估计值的范围只能是 $\pm 1/2$ 个子载波间隔,如果超过这个范围,估计值的精度就会迅速降低。D.Landstorm^[55] 提出了同时利用导频符号和循环前缀,采用最大似然估计算法对 OFDM 同步的性能进行比较。T.M.Schmidl 等人^[49] 提出利用特殊结构的训练序列对 OFDM 符号的频率偏移进行估计,该算法将频偏估计过程分为了整数倍和小数倍频偏估计两个过程,在频域上的偶数个子载波上发送特殊的伪随机序列来实现的,相应的就可以在时域上获得该伪随机序列,将该序列平均分成两个部分,利用两个部分之间的相位差,对系统的小数倍频率偏移进行估计;整数倍频偏估计是根据两个随机序列对同一 OFDM 符号的差分关系得到,这样可以扩大频偏估计的范围。在此基础上, Hyoung-Goo 和 Kyoung-Soo^[35]等人于 2011 年提出了新的基于循环前缀求载波频偏估计的算法, Jianghua Wei^[50]等人对 Schmidl 算法进行

了进一步的改进，使得算法能够估计出更加精确的频偏值。

本章节主要从以下几个方面介绍了频偏估计算法：第一，基于循环前缀的估计算法^[21]；第二，基于符号重传的频偏估计算法^[26]；第三，基于导频序列的频偏估计算法^[55]；第四，基于训练序列（PN 序列）的频偏估计算法^[49]。

3.1 载波频偏信号模型

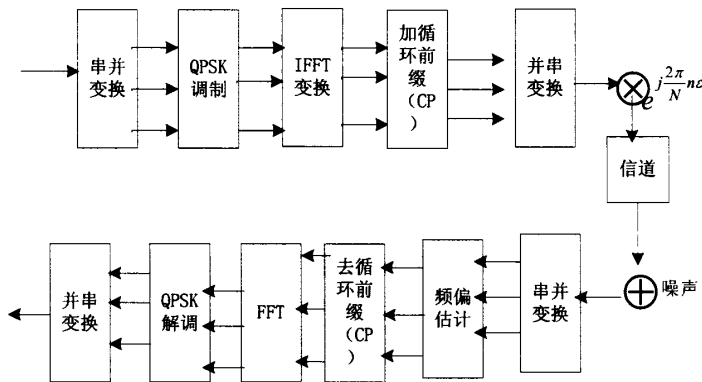


图 3.1 OFDM 系统基带等效模型

OFDM 系统存在载波频率偏移，OFDM 基带信号的传输过程等效模型如图 4.1 所示。在图 4.1 中，将接收到的离散 OFDM 信号看作是发送的 OFDM 信号先经过了衰减系数为 $e^{j\frac{2\pi}{N}nc}$ 的高斯信道，再经过信道所接收到的信号。其中， ε 为 OFDM 归一化频偏。 $\varepsilon = f_d / \Delta f = Nf_d / f_s$ ， f_d 为载波频率偏移， f_s 为 OFDM 符号传输速率， $\Delta f = f_s / N$ 表示的是子载波频率间隔。

3.2 基于循环前缀的频偏估计算法

基于循环前缀的估计算法，是载波频偏估计算法中相对应应用比较广泛的算法。本节所介绍的频偏估计算法：基于循环前缀相关性的频偏估计算法、基于循环前缀非相关性的频偏估计算法以及 CP-cost function（代价算法）。基于循环前缀的估计算法，其基本算法原理都是利用的循环前缀以及 OFDM 符号中循环前缀的重复部分进行求解频偏估计值的^[28-37]。

3.2.1 基于循环前缀相关的估计算法

基于循环前缀相关的估计算法，一般情况下该算法又被称为是基于最大似然估计的频偏估计算法。基于循环前缀的频偏估计算法^[21]是 1997 年 Jan-Jaap Van de Beek 和 Magnus Sandell 等人提出的。该算法利用的是：OFDM 中的循环前缀部分以及其重复

部分之间所具有的极强的相关性，即通过计算符号中循环前缀及其重复部分之间的相位差，并且通过两部分之间的相对固定的相位差来计算频偏估计值大小。

在高斯白噪声信道条件下，考虑到接收到离散信号的循环前缀，可以将我们接收到的离散信号表示为：

$$r(m) = x(m)e^{j\frac{2\pi}{N}m\epsilon} + n(m) \quad (3-1)$$

其中， $m = 0, 1, \dots, N + G - 1$ ， G 为 OFDM 符号的循环前缀长度。

接收到的 OFDM 符号的循环前缀可以表示为：

$$r(m) = x(m)e^{j\frac{2\pi}{N}m\epsilon} + n(m) \quad (3-2)$$

接收到 OFDM 中与 CP 重复的部分可以表示：

$$r(m) = x(m)e^{j\frac{2\pi}{N}(m+N)\epsilon} + n(m+N) \quad (3-3)$$

将循环前缀与 OFDM 符号中重复部分进行求相位差运算，得到

$$r(N) = \sum_{m=0}^{G-1} [r(m)r^*(m+N)] \quad (3-4)$$

由公式（3-4）中运算得到的相位推导算法的频偏估计值为：

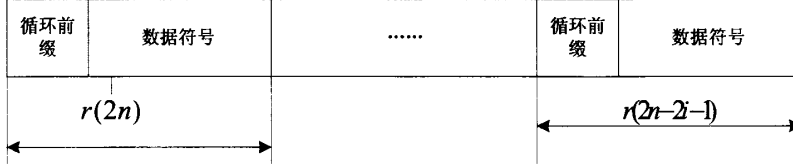
$$\hat{\epsilon} = -\frac{1}{2\pi} \tan^{-1} \left[\frac{\text{Im}[r(N)]}{\text{Re}[r(N)]} \right] \quad (3-5)$$

该公式（3-5）也可以写成：

$$\hat{\epsilon} = -\frac{1}{2\pi} \text{angle}(r(N)) \quad (3-6)$$

3.2.2 CP-cost function (代价算法) 算法

CP-cost function 频偏估计算法是 HyounG-Goo 和 Kyoung-Soo^[35]等人于 2011 年提出的利用 OFDM 符号中循环前缀中冗余部分来求频偏估计值的算法。CP-cost function 频偏估计算法的基本原理为通过利用两个 OFDM 符号经过过采样后循环前缀及其重复部分之间所产生的时间差来进行频偏估计的算法，该算法的具体阐述如下。图 3.1 中的固定时间差为 i 。

图 3.2 固定时间差为*i*的两个 OFDM 符号时域图

在高斯白噪声信道条件下，接收到的时域 OFDM 符号可以表示为

$$r(m) = \frac{1}{N} \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} H(k)X(k)e^{j\frac{\pi}{N}mk} + n(m) \quad (3-7)$$

其中， $X(k)$ 表示的是频域上传输的 OFDM 数据， $H(k)$ 表示的是第 k 个子信道的冲击响应。在 OFDM 系统中，信号的直流分量是不用来传输的，虚拟子载波一般都用作保护间隔。因此就有：

$$X(k) = 0, k \notin [-\frac{N}{2} - g, \frac{N}{2} - 1 - g] \quad (3-8)$$

公式中 g 表示的是 OFDM 符号频域上虚拟子载波的数目， N 表示的进行 FFT 变换的窗长度，即 OFDM 符号子载波数目。

在不考虑符号循环前缀和噪声的情况下，接收到的 OFDM 符号可以表示为：

$$r(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} H(k)X(k)e^{j\frac{\pi}{N}nk} \quad (3-9)$$

那么，对接收到的信号进行偶数采用得到的 OFDM 符号 $r(2n)$ 可以表示为：

$$r(2n) = \frac{1}{N} \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} H(k)X(k)e^{j\frac{2\pi}{N}nk} \quad (3-10)$$

与 OFDM 符号 $r(2n)$ 时间差为 i 的 OFDM 符号 $r(2n-2i-1)$ 可以表示为：

$$r(2n-2i-1) = \frac{1}{N} \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} H(k)X(k)e^{j\frac{2\pi}{N}(n-i-1/2)k} \quad (3-11)$$

本节中 i 表示的是两个 OFDM 符号的时间差因子，时间差因子 i 的取值是由信道冲激响应长度（CPL）和循环前缀长度（G）共同来决定的，两个 OFDM 符号的时间差因子 i 的取值范围为：

$$i \leq CPL - G \quad (3-12)$$

假设不存在载波频率偏移，这两个 OFDM 符号经过 FFT 变换之后的时间差仍然保持不变，那么，就可以把经过 FFT 变换后的两个 OFDM 符号表示为

$$R(k) = \sum_{n=0}^{N-1} r(2n) e^{-j\frac{2\pi}{N}nk} = H(k)X(k) \quad (3-13)$$

$$R_i(k) = \sum_{n=0}^{N-1} r(2n-2i-1) e^{-j\frac{2\pi}{N}nk} = H(k)X(k) e^{-j\frac{2\pi}{N}(i+1/2)k} \quad (3-14)$$

其中, $N \in [-\frac{N}{2}, \frac{N}{2}]$

实际上接收到的信号由于信道的多径效一定会引起载波频率的偏移, 接收到的 OFDM 符号应该表示为:

$$r(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} H(k)X(k) e^{j\frac{\pi}{N}n(k+\varepsilon)} + w(n) \quad (3-15)$$

在不考虑高斯白噪声的情况下, 经过 FFT 变换的两个时间差为 i 的 OFDM 符号分别可以表示为

$$\begin{aligned} R(k) &= \sum_{n=0}^{N-1} r(2n) e^{-j\frac{2\pi}{N}nk} \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} H(k)X(k) e^{j\frac{2\pi}{N}n(k+\varepsilon)} e^{-j\frac{2\pi}{N}nk} \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} H(k)X(k) e^{j\frac{2\pi}{N}n\varepsilon} \end{aligned} \quad (3-16)$$

$$\begin{aligned} R_i(k) &= \sum_{n=0}^{N-1} r(2n-2i-1) e^{-j\frac{2\pi}{N}nk} \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} H(k)X(k) e^{j\frac{2\pi}{N}(n-i-1/2)(k+\varepsilon)} e^{-j\frac{2\pi}{N}nk} \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} H(k)X(k) e^{j\frac{2\pi}{N}[(n-i-1/2)\varepsilon - (i+1/2)k]} \end{aligned} \quad (3-17)$$

有公式 (3-16) 和公式 (3-17) 可以看出, 接收到的两个时间差为 i 的 OFDM 符号在经过 FFT 变换后,

$$R(k) \neq R_i(k) * e^{j\frac{2\pi}{N}(i+1/2)k} \quad (3-18)$$

那么, 如果在 OFDM 符号进行 FFT 之前先对接收到的 OFDM 符号进行频偏补偿, 然后再进行 FFT 变换, 这时候就可以通过接收到的两个固定时间差的 OFDM 符号之间的差值来计算频偏估计值。这里就要提到频偏如何进行补偿的问题了, 频偏补偿一般采用直接补偿的方式, 即接收到的信号乘上旋转因子的方式。假定系统的补偿频偏为 $\hat{\varepsilon}$ 采用直接频偏补偿方式, 经过 FFT 变换后的时间差为 i 的 OFDM 符号分别可以表示为

$$D(l, \hat{\varepsilon}) = \sum_{n=0}^{N-1} \{r(2n)e^{-j\frac{2\pi}{N}n\hat{\varepsilon}}\}e^{-j\frac{2\pi}{N}nl} \quad (3-19)$$

$$= H(l)X(l)$$

$$D_i(l, \hat{\varepsilon}) = \sum_{n=0}^{N-1} \{r(2n-2i-1)e^{-j\frac{2\pi}{N}(n-i-1/2)\hat{\varepsilon}}\}e^{-j\frac{2\pi}{N}nl} \quad (3-20)$$

$$= H(l)X(l)e^{-j\frac{2\pi}{N}(i+1/2)l}$$

通过公式 (3-19) 和公式 (3-20) 表示一个最小代价函数, 该函数可以表示为

$$T(\hat{\varepsilon}) = \sum_{l=-N/2}^{N/2-1} \left| D(l, \hat{\varepsilon}) - D_i(l, \hat{\varepsilon})e^{j\frac{2\pi}{N}(i+1/2)l} \right|^2 \quad (3-21)$$

对公式 (3-21) 进行最大似然估计运算, 就可以得到频偏估计值, 该算法频偏估计值为

$$\hat{\varepsilon} = \arg \min(T(\hat{\varepsilon})) \quad (3-22)$$

3.2.3 基于循环前缀非相关性的频偏估计算法

基于循环前缀的非相关估计算法^[31]的基本原理: 将循环前缀及其重复部分先分别求平均, 再根据循环前缀均值和其重复部分的均值的相位差, 求得频偏估计值。采用该算法可以减少频偏估计算法中复乘运算的运算量, 降低算法复杂度, 节约运算时间。

对接收到的循环前缀部分求均值后, 得

$$E_{CP} = \frac{1}{G} \left[\sum_{m=0}^{G-1} x(m)e^{j\frac{2\pi}{N}m\varepsilon} + n(m) \right] \quad (3-23)$$

对接收的OFDM符号的循环前缀重复部分求均值, 得

$$E_{BG} = \frac{1}{G} \left[\sum_{m=0}^{G-1} x(m)e^{j\frac{2\pi}{N}(m+N)\varepsilon} + n(m+N) \right] \quad (3-24)$$

不考虑高斯白噪声的影响, OFDM符号中循环前缀及其冗余部分均值的相关函数为:

$$r = E_{CP}^* E_{BG} \quad (3-25)$$

经过运算得到的频偏估计值为:

$$\hat{\varepsilon} = -\frac{1}{2\pi} \tan^{-1} \left[\frac{\text{Im}[E_{CP}^* E_{BG}]}{\text{Re}[E_{CP}^* E_{BG}]} \right] \quad (3-26)$$

基于循环前缀非相关算法, 每一个符号只进行了一次均值和相位差运算, 数据存在一定不稳定性, 那么, 本文就采用多个符号进行频偏估计值运算, 求和后再求均值, 所求的均值即为该算法的频偏估计值

3.2.4 基于循环前缀算法的性能比较

为了检验以上三种基于循环前缀的频偏估计算法的性能，本文从算法性能和运算复杂度两个方面比较分析：

(1) 算法复杂度

基于循环前缀相关性的频偏估计算法中，采用基于循环前缀相关性频偏估计算法时，进行了G次求共轭运算；采用基于循环前缀非相关性的频偏估计算法时，在求均值后，只进行了一次的共轭运算；采用CP-cost function (代价算法)进行频偏估计算法时，进行了N次复数乘法运算和N次的比较运算。总的来说，CP-cost function （代价运算）相对的理解复杂些，但是运算量不是太大，这三种算法中运算量最低的是基于循环前缀非相关的频偏估计算法，其次是CP-cost function（代价算法），算法运算复杂度最高的是基于循环前缀相关性的频偏估计算法。从理解方面来说，CP-cost function (代价算法)是最为复杂，在公式推导上方面来说是最为复杂的，相对的基于循环前缀相关性和非相关性的频偏估计算法在公式推导和理解方面相对简单。基于循环前缀算法复杂度比较如表3.1所示。

表3.1复杂度比较表

算法名称	复乘次数
基于循环前缀相关性频偏估计算法	G+1
基于循环前缀非相关频偏估计算法	2
CP-cost function（代价算法）	2G+N

(2) 误差分析

本小结已经对基于循环前缀的频偏估计算法进行了比较详细的介绍，下面将通过MATLAB实现对上述算法的性能进行研究分析。

在高斯信道条件下，对不同循环前缀长度下的循环前缀相关算法进行频偏估计值均方误差比较，循环前缀长度分别采用的是 $CP = 4$, $CP = 7$, $CP = 15$ 。仿真结果如图3.3所示。

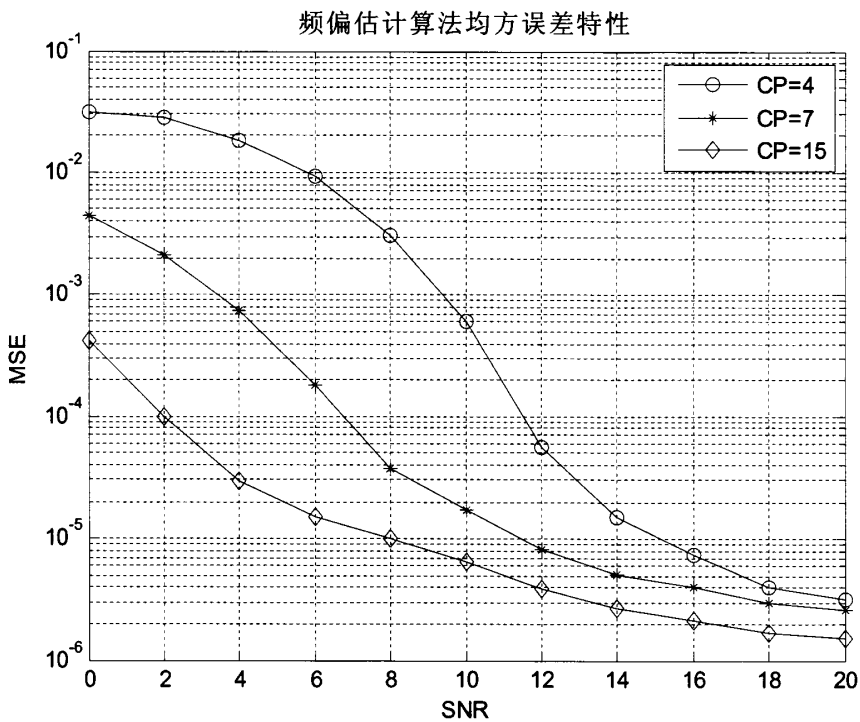


图3.3 不同循环前缀下频偏估计值的比较

如图3.3所示，当循环前缀长度分别采用 $CP=4$, $CP=7$, $CP=16$ 时， $CP=16$ 的性能是最好，并且还可以看出当信噪比的增加，频偏估计值的均方误差的差别不大。

本文对基于循环前缀相关性算法（Beck 算法）与代价算法进行性能比较分析。仿真参数设定为：一帧中包含14个OFDM符号，一个OFDM 符号包含256个子载波信道，循环前缀长度为16，归一化频偏为0.2，采用QPSK调制方式，信道为6径瑞利衰落信道，每径的功率延迟谱如表3.2所示。

表3.2 瑞利信道功率延迟谱

	1	2	3
相对时延	0.0	5.5	11.5
初始复增益	1.05-0.82j	0.71+0.45j	0.63-0.72j
	4	5	6
相对时延	17.0	23.5	29.0
初始复增益	0.53+0.62j	0.41+0.37j	0.20-0.34j

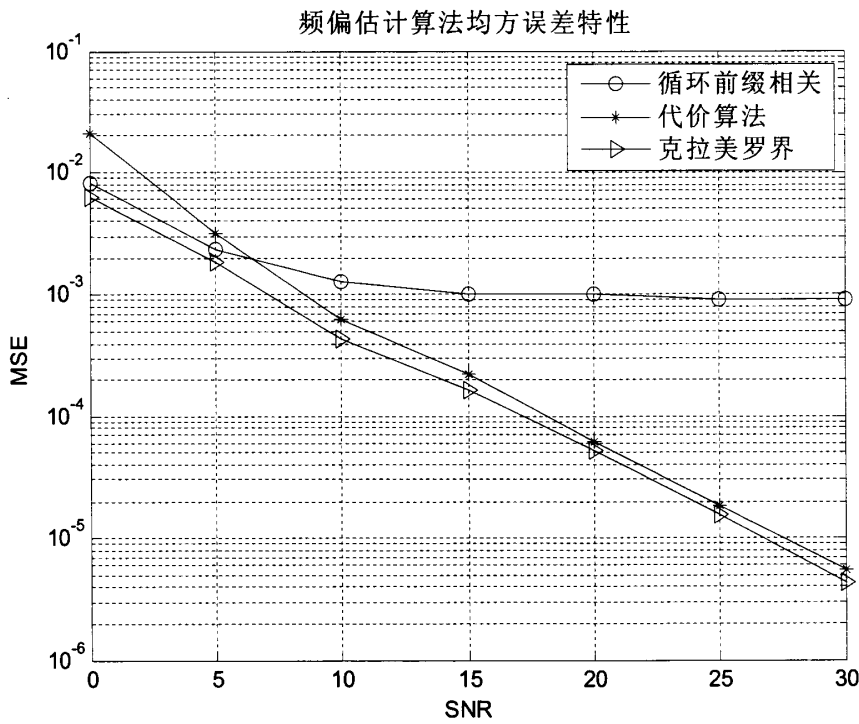


图3.4频偏值的均方误差比较图

图3.4中可以看出，基于循环前缀相关性的频偏估计算法的均方误差随着信噪比的增大其均方误差变化比较缓慢，而且当信噪比增大到一定值之后，均方误差几乎就不再下降了，代价算法的均方误差变化比较明显而且比较接近克拉美罗界。

对基于循环前缀的相关性算法和非相关性算法进行性能比较分析，仿真参数设定：归一化频偏为0.3，采用BPSK调制方式，最大多普勒频移为250Hz，6径衰落信道，循环前缀长度为126，一个OFDM符号中包含512个子载波信道。

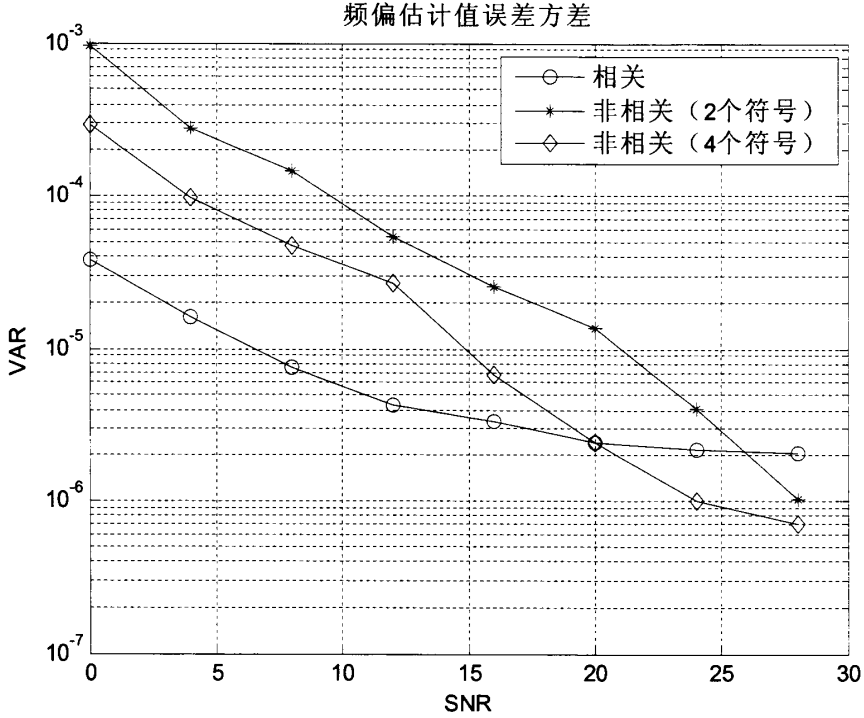


图3.5频偏估计误差方差性能比较图

图3.5中，算法采用循环前缀和其重复部分的后3/4进行频偏估计，从仿真结果可以看出，基于循环前缀的非相关算法虽信噪比的变化误差方差变化相对迅速，基于循环前缀相关算法变化相对缓慢，而且基于循环前缀非相关算法采用四个符号的数据进行估计运算时，当信噪比达到20分贝以上时优于基于循环前缀相关性算法。

3.3 基于符号重传的频偏估计算法

基于符号重传的频偏估计算法^[26]的原理：在相邻的OFDM符号上发送相同的信息符号，利用Moose算法来计算频偏估计算法。

在高斯白噪声信道条件下，考虑到接收到离散信号的循环前缀，我们可以将我们接收到的离散信号表示为：

$$r(m) = x(m)e^{j\frac{2\pi}{N}mc} + n(m) \quad (3-27)$$

其中， $m = 0, 1, \dots, 2N - 1$,

那么，可以将接收到的第一个OFDM符号为：

$$r_1(m) = x(m)e^{j\frac{2\pi}{N}mc} + n_1(m) \quad (3-28)$$

接收到的第二个OFDM符号为：

$$r_2(m) = x(m)e^{j\frac{2\pi}{N}m\epsilon} * e^{j2\pi\epsilon} + n_2(m) \quad (3-29)$$

因此, 通过Moose算法得到频率偏移的最大似然估计为

$$\hat{\epsilon} = -\frac{1}{2\pi} \tan^{-1} \left[\frac{\sum_{k=0}^{N-1} \text{Im}[r_2(m)\overline{r_1(m)}]}{\sum_{k=0}^{N-1} \text{Re}[r_2(m)\overline{r_1(m)}]} \right] \quad (3-30)$$

3.4 基于时域等值导频的频偏估计算法

基于导频的频偏估计算法^[55]的基本原理是: 在频域上, 每个两个子载波插入一个导频序列, 即可以认为是在频域的偶数个子载波上插入导频, 是得在时域上每个子载波都存在一个导频, 即在时域结构中表现出周期重复性^[38-44]。

循环前缀	导频序列	数据符号
------	------	------

图 3.6 时域OFDM信号插入导频序列示意图

用于频偏估计算法的导频序列一般可以采用的有: 时域上插入等值的导频序列, 例如 $x(m) = 0, 1$, m 表示导频序列长度; 特殊的导频序列, 例如, m 序列和Gold序列。

在高斯白噪声信道条件下, 忽略OFDM符号的循环前缀, 接收到的离散信号可以表示为

$$r(m) = x(m)e^{j\frac{2\pi}{N}m\epsilon} + n(m) \quad (3-31)$$

假设插入的导频序列为 $x(m) = 1, m = 0, 1, \dots, N-1$, 那么接收到的离散OFDM信号可以表示为

$$\begin{aligned} r(m) &= x(m)e^{j\frac{2\pi}{N}m\epsilon} + n(m) \\ &= e^{j\frac{2\pi}{N}m\epsilon} + n(m) \end{aligned} \quad (3-32)$$

- 小数倍频偏估计^[31], 即 $(|\epsilon| < 0.5)$

第一种方法:

将接收到的OFDM符号的导频序列平均分成两个部分, 得

$$r_1(m) = e^{j\frac{2\pi}{N}m\epsilon} + n(m) \quad (3-33)$$

$$r_2\left(m + \frac{N}{2}\right) = e^{j\frac{2\pi}{N}\left(m + \frac{N}{2}\right)\epsilon} + n\left(m + \frac{N}{2}\right) \quad (3-34)$$

对这两个部分进行相关性运算, 得

$$r\left(\frac{N}{2}\right) = \sum_{m=0}^{N/2-1} [r_1(m)r^*\left(m + \frac{N}{2}\right)] \quad (3-35)$$

利用导频序列两个部分之间的相关性求取小数倍频偏估计值，得

$$\hat{\varepsilon} = -\frac{1}{2\pi} \tan^{-1} \left[\frac{\text{Im}\left[r\left(\frac{N}{2}\right)\right]}{\text{Re}\left[r\left(\frac{N}{2}\right)\right]} \right] \quad (3-36)$$

第二种方法：

对接收到的OFDM符号的导频序列平均分成两部分再分别求均值后^[31]，得

$$\begin{aligned} E_1 &= \frac{2}{N} \sum_{m=0}^{N/2-1} [x(m)e^{j\frac{2\pi}{N}m\varepsilon} + n(m)] \\ &= \frac{2}{N} \sum_{m=0}^{N/2-1} [e^{j\frac{2\pi}{N}m\varepsilon} + n(m)] \end{aligned} \quad (3-33)$$

$$\begin{aligned} E_2 &= \frac{2}{N} \sum_{m=0}^{N/2-1} [x(m)e^{j\frac{2\pi}{N}(m+\frac{N}{2})\varepsilon} + n(m + \frac{N}{2})] \\ &= \frac{2}{N} \sum_{m=0}^{N/2-1} e^{j\frac{2\pi}{N}(m+\frac{N}{2})\varepsilon} + n(m + \frac{N}{2}) \end{aligned} \quad (3-34)$$

利用导频序列这两个部分之间的相位差，求得小数倍的频偏估计值，得

$$\hat{\varepsilon} = \frac{1}{\pi} \tan^{-1} \left[\frac{\text{Im}[E_1^* E_2]}{\text{Re}[E_1^* E_2]} \right] \quad (3-35)$$

● 整数倍频偏估计

基于导频的频偏估计算法中的整数倍频偏估计是利用FFT之后的OFDM符号中最大脉冲幅度位置来进行频偏估计值计算的。

经过FFT变换的OFDM符号可以表示为

$$y(k) = \sqrt{N}\delta(k - \varepsilon) + \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{m=0}^{N-1} x(m)e^{-j\frac{2\pi}{N}km} \quad (3-36)$$

观察公式3-36，可以认为经过FFT变换后的OFDM符号 $y(k)$ 相当为幅值为 \sqrt{N} 的延迟为 ε 的冲击脉冲通过高斯白噪声信道，因此可以利用 $y(k)$ 信号最大幅值所对应的位置来估计整数倍的频偏值，即

$$\hat{\varepsilon}_{\text{int}} = \arg \{ \max_k [|y(k)|] \} \quad (3-37)$$

基于导频的频偏估计算法中的整数倍频偏估计一般是利用接收到的OFDM符号在经过FFT变换后的最大脉冲幅度的对应位置来进行频偏估计值的计算的。在精确定时的前提下，可以获得良好的性能。一旦实际应用中，无法做到精确定时，那么经过FFT

变换后的OFDM符号的最大脉冲幅度的对应位置也就发生变化,因而无法得到准确的频偏估计值。本章将采用一种新的基于导频的整数倍频偏估计算法,利用前后相邻的两个OFDM符号的导频相关性求整数倍频偏估计值^[38]。

在忽略高斯白噪声和循环前缀的情况下,接收到的两个相邻的OFDM符号上导频数据可以分别表示为

$$r_1(m) = x_1(m - \tau) e^{j \frac{2\pi}{N} n} \quad (3-38)$$

$$r_2(m) = x_2(m - \tau) e^{j \frac{2\pi}{N} n} \quad (3-39)$$

其中, τ 表示的是符号定时偏差, n 为整数倍频偏值。

两个OFDM符号的导频符号在经过FFT变换之后可以表示为

$$y_1(m) = X_1(m - n) e^{-j \frac{2\pi}{N} \tau} \quad (3-40)$$

$$y_2(m) = X_2(m - n) e^{-j \frac{2\pi}{N} \tau} \quad (3-41)$$

对两个导频符号进行相关性运算,可以得到

$$R = y_1(m)^* * y_2(m) = X_1(m - n)^* X_2(m - n) \quad (3-42)$$

从公式4-25中,可以看出相关函数的最终结果和符号定时 τ 的大小没有对应关系,即相关函数可以消除符号定时所引起的相位旋转。那么定义:

$$Y_{l,m} = X_{l, \text{mod}(m-n, N)} \quad (3-43)$$

因此,可以将中间变量表示为

$$T(n) = \sum_{n \in P} Y_{l, (m+n)} Y_{(l+1)(m+n)} \quad (3-44)$$

其中, P 代表的是OFDM符号中导频序列所在的子载波序号的集合,那么整数倍频偏的估计值为

$$\hat{n} = \arg \max(|T(n)|) \quad (3-45)$$

下面对基于时域等值导频频偏估计算法在多径信道条件下的性能进行讨论。

在慢衰落多径信道条件下,如果系统存在载波频率偏移,去掉循环前缀后,接收到的时域导频信号可以表示为

$$\begin{aligned} r(m) &= [h(m) \otimes x(m)] e^{j \frac{2\pi}{N} m \varepsilon} + n(m) \\ &= \left[\sum_{m=0}^M h(m) \tilde{x}(m - \tau_m) \right] e^{j \frac{2\pi}{N} m \varepsilon} + n(m) \end{aligned} \quad (3-46)$$

若时域采用全1导频,则

$$\tilde{x}(m) = 1, m = 0, 1, \dots, N-1 \quad (3-47)$$

那么，接收到的导频信号为

$$r(m) = [\sum_{m=0}^M h(m)]e^{j\frac{2\pi}{N}mc} + n(m) \tag{3-48}$$

可以看出，接收到的时域导频仍然是等值的，所以基于时域等值导频频偏估计算法对多径信道并不敏感，适用于多径慢衰落信道。采用BPSK调制解调方式，6径衰落信道，最大多普勒频移为250Hz，一个OFDM符号包含512个子载波信道，循环前缀长度为126，归一化频偏为0.2，系统性能仿真如图3.7所示。

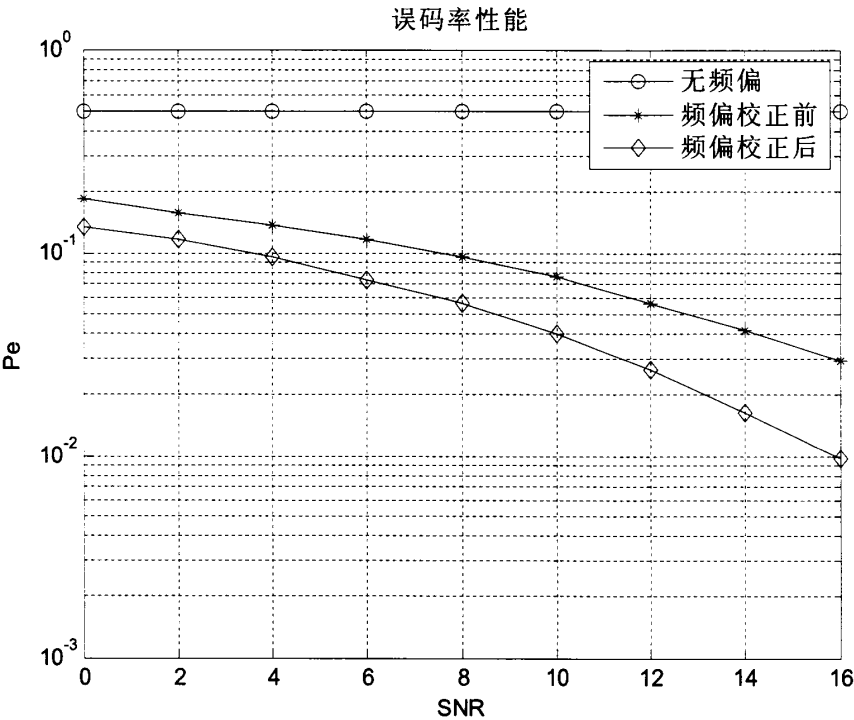


图3.7基于时域等值导频频偏估计算法的OFDM系统性能

图 3.7 所用的频偏校正方式为直接频偏补偿方式，即将算法估计出的频偏估计值在OFDM 符号进行 FFT 变换之前乘上旋转因子。

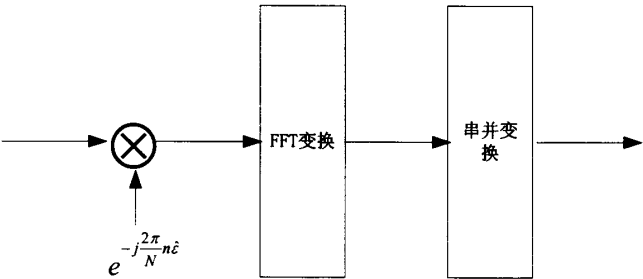


图 3.8 直接频偏补偿示意图

3.5 基于 PN 序列的频偏估计算法

最先的是Moose算法^[26]原理：连续发送2个相同的PN序列，即在发送端帧的起始位置连续发送两个相同的训练符号，在接收端进行快速傅里叶变换之前，利用PN序列的特殊相关性进行定时操作，然后将循环前缀CP去掉并且进行FFT变换，根据最大似然算法求出载波频率的同步误差；由于Moose算法无法进行整数载波频偏估计的特点，Schmidl等人对Moose算法提出了改进，Schmidl算法^[49]的基本原理是计算两个PN序列的相关性，根据第一个PN序列两个部分之间相关性来得到小数倍频偏估计值，然后根据前后两个PN序列之间的差分关系求整数倍频偏估计，整数倍频偏估计与小数倍频偏估计值之和即为该算法的频偏估计值；然后，Jianghua Wei^[50]等人对Schmidl算法进行改进，首先是将PN序列平均分成四段，那么重新形成的PN序列的周期就缩小为原来的一半，通过两次迭代运算来完成频偏估计值的估计；后来，Liang Yu^[53]等人又对该算法提出改进，将Schmidl算法中的PN序列分成8小段之后，重新组合后，在应用迭代算法计算频偏估计值。

3.5.1 Schmidl 算法

基于PN序列的算法^[49]的基本原理为：使用两个符号长度的训练符号放在每帧的起始位置，第一个训练符号用于进行定时同步和小数倍载波频偏估计的计算，而第二个训练序列符号用于整数倍载波频偏估计的计算。

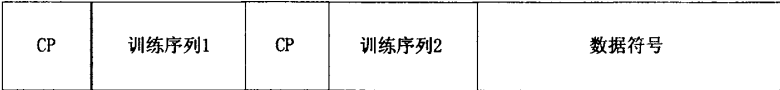


图3.9 加入PN序列的OFDM符号结构图

如图3.10加入PN序列的OFDM符号结构图所示，在时域结构中第一个训练符号的前后N/2部分是完全相同的，在频域上可以通过在偶数子载波上发送伪随机序列，奇数子载波上发送0序列来实现。另外，第二个训练符号包含两个伪随机序列，一个是在奇数子载波上用于信道估计的，另一个是在偶数子载波上用于估计整数倍载波频率偏移的，并且，传输的PN序列与第一个训练序列符号对应子载波之间均有差分关系。

Schmidl算法时在1997年由Timothy M.Schmidl 等人提出的，该算法的基本原理是利用OFDM符号中PN序列的相关性来对频偏值进行估计。如图3.11Schmidl算法PN序列结构图。

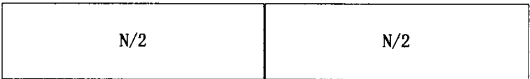


图3.10Schmidl算法的PN序列图（第一个训练序列）

● 小数倍频偏估计

第一个训练符号经过信道传输之后，前后两个原本相同的部分由于载波频率同步误差的存在引起了一定的相位差，那么，我们可以把接收到的第一个训练序列的前 $(N/2)$ 个符号表示为

$$r(m) = x(m)e^{j\frac{2\pi}{N}m\epsilon} \quad (3-38)$$

接收到的后 $(N/2)$ 个 PN 符号可以表示为：

$$r(m + \frac{N}{2}) = x(m + \frac{N}{2})e^{j\frac{2\pi}{N}(\frac{N}{2}+m)\epsilon} \quad (3-39)$$

对前后两个部分进行共轭相乘运算，得到

$$P(d) = \sum_{m=0}^{N/2} r(m)r^*(m + \frac{N}{2}) \quad (3-40)$$

$$\text{其中 } r(m)r^*(m + \frac{N}{2}) = |s(m)|^2 e^{j\pi\epsilon}$$

经过运算得到小数倍频偏为：

$$\hat{\epsilon}_d = \arg(P(d)) / \pi T \quad (3-41)$$

其中， d 表示的是在长度为 N 的采样窗中第一个 PN 序列的载波序号。 T 表示的是 OFDM 周期。

此时，得到的 $\hat{\epsilon}_d$ 是一个小数倍的频偏估计值。我们还要进行整数倍频偏估计，现在估计出来的小数倍频偏估计值，加上整数倍频偏估计值才是我们真正的频偏估计值。

● 整数倍频偏估计

进行整数倍频偏估计要先将得到的小数倍的频偏估计值 $\hat{\epsilon}_d$ 对 OFDM 符号进行补偿，那么经过补偿后的 OFDM 符号在经过 FFT 变换后，分别表示为 $X_{1,k}$ 和 $X_{2,k}$ ，那么整数倍频偏值 $\hat{\epsilon}_{int}$ 可以表示为

$$\hat{\epsilon}_{int} = \arg\{\max_k [\frac{|\sum X_{1,k+2\hat{\epsilon}}^* v_k^* X_{2,k+2\hat{\epsilon}}|^2}{2(\sum |X_{2,k}|^2)^2}]\} \quad (3-42)$$

那么，总的频偏估计值为

$$\hat{\epsilon} = \hat{\epsilon}_d + \hat{\epsilon}_{int} \quad (3-43)$$

3.5.2 改进 Schmidl 算法

2010年Jianghua Wei等人对Schmidl算法进行了进一步的改进。改进的基于PN序列

的频偏估计算法^[50]的主要思想是将Schmidl算法中的训练序列平均分成四小段，然后通过粗频偏和细频偏估计迭代求出频偏估计值。该算法的PN序列结构图如3.12所示。

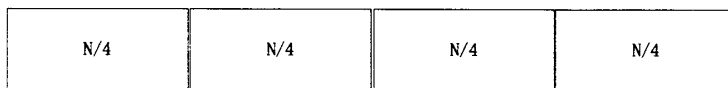


图3.11 PN序列结构

假设经过高斯信道接收到的离散信号表示为

$$r(m) = x(m)e^{j\frac{2\pi}{N}m\epsilon} + n(m) \quad (3-44)$$

在第一次进行粗频偏估计时，计算第2段和第3段PN序列的相关函数，可以得到：

$$\begin{aligned} R_1 &= \sum_{n=N/4}^{N/2-1} r(m) * r(m+N/4)^* \\ &= \sum_{n=N/4}^{N/2-1} |x(m)|^2 e^{-j\epsilon\pi/2} + I_n \end{aligned} \quad (3-45)$$

经过运算可以得到粗频偏的估计值为：

$$\hat{\epsilon}_1 = -\frac{2}{\pi} \arg(R_1) \quad (3-46)$$

在对接收到的OFDM符号进行细频偏估计之前，应该先进行频偏补偿，频偏补偿值就是粗频偏的估计值 $\hat{\epsilon}_1$ ，那么，补偿过的OFDM信号可以表示为：

$$\bar{r}(m) = r(m)e^{-j\frac{2\pi}{N}m\hat{\epsilon}_1} = x(m)e^{j\frac{2\pi}{N}m\hat{\epsilon}_2} \quad (3-47)$$

然后，对补偿过重新得到的PN序列进行细频偏估计，这时候我们提前的是PN序列的第1段和第4段进行相关运算。

经过计算可以得到：

$$\begin{aligned} R_2 &= \sum_{n=0}^{N/4-1} \bar{r}(n) * \bar{r}(n+3N/4)^* \\ &= \sum_{n=0}^{N/4-1} |s(n)|^2 e^{-j3\epsilon_2\pi/2} + I_n \end{aligned} \quad (3-48)$$

计算出细频偏估计的频偏值为

$$\hat{\epsilon}_2 = -\frac{2}{3\pi} \arg(R_2) \quad (3-49)$$

通过该算法得出的总的频偏估计应该是公式3-49和3-46的频偏估计值的和，即

$$\hat{\epsilon} = \hat{\epsilon}_1 + \hat{\epsilon}_2 \quad (3-50)$$

由于在基于PN序列的频偏估计推导中，发现算法得到的频偏估计值精度、估计范围大小是与插入的PN序列的周期有关的，Liang Yu^[53]在其论文中对PN序列进行了重

构。新的PN序列如图3.12所示。

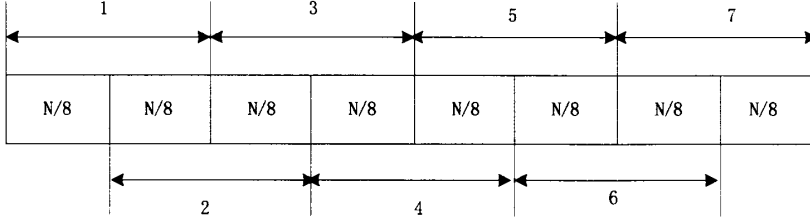


图3.13 PN序列重构

利用重构后的PN序列重新计算频偏估计值，该算法的主要思想是将整个频偏估计过程分成粗频偏估计和细频偏估计两个过程，在粗频偏估计阶段，使用周期较小的PN序列进行相关运算，得到粗频偏估计均值，对接收到的OFDM符号进行粗频偏补偿后，在利用周期较大的PN序列得到细频偏估计值，两次的频偏估计值之和就是算法总的频偏估计值。

● 粗频偏估计

在高斯信道条件下，接收端接收到的PN序列可以表示为：

$$r_{PN}(m) = x(m)e^{j\frac{2\pi}{N}m\epsilon_i} + n(m), \quad (3-51)$$

其中， ϵ_i 表示的是第i个PN序列和第i+1个PN序列之间的归一化频偏估计值，i的取值范围为1到6。

经过运算可以得到相关运算值为：

$$\begin{aligned} Z_i &= \sum_{n=0}^{N/4-1} r_{PN}[m + \frac{N}{8}(i-1)]r_{PN}^*[m + \frac{N}{8}i] \\ &= \sum_{n=0}^{N/4-1} |x(m)|^2 e^{-j\frac{\pi}{4}\epsilon_i} + I_n \end{aligned} \quad (3-52)$$

即粗频偏估计值为：

$$\hat{\epsilon}_1 = \frac{1}{6} \sum_{i=1}^6 \left(-\frac{4}{\pi}\right) \arg(Z_i) \quad (3-53)$$

● 细频偏估计

将上一步得到的粗频偏估计值先对接收到的信号进行补偿，那么可以得到新的PN序列。然后，重新对重构过的PN序列进行求相关运算，先计算第1和第7，第2与第6，第3与第4得到三个相关函数结构，分别求出频偏估计值，然后求均值，那么我们可以将我们求到的这个均值看作是细频偏的估计值，即

$$\hat{\varepsilon}_2 = \frac{1}{3} \sum_{i=1}^3 \left(-\frac{2}{\pi(4-i)} \right) \arg(z_i) \quad (3-54)$$

那么, 得到的总的频偏估计值为

$$\varepsilon = \hat{\varepsilon}_1 + \hat{\varepsilon}_2 \quad (3-55)$$

3.5.3 PN 序列算法的仿真分析

本小结对基于PN序列的频偏估计算法的基本原理以及PN序列结构进行了详细的介绍, 为了更加直观的理解基于PN序列的频偏估计算法, 现对以上算法进行仿真比较。

首先, 在高斯信道环境下, 一个OFDM符号中包含256个子载波, 循环前缀长度为16, 归一化频偏为0.2, 采用QPSK调制方式, 对算法性能进行比较分析。

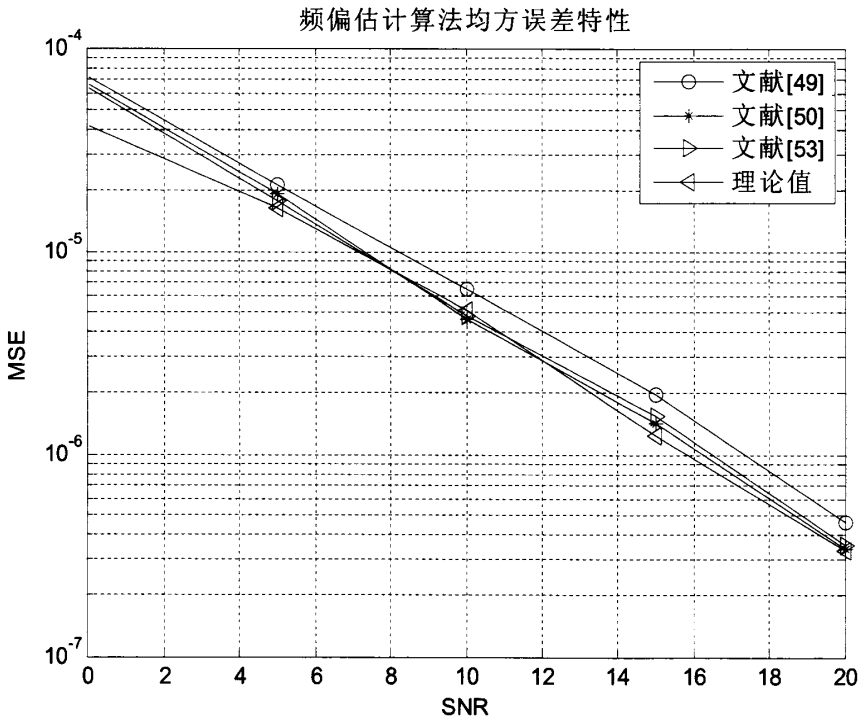


图 3.14 算法性能比较图

由图3.14可以得到文中的几种PN序列算法性能都比较接近理论值, 并且改进型的Schmidl算法和PN序列重构的Schmidl算法更接近理论值, 其频偏估计值的均方误差曲线与理论值的均方误差曲线基本重合。

3.6 本章小结

本章针对 OFDM 系统载波频偏估计算法进行研究,主要研究的算法有:基于循环前缀的频偏估计算法、基于符号重传的频偏估计算法、基于导频的频偏估计算法和基于 PN 序列的频偏估计算法。首先,基于循环前缀的频偏估计算法,主要研究了三种基于循环前缀的频偏估计算法,详细研究了各种算法的频偏估计理论,并进行了仿真实验验证算法性能;然后,基于符号重传的频偏估计,研究算法的估计原理,并通过仿真实验与基于循环前缀的频偏估计算法做性能比较分析;又研究基于导频的频偏估计算法,分为小数倍频偏估计和整数倍频偏估计两个方面分别进行研究,并进行仿真实验进行性能比较分析;最后,基于 PN 序列的频偏估计算法,分为粗频偏估计和细频偏估计两个方面对算法进行研究分析,并对算法进行仿真实验做性能比较分析。

第4章 载波频偏估计算法的改进

目前已知的载波频偏估计算法基本上可以分为 3 大类：基于循环前缀的频偏估计算法，利用 OFDM 符号中循环前缀冗余部分求解频偏估计值；基于导频的频偏估计算法，利用 OFDM 符号中插入的导频序列之间的相关性分整数倍和小数倍两个方面求解频偏估计值；基于 PN 序列的频偏估计算法，利用两个相同的 PN 序列来分粗频偏估计和细频偏估计两个方面来求解频偏估计值。但是对于基于导频或者是基于循环前缀的载波频偏估计算法，一般都是利用了 OFDM 中导频和循环前缀之间的相关性来估计频偏值，算法复杂度相对较大，且不利于硬件实现。

4.1 基于循环前缀频偏估计算法的改进

基于循环前缀的频偏估计算法可以分为基于循环前缀相关性的频偏估计算法和基于循环前缀非相关性的频偏估计算法。基于循环前缀相关性的频偏估计算法的基本工作原理为：利用 OFDM 符号中循环前缀及其重复部分之间的相关性来计算频偏估计值，也可以认为是利用了接收到的 OFDM 符号中循环前缀及其重复部分抽样值之间的相位差来计算频偏估计值。基于循环前缀非相关性的频偏估计算法的基本原理为：先对 OFDM 符号中的循环前缀及其重复部分求取均值，然后在利用均值之间的相位差来估计频偏值。

4.1.1 基于循环前缀非相关性频偏估计算法的改进

基于循环前缀非相关性频偏估计算法的基本工作原理是先对 OFDM 符号中循环前缀及其重复部分求取均值，然后利用这两个部分抽样均值之间的相位差来估计频偏值。本节所作出的改进为：将循环前缀及其重复部分分别均分成两个小的部分，再分别求取均值，利用对应均值之间的相位差求取频偏估计值，然后求得的频偏估计值去均值，即是我们最后要求的频偏估计值。

在高斯白噪声信道条件下，考虑到接收到离散信号的循环前缀，我们可以将我们接收到的离散信号表示为：

$$r(m) = x(m)e^{j\frac{2\pi}{N}mc} + n(m) \quad (4-1)$$

对接收到的 OFDM 符号的循环前缀两个部分分别求均值后，得

$$E_{cp1} = \frac{2}{G} \left[\sum_{m=0}^{G/2-1} x(m)e^{j\frac{2\pi}{N}mc} + n(m) \right] \quad (4-2)$$

$$E_{cp2} = \frac{2}{G} \left[\sum_{m=\frac{G}{2}}^{G-1} x(m) e^{j\frac{2\pi}{N} m\epsilon} + n(m) \right] \quad (4-3)$$

对接收的OFDM符号的后G个数据的两个部分分别求均值，得

$$E_{BG1} = \frac{2}{G} \left[\sum_{m=0}^{G/2-1} x(m) e^{j\frac{2\pi}{N} (m+N)\epsilon} + n(m+N) \right] \quad (4-4)$$

$$E_{BG2} = \frac{2}{G} \left[\sum_{m=G/2}^{G-1} x(m) e^{j\frac{2\pi}{N} (m+N)\epsilon} + n(m+N) \right] \quad (4-5)$$

通过计算频偏估计值为：

$$\hat{\epsilon}_1 = \frac{1}{2\pi} \tan^{-1} \left[\frac{\text{Im}[E_{CP1}^* E_{BG1}]}{\text{Re}[E_{CP1}^* E_{BG1}]} \right] \quad (4-6)$$

$$\hat{\epsilon}_2 = \frac{1}{2\pi} \tan^{-1} \left[\frac{\text{Im}[E_{CP2}^* E_{BG2}]}{\text{Re}[E_{CP2}^* E_{BG2}]} \right] \quad (4-7)$$

那么，该算法的频偏估计值为：

$$\hat{\epsilon} = (\hat{\epsilon}_1 + \hat{\epsilon}_2) / 2 \quad (4-8)$$

4.1.2 基于循环前缀相关性频偏估计算法的改进

基于循环前缀相关性的频偏估计算法，我们一般可以该算法成为是一种基于最大似然估计的频偏估计算法。该算法的基本原理为：根据 OFDM 符号中的循环前缀部分以及其重复部分之间所具有的极强的相关性，即通过计算符号中循环前缀及其重复部分之间的相位差，并且通过这一相对固定的相位差来计算频偏估计值。改进型的基于循环前缀相关性的频偏估计算法基本工作原理为：将 OFDM 符号中的循环前缀及其重复部分均分成两个部分，其中对应的前一半进行求均值运算，另一部分保持不变，然后所有的抽样值对应求相位差，求取频偏估计值，然后取均值，然后对一帧中的 OFDM 符号所有的频偏估计值，然后将所有的频偏估计值取均值，该均值为最终的频偏估计值。

在加高斯白噪声信道条件下，考虑到接收到离散信号的循环前缀，我们可以将我们接收到的离散信号表示为：

$$r(m) = x(m) e^{j\frac{2\pi}{N} m\epsilon} + n(m) \quad (4-9)$$

其中， $m = 0, 1, \dots, N + G - 1$ ， G 为 OFDM 符号的循环前缀长度。

接收到的 OFDM 符号的循环前缀可以表示为：

$$r(m) = x(m)e^{j\frac{2\pi}{N}m\epsilon} + n(m) \quad (4-10)$$

其中, $m = 0, 1, \dots, G-1$

接收到 OFDM 中与 CP 重复的部分可以表示:

$$r(m) = x(m)e^{j\frac{2\pi}{N}(m+N)\epsilon} + n(m+N) \quad (4-11)$$

其中, $m = 0, 1, \dots, G-1$

将循环前缀及其冗余部分平均分成两个部分, 第一部分对应进行相关运算, 得到

$$r(N) = \sum_{m=0}^{G-1} [r(m)r^*(m+N)] \quad (4-12)$$

那么, 通过计算可以得到频偏估计值为:

$$\hat{\epsilon}_1 = -\frac{1}{2\pi} \tan^{-1} \left[\frac{\text{Im}[r(N)]}{\text{Re}[r(N)]} \right] \quad (4-13)$$

也可以写成:

$$\hat{\epsilon}_1 = -\frac{1}{2\pi} \text{angle}(r(N)) \quad (4-14)$$

第二部分进行均值运算, 得到

$$E_{cp2} = \frac{2}{G} \left[\sum_{m=\frac{G}{2}}^{G-1} x(m)e^{j\frac{2\pi}{N}m\epsilon} + n(m) \right] \quad (4-15)$$

$$E_{BG2} = \frac{2}{G} \left[\sum_{m=G/2}^{G-1} x(m)e^{j\frac{2\pi}{N}(m+N)\epsilon} + n(m+N) \right] \quad (4-16)$$

通过计算得到对应的频偏估计值为:

$$\hat{\epsilon}_2 = \frac{1}{2\pi} \tan^{-1} \left[\frac{\text{Im}[E_{cp2}^* E_{BG2}]}{\text{Re}[E_{cp2}^* E_{BG2}]} \right] \quad (4-17)$$

那么, 总的频偏估计值为:

$$\hat{\epsilon} = (\hat{\epsilon}_1 + \hat{\epsilon}_2) / 2 \quad (4-18)$$

4.1.3 仿真分析

为了检验基于循环前缀的频偏估计算法的性能, 我们从以下几个方面进行比较分析:

(1) 算法复杂度

基于循环前缀相关性的频偏估计算法中，我们在采用基于循环前缀相关性频偏估计算法时，进行了G次求共轭运算；在我们采用基于循环前缀非相关性的频偏估计算法时，我们在求均值后，只进行了一次的共轭运算；在我们采用改进型的基于循环前缀非相关性算法时，我们进行了两次的求共轭运算；改进型的循环前缀相关性频偏估计算法，进行了1+G/2次共轭运算，不论是循环前缀非相关性算法还是改进型的循环前缀非相关性算法以及改进型的循环前缀相关性的频偏估计算法，相对于基于循环前缀相关性的频偏估计算法，在算法运算复杂度方面来说都有明显的改进。几种算法的复乘次数计算表如下表4.1所示。

算法名称	复乘次数
基于循环前缀相关性的频偏估计算法	G+1
基于循环前缀非相关性的频偏估计算法	2
基于循环前缀相关性改进的频偏估计算法	G/2+3
基于循环前缀非相关性改进的频偏估计算法	4

(2) 均方误差

为了对各个基于循环前缀的频偏估计算法有一个更加深刻的认识，对各个算法在MATLAB中进行仿真。仿真参数设定为：一帧中14个OFDM符号，采用QPSK调制，一个OFDM符号包含256个子载波，循环前缀为16,信道为6径瑞利信道，每径的功率延迟谱如表4.2所示。

表3.2 瑞利信道功率延迟谱

	1	2	3
相对时延	0.0	5.5	11.5
初始复增益	1.05-0.82j	0.71+0.45j	0.63-0.72j
	4	5	6
相对时延	17.0	23.5	29.0
初始复增益	0.53+0.62j	0.41+0.37j	0.20-0.34j

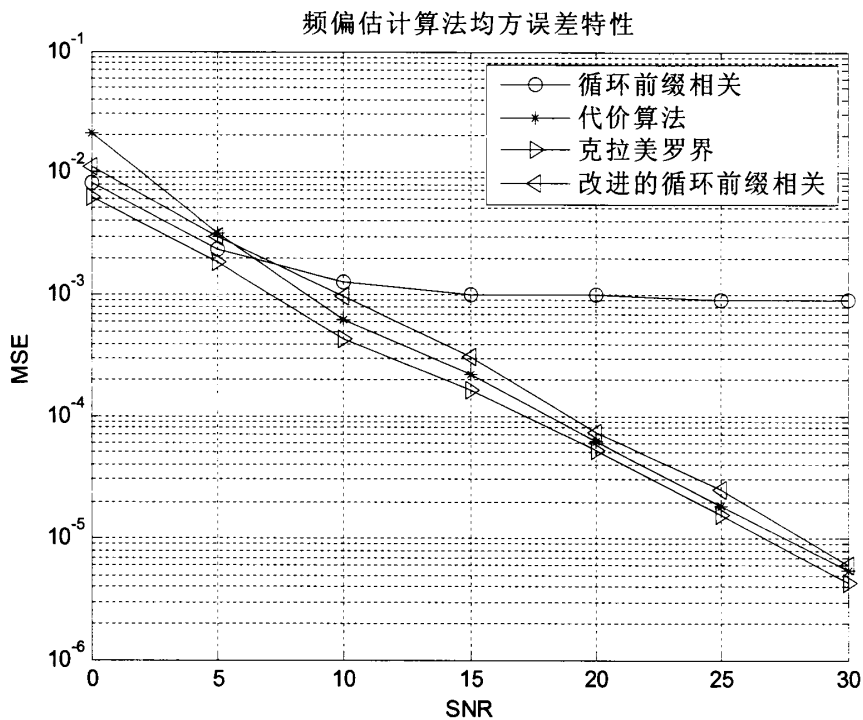


图4.1性能比较图

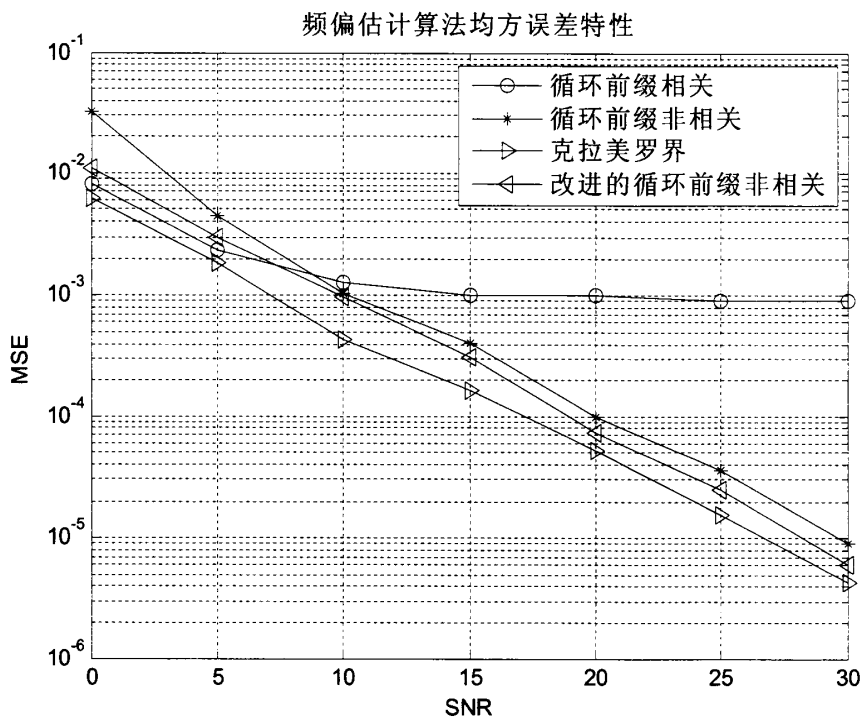


图4.2 频偏估计值均方误差比较图

图4.1所示是对基于循环前缀相关性频偏估计算法、基于循环前缀非相关频偏估计算法、代价算法以及改进型的循环前缀非相关频偏估计算法所求的频偏估计值的均方误差比较。图4.2所示是对基于循环前缀相关性频偏估计算法、基于循环前缀非相关频偏估计算法、代价算法以及改进型的循环前缀相关频偏估计算法所求的频偏估计值的均方误差比较。通过图4.1和图4.2可以看出，改进型的基于循环前缀非相关和相关性的频偏估计算法在性能上相对良好，而且改进型的基于循环前缀非相关和相关性的频偏估计算法相对基于循环前缀相关性的频偏估计算法在复杂度方面都有较大的改进。

4.2 基于导频的频偏估计算法的改进

基于导频的频偏估计算法的基本原理是：在频域上，每个两个子载波插入一个导频序列，即可以认为是在频域的偶数个子载波上插入导频，是得在时域上每个子载波都存在一个导频，即在时域结构中表现出周期重复性。本节改进的基本思想是在某种程度上 PN 序列和导频序列的生成可以是相近的，不同在于一帧中存在两个 PN 序列，导频则是每个时域上的 OFDM 符号上都存在。因此，基于导频的频偏估计算法的改进，其基本原理是：频偏估计整体可以分成小数倍频偏估计和整数倍频偏估计两个过程，其中小数倍频偏估计过程具体步骤为：将时域上的 OFDM 符号的导频序列平均分成 4 个部分，分成粗频偏估计和细频偏估计两个过程，粗频偏估计利用第 2 段和第 3 段之间的相关性来进行粗频偏估计，然后将得到的频偏值补偿给接收到的 OFDM 序列，并且提取补偿后的导频序列，将第 1 段和第 4 段做细频偏估计，得到频偏估计值，粗频偏估计值和细频偏估计值之和就是该算法最终的小数倍频偏估计值；整数倍频偏估计过程为：常用的算法为利用 FFT 之后的 OFDM 符号中最大脉冲幅度位置来进行频偏估计值计算的，本文采用的整数倍算法为利用前后相邻的两个 OFDM 符号的导频相关性求整数倍频偏估计值。

在高斯白噪声信道条件下，忽略 OFDM 符号的循环前缀，接收到的离散信号可以表示为

$$r(m) = x(m)e^{j\frac{2\pi}{N}mc} + n(m) \quad (4-14)$$

假设插入的导频序列为 $x(m)=1, m=0,1,\dots,N-1$ ，那么接收到的离散 OFDM 信号可以表示为

$$\begin{aligned} r(m) &= x(m)e^{j\frac{2\pi}{N}mc} + n(m) \\ &= e^{j\frac{2\pi}{N}mc} + n(m) \end{aligned} \quad (4-15)$$

- 小数倍频偏估计，即 ($|\varepsilon| < 0.5$)

将接收到的OFDM符号的导频序列平均分成4个小的短序列，导频序列结构如图4.3所示。



图4.3导频序列结构图

假设经过高斯信道接收到的离散信号表示为

$$r(m) = x(m)e^{j\frac{2\pi}{N}mc} + n(m) \quad (4-16)$$

在第一次进行粗频偏估计时，计算第2段和第3段导频序列的相关函数，可以得到：

$$\begin{aligned} R_1 &= \sum_{n=N/4}^{N/2-1} r(m) * r(m+N/4)^* \\ &= \sum_{n=N/4}^{N/2-1} |x(m)|^2 e^{-j\varepsilon\pi/2} + I_n \end{aligned} \quad (4-17)$$

经过运算可以得到粗频偏的估计值为：

$$\hat{\varepsilon}_1 = -\frac{2}{\pi} \arg(R_1) \quad (4-18)$$

在对接收到的OFDM符号进行细频偏估计之前，应该先进行频偏补偿，频偏补偿值就是粗频偏的估计值 $\hat{\varepsilon}_1$ ，那么，补偿过的OFDM信号可以表示为：

$$\bar{r}(m) = r(m)e^{-j\frac{2\pi}{N}m\hat{\varepsilon}_1} = x(m)e^{j\frac{2\pi}{N}m\hat{\varepsilon}_2} \quad (4-19)$$

然后，对补偿过重新得到的PN序列进行细频偏估计，这时候我们提前的是PN序列的第1段和第4段进行相关运算。

经过计算可以得到：

$$\begin{aligned} R_2 &= \sum_{n=0}^{N/4-1} \bar{r}(n) * \bar{r}(n+3N/4)^* \\ &= \sum_{n=0}^{N/4-1} |s(n)|^2 e^{-j3\varepsilon_2\pi/2} + I_n \end{aligned} \quad (4-20)$$

计算出细频偏估计的频偏值为

$$\hat{\varepsilon}_2 = -\frac{2}{3\pi} \arg(R_2) \quad (4-21)$$

通过该算法得出的总的频偏估计应该是公式3-49和3-46的频偏估计值的和，即

$$\hat{\varepsilon} = \hat{\varepsilon}_1 + \hat{\varepsilon}_2 \quad (4-22)$$

● 整数倍频偏估计

基于导频的频偏估计算法中的整数倍频偏估计是利用FFT之后的OFDM符号中最大脉冲幅度位置来进行频偏估计值计算的。

经过FFT变换的OFDM符号可以表示为

$$y(k) = \sqrt{N}\delta(k - \varepsilon) + \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{m=0}^{N-1} x(m)e^{-j\frac{2\pi}{N}km} \quad (4-23)$$

观察公式4-19, 可以认为经过FFT变换后的OFDM符号 $y(k)$ 相当为幅值为 \sqrt{N} 的延迟为 ε 的冲击脉冲通过高斯白噪声信道, 因此可以利用 $y(k)$ 信号最大幅值所对应的位置来估计整数倍的频偏值, 即

$$\hat{\varepsilon}_{\text{int}} = \arg\{\max_k [|y(k)|]\} \quad (4-24)$$

基于导频的频偏估计算法中的整数倍频偏估计一般是利用接收到的OFDM符号在经过FFT变换后的最大脉冲幅度的对应位置来进行频偏估计值的计算的。在精确定时的前提下, 可以获得良好的性能。一旦实际应用中, 无法做到精确定时, 那么经过FFT变换后的OFDM符号的最大脉冲幅度的对应位置也会发生变化, 因而无法得到准确的频偏估计值。本章将采用一种新的基于导频的整数倍频偏估计算法^[38], 利用前后相邻的两个OFDM符号的导频相关性求整数倍频偏估计值。

在忽略高斯白噪声和循环前缀的情况下, 接收到的两个相邻的OFDM符号上导频数据可以分别表示为

$$r_1(m) = x_1(m - \tau)e^{j\frac{2\pi}{N}n} \quad (4-25)$$

$$r_2(m) = x_2(m - \tau)e^{j\frac{2\pi}{N}n} \quad (4-26)$$

其中, τ 表示的是符号定时偏差, n 为整数倍频偏值。

两个OFDM符号的导频符号在经过FFT变换之后可以表示为

$$y_1(m) = X_1(m - n)e^{-j\frac{2\pi}{N}\tau} \quad (4-27)$$

$$y_2(m) = X_2(m - n)e^{-j\frac{2\pi}{N}\tau} \quad (4-28)$$

对两个导频符号进行相关性运算, 可以得到

$$R = y_1(m)^* * y_2(m) = X_1(m - n)^* X_2(m - n) \quad (4-29)$$

从公式(4-25)中, 可以看出相关函数的最终结果和符号定时 τ 的大小没有对应关系, 即相关函数可以消除符号定时所引起的相位旋转。那么定义:

$$Y_{l,m} = X_{l,\text{mod}(m-n,N)} \quad (4-30)$$

因此, 可以将中间变量表示为

$$T(n)=\sum_{n\in P}Y_{l,(m+n)}Y_{(l+1)(m+n)} \tag{4-31}$$

其中， P 代表的是OFDM符号中导频序列所在的子载波序号的集合，那么整数倍频偏的估计值为

$$\hat{n}=\arg \max (|T(n)|) \tag{4-32}$$

通过第三章中基于PN序列频偏估计算法和基于导频的频偏估计算法的研究以及本章对基于导频的频偏估计算法的原理和数学模型的介绍，采用BPSK调制解调方式，6径衰落信道，最大多普勒频移为250Hz，一个OFDM符号包含512个子载波信道，循环前缀长度为126，归一化频偏为0.2，系统性能仿真如图3.5所示。

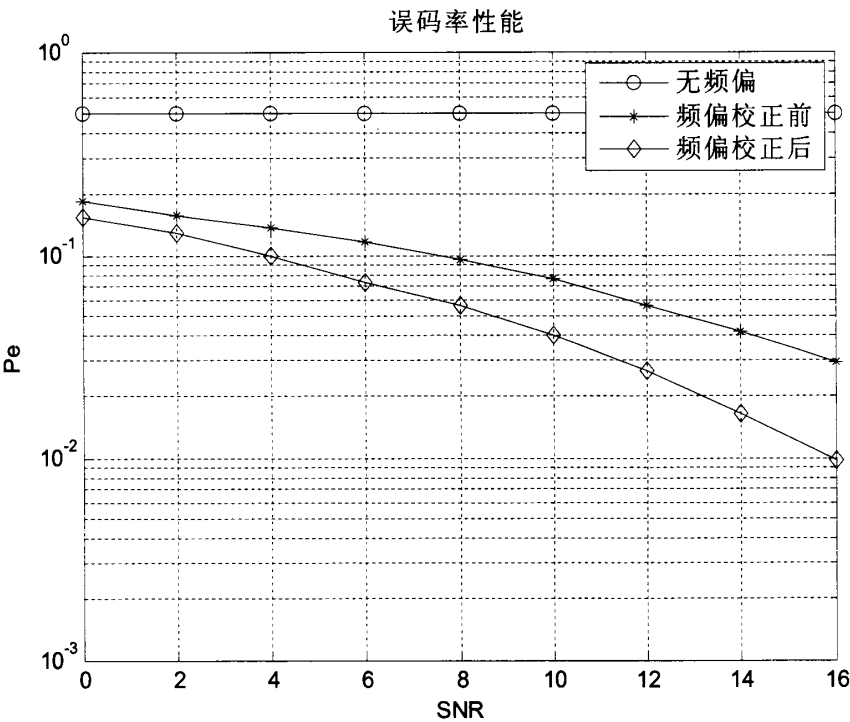


图4.4算法误码率性能比较

4.3 本章小结

本章主要是在深入研究了载波频偏估计算法的基础上，对基于循环前缀的频偏估计算法和基于导频的频偏估计算法的提出本文算法。首先，基于循环前缀的频偏估计算法，在深入研究分析了基于循环前缀的频偏估计算法，提出本文的两种改进型算法，并且分别给出了算法的估计原理和数学模型，并在瑞利衰落信道下进行了仿真实验分析比较；然后，基于导频的频偏估计算法，在深入研究分析了基于导频的频偏估计计算

法和基于 PN 导频的频偏估计算法的基础上,本文提出了对基于导频的频偏估计算法的改进,给出了导频序列结构、估计算法原理和数学模型,并对性能进行了仿真性能分析。最后,仿真结果表明,改进后的算法相对以前的算法性能上有了一定的提高,在无线多径信道中可以得到更好的性能。

总结与展望

(一) 本文工作总结

近年来,无线通信技术得到了快速发展。通信终端也从最初的固定电话、简单的移动电话、小灵通发展到现在的智能手机、车载电话等,也就是说现在的移动终端是适用于高速移动的传播环境的,数据在这种无线环境中进行传输的话,如何获得更好的性能成为了研究的课题。本文主要研究的是 OFDM 系统的载波频偏问题,可以分为引起频偏的因素、频偏对系统性能的影响、频偏估计算法以及频偏补偿方式。本论文的主要工作内容包括:

1、针对 OFDM 系统的同步问题,尤其是载波同步问题展开研究。介绍了引起频偏的主要因素,频偏对系统性能的影响以及国内外 OFDM 系统频偏估计算法的研究现状,并且介绍了 OFDM 技术的原理以及无线多径信道。

2、针对现有的载波频偏估计算法,从理论和仿真实验两个方面进行了性能和算法算法进行分析比较。主要研究的算法包括:基于循环前缀的频偏估计算法、基于符号重传的频偏估计算法、基于导频的频偏估计算法以及基于 PN 序列的频偏估计算法。

3、针对基于循环的频偏估计算法,提出两种改进算法。基于循环前缀的频偏估计算法利用的是 OFDM 符号中循环前缀部分以及冗余部分之间的相关性估算频偏值。第一,基于循环前缀非相关性频偏估计算法的改进,该算法的主要思想为将循环前缀部分及其冗余部分平均分成两个小的序列,分别进行均值运算,然后对应部分求相关性,分别得到频偏估计值,最后对所求得的频偏估计值取均值,即为该频偏估计算法的频偏估计值。第二,基于循环前缀相关性频偏估计算法的改进,该算法的主要思想为将基于循环前缀相关性算法和基于循环前缀非相关性算法合理地结合形成一种新的基于循环前缀的频偏估计算法,算法的基本原理:将符号中循环前缀及其冗余部分分别平均分成两个小的序列,对应的前一部分进行相关性运算,对应的后一部分求取均值后再做相关性运算,根据相关性分别求取频偏估计值,最后求取频偏估计值的均值,即为该算法的频偏估计值。本文所提出的两种基于循环前缀的频偏估计算法通过仿真实验表明,降低了算法的复杂度并且可以得到相对良好的频偏估计值的均方误差性能。

4、针对基于导频的频偏估计算法,提出了一种基于导频的小数倍的频偏估计算法。基于导频的频偏估计算法,一般将频偏估计过程分成小数倍频偏估计和整数倍频偏估计两个过程。本文提出的是针对小数倍频偏估计算法的改进,该算法的主要原理是,将导频符号均分成两个部分,分别均值后然后求相关性,通过仿真实验表明,该算法降低了算法的复杂度并且相对性能良好。

(二) 未来工作展望

由于时间限制等其他因素，本论文工作还可以在以下三个方向做出完善和提升：

(1) 论文中针对基于循环前缀的频偏估计算法部分，进行了降低运算复杂度的改进研究，采用的方式是将循环前缀及其冗余进行分块的方式，采用的方法比较单一，以后的工作方向可以在此基础上结合的 CP-cost function 算法结合起来形成一种新的频偏估计算法。

(2) 论文中针对基于导频的频偏估计算法部分，采用的方法是如何更加准确的估计出小数倍频偏估计值，参考的是基于 PN 序列的频偏估计算法，这就证明在一定程度上基于导频的频偏估计算法和基于 PN 序列的频偏估计算法时可以相互参考的，而且可以考虑设计或者应用一些具有更好相关性的短序列对算法进行改进。

(3) 论文中没有考虑算法如何用硬件实现的问题，这也是论文今后需要进一步研究和完善的内容。

致 谢

一转眼来到成都已经三年了，研究生生活即将结束。经历了独自离家求学的兴奋与无奈，找工作的互助与坎坷，更深深体会到了写论文时的宁静、思考与忙碌。回首三年的研究生生涯，对于那些帮助我、引导我的老师和同学，我心中充满了感激之情。

首先，我要感谢我的研究生导师王平老师。从课题的方向到论文提交定稿，老师都倾注了大量的心血，给了我很多的指导。在我进行论文研究的这一年多来，深深地感受到老师的关心和谆谆教诲，不论我遇到什么问题，老师都会耐心的给我讲解，指引我下一步工作的方向。作为老师，她给我们耐心指导学习上的问题；作为长辈，给我们如沐春风般的关怀，犹记得雅安地震那天，余震结束不久就接到了老师的电话，那种感觉至今让我难忘。能够做王平老师的学生，让我感觉很庆幸。再次，向老师献上我最真诚地感谢和祝福！

还要特别感谢刘林老师，每周的例会时间刘林老师对我们的论文研究工作的精确指导，每次都让我受益匪浅，每当论文工作遇到瓶颈时，老师的点拨总会给我一种豁然开朗的感觉，谨在此对刘林老师表示衷心的感谢，感谢老师这两年时间的帮助和教诲！

在我攻读研究生学位期间，彭玉兰、刘玉、朱游龙等同学对我的学习和生活都给予了很多的帮助，在此我想他们表达我的感激之情，感谢他们这三年的帮助和关心，特别是在我论文书写阶段对我的宽容与理解。

感谢我同实验室的师兄师弟师妹们，他们在我进行研究工作和论文写作期间，提出了很多宝贵意见和建议，对我论文的完成给予了很大的帮助。

感谢我身边的朋友，每当我遇到困难时，他们总是竭尽所能的帮助我、鼓励我、支持我，使我能够不断前行。

另外我还要感谢我的父母，感谢他们抚养我长大，给我支持和信任，使我能够在学校专心完成学业，实现自己的价值和理想。

最后，我要感谢为我进行论文评审的老师们，感谢您们能在百忙之中抽出时间对我的论文进行评阅，您的意见对我以后的研究工作十分宝贵。不过，我能力有限，论文中不可避免地会存在一些欠妥之处，恳请老师们给予批评和指导。

参考文献

- [1] ML Doelz, ET Heald, DL Martin. Binary data transmission techniques for linear systems [J]. Proceedings of the IRE, 1957, Vol.45, No.5, 656-661.
- [2] S Weinstein, P Ebert. Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete Fourier transform [J], Communication Technology, IEEE Transactions on .1971, Vol.19, No.5, 628-634.
- [3] 樊昌信.通信原理（第六版）[M].国防工业出版社，2006,390-402.
- [4] 郑君里等.信息与系统[M].高等教育出版社，1998.
- [5] Richard van Nee, Ramjee Prasad. OFDM for Wireless Multimedia Communications [M]. Artech House.2000
- [6] Robert W. Chang. Synthesis of bang-limited orthogonal signal for multichannel data transmission. Bell System Technical Journal [J], 1996, Vol.45, No 5, 1775-1796.
- [7] 赵广秀.OFDM 系统的同步算法研究及仿真[D].西南交通大学硕士论文.2011.3-10.
- [8] 周恩，张兴，吕召彪.下一代宽带无线通信 OFDM 与 MIMO 技术[M].人民邮电出版社，2008:16-33
- [9] 王文博，郑侃等.宽带无线通信 OFDM 技术（第二版）[M].人民邮电出版社.2007: 6-21.
- [10] 罗仁泽.新一代无线移动通信系统关键技术[M].北京邮电大学出版社，2007:9-36.
- [11] L. Wei, C. Schlegel. Synchronization requirements for multi-user OFDM on satellite mobile and two-path Rayleigh-fading channels [J]. IEEE Transactions on Communications, 1995, Vol.43, No.2, 887-895.
- [12] W.D Warner, C. Leung, OFDM/FM frame synchronization for mobile radio data communication [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 1993, Vol.42, No.3, 302-313.
- [13] T Pollet, Mvan Bladel, M. Moeneclaey. BER sensitivity of OFDM systems to carrier frequency offset and Wiener phase noise. IEEE Transactions on Communications, 1995, Vol.43, No.2, 191-193.
- [14] U. Tureli, H. Lui, M.O. Zoltowski. OFDM blind carrier offset estimation: ESPRIT. IEEE Trans. on Communications, 2000, vol.48, no.9, pp.1459-1461
- [15] M. Luise, M. Marselli, R. Reggiannini, Low-complexity blind carrier frequency recovery for OFDM signals over frequency-selective radio channels, IEEE Trans. on Communications, 2002, vol.50, no.7, pp.1182-1188.
- [16] H. Bolcskei, Blind estimations of symbol timing and carrier frequency offset in wireless

OFDM systems, IEEE Trans. on Communications, 2001.vol.49,no.6,pp.988-999.

[17] Chen Biao, and Wang Hao, "Blind estimation of OFDM carrier frequency offset via oversampling, " IEEE Trans. on Signal Processing, 2004. vol.52,no.7,pp.2047-2057.

[18] Ma Xiaoli, C. Tepedelenlioglu, G. B. Giannakis, and S. Barbarossa, Non-data-aided carrier offset estimators for OFDM with null sub-carriers: Identifiability, algorithms, and performance, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol.19, no.12, pp.2504-2515, Dec.2001

[19] J.J. Van de Beek, M. Sandell, and P.O. Borjesson, "ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems," IEEE Trans. on Signal Processing, vol.45, no.7, pp.1800-1805, July 1997.

[20] M. H. Hsieh and C. H. Wei, A Low-complexity frame synchronization and Frequency offset compensation scheme for OFDM systems over fading channels, IEEE Trans. on Vehicular Technology, vol.48,no.5,pp.1596-1609, Sept.1999

[21] D. Landstrom, S.K. Wilson, J.J. Van de Beek, P. Odling, and P.O. Borjesson, "Symbol time offset estimation in coherent OFDM systems," in Proc. Int. Conf. On Communications, vol.1, Vancouver, BC, Canada, June 1999, pp.500-505

[22] H. Minn, M. Zeng, and V.K. Bhargava, "On timing offset estimation for OFDM systems," IEEE Communications Letters, vol.4, no.7, pp.242-244, Jul.2000

[23] Byungjoon Park, Hyunsoo Cheon, Changeon Kang, and Daesik Hong, A novel timing estimation method for OFDM systems, IEEE GLOBECOM'02, vol.1, pp.17-21, 2002.

[24] 王俊, 康瑞. 交织 OFDMA 频偏估计. 电子测量技术, 2008-4, 31 (4): 38-40

[25] Y. Zhao and S.G. Haggman. Intercarrier interference self-cancellation Scheme for OFDM mobile communication systems, IEEE Trans. Communication, July 2001, vol.49, pp.1185-1191

[26] P.H. Moose, "A technique for orthogonal frequency-division multiplexing Frequency offset correction," IEEE Trans. on Communications, vol.42, no.10, pp.2908-2914, Oct, 1994

[27] 杨大成. 移动传播环境[M]. 机械工业出版社, 2003.

[28] 3GPP TS 36.201, LTE physical layer-general description[S]. 2008.

[29] Ma Zhangyong, Yan Yongqing, Zhao Chunming. An improved channel estimation algorithm based on estimation level crossing rate for CDMA receiver [J]. Chinese Journal of Electronics, 2003, (02): 235-238.

[30] 蔡珏平, 宋文涛, 李赞. 瑞丽衰落信道中移动的 OFDM 的多普勒扩展估计. 电波科学学报, 2004, (05): 591-595

[31] 秦生平. 无线 OFDM 系统信道与载波频偏估计及 Doppler 分集的研究[D], 北京邮电大

学博士毕业论文, 2004.

- [32]Minn H. M, Letaief K.B. A Robust Timing and Frequency Synchronization for OFDM Systems[J], IEEE Transactions on Communications, 2003,(04:)822-839.
- [33]Park B, Cheon H, Kang C. A Novel Timing Estimation Method for OFDM Systems[J], IEEE Communications Letters,2003,(05:0239-241.
- [34]余靓.基于相位差的频偏估计技术研究[D].天津理工大学硕士毕业论文, 2013.
- [35]Hyong-Goo Jeon,Kyoung-Soo Kim, Erichin Serpedin. An efficient Blind Deterministic frequency Offset Estimation for OFDM Systems[J] .IEEE Transactions on Communications,2011, Vol.59,No.4,pp:1133-1141.
- [36]X.Feng ,F.Shu. A low-complexity carrier frequency offset estimation for OFDM systems with virtual subcarriers [J], in Proc. IEEE ICC, May 2008,PP:16-19.
- [37]A.AL-Dweik , A. Hazmi, S.Younis, B.Sharif ,C.Tsimenidis. Carrier Frequency Offset Estimation for OFDM Systems over Mobile Radio Channels [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology ,2010,Vol .59.No.2.
- [38]刘晓明等 OFDM 中基于导频的整数倍频偏估计算法及实现[J].2010.Vol.20,No.7
- [39] Pollet T, Van Bladel M, Moeneclacy M. BER sensitivity of OFDM systems to carrier of requency offset and Wiener phase noise[J]. IEEE Transactions on Communications , 1995, Vol.43, No.2,pp:191-193.
- [40]Keller T, Piazza L, Mandarini P. Orthogonal frequency division multiplex synchronization techniques for frequency selective fading channels [J]. IEEE J Select Areass Communions ,2001,Vol.19, No.6, pp:999-1008
- [41]黄慧, 程鹏.一种 OFDM 定时同步于载波频偏估计算法[J].电路与系统学报, 2009, Vol.14, No.2, pp: 62-67.
- [42]Eui- Rim Jeong, Ginkyu Choi, Yong H Lee.Data-aided frequency estimation for PSK signaling in frequency selective fading[J].IEEE Transactions on Communications ,2001(09:)1408-1419.
- [43]Eui- Rim Jeong, Sung-Kwon Jo, Yong H Lee. Least squares frequency estimation in frequency selective channels and its application to transmissions with antenna diversity [J].IEEE Journal on Selected Areas in Communications,2001,(12:)1369-2380.
- [44]王利军.基于前导序列的突发通信载波同步算法[J],无线电通信技术, 2005, (01:) 4-5,31.
- [45]王玉东, 刘春雷.Gold 序列互相关性的新证明及非最大 Gold 序列性质研究[J].通信技术, 2014 (03:) 241-246.
- [46]高英.m 序列优选对的实现及平衡 Gold 序列分析[J].计算机与网络, 2000, (07:)

301.

[47]林克祥, 汪一飞.伪随机码的原理与应用[M].人民邮电出版社

[48]黄剑明, 施志勇, 保铮.截短平衡 Gold 码的统计特性分析[J].系统工程与电子技术, 2006,28 (5:) 646-649

[49]T.M .Schmidl,D.C.Cox .Robust frequency and timing synchronization for OFDM[J]. IEEE Transactions on Communication,1997,45(12):1613-1621.

[50]Jiang-hua Wei,Yuan Liu Carrier frequency offset estimation using PN sequence iteration in OFDM systems [J]. IEEE Networks Security Wireless Communications and Trusted Computing,2010,Vol.2, pp:405-409.

[51]F. Tufvesson, M. Faulkner , O.Edfors. Time and frequency synchronization for OFDM using PN sequence preambles[C]. Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference, Amsterdam, the Netherlands, 1999,pp:2203-2207.

[52]J.J .Van de Beek .MLEstimation of time and frequency offset in OFDM systems[J]. IEEE Transactions on Signal Process., 1997,Vol.45, No.7, pp:1800-1805.

[53]余靓.基于相位差的频偏估计技术研究[D].天津理工大学硕士毕业论文, 2013.

[54]J.Chen, Y.C.Wu, S.Ma. ML joint CFO and channel estimation on OFDM systems with timing ambiguity[J].IEEE Transactions on Wireless Communication ,2008,Vol .7, No,7 pp:2436-2440.

[55]Landstrom .D, Wilsom .S.K, Van de Beek J.J. Symbol time offset estimation in coherent OFDM systems.IEEE Transactions on Communications,2005,Vol.5, No.3, 3116-3119.

攻读硕士学位期间发表的论文

第一作者发表的论文:

袁彦春.基于循环前缀的频偏估计算法的研究[J].四川师范大学学报(自然科学版),2014.