

国内图书分类号: TN929.5  
国际图书分类号: 621.39

密级: 公开

# 西南交通大学 研究生学位论文

## OFDM 系统频偏估计算法研究

年        级\_\_\_\_\_2013\_\_\_\_\_

姓        名\_\_\_\_\_储长财\_\_\_\_\_

申请学位级别\_\_\_\_\_硕士\_\_\_\_\_

专        业\_\_\_\_\_通信与信息系统\_\_\_\_\_

指 导 老 师\_\_\_\_\_汪晓宁\_\_\_\_\_

二零一六年五月十五日

Classified Index: TN929.5  
U.D.C: 621.39



Southwest Jiaotong University  
Master Degree Thesis

THE RESEARCH OF CARRIER FREQUENCY  
OFFSET ESTIMATION ALGORITHMS IN  
OFDM SYSTEM

Grade: 2013

Candidate: Changcai Chu

Academic Degree Applied for : Master

Speciality: Communication and Information System

Supervisor: Xiaoning Wang

May.15,2016

# 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“√”）

学位论文作者签名：储长财

指导老师签名：江圣齐

日期：2016.05.23

日期：2016.5.23

## 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贡献如下：

1. 在分析无线信道特征、OFDM 系统频偏产生的原因和频偏对 OFDM 系统影响的基础上，对基于非数据辅助、基于导频和训练序列的数据辅助两大类频偏估计算法进行研究，并基于 MATLAB 仿真平台对这些算法进行了仿真实验。

2. 针对传统的基于 CP 的 CFO 估计算法估计范围较小的问题，利用估计范围大的基于一种 CS 的 CFO 估计算法进行改进，使估计精度、计算复杂度、估计范围等性能得到改善。

3. 结合基于循环前缀和基于一种循环后缀的 CFO 估计算法特点，采用将两者相结合的结构作为保护间隔，称之为 CP+CS 结构，新算法在估计精度和估计范围上均得到改善；进而将基于循环前缀或后缀在多径信道下改善 MSE 曲线随信噪比增加而“变缓”的方法应用到基于 CP+CS 结构的 CFO 估计算法中，经仿真发现这些方法在新算法中起到了更好的作用；针对基于 CP+CS 的频偏估计算法至少需要两个符号，增加估计延迟的问题，又给出了和传统 CP 结构相近的保护间隔结构进行频偏估计的算法，其性能与基于 CP+CS 结构的 CFO 估计算法相同。最后，给出了仿真结果并验证了理论分析。

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：储长财

日期：2016.05.23

## 摘 要

正交频分复用 (OFDM) 技术的调制传输形式是多载波的, 已成为 4G 的关键技术之一, 其可解决无线通信中频谱效率和多径衰落问题。频率选择性衰落信道在 OFDM 系统中一般可被转变成众多平坦的子信道, 降低了多径的影响程度; OFDM 技术中子载波间比较紧凑的形式使得频谱效率得以大幅提升; OFDM 技术能够和多种其他技术结合, 如和 MIMO 技术相结合使得传输速率和可靠性大大提高。但 OFDM 系统中紧凑的子载波形式要求子载波之间的正交性比较严格。多普勒效应和系统本身存在的频率偏移会使子载波间的正交性出现偏差而引起子载波间干扰 (ICI), 造成系统传输性能下降。因此, 本文针对估计载波频率偏移 (Carrier Frequency Offset, CFO, 简称频偏) 的算法进行研究, 以期得到性能更优的频偏估计算法。

首先, 本文系统地分析了无线通信信道的特征、OFDM 技术基本原理、频偏产生的原因以及频偏对 OFDM 系统传输性能的影响; 其次, 深入研究了现有的 CFO 估计算法, 总结各个方法的优缺点和特点, 并给出了 MATLAB 仿真和理论分析相结合的验证。接着, 在分析现有算法特点的基础上, 把关注点放在了传统基于循环前缀 (Cyclic Prefix, CP) 和基于一种循环后缀 (Cyclic Suffix, CS) 的 CFO 估计算法上, 总结出缩短求相位差运算数据的时间差可增大估计范围而估计精度降低这一特点, 根据这一特点设计了一种新的保护间隔 (Guard Interval, GI) 的结构 (本文称为 CP+CS 结构), 使基于这种结构的 CFO 估计算法在估计范围和精度上得以兼得, 且这一结构随着 GI 的长度增大其估计性能会迅速变得更好。另外, 针对此结构在 CFO 估计时至少需要等待二个符号到达, 算法的时延增大这一缺点, 本文重新设定了 GI 的结构 (本文称为 2CP 结构), 使算法在一个 OFDM 符号内即可完成估计, 且性能和基于 CP+CS 结构的 CFO 估计算法性能相同。最后, 将基于传统 CP 的 CFO 估计算法在多径信道下“变缓”现象消除的改进方案应用到基于 CP+CS 结构的 CFO 估计算法中, 仿真结果表明, 与应用到传统基于 CP 和基于一种 CS 的 CFO 估计算法中相比, 基于 CP+CS 的频偏估计算法在运用这些方案时性能更优。

关键词: OFDM; 载波频率偏移; 保护间隔; 循环前缀; 循环后缀; 导频; 训练序列

## Abstract

Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) technology, a multi-carrier transmission technology, has become one of the key technologies of 4G, which resolves wireless communications spectral efficiency and multipath fading problems. Generally, frequency selective fading channel in an OFDM system can be converted into a number of flat sub-channels, reducing the degree of influence of multipath; The compact subcarrier spacing structure in OFDM systems makes the spectral efficiency be greatly enhanced; OFDM technology can be combined with many other technologies, such as the MIMO technique, the combination enhances the transmission speed and the reliability. But the compact structure in OFDM system requires the orthogonality between subcarriers more stringent. Doppler effect and the presence of a frequency offset of system itself destroy the orthogonality of subcarriers. And the non-orthogonality leads to the inter-carrier interfere (ICI), which degrades the system transmission performance. Therefore, this thesis researches the carrier frequency offset (CFO) estimation algorithms and tries to find better CFO estimation algorithm.

Firstly, the wireless channel features, the basic principle of OFDM technology, the reasons for CFO and the influences of CFO have been systemically analyzed in this thesis. Secondly, the existing CFO estimation algorithms have been researched, the merits and drawbacks of each algorithm have been summarized, and MATLAB simulation analyses as well as theoretical analyses have been done. Thirdly, based on the analyses of the existing algorithms, the traditional CFO estimation algorithm based on cyclic prefix (CP) and the CFO estimation algorithm based on one cyclic suffix (CS) structure become the focus. And a feature that shortening the time delay between the data which are used to calculate the phase difference can expand the estimation range and reduce estimation accuracy is found. According to this feature, a new guard interval (GI) structure which is called CP+CS structure is provided. Simulation results show that the CFO estimation algorithm based on CP+CS structure not only has nice estimation accuracy and range but also will be better than the traditional CFO estimation algorithm based on CP when the GI is longer. Fourthly, since the CFO estimation algorithm based on CP+CS structure needs more than one OFDM symbols when it is used to estimation CFO, the thesis provides another new GI structure which is called 2CP structure. And simulation results show that the CFO estimation algorithm based on 2CP structure has the same performance as the CFO estimation algorithm based on CP+CS structure has. But the former one can estimate CFO in only one OFDM symbol. Finally, referring to the prioritization schemes for traditional CFO estimation algorithm based on CP to mitigate the ‘slow-down’ phenomenon of the algorithm’s mean square error (MSE) curve with signal-to-noise rate (SNR) in multi-path channel, those schemes are also been studied for the CFO estimation algorithm based on CS/CP+CS. The simulation results show that those schemes are more useful for the CFO estimation algorithm based on CS/CP+CS.

**key words:** OFDM; Carrier Frequency Offset; Guard Interval; Cyclic Prefix; Cyclic Suffix; Pilot; Training Sequence

## 目 录

第 1 章 绪论 .....	1
1.1 论文研究背景及意义 .....	1
1.2 OFDM 技术发展和优缺点 .....	2
1.2.1 OFDM 技术的发展 .....	2
1.2.2 OFDM 技术的优点 .....	2
1.2.3 OFDM 技术的缺点 .....	3
1.3 国内外研究现状 .....	3
1.4 论文的主要工作和结构安排 .....	5
第 2 章 无线信道与 OFDM 系统分析 .....	7
2.1 无线信道 .....	7
2.1.1 无线信道的特点 .....	7
2.1.2 小尺度衰落分析 .....	7
2.1.3 几种重要无线信道统计模型 .....	9
2.2 OFDM 技术原理 .....	11
2.2.1 OFDM 调制与解调 .....	11
2.2.2 子载波间干扰分析(ICI)和信干比 (SIR) .....	13
2.2.3 保护间隔 .....	15
2.3 本章小结 .....	16
第 3 章 OFDM 系统频偏估计算法 .....	17
3.1 OFDM 系统频偏信号模型 .....	17
3.2 非数据辅助 CFO 估计方法 .....	17
3.2.1 基于循环前缀相关的 CFO 估计算法 .....	17
3.2.2 基于循环前缀非相关性的 CFO 估计算法 .....	18
3.2.3 基于一种循环后缀相关的 CFO 估计算法 .....	19
3.2.4 基于代价函数的 CFO 估计算法 .....	19
3.2.5 非数据辅助 CFO 估计算法性能分析 .....	21
3.3 基于训练序列的 CFO 估计算法 .....	25
3.3.1 基于训练序列的算法 .....	26
3.3.2 基于训练序列的 CFO 估计算法的性能分析 .....	28
3.4 基于导频的 CFO 估计方法 .....	29
3.5 三种不同实现 CFO 估计算法仿真分析 .....	31
3.6 本章小结 .....	32

第4章	OFDM 系统频偏估计算法的改进	33
4.1	基于一种循环后缀的 CFO 估计算法改进	33
4.1.1	一种 CS 结构分析	33
4.1.2	基于 CS 结构用相关频偏估计算法进行改进	34
4.1.3	基于 CS 结构用非相关频偏估计算法进行改进	35
4.1.4	基于 CS 结构改进方案的仿真分析	36
4.2	基于循环后缀和循环前缀相结合的 CFO 估计算法	37
4.2.1	本文提出的 CP+CS 结构分析	37
4.2.2	CP+CS 结构算法分析	38
4.2.3	CP+CS 结构的 CFO 估计算法优化方案	38
4.2.4	CP+CS 结构算法仿真分析	40
4.3	一种基于同传统 CP 结构相近的 CFO 估计算法	43
4.3.1	结构分析	43
4.3.2	基于 2CP 结构的 CFO 估计算法分析	44
4.3.3	基于 2CP 结构的 CFO 估计算法的仿真分析	45
4.4	本章小结	47
全文总结及展望		49
致谢		51
参考文献		52
攻读硕士学位期间发表的论文及科研成果		56



## 第1章 绪论

### 1.1 论文研究背景及意义

在信息化程度较高的当今，无线通信已得到高速发展，人们已经非常依赖无线移动通信技术带来的便利，但仍有许多无线通信技术难题需要解决以提供更好的通信。

蜂窝移动通信已经经历了从模拟到数字、从窄带到宽带、从低速到高速、从单一语音业务到综合业务的演变，其已经有四个阶段的发展，并向第五阶段迈进。第一阶段（1G）是上世纪七十年代中到上世纪八十年代中的模拟蜂窝网移动通信。1978年首个成功的蜂窝网移动通信系统 AMPS（Advanced Mobile Phone Service）在贝尔实验室诞生，其他代表性还有 TACS（Total Access Communication System）以及 NMT（Northern European Mobile Telephone）和 NTT（Nippon Telegraph and Telephone）等<sup>[1 2]</sup>。频分复用和模拟语音信号调制是 1G 通信系统的主要特点，但 1G 通信系统在频谱利用率、业务种类、保密性、设备复杂度、成本等方面都不理想且无高速数据传输功能<sup>[2]</sup>。数字通信的发展一定程度上很好的解决了模拟通信中的缺陷。其中以 GSM（Global System for Mobile Communication）和 IS-95 为代表的第二阶段发展的移动通信系统（2G）<sup>[2]</sup>分别基于时分多址和码分多址实现了用户动态寻址功能。2G 系统在支持业务种类、安全性、系统容量等方面得到提升，但由于 2G 建立的初衷是实现语音传输和数据的低速传输，在 1996 年，出现了为实现中速数据传输而产生的 GPRS（General Packet Radio Service）和 IS-95B 等系统。随着数据和多媒体传输网络的发展，第三阶段发展的第三代移动通信（3G）的出现实现了人们进行宽带移动通信的目标。3G 主要有 WCDMA（欧洲和日本）、CDMA2000（北美）、TD-SCDMA（中国）三大技术标准<sup>[2 3]</sup>。3G 系统采用抗干扰、数据检测、编码和天线等方面的许多先进技术，支持像图像、视频、会话语言、数据传输等多种业务。2012 年 1 月 18 日，ITU 组织将 LTE-Advanced 和 WirelessMAN-Advanced 技术规范确立为 IMT-Advanced 国际标准，中国主导的 TD-LTE-Advanced 和 FDD-LTE-Advanced 同时并列成为 4G 国际标准。4G 系统采用 OFDMA（Orthogonal Frequency Division Multiple Access）或 SC-FDMA（Single Carrier-frequency division multiple access）高效多址接入技术，与 MIMO（Multi-input Multi-Output）技术组合，大幅度的提高了系统容量和可靠性<sup>[4]</sup>。在 4G 技术标准中，对 OFDM（Orthogonal Frequency Division Multiplexing）和 MIMO 技术的应用很广泛，为了人们更快更可靠的进行通信，这些技术中还有很多需要解决的问题，是值得深入研究的，其中 OFDM 技术的频偏估计算法是本文研究目标。

## 1.2 OFDM 技术发展和优缺点

### 1.2.1 OFDM 技术的发展

正交频分复用 (OFDM) 技术已在实际无线通信系统中得到较好的应用。OFDM 技术思想最早是由 R.W.Changz 在文献[5]中提出, 当时实现 OFDM 系统中严格正交的子载波比较困难, 采用模拟滤波的方式进行子载波分离比较复杂, 且由于通信行业发展处于起步阶段, 频谱资源相对富裕, OFDM 技术没有受到重视和发展。后来, Weinstein 和 Ebert 等人在 1971 年应用 IDFT (Inverse Discrete Fourier Transform) 和 DFT (Discrete Fourier Transform) 方法研制出了一个完整的多载波传输系统, 即 OFDM 系统<sup>[6]</sup>, 不再需要大量的振荡器等硬件就可实现 OFDM 符号的调制解调, 简化了系统。不过在应用时, 用于傅里叶变化的设备比较复杂, 加上发射机和接收机的振荡器稳定性较差并对功放的线性要求较高等原因使得 OFDM 技术的进一步发展受到制约。数字信号处理技术和大规模以及超大规模集成电路技术的高速发展, 产生了可进行高效 FFT 运算的专用芯片, 这使 OFDM 技术在九十年代再次引起了无线通信研究者的广泛关注, 得到了快速发展。Peled 和 Ruiz<sup>[7]</sup>在 1980 年提出将 CP (Cyclic Prefix) 加入 OFDM 符号作为保护间隔, 从而即有效的应对了多径时延扩展问题又保证子载波间的正交性。之后, OFDM 技术被应用到诸多无线通信标准中, 如 DAB (Digital Audio Broadcasting)<sup>[8]</sup>、DVB (Digital Video Broadcasting)<sup>[9]</sup>、无线局域网 IEEE802.11a/g 和 HIPERLAN/2<sup>[10][11]</sup>与无线广域网 IEEE802.16a/d/e<sup>[12]</sup>等标准中。

OFDM 技术凭借其优势, 在理论和实用上得到了成熟发展, 很多系统对其成功地进行了应用, 已成为 4G 的接入技术之一, 预计在 5G 中仍将被作为主要的调制方式。

### 1.2.2 OFDM 技术的优点

OFDM 技术通过相互正交的可部分重叠的一组子载波以并行方式传输数据, 这带来了诸多优势<sup>[13]</sup>:

(1) 实现方式简单。有专用芯片进行高效的 IFFT/FFT 运算, 从而简化了 OFDM 符号的调制解调。

(2) 高效的频谱效率。子载波间隔可以设置成不同的大小, 小的间隔拥有更高的频谱利用率 (可趋于 2Baud/Hz), 且子载波之间可有部分重叠。

(3) 抗多径影响能力强。高速传输的串行数据在 OFDM 系统中转换成相对低速传输的并行数据以调制到不同的子载波上同时传输, 这相对增加了符号的发送时间, 可减少多径时延引起的符号间的干扰 (ISI), 且 CP 的加入对预防 ISI 有更好的效果。

(4) 可非对称速度传输。用不同数量的子载波实现上下行不对称速度的数据传输。

(5) 多种调制技术可并存。OFDM 系统的一组子载波中每个子载波可分别调制且

可以联合编码,使系统灵活编码调制并有强抗衰落能力。

(6) 抗频率选择性衰落或窄带干扰能力强。被干扰的子信道仅仅是少量的且可用纠错技术解除干扰。

(7) OFDM 技术能够不间断的探测信道特性,信道的传输能力随着时间不断的变化,OFDM 技术可以动态的去适应。还可通过使用信道条件较好或放弃信道条件较差的子载波以保证可靠稳定的数据传输。

(8) 高达上千个数字信号在系统中能被同时分辨出来,实现窄带高速传输。即使是在干扰载波附近的子载波上工作也能保持可靠运行。

(9) 易与其他技术结合。无多址功能的 OFDM 和 TDMA、CDMA、FDMA 等多址技术结合成多用户系统,还可和 MIMO 技术结合,组成高性能的多用户 MIMO-OFDM 系统。

总之,OFDM 技术的使用大大提高了人们进行通信的速度和质量。

### 1.2.3 OFDM 技术的缺点

OFDM 技术的运行机制带来了一些缺点<sup>[1]</sup>:

(1) OFDM 系统对频偏、相位噪声和定时误差更敏感<sup>[14]</sup>。小小的频偏都会造成 OFDM 系统子载波间的非严格正交而导致 ICI。另外相位噪声引起 ICI 是通过旋转和扩散码元星座点。符号定时误差即可引起相位失真又可导致 ISI,且 ISI 不能消除。

(2) 峰值功率比(PAPR)过大,对线性放大器的要求高<sup>[14]</sup>。当多载波系统接收的多个子信道信号的相位相同或接近时,接收信号的瞬间功率会过大,产生过大的 PAPR。过大的 PAPR 需要更复杂的 AD/DA 模块和线性范围更宽的放大器。另外,若线性放大器的最大输出功率限制了信号的峰值,会在相应和临近的频段之间出现干扰。

(3) 对信道估计要求更高。在高速移动环境下,信道参数变化快,如不能高效准确的获取信道参数,对 OFDM 系统的影响很大。

所以,频偏这一参数的估计是 OFDM 系统适应当代以及未来复杂传输环境所需要继续深入研究的难题之一。

## 1.3 国内外研究现状

近年来,众学者对 OFDM 系统频移估计问题进行了探索。本文研究的算法大致可分为基于数据辅助的 CFO 估计算法和基于非数据辅助的 CFO 估计算法。其中,非数据辅助性算法主要利用的是系统中已有的信号部分,如 CP 或用户数据,不需要增加额外开销;数据辅助性算法需要传输额外的已知数据,通过信道对已知数据的影响来估计频偏值,又可分为基于训练序列和基于导频的 CFO 估计算法。基于训练序列的 CFO 估计算法是在发送用户数据前发送的一段用于进行估计的已知序列,因此估计性能较好,但由于其专门发送训练序列时不能发送用户数据,传输效率会降低外也会对时变

性比较快的信道很难适应；基于导频的 CFO 估计方法则允许在估计的同时传输数据符号，牺牲一定的频谱效率来换取精度，可进行快速估计或跟踪；基于非数据辅助的 CFO 估计算法可进行快速估计，但由于使用的数据有限（如 CP），估计精度一般比前两者要低。

(1) 基于非数据辅助的 CFO 估计算法。在基于非数据辅助的 CFO 估计算法中以基于 CP 的算法为代表。在文献[15] 中 Sandell M、Borjesson P O、Van de Beek J J 等人首先提出了利用 OFDM 符号的 CP 进行 CFO 估计的算法。该算法利用接收信号 CP 数据与 OFDM 符号中 CP 对应来源部分数据之间存在一定的相位差，利用这两部分的时域信号进行相关运算求相位差再求取频偏值。此算法简单计算量小，在 AWGN 信道中估计精度较高，但在多径信道中估计精度不理想，且只能估计半个子载波间隔的范围。如果时间同步的起始点和正确位置相差 CP 的长度以上，还会引起 ICI，即易受时间同步误差的影响。多径环境下接收信号的 CP 部分有部分数据是受到前一个符号干扰的，这导致 CP 与来源部分相关性变差，随着信噪比的增加性能增加不明显，且复乘运算量较大。2004 年秦升平博士在文献[46]中提出先求平均在再求相关运算的非相关运算方法，且需要多个连续的符号数据参与运算，平滑了噪声且计算复杂度降低。2006 年周恩博士在文献[16]中只取最佳相关长度的数据参与估计运算获得了高信噪比下更高的估计精度，大大减少了多径的影响，且可仅使用一个符号。在文献[17]中刘斌、陈西宏等人于 2008 年在周恩博士思路基础上利用较多连续符号的最佳相关长度数据进行 CFO 估计，增加了估计运算的数据量，提高了精度。但此算法由于需要多个连续 OFDM 符号的到达使得估计时延变大，对某些要求实时性特别好的系统适应性较差。文献[18]中郭欣欣等人在 2011 年提出在循环前缀中加入相位信息丰富的四元序列 $[1, -1, j, -j]$ ，在不增加额外数据时增加额外信息，使得估计性能在高信噪比下较好。针对以上算法的估计范围一般都为半个子载波间隔，在文献[19]中 Aswini S H, Lekshmi B N, Sekhar S 等人在 2014 年利用减小进行相关运算求相位差的采样值之间的延迟可以增大估计范围的特点，提出了一种特殊的 CS 结构作为 GI，利用这种 GI 进行求相位差运算来求取频偏估计值，增加了估计范围，但估计精度有较大损失，这是因为噪声的偶然性在这种结构下的影响会变大。针对估计精度问题，文献[20]中 Sai Prakash S, Lakshmi J 等人在 2015 年基于 CP 的 CFO 估计算法提出了一种迭代算法，其估计精度有所提升，但计算复杂度也会增加。以上算法的 MSE 曲线在多径影响下会随着信噪比增加出现“变缓”现象，Hyong-Goo Jeon, Kyoung-Soo 等人 2011 年在文献[21]中提出了一种非数据辅助的估计算法，利用一个 OFDM 内的有一定时间差的过采样数据进行运算，由于不受 CP 的限制，使得算法的 MSE 曲线在多径下的“变缓”现象消失，但估计范围一般也为半个子载波间隔。

(2) 基于训练序列的 CFO 估计算法。基于训练序列的 CFO 估计算法对慢时变

信道或对 CFO 估计实时性要求不强的系统中应用较广。此方法最先由 Moose 在文献[22]中提出,利用具有强相关性的训练序列求相位差, Schmidl 等人在文献中[23]进行改进,之后诸多学者基于此进行了基于前导序列的 CFO 估计算法研究<sup>[24-29]</sup>。一般地,在数据传输初始阶段进行 CFO 估计时需要大范围的估计算法,而在基于训练序列的 CFO 估计算法中可通过缩短进行相关运算的数据之间的时延可以增大估计范围。可将多个同样的训练符号在短时间发送来缩短时延。2010 年 Jianghua Wei 等人在文献[48]中、2013 年 Liangyu 在文献[49]中分别利用不同重复次数的 PN 序列作为训练符号对估计范围和精度进行了改进,但计算量有所增加(训练序列采用强相关特性的 PN 序列可有更优性能)。

(3) 基于导频的 CFO 估计算法。基于导频的 CFO 估计算法是在发射端把精心设计的特殊导频插入到频域特定子载波位置上,这些导频用于在接收端进行时频同步、信道估计和恢复等。Classen 在文献[30]首次提出可利用导频来捕获并跟踪 CFO,很多学者基于此进行了导频结构、导频位置、导频内容等方面的研究,以更好的估计<sup>[31-37]</sup>。此类算法比较适用于连续传输数据的系统,像 DVB-T 等系统。且像 DVB-T 等系统中的子载波数量一般很大,可牺牲少量子载波作为导频。在基于导频的 CFO 算法中,通常分为粗估计的捕获阶段和细估计的跟踪阶段,且其性能与导频结构、导频位置、导频内容密切相关。

另外,还可将以上三种形式的 CFO 估计算法结合,使估计性能更好。

总之,非数据辅助的 CFO 估计算法的优势是不占用额外的资源,但估计精度和范围往往不是很理想;而基于数据辅助的算法需要额外的传输已知数据,占用了额外的资源,精度和范围可以相互平衡。所以以上不同方法优缺点并存,本文要探索各方面性能更优的估计方案。

## 1.4 论文的主要工作和结构安排

本文分析了无线信道特征、OFDM 系统频偏产生的原因和频偏对 OFDM 系统的影响,并在此基础上对基于非数据辅助、基于导频和训练序列的数据辅助 CFO 估计等算法进行了理论分析,并基于 MATLAB 仿真平台对这些算法进行了仿真验证。

对估计范围大的基于一种循环后缀的 CFO 估计算法进行了改进,使得估计精度以及计算复杂度上有所改善。本文设计了两种保护间隔的结构,在不占用系统额外资源的前提下,保证了估计精度,也增大了估计范围。并给出了算法分析和仿真分析。

本文的结构安排如下:

第一章是绪论,论述了无线通信的对人们的重要性、OFDM 技术对无线通信的重要性、OFDM 技术发展历史和优缺点以及 OFDM 系统 CFO 估计算法研究现状,并说明了本文研究的重点工作。

第二章讨论了无线信道和 OFDM 技术。重点分析了信道中小尺度衰落以及几种重

要信道模型，介绍了 OFDM 技术的调制与解调原理、频偏引起子载波间干扰、CP 和 CS 在 OFDM 系统存在的意义。

第三章首先给出了 CFO 估计算法的仿真模型，然后重点讨论了几种基于非数据辅助的 CFO 算法、几种基于训练序列的 CFO 估计算法和基于导频的 CFO 估计算法，分析这三类方法的优缺点，并给予仿真验证。

第四章在第三章分析的基础上，首先针对基于一种 CS 的 CFO 估计技术的进行了在多径下降低“趋缓”现象的改进；其次结合循环后缀和循环前缀的特点，给出了 CP+CS 结构的 GI，并进行了分析与仿真研究，给出了优缺点；最后针对 CP+CS 算法结构估计时延大的缺点进行了改进，提出了一种和传统 CP 结构很相近的结构作为保护间隔，即 2CP 结构，基于此结构 GI 的频偏估计算法能够在 1 个符号内完成估计运算，且保证算法性能。

最后进行了全文工作总结，并阐述了论文在未来可研究的内容。

## 第2章 无线信道与 OFDM 系统分析

### 2.1 无线信道

与有线信道的可预知性相比，无线信道的随机性较强，传输环境复杂。无线信道中信号的传播通常是信号经反射、折射、散射等物理现象产生的多个路径并存，而且受天气、周围建筑物植被等分布、通信设备位置分布以及移动等众多因素的影响，无线信道的复杂性对 OFDM 系统有直接影响，所以有必要探讨无线信道。

#### 2.1.1 无线信道的特点

经过无线信道的信号幅度在时频域上往往是波动的，加性噪声和衰落是引起无线信号波动的主要来源，加性噪声是普遍存在的，其作用可看作在传输信号上进行直接相加的干扰，而衰落在无线信道上引起非加性的干扰。

图 2-1 所示为无线信道中衰落的分类与组成，大致存在大、小尺度衰落两种<sup>[38]</sup>。大尺度衰落在无线终端移动较长的距离时产生，由路径损耗和体积较大物体形成的阴影衰落组成<sup>[39]</sup>。小尺度衰落是无线终端在短长度距离内移动时，多条路径以可变的不同相位叠加引起信号的快速波动，含多径衰落和时变衰落<sup>[40]</sup>。针对小尺度衰落，根据多径时延的相对扩展，多径衰落可用信道的频率选择性来描述分为频率选择性衰落和平坦衰落；根据多普勒扩展，时变衰落用信道在时间上的波动，可分为快衰落和慢衰落<sup>[41]</sup>。

一般地，增强发射功率、提高接收器灵敏度或小区合理规划等方法可以降低大尺度衰落影响，实现比较容易。而小尺度衰落容易引起符号间干扰和子载波间干扰，变化迅速，是研究的热点和难点，将重点分析小尺度衰落。

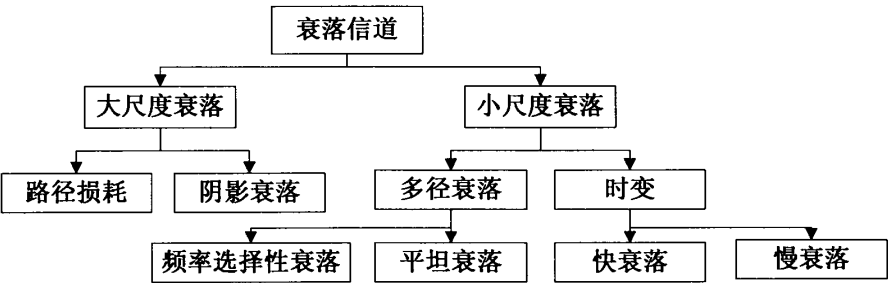


图 2-1 衰落信道分类

#### 2.1.2 小尺度衰落分析

小尺度衰落与多径、移动台和周围物体的速度以及信道和信号带宽有关。其中的平坦衰落是指在一个符号周期内衰落是一样的，如瑞利衰落；频率选择性衰落是指一个符号周期内衰落是变化的，不同的频率上衰落不同。时变衰落是由发送端与接收端的相对移动带来的多普勒效应引起的，可用多普勒扩展  $B_d$  和相干时间  $T_c$  描述。多径衰

落和时变衰落两者是独立的，信号和信道参数不同的条件产生不同的衰落，如表 2-1：

表 2-1 小尺度衰落信道条件

类型	参数	衰落类型	条件
多径衰落	信号带宽 $B_s$ 、时延扩展 $\sigma_\tau$ 、符号周期 $T_s$ 、相干带宽 $B_c$	平坦衰落	$B_s \ll B_c$ 和 $T_s \gg \sigma_\tau$
		频率选择性衰落	$B_s > B_c$ 和 $T_s < \sigma_\tau$
时变衰落	信号带宽 $B_s$ 、多普勒扩展 $B_d$ 、符号周期 $T_s$ 、相干时间 $T_c$	慢时变	$B_s \gg B_d$ 和 $T_s \ll T_c$
		快时变	$B_s < B_d$ 和 $T_s > T_c$

表 2-2 功率时延分布举例：ITU-R 步行 A 模型

抽头	相对时延 (ns)	平均功率 (dB)
1	0	0.0
2	110	-9.7
3	190	-19.2
4	410	-22.8

功率时延分布可用来描述多径衰落，表 2-2 给出了 ITU-RA 步行信道模型的功率时延分布<sup>[14]</sup>，每个多径信号都有不同相对时延和平均功率。每条路径的相对时延是对第一条路径的相对时延，每条路径的平均功率是对第一条路径功率的归一化后给出<sup>[42]</sup>。

可由功率时延分布的一阶距给出平均相对时延  $\bar{\tau}$ <sup>[14]</sup>：

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_i a_i^2 \tau_i}{\sum_i a_i^2} = \frac{\sum_i \tau_i P(\tau_i)}{\sum_i P(\tau_i)} \quad (2-1)$$

其中， $P(\tau_i)$  为第  $i$  路径的功率， $a_i$  为幅度、 $\tau_i$  为相对时延。由功率时延分布的二阶中心距的平方根给出均方根时延扩展  $\sigma_\tau$ <sup>[14]</sup>：

$$\sigma_\tau = \sqrt{\tau^2 - (\bar{\tau})^2} \quad (2-2)$$

其中，

$$\tau^2 = \frac{\sum_i a_i^2 \tau_i^2}{\sum_i a_i^2} = \frac{\sum_i \tau_i^2 P(\tau_i)}{\sum_i P(\tau_i)} \quad (2-3)$$

相干带宽是指频率幅度之间相关性较好的一定频率范围，用  $B_c$  表示，与  $\sigma_\tau$  成反比，其具体大小与定义时的相关函数大小有关，当相关函数  $\geq 0.9$  时  $B_c$  为<sup>[14]</sup>：

$$B_c \approx \frac{1}{50\sigma_\tau} \quad (2-4)$$

当  $B_c$  小于信号带宽  $B_s$  时，信号受到频率选择性衰落，信道的时延扩展远大于符号周期，时域的 ISI 很明显；反之，信道对信号产生平坦衰落，当前的符号不对下个符号产生多



大影响, ISI 不明显。

由收发端相对移动产生的多普勒效应会使接收信号频谱展宽, 可用  $f_d$  表示展宽的程度<sup>[38]</sup>:

$$f_d = \frac{v}{\lambda} \cos \theta = \frac{vf_c}{c} \cos \theta = f_m \cos \theta \quad (2-5)$$

其中,  $f_c$  和  $v$  分别为信号频率和终端设备速度,  $c$  为光速,  $\theta$  为终端移动方向与信号传输方向的夹角,  $f_m$  为最大多普勒频移。相干时间与多普勒扩展成反比, 其大小与定义时相关函数值有关, 相关函数值大于 0.5 时的  $T_c$  为<sup>[38-39]</sup>:

$$T_c \approx \frac{9}{16\pi f_m} \quad (2-6)$$

在快衰落信道中, 相干时间比符号的周期小, 在一个符号周期内信道脉冲响应快速变化。

传输  $f_c$  频率大小的正弦信号时, 接收信号频谱会落在  $(f_c - f_m) \sim (f_c + f_m)$  范围内, 此时假设散射体均匀分布在  $[0, 2\pi]$  之间, 接收信号功率谱为经典 Jake 功率谱<sup>[43]</sup>:

$$S(f) = \frac{3\sigma_s^2}{2\pi f_m} \sqrt{1 - \left(\frac{f - f_c}{f_m}\right)^2} \quad (2-7)$$

其中,  $f_c$  为载频,  $-f_m < f - f_c < f_m$ ,  $f_d = f - f_c$ ,  $\sigma_s^2 = \sum_l \sigma_l^2$  为接收信号总功率,  $\sigma_s^2 = a \cdot \sum_l \sigma_l^2 = 1$  是对总功率归一化处理,  $a$  是归一化常数,  $\sigma_l^2$  是信道第  $l$  径  $h_l$  的平均功率  $\sigma_l^2 = E\{|h_l(n)|^2\}$ 。此时  $S(f)$  的傅立叶逆变换为信道时间间隔的自相关函数<sup>[43]</sup>:

$$R_{hh}(\Delta t) = E\{h_l(t) \cdot h_l(t + \Delta t)\} = IDFT(S(f)) = \sigma_l^2 \cdot J_0(2\pi f_m \Delta t) \quad (2-8)$$

经典多普勒功率谱  $S(f)$  及其自相关函数  $R_{hh}(\Delta t)$  如图 2-2 所示。

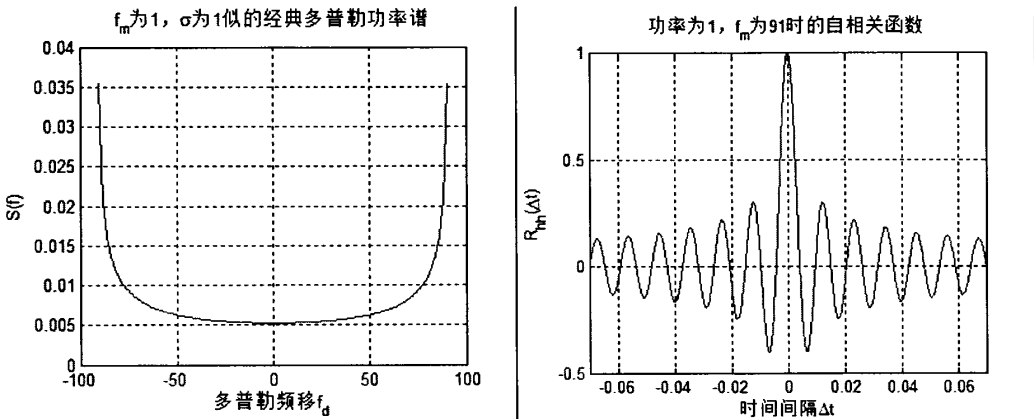


图 2-2  $S(f)$  和其自相关函数

### 2.1.3 几种重要无线信道统计模型

## (1) AWGN (Additive White Gaussian Noise) 信道

最基本的噪声与干扰信道模型是 AWGN 信道模型。其拥有高斯分布的幅度和均匀分布的功率谱密度, 也就是说 AWGN 信道模型只有加性高斯白噪声, 没有任何其他失真。AWGN 信道的双边带白噪声功率谱密度定义为:

$$S_{NN}(f) = N_0 / 2, \quad -\infty < f < +\infty \quad (2-9)$$

若实际系统带宽为  $B$ , 则系统抽样频率  $f_s$  大于  $2B$ , 所以式 (2-9) 在实际系统为:

$$S_{NN}(f) = N_0 / 2, \quad -f_s < f < f_s \quad (2-10)$$

设噪声功率为  $P$ , 则  $P / f_s = N_0 / 2$ ,  $\sigma_N^2 = P = f_s \cdot N_0 / 2 \xrightarrow{f_s=1/T_s} N_0 = 2\sigma_N^2 / f_s = 2T_s\sigma_N^2$ ,  $\sigma_N^2$  为高斯白噪声的方差。

## (2) 多径衰落信道

多径接收信号的连续基带等效与抽样基带等效模型表示为<sup>[40]</sup>:

$$y(t) = \sum_l a_l(t)x(t - \tau_l(t)) = y_I(t) + j \cdot y_Q(t) \quad (2-11)$$

$$y[m] = \sum_l h_l[m] \cdot x[m-l] \quad (2-12)$$

其中,  $x(t)$  是连续发送信号和  $y(t)$  连续接收信号,  $y_I(t)$  和  $y_Q(t)$  是相互独立的同相与正交的高斯随机过程;  $x[m]$  是发送信号在第  $m$  时刻的采样,  $y[m]$  是接收信号在第  $m$  时刻的采样,  $h_l(m)$  是第  $l$  径的第  $m$  时刻的信道冲激响应。

瑞利平坦衰落模型是由许多的散射径组成, 其分布可表示为<sup>[40]</sup>:

$$h[m] \sim N(0,1/2) + j \cdot N(0,1/2) \sim c \cdot N(0,1) \quad (2-13)$$

其中,  $c$  为复数参数。接收信号包络服从瑞利分布, 其 PDF (Probability Density Function) 为:

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right), r \geq 0 \quad (2-14)$$

其中,  $\sigma^2$  是包络检测之前的信号总功率,  $y_I(t)$  和  $y_Q(t)$  的方差。

莱斯信道模型是许多散射径加上一个直射径组成的, 信道分布为<sup>[40]</sup>:

$$h[m] \sim \sqrt{\kappa} + c \cdot N(0,1) \quad (2-15)$$

其中  $\kappa$  为莱斯参数。其接收信号包络服从莱斯分布, 其 PDF 为:

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{A^2 + r^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{A \cdot r}{\sigma^2}\right), r \geq 0 \quad (2-16)$$

其中,  $A$  是时域上的信号幅度峰值,  $I_0(\cdot)$  是第一类零阶贝塞尔函数。一般定义莱斯因子来描述莱斯分布:  $K = A^2 / 2\sigma^2$ , 当  $K = 0$  时, 退化为瑞利分布; 当  $K \gg 1$  时, 莱斯分布趋向高斯分布。

频率选择性信道的幅度可用 Nakagami 分布表示,  $m$ -Nakagami 随机变量的 PDF 为 [40],

$$p(r) = \frac{2m^m r^{2m-1}}{\Gamma(m)\Omega^m} e^{-mr^2/\Omega}, r \geq 0 \quad (2-17)$$

其中,  $\Omega = E(r^2)$ ,  $m = E^2(r^2)/\text{Var}(r^2)$ ,  $m \geq 0.5$ 。当  $m=1$  时为瑞利分布; 当  $m=(K+1)^2/(2K+1)$  时为莱斯分布; 当  $m \rightarrow \infty$  时, 将向高斯分布趋近。

## 2.2 OFDM 技术原理

### 2.2.1 OFDM 调制与解调

#### (1) OFDM 调制

OFDM 系统发送端先将比特流经 PSK/QAM 调制, 再将调制后的序列每  $N$  个组成可并行发送的一组组符号, 可方便把每组符号调制到  $N$  个子载波上 [14]。设  $X_l[k]$  为第  $k$  个子载波上调制的第  $l$  个符号,  $l=0,1,\dots,\infty$ ,  $k=0,1,\dots,N-1$ , 并行转换使得  $N$  个符号的传输时间延长到  $NT_s$  (单个 OFDM 符号的持续时间  $T_{\text{sym}}$ ), 令  $\Psi_{l,k}$  表示第  $k$  个子载波上第  $l$  个 OFDM 信号:

$$\Psi_{l,k} = \begin{cases} e^{j2\pi f_k(t-lT_{\text{sym}})} & , 0 < t \leq T_{\text{sym}} \\ 0 & , \text{其他} \end{cases} \quad (2-18)$$

同频带信号表示为:

$$x_l(t) = \text{Re} \left\{ \frac{1}{T_{\text{sym}}} \sum_{l=0}^{\infty} \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} X_l[k] \Psi_{l,k}(t) \right\} \right\} \quad (2-19)$$

基带信号为:

$$x_l(t) = \sum_{l=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{N-1} X_l[k] e^{j2\pi f_k(t-lT_{\text{sym}})} \quad (2-20)$$

在时刻  $t = lT_{\text{sym}} + nT_s$ ,  $T_s = T_{\text{sym}}/N$ ,  $f_k = k/T_{\text{sym}}$ , 对式 (2-20) 进行采样, 得到与之对应的离散 OFDM 符号:

$$x_l[n] = \sum_{k=0}^{N-1} X_l[k] e^{j2\pi kn/N}, \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (2-21)$$

可见式 (2-21) 是 PSK/QAM 数据符号  $\{X_l[k]\}_{k=0}^{N-1}$  的  $N$  点 IDFT, 用 IFFT 可快速处理。

#### (2) OFDM 解调

由于子载波间是正交的, 从  $y_l(t) = \sum_{k=0}^{N-1} X_l[k] e^{j2\pi f_k(t-lT_{\text{sym}})}$ ,  $lT_{\text{sym}} < t < lT_{\text{sym}} + nT_s$  的

基带信号中可求出发送符号  $X_l[k]$ <sup>[14]</sup>:

$$\begin{aligned}
 Y_l[k] &= \frac{1}{T_{sym}} \int_{-\infty}^{\infty} y_l(t) e^{-j2\pi f_k(t-lT_{sym})} dt \\
 &= \frac{1}{T_{sym}} \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{i=0}^N \{X_l[i] e^{j2\pi f_i(t-lT_{sym})}\} e^{-j2\pi f_k(t-lT_{sym})} dt \\
 &= \sum_{i=0}^{N-1} X_l[i] \left\{ \frac{1}{T_{sym}} \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi(f_i-f_k)(t-lT_{sym})} dt \right\} = X_l[k]
 \end{aligned} \quad (2-22)$$

令  $\{y_l[n]\}_{n=0}^{N-1}$  为 OFDM 接收符号  $y_l(t)$  在  $t=lT_{sym}+nT_s$  时刻的采样。式 (2-22) 调制可以用离散时域形式:

$$\begin{aligned}
 Y_l[k] &= \sum_{n=0}^{N-1} y_l[n] e^{j2\pi kn/N} \\
 &= \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} X_l[i] e^{j2\pi in/N} \right\} e^{-j2\pi kn/N} \\
 &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{N-1} X_l[i] e^{j2\pi(i-k)n/N} = X_l[k]
 \end{aligned} \quad (2-23)$$

式 (2-23) 是  $\{y_l[n]\}_{n=0}^{N-1}$  的  $N$  点 DFT, 用 FFT 算法可高效计算。

### (3) OFDM 调制与解调示意图

图 2-3 表示 OFDM 的调制和解调过程, 其有 6 个子载波数, 频域信号  $X[k]$  调制频率为  $f_k = k/T_{sym}$ 。原来符号周期  $T_s$  扩展至  $NT_s$ 。子载波正交性的实现如图 2-4。

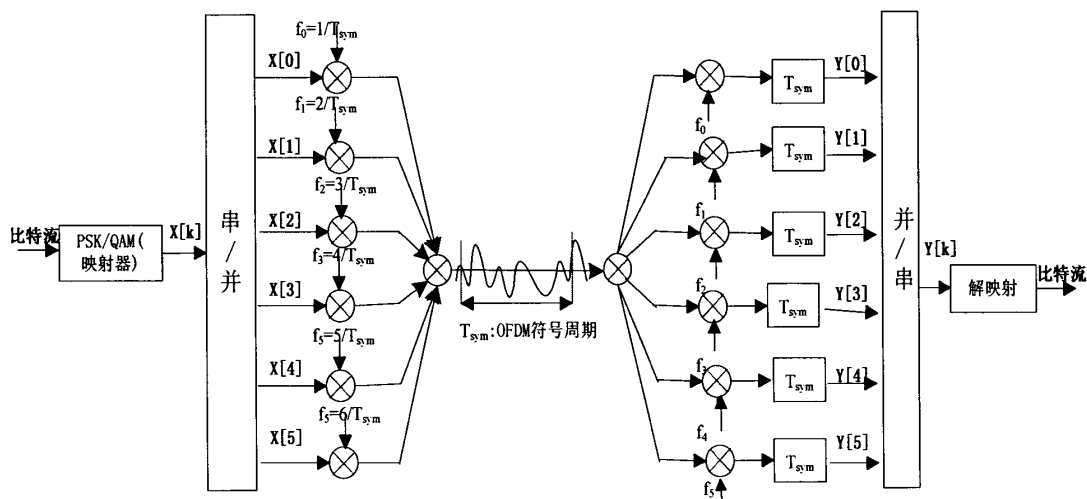


图 2-3 OFDM 调制和解调

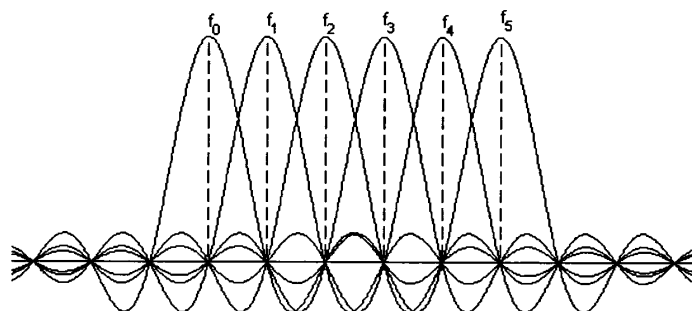


图 2-4 子载波正交性的实现

### 2.2.2 子载波间干扰分析(ICI)和信干比 (SIR)

归一化频偏包括整数倍的子载波间隔频偏和小数倍的子载波间隔频偏。其中大小为  $\varepsilon_i$  的整数倍子载波间隔频偏使第  $k$  个子载波上的传输信号  $X[k]$  在接收端被循环移位，其对应的接收信号为  $X[k - \varepsilon_i]$ ，采样点仍在各个子载波正交点上，不产生 ICI，但这种循环移位使解调后的误码率可达 50%<sup>[44]</sup>；小数倍子载波间隔频偏引起子载波频率分量的幅度、相位失真，且破坏子载波间正交性而产生 ICI<sup>[14]</sup>。

收发端载波频率之间的偏差和多普勒频移等因素都可造成频偏的产生，图 2-5 给出了至少包含小数倍子载波间隔频偏的影响，大小为  $\Delta f$  的频偏使解调频率上的接收信号受到幅度衰减和严重的 ICI。图 2-6 给出了带多普勒频移的多径信号合成的带频偏的子载波信号，且在一个 OFDM 符号的每个子载波的合成多径的传输环境一样时，产生同样程度大小的频偏。

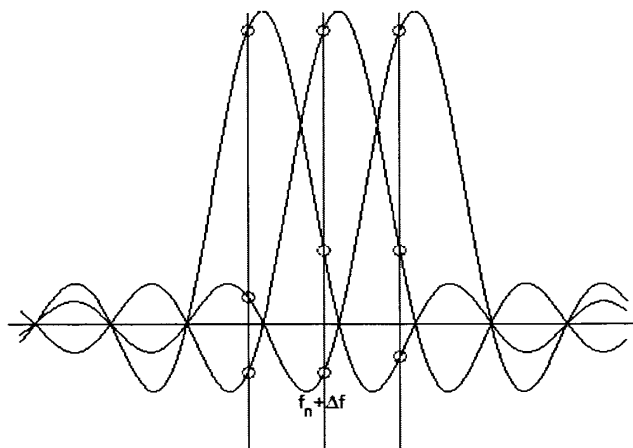


图 2-5 载波在频偏下的影响

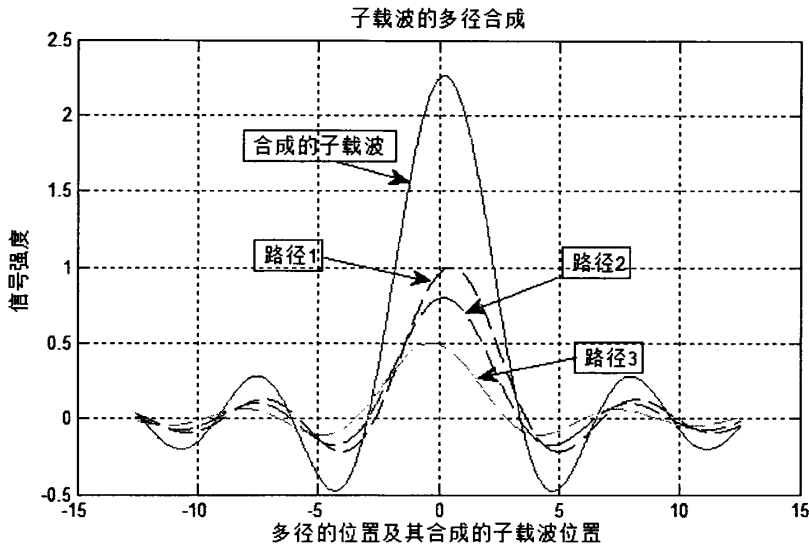


图 2-6 多径合成的子载波

频偏造成的 ICI 对系统的影响程度可以用信干比 SIR 判断<sup>[45]</sup>。设 OFDM 系统中有  $\varepsilon$  大小的频偏,  $r(l)$  为接收信号,  $N$  点 FFT, CP 为  $L$ , 则:

$$r(l) = x(l)e^{j\frac{2\pi}{N}l\varepsilon} + n(l) \quad , \quad l = 0, 1, \dots, N+L-1 \quad (2-24)$$

去掉 CP 并 OFDM 解调后, 第  $k$  个子载波上的数据为:

$$y(k) = \frac{1}{N} e^{j\frac{2\pi}{N}L\varepsilon} \sum_{i=0}^{N-1} s(i) \sum_{m=0}^{N-1} e^{j2m\frac{\pi(i+\varepsilon-k)}{N}} + \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{m=0}^{N-1} n(m) e^{-j\frac{2\pi}{N}km} \quad (2-25)$$

由  $\sum_{m=0}^{N-1} e^{j2m\theta} = \frac{1-e^{j2N\theta}}{1-e^{j2\theta}} = \frac{\sin(N\theta)}{\sin(\theta)} e^{-j(N-1)\theta}$ , 知

$$y(k) = s(k) \frac{\sin \pi \varepsilon e^{-j\pi \varepsilon} e^{j\frac{2\pi}{N}L\varepsilon}}{N \sin \frac{\pi \varepsilon}{N} e^{-j\frac{\pi \varepsilon}{N}}} + \frac{1}{N} \sum_{i=0, i \neq k}^{N-1} s(i) \frac{\sin \pi(i+\varepsilon-k) e^{-j\pi(i+\varepsilon-k)} e^{j\frac{2\pi}{N}L\varepsilon}}{\sin \frac{\pi(i+\varepsilon-k)}{N} e^{-j\frac{\pi(i+\varepsilon-k)}{N}}} + \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{m=0}^{N-1} n(m) e^{-j\frac{2\pi}{N}km} \quad (2-26)$$

其中, 式 (2-26) 右边第一部分为有用信号, 第二部分为第  $k$  个子载波受到其他子载波的干扰, 第三部分是噪声干扰部分, 则 SIR 可表示为:

$$SIR = \frac{E \left[ \left| s(k) \frac{\sin \pi \epsilon e^{-j\pi \epsilon} e^{j\frac{2\pi}{N} L \epsilon}}{N \sin \frac{\pi \epsilon}{N} e^{-j\frac{\pi \epsilon}{N}}} \right|^2 \right]}{E \left[ \left| \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} s(i) \frac{\sin \pi(i+\epsilon-k) e^{-j\pi(i+\epsilon-k)} e^{j\frac{2\pi}{N} L \epsilon}}{\sin \frac{\pi(i+\epsilon-k)}{N} e^{-j\frac{\pi(i+\epsilon-k)}{N}}} \right|^2 \right]} = \frac{\left| \frac{\sin \pi \epsilon}{\sin \frac{\pi \epsilon}{N}} \right|^2}{\left| \sum_{i=1}^{N-1} \frac{\sin \pi(i+\epsilon)}{\sin \frac{\pi(i+\epsilon)}{N}} \right|^2} \quad (2-27)$$

图 2-7 是基于式 (2-27) 的 OFDM 系统 SIR 与 CFO 大小的关系曲线, 可知 SIR 随着 CFO 的增大会快速减小, SIR 随着 CFO 的减小会快速增大。当 CFO 大小接近 0 或 1 时, SIR 的变化速度加快。当 CFO 大小逐渐靠近零时, SIR 急速增加, 向正无穷方向增加; 当 CFO 大小逐渐靠近+1 或-1 时, SIR 急速降低, 向负无穷方向增加。所以估计出 CFO 的大小, 使之越接近零, CIR 越大, 系统性能更好。可见在解调数据之前, 对 CFO 进行估计的重要性。

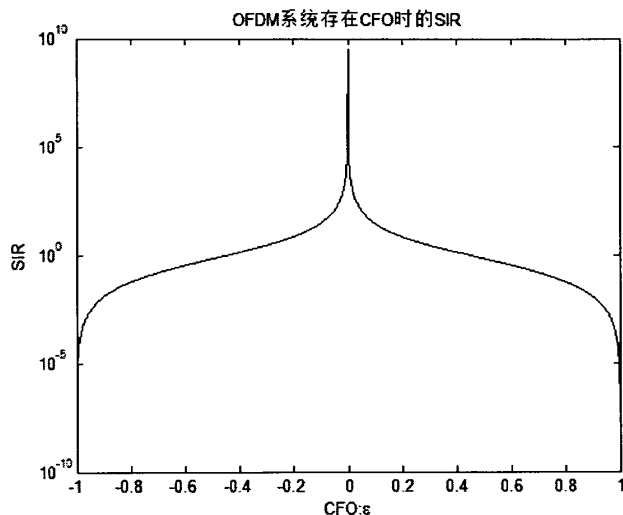


图 2-7 OFDM 系统 SIR 与 CFO 大小的关系

### 2.2.3 保护间隔

多径信道会引起连续的两个 OFDM 符号产生 ISI, 为了保证系统的性能, 在两个连续的 OFDM 符号之间插入 GI, 可使前一个符号对下一个符号的干扰部分落在保护间隔内, 而使下个符号的有用数据免遭干扰。保护间隔可用零数据来填充 (ZP 方法) 也可用 CP 或 CS 来填充。因为 OFDM 信号要求在 FFT 积分时间内对所有的子载波来说都应该是完整的周期, 当采用 ZP 方法时, 因多径时延, 就可能在在一个 FFT 积分时间内各个子载波不再是一个完整周期, 正交性破坏, 产生 ICI。为此经常使用的是 CP 和

CS 的方式。如图 2-8 所示，CP 结构下的 OFDM 符号是将每个 OFDM 符号尾部  $T_g$  时间内的采样值复制一份到 OFDM 符号的前面作为 GI，这使得符号周期增加了  $T_g$ 。由于在保护间隔内不再是零，即便是多径时延后，在 FFT 周期内各个子载波都是完整的周期，各个子载波间保持正交。另外，GI 的长度往往要远大于多径最大时延，以防止 ISI 的产生。

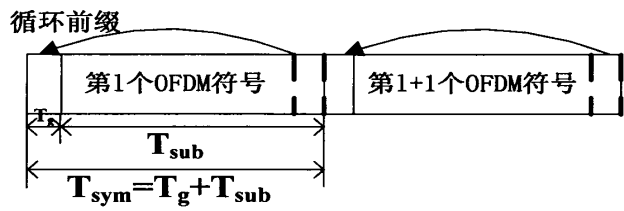


图 2-8 CP 作为保护间隔

2.3 本章小结

本章首先对无线信道的特点、小尺度衰落、几种重要的无线信道模型进行了深入分析；接着，对 OFDM 的基本原理进行了介绍和分析，之后重点分析了 CFO 带来的子载波间的影响，突出了进行 CFO 估计算法进行精确估计的重要性。最后，对 CP 和 CS 在 OFDM 系统中作为 GI 存在的意义进行了介绍，突出了它们的必要性。



### 第3章 OFDM 系统频偏估计算法

OFDM 系统中各个正交的子载波结构对频偏很敏感, 频偏产生的恶劣影响使得系统通过增加发射功率也不能改善系统性能, 且这种恶性的影响随着频偏的增大而加剧。所以载频同步技术是通信系统实际使用中必不可少的, 为了能够准确补偿频偏, 本章研究了基于循环前缀和基于代价函数的非数据辅助频偏估计算法以及基于导频和训练序列的数据辅助的频偏估计算法。

#### 3.1 OFDM 系统频偏信号模型

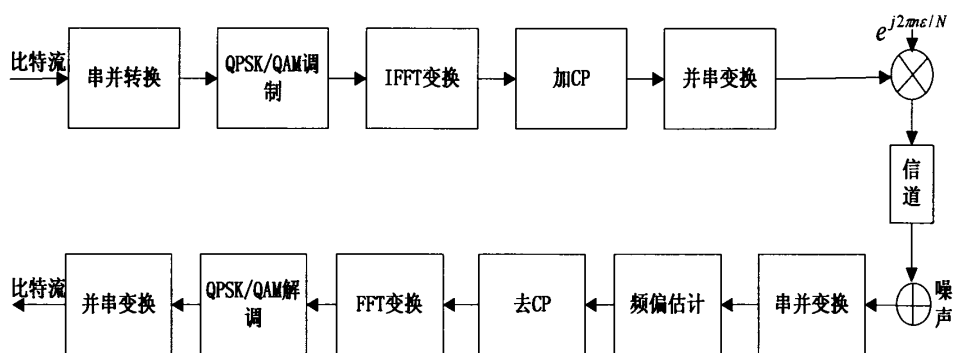


图 3-1 OFDM 系统基带等效模型

OFDM 系统中存在频偏的基带等效模型如图 3-1 所示<sup>[58]</sup>。大小为  $\epsilon$  的频偏对信号的影响是对发送的 OFDM 符号乘上  $e^{j2\pi\epsilon/N}$  因子, 然后通过相应的信道, 若是 AWGN 信道, 则只加入噪声。其中,  $\epsilon$  为频偏  $f_d$  和子载波间隔  $\Delta f$  的之比, 定义为归一化频偏:

$$\epsilon = \frac{f_d}{\Delta f} = \frac{Nf_d}{f_s} \quad (3-1)$$

其中,  $f_s$  是 OFDM 符号速率。

#### 3.2 非数据辅助 CFO 估计方法

频偏的估计可以利用信号中既有的数据进行, 其中包括 GI 和用户数据部分。由于 OFDM 符号间存在 CP, CP 取自 OFDM 符号结尾处, 两部分之间存在一定的相位差, 而相位差中包含频偏的信息, 可利用两部分数据的相关性求相位差从而求取频偏值, 这是基于 CP 的 CFO 估计算法的基本原理。而基于代价函数的 CFO 估计算法则使用了用户数据和部分 CP 数据。本节将介绍基于循环前缀相关性、非相关性以及一种基于代价函数的非数据辅助 CFO 估计算法。

##### 3.2.1 基于循环前缀相关的 CFO 估计算法

Jan-jaap Van de Beek 和 Magnus Sandell 等人于 1997 年提出了基于循环前缀的频偏估计算法<sup>[15]</sup>。大小为  $\epsilon$  的 CFO 对接收信号的影响是频谱的搬移, 使得时域的发射信号

$x[n]$  在接收端变成  $x[n]e^{j2\pi k\varepsilon/N}$ ，即载波频率频移量  $\varepsilon$  引起接收信号的相位进行了  $2\pi\varepsilon n/N$  的旋转。所以 CP 部分与 CP 在同一符号的来源部分因为间隔  $N$  个采样时刻而使两部分的相位旋转产生了  $2\pi\varepsilon N/N = 2\pi\varepsilon$  的差异，所以  $\varepsilon$  可以从这两部分样值的相关运算中求相位角得到：

$$\varepsilon = \left(\frac{1}{2\pi}\right) \arg\{y^*[n]y[n+N]\} \quad , \quad n = -1, -2, \dots, -N_g \quad (3-2)$$

将  $N_g$  (CP 的长度) 个数据点进行平均运算以抵抗噪声影响，增加估计精度：

$$\varepsilon = \frac{1}{2\pi N_g} \arg\left\{\sum_{n=-N_g}^{-1} y^*[n]y[n+N]\right\} \quad , \quad n = -1, -2, \dots, -N_g \quad (3-3)$$

由于  $\arg \rightarrow \tan^{-1}()$ ,  $(-\pi, +\pi)/2\pi = (-0.5, +0.5)$ ，所以此方法的估计范围仅半个子载波间隔。

### 3.2.2 基于循环前缀非相关性的 CFO 估计算法

基于循环前缀的方法在多径下会出现随着信噪比的增大其 MSE 曲线出现“变缓”现象，秦升平在其博士论文[47]中对基于循环前缀相关性算法进行了改进：将循环前缀及其来源部分先分别求取平均值，再用两个均值的相位差求取 CFO 估计值。

接收信号的循环前缀为：

$$r_{cp}(i) = x(i)e^{j2\pi\varepsilon i/N} + n(i) \quad , \quad i = 0, 1, \dots, N_g - 1 \quad (3-4)$$

接收信号中 OFDM 符号尾部的  $N_g$  个数据为：

$$r_{tail}(k) = x(k)e^{j2\pi k\varepsilon/N} + n(k) \quad , \quad k = N, N+1, \dots, N+N_g - 1 \quad (3-5)$$

即：

$$r_{tail}(i) = x(i)e^{j2\pi(i+N)\varepsilon/N} + n(i+N) \quad , \quad i = 0, 1, \dots, N_g - 1 \quad (3-6)$$

式 (3-5) 或式 (3-6) 与式 (3-4) 之间的数据存在的相位差中含有 CFO 信息，且高斯白噪声  $n(i)$  和  $n(k)$  的统计特性相同。

循环前缀和 OFDM 符号尾部的  $N_g$  个数据的平均分别是：

$$E_{cp} = \frac{1}{N_g} \left\{ \sum_{i=0}^{N_g-1} r_{cp}(i) \right\} \quad , \quad i = 0, 1, \dots, N_g - 1 \quad (3-7)$$

$$E_{tail} = \frac{1}{N_g} \left\{ \sum_{i=0}^{N_g-1} r_{tail}(i) \right\} \quad , \quad i = 0, 1, \dots, N_g - 1 \quad (3-8)$$

把式 (3-7) 与式 (3-8) 经相关运算得到 CFO 估计值为：

$$\hat{\varepsilon} = \frac{1}{2\pi} \arg\{E_{cp}^* E_{tail}\} \quad (3-9)$$

此方法先求平均运算来平滑了噪声的影响且复乘运算只进行了一次，大大减少了

算法复杂度和运行时间。一般地，此方法为提高精度需要利用去掉部分受符号干扰的数据（如前 1/4 数据）和连续使用多个 OFDM 符号的数据才能取得较好的精度<sup>[47]</sup>。另外，还可以只利用循环前缀和来源部分中不受符号干扰的最佳相关长度部分进行相关估计运算（本文中使用后 3/4 的数据），来提高 CFO 估计算法在多径信道下的性能<sup>[16]</sup>。

### 3.2.3 基于一种循环后缀相关的 CFO 估计算法

一般意义下的 CS 指的是把每个 OFDM 符号的前  $N_g$  个符号放到 OFDM 符号尾部进行加长，文献[19]设计了另外一种 CS 结构，结构如下：

$x(0)x(1)\dots x(N-N_g-1)$	$x(N-N_g)\dots x(N-1)$	$x(N-N_g)\dots x(N-1)$
----------------------------	------------------------	------------------------

即用原来的 OFDM 符号后面  $N_g$  个采样值放在原来 OFDM 符号的尾部来扩展 OFDM 符号，基于这种 CS 结构的 CFO 估计值为：

$$\varepsilon = \left( \frac{N}{2\pi N_g} \right) \arg \left\{ \sum_{n=-N_g}^{-1} y^*(n+N+1) y(n+N+1+N_g) \right\} \quad (3-10)$$

观察结构特点，可知参与相关运算的一对采样点之间的距离由  $N$  变小成了  $N_g$ ，且通常  $N \gg N_g$ ，由于缩短信号采样值的时间延迟可以增大估计范围，所以此算法的估计范围为：

$$(-\pi, +\pi)N / (2\pi N_g) = (-N, +N) / 2N_g \quad (3-11)$$

即  $|\varepsilon| < N / (2N_g)$ 。可以设置不同的循环后缀长度取得不同的  $N/N_g$  值，且一般  $N \gg N_g$ ，所以估计范围可包括若干个整数子载波间隔。

### 3.2.4 基于代价函数的 CFO 估计算法

2011 年 Hyong-Goo Jeon, Kyoung-Soo Kim 等人提出了一种基于非数据辅助的 CFO 估计算法<sup>[21]</sup>，可以估计出 0.5 倍的频偏，补偿之后通过再次使用此方法可以使估计范围增加到整个子载波间隔范围内。一般地，CP 的长度要大于最大的信道冲击响应才能保证多径环境下的子载波间的正交性。如图 3-2 所示，通过过采样从一个 OFDM 符号得到具有一定时间差的两个 OFDM 符号。如果 CFO 不存在，那么过采样得到的信号在时域可表示为：

$$r(m) = \frac{1}{N} \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} H(k) X(k) e^{j2\pi mk/2N} \quad (3-12)$$

其中， $X[k]$  表示频域发送信号， $H[k]$  表示第  $k$  个子载波的信道频域响应。

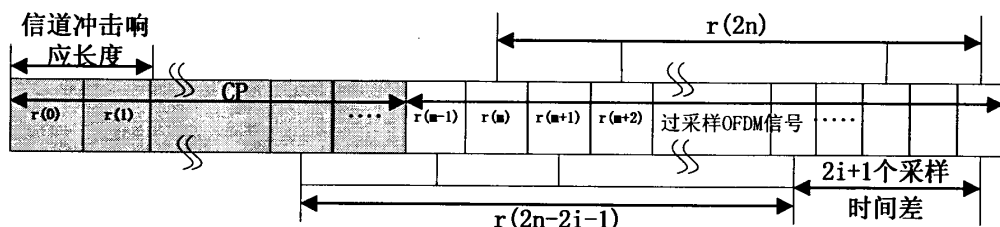


图 3-2 带有时间差的 OFDM 符号

用  $r(2n)$  表示  $r(m)$  的偶数位置的样值, 向 CP 方向偏移  $2i+1$  个采样点的信号表示为  $r(2n-2i-1)$ ,  $i$  是时间差因子, 其长度应该小于 CP 长度和信道冲击响应之差, 即

$$i \leq CPL - L \quad (3-13)$$

其中,  $CPL$  表示 CP 的长度,  $L$  表示信道冲激响应长度。  $r(2n)$  和  $r(2n-2i-1)$  可表示为:

$$r(2n) = \frac{1}{N} \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} H(k) X(k) e^{j2\pi nk/N} \quad (3-14)$$

$$r(2n-2i-1) = \frac{1}{N} \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} H(k) X(k) e^{j2\pi(n-i-1/2)k/N} \quad (3-15)$$

对式子 (3-14) 和式子 (3-15) 进行 DFT 变换得:

$$\begin{aligned} R(k) &= \sum_{n=0}^{N-1} r(2n) e^{-j2\pi nk/N} \\ &= H(k) X(k), \quad -N/2 \leq k \leq N/2-1 \end{aligned} \quad (3-16)$$

$$\begin{aligned} R_i(k) &= \sum_{n=0}^{N-1} r(2n-2i-1) e^{-j2\pi nk/N} \\ &= H(k) X(k) e^{-j2\pi(i+1/2)k/N}, \quad -N/2 \leq k \leq N/2-1 \end{aligned} \quad (3-17)$$

其中,  $k$  为子载波的索引。可见, 如果 CFO 不存在, 时间差因子  $i$  在两者的 DFT 变换域中, 可看作相位旋转被补偿, 即:

$$R(k) = R_i(k) e^{j2\pi(i+1/2)k/N} \quad (3-18)$$

大小为  $\varepsilon$  的频偏会引起  $r(m)$  每个样值乘上大小为  $e^{j2\pi\varepsilon/(2N)}$  的因子, 则  $r(2n)$  和  $r(2n-2i-1)$  可表示为:

$$r(2n) = \frac{1}{N} \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} H(k) X(k) e^{j2\pi n(k+\varepsilon)/N} \quad (3-19)$$

$$r(2n-2i-1) = \frac{1}{N} \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} H(k) X(k) e^{j2\pi(n-i-1/2)(k+\varepsilon)/N} \quad (3-20)$$

由于 CFO 的存在, ICI 产生,  $r(2n)$  和  $r(2n-2i-1)$  的 DFT 变换后:

$$R(k) \neq R_i(k) e^{j2\pi(i+1/2)k/N} \quad (3-21)$$

因此在进行 DFT 变换之前应补偿 CFO。

设估计的 CFO 大小为  $\hat{\varepsilon}$ ，这里采用直接补偿的方式，即对接受到的信号乘上旋转因子，对  $r(2n)$  和  $r(2n-2i-1)$  的补偿为  $r(2n)e^{-j2\pi n \hat{\varepsilon}/N}$  和  $r(2n-2i-1)e^{-j2\pi(n-i-1/2)\hat{\varepsilon}/N}$ ，即：

$$D(l, \hat{\varepsilon}) = \sum_{n=0}^{N-1} \{r(2n)e^{-j2\pi n \hat{\varepsilon}/N}\} e^{-j2\pi nl/N}, \quad -N/2 \leq l \leq N/2-1 \quad (3-22)$$

$$D_i(l, \hat{\varepsilon}) = \sum_{n=0}^{N-1} \{r(2n-2i-1)e^{-j2\pi(n-i-1/2)\hat{\varepsilon}/N}\} e^{-j2\pi nl/N}, \quad -N/2 \leq l \leq N/2-1 \quad (3-23)$$

由式 (3-18) 得，若估计的  $\hat{\varepsilon} = \varepsilon$ ，则  $D(l, \hat{\varepsilon}) - D_i(l, \hat{\varepsilon})e^{-j2\pi(i+1/2)l/N} = 0$ 。由此可定义代价函数为：

$$\zeta(\hat{\varepsilon}) = \sum_{l=-N/2}^{N/2-1} |D(l, \hat{\varepsilon}) - D_i(l, \hat{\varepsilon})e^{-j2\pi(i+1/2)l/N}|^2 \quad (3-24)$$

经优化运算，最终的 CFO 估计值为：

$$\hat{\varepsilon} = \frac{1}{2\pi} \angle \left\{ \left\{ \frac{\zeta(0.5) - \zeta(0)}{2} \right\} + j \left\{ \frac{\zeta(0) + \zeta(0.5)}{2} - \zeta(0.25) \right\} \right\} \quad (3-25)$$

### 3.2.5 非数据辅助 CFO 估计算法性能分析

此小节主要从算法的计算复杂度、均方误差 (MSE) 性能、估计范围三方面分析上述几种非数据辅助算法。

#### (1) 计算复杂度

从以上算法原理中可以得出：基于循环前缀相关的 CFO 估计算法进行了  $N_g$  次求复数共轭运算，基于循环前缀非相关的 CFO 算法只进行了 3 次复数共轭运算（使用了三个连续的 OFDM 符号），基于一种循环后缀的算法 CFO 算法进行了  $N_g$  次求复数共轭运算，基于代价函数的 CFO 估计算法则进行了  $6N$  次复数乘法运算和  $6N$  次比较运算。由此可见，代价函数算法的计算复杂度相对较高，基于循环前缀和循环后缀的算法计算复杂度比较低，基于循环前缀非相关的算法复杂度最低，而介于中间的是最佳相关长度，其为  $3N_g/4$ （本文中直接舍去前四分之一的数据）。结果如表 3-1。

表 3-1 几种非数据辅助的 CFO 估计算法的复杂度比较

算法	复乘次数
基于循环前缀相关	$N_g$
基于循环前缀非相关	3
最佳相关长度	$3N_g/4$
基于循环后缀相关	$N_g$
基于代价函数	$6N$

#### (2) 算法误差性能分析

- i. 在 AWGN 信道下，对基于循环前缀相关、循环后缀相关和基于代价函数的算

法进行 CFO 估计的 MSE 性能比较, 循环前缀的长度分别取  $N/4$ ,  $N/8$ ,  $N/16$ , 且  $\varepsilon = 0.3$ ,  $N$  为 128。结果如图 3-3。

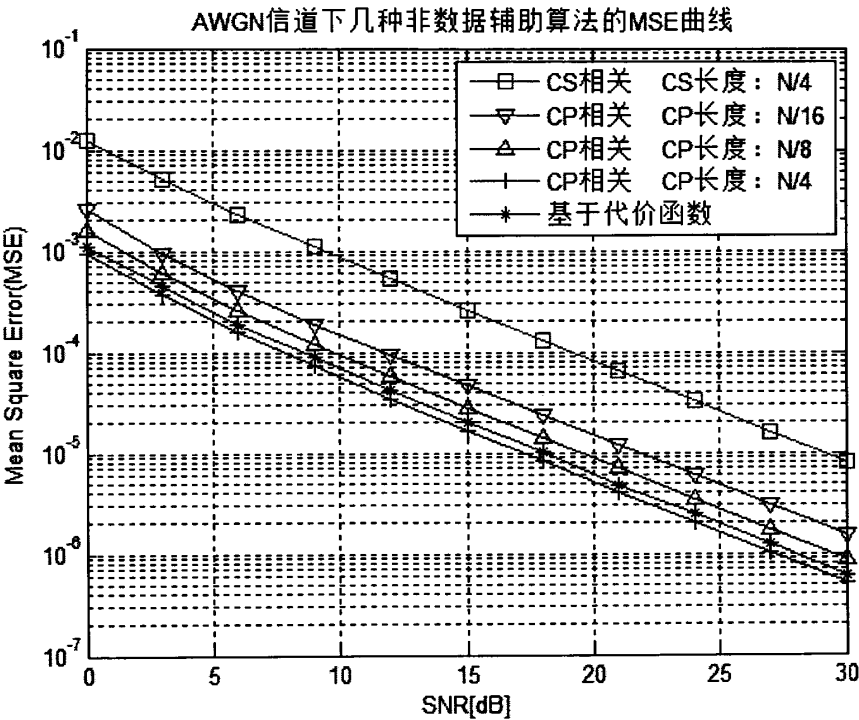


图 3-3 AWGN 信道下几种非数据辅助算法的 MSE 曲线

由图 3-3 可知, AWGN 信道下, 基于 CP 的 CFO 估计算法的精度随着 CP 长度的增加而增加, 其中长度为  $N/4$  的估计精度最高; 基于 CS 的 CFO 估计算法由于缩小了数据间的延迟, 受噪声影响增大, 精度降低许多; 而基于代价函数的 CFO 估计算法的精度与基于循环前缀的算法精度接近。

ii. 在多径信道下, 对基于循环前缀相关、非相关、最佳相关长度以及循环后缀相关和基于代价函数算法进行 CFO 估计的均方误差性能比较, 循环前缀相关的 CP 长度取  $N/4$ ,  $N/8$ ,  $N/16$  三种值, 且  $\varepsilon = 0.3$ ,  $N$  为 128 个, 多径信道的参数如表 3-2, 仿真结果如图 3-4 和图 3-5 所示。

表 3-2 多径信道参数		
抽头	相对时延 (采样点)	初始增益 (dB)
1	0	0
2	3	-8
3	6	-17
4	8	-21
5	10	-24

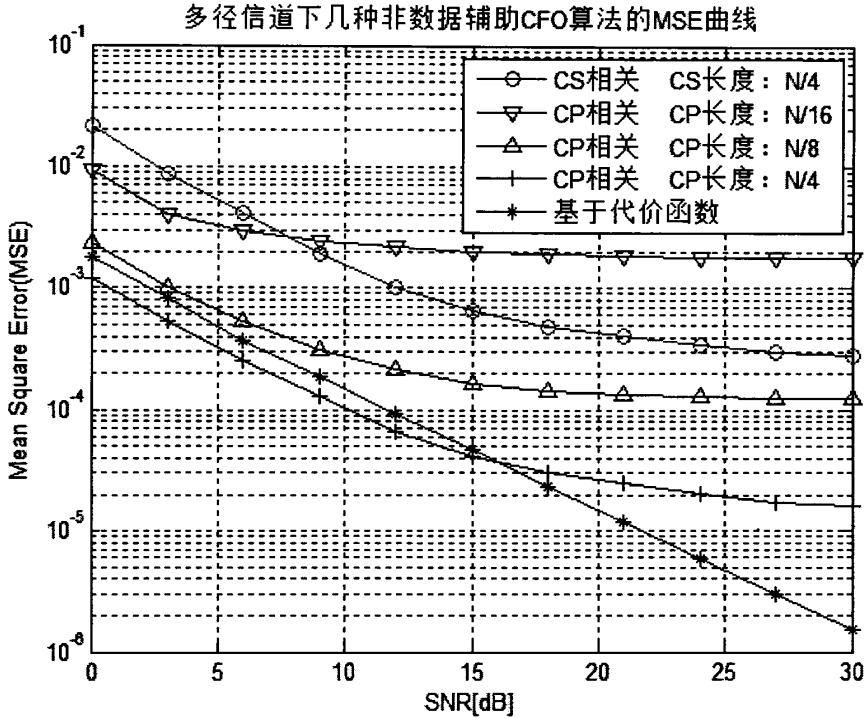


图 3-4 多径信道下几种非数据辅助算法的 MSE 曲线

比较图 3-4 和图 3-3 可知, (1) 传统基于 CP 的 CFO 估计算法在有多径信道下相比 AWGN 信道下, 其精度有所降低, 且其 MSE 曲线随着信噪比的增加出现“变缓”现象, 这是由于当信噪比增大时, 虽然噪声的影响被大大消除, 但是多径信道下 CP 作为保护间隔有部分被干扰, 这时利用保护间隔的频偏估计技术在带有多径干扰部分数据进行估计, 从而出现“变缓”现象。(2) 基于代价函数的 CFO 估计算法因为未使用干扰部分的 CP 而受多径影响程度较小, 未出现“变缓”现象。(3) 基于 CS 的 CFO 估计算法同传统基于 CP 的 CFO 估计算法一样出现了“变缓”现象, 使估计性能不理想。(4) 随着 CP 长度的增加, 进行估计的数据增多, 基于传统 CP 的 CFO 估计算法的精度提高; 当 CP 长度较小时估计精度很低, 这是多径带来的前个符号对 CP 的干扰相对长度越长, 当 CP 长度  $N/4$  时, 仿真中 CP 所有数据被干扰到, 精度最低。

从图 3-5 可知, (1) 基于 CP 非相关的 CFO 估计算法比同条件下基于 CP 相关的 CFO 估计算法的性能随信噪比升高性能提升较快, 这是因为平滑了噪声且利用了三个 OFDM 符号带来的影响; (2) 最佳相关长度方法与同条件下的基于循环前缀的方法相比, 在低信噪比条件下会稍差, 这是估计数据减少的原因, 在高信噪比下会变优, 这是有效消除多径影响带来的结果。(3) 以上两种方法和基于代价函数的 CFO 估计算法改善了“变缓”现象, 可在不同的信噪比下选择合适的估计技术。

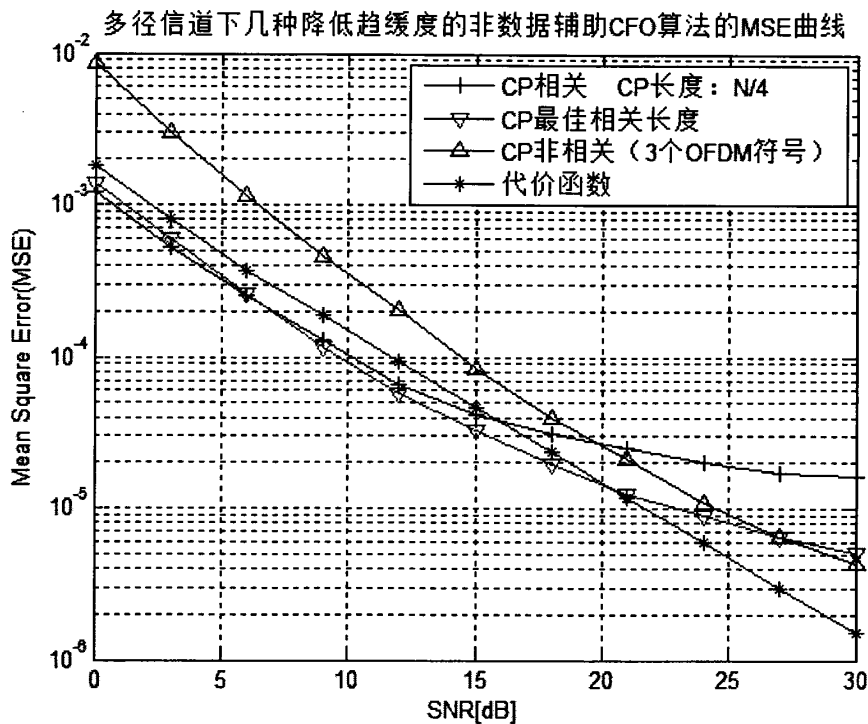


图 3-5 多径信道下降低趋缓度的几种方法比较

(3) 估计范围

在多径信道下，对基于循环前缀相关、非相关以及循环后缀相关和基于代价函数的算法进行 CFO 估计范围性能比较，CP 长度为  $N/4$ ， $N$  为 128。多径瑞利信道的参数如表 3-2。仿真结果如图 3-6 所示。

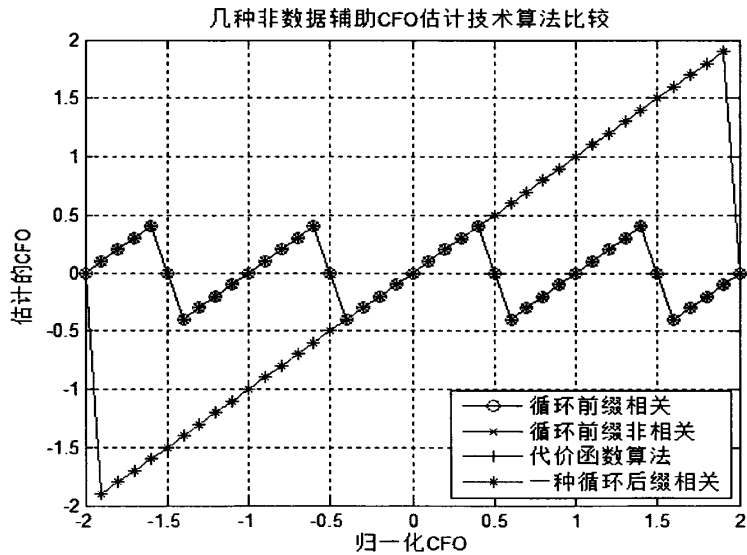


图 3-6 几种非数据辅助算法的 CFO 估计范围比较



从图 3-6 可知, 基于循环前缀相关、循环前缀非相关和代价算法的估计范围仅 0.5 个子载波间隔范围内 (其中基于代价函数的 CFO 估计算法未进行第二次估计运算); 而基于一种循环后缀相关的算法的可估计 2 个子载波间隔范围内的频偏, 和  $N/N_g=4$  相对应, 估计范围较大。

### 3.3 基于训练序列的 CFO 估计算法

基于训练序列的 CFO 估计方法一般是将已知序列加入到要发送的 OFDM 符号前或多个 OFDM 符号组成的帧前部, 当训练序列采用具有相关特性比较好的 PN 序列时, 比采用导频和保护间隔等方法在同等条件下性能要优。

由 3.2 节可知基于 CP 的 CFO 估计技术一般只能估计出半个子载波间隔的频偏值, 而基于训练序列的 CFO 估计算法的估计范围可以根据设计的不同而不同。利用缩短相关运算的采样值间的时延可增大频偏估计范围这一规律, 可以将训练符号在更短的时间内重复<sup>[23 47]</sup>。设整数  $D$  为重复次数, 发送端在时域发送的重复训练符号可在频域内用 IFFT 得到训练符号, 这里的频域信号为<sup>[14]</sup>:

$$X_l[K] = \begin{cases} A_m, & k = D \cdot i, i = 0, 1, \dots, (N/D - 1) \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (3-26)$$

其中,  $A_m$  为  $M$  进制符号,  $N/D$  为一个整数。当  $x_l[n]$  和  $x_l[n + N/D]$  相同时,  $y_l^*[n]y_l[n + N/D] = |y_l[n]|^2 e^{j\pi n D}$ , 则估计的 CFO 为<sup>[14]</sup>:

$$\hat{\varepsilon} = \frac{D}{2\pi} \arg\left\{ \sum_{n=0}^{N/D-1} y_l^*[n]y_l[n + N/D] \right\} \quad (3-27)$$

从式 (3-27) 可知其可以估计  $D/2$  个子载波间隔, 且不同大小的  $D$ , 实际范围不同, 即随着  $D$  增大而增大, 随着  $D$  减小而减小。但总的符号数不变的前提下, 由于重复周期增大, 单个周期用于相关运算的数据量减少到  $1/D$ , 引起估计精度下降, 即以精度换取估计范围。另外, 可将所有重复周期的数据参与运算取平均以提高精度, 即<sup>[14]</sup>:

$$\hat{\varepsilon} = \frac{D}{2\pi} \arg\left\{ \sum_{m=0}^{D-2} \sum_{n=0}^{N/D-1} y_l^*[n + mN/D]y_l[n + (m+1)N/D] \right\} \quad (3-28)$$

由图 3-7 可以看出估计范围和估计精度的换取关系, 当采用全部周期参与运算求平均时精度得到提升, 但计算量也会增加, 即计算复杂度换精度。

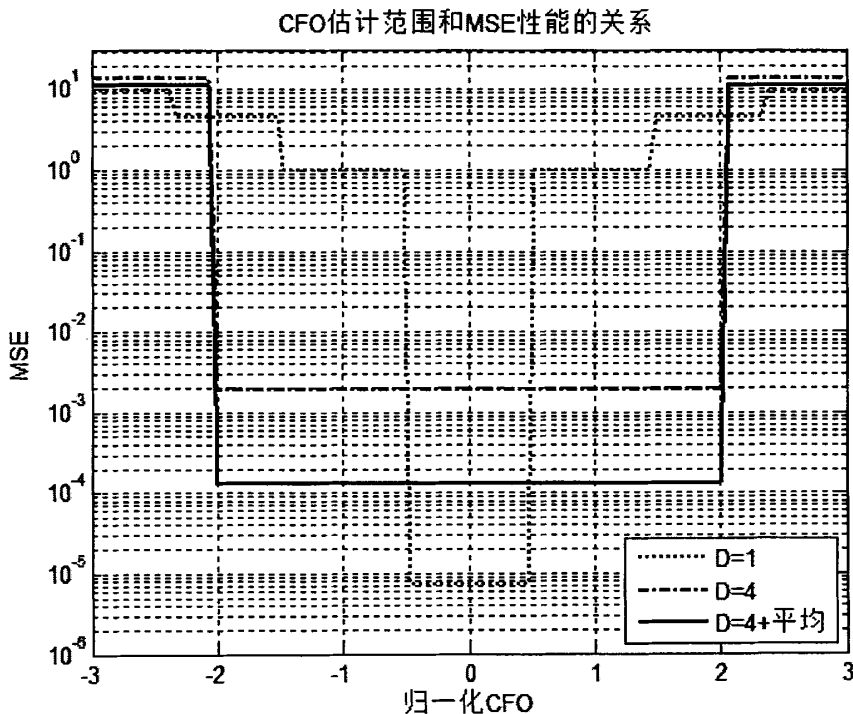


图 3-7 CFO 估计范围和 MSE 性能关系

基于训练序列算法虽然有较高的性能，但从其运行原理可知占用了额外的时间进行单独传输，且由于信道条件的变化使估计出的频偏对接下来的符号不一定适用。

### 3.3.1 基于训练序列的算法

(1) 最先利用训练序列进行频偏估计的是 Moose<sup>[22]</sup>，其基本原理是连续发射两个相同的 PN 序列，在接收端在 FFT 变换之后，利用 PN 序列的相关性求取相位差，再求出频偏。大小为  $\varepsilon$  的 CFO 使两 PN 序列的接收信号存在关系：

$$y_2[n] = y_1[n]e^{j2\pi N\varepsilon / N} \leftrightarrow Y_2[k] = Y_1[k]e^{j2\pi\varepsilon} \quad (3-29)$$

由式 (3-29) 可以估计出  $\varepsilon$ ：

$$\hat{\varepsilon} = \frac{1}{2\pi} \arctan \left\{ \frac{\sum_{k=0}^{N-1} \text{Im}[Y_1^*[k]Y_2[k]]}{\sum_{k=0}^{N-1} \text{Re}[Y_1^*[k]Y_2[k]]} \right\} \quad (3-30)$$

(2) 由于 Moose 算法估计的范围仅是半个子载波间隔的范围，Schmidl 等人对此进行了改进<sup>[23]</sup>，使得估计范围增加，其基本原理是：第一个训练序列是在频域的偶数位置子载波上发送 PN 序列  $a_{1k}$ ，奇数位置子载波不带数据，其在时域的等效是第一个训练序列前后等半相同，如图 3-8；后一个训练序列发送的序列  $a_{2k}$  的偶数位置子载波与第一个训练序列的偶数位置对于存在差分关系。可利用第一个训练序列进行小数倍 CFO 估计，利用二个训练序列进行整数倍 CFO 估计。

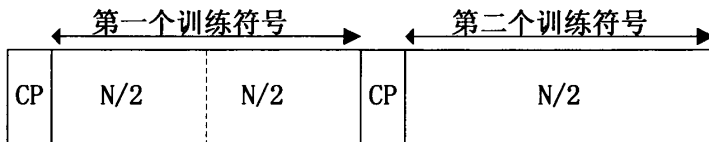


图 3-8 Schmidl 等人改进方法的符号结构

由文献[16]知，接收的第一个训练符号前后两部分的相关运算（ $d$  为定时参数）：

$$R(d) = \sum_{k=0}^{N/2-1} (r_{d+k}^* r_{d+k+N/2}) \quad (3-31)$$

假设存在小数倍 CFO 大小为  $\varepsilon_f$ ，则第一个训练符号前后部分相位差为  $\pi\varepsilon_f$ ，此时小数倍 CFO 估计为：

$$\hat{\varepsilon}_f = \frac{1}{\pi} \angle R(d) \quad (3-32)$$

由式 (3-32) 可知归一化小数倍 CFO 是小于 1 的，此时需要估计出整数倍 CFO  $\hat{\varepsilon}_i$ 。先用  $\hat{\varepsilon}_f$  进行信号的直接补偿，设接收到的连个训练符号在频域是  $Y_{1k}$  和  $Y_{2k}$ ，由于频域内两个训练序列的偶数位置子载波上存在差分关系： $v_k = \sqrt{2}a_{2k}/a_{1k}$ ，存在  $2g$  的位移量，用式 (3-33) 求  $g$ ：

$$B(g) = \frac{|\sum_{k \in P} Y_{1,k=2g}^* v_k^* Y_{2,k=2g}|}{2(\sum_{k \in P} |Y_{2,k}|^2)^2} \quad (3-33)$$

其中  $P = \{-W, -W+2, \dots, -2, 2, \dots, W-2, W\}$  为偶数位置子载波索引， $W$  是 PN 序列的偶数位置子载波个数。则：

$$\hat{\varepsilon}_i = 2g = 2 \max_g B(g) \quad (3-34)$$

最后 CFO 估计为：

$$\hat{\varepsilon} = \hat{\varepsilon}_f + \hat{\varepsilon}_i \quad (3-35)$$

(3) 针对 Schmidl 等人的算法采用了两个训练符号而占用了比较多的系统资源，Jianghua Wei 等人在 2010 年对其进行了改进<sup>[48]</sup>，改进算法是对一个训练序列平均分成四个相同部分，其结构如图 3-9。利用第二部分和第三部分进行粗略估计，对信号补偿之后利用第一部分和第四部分进行细估计运算，其估计精度和范围都有所提高。



图 3-9 训练序列结构图

设经过 AWGN 信道的接收信号为：

$$r(m) = x(m)e^{j\frac{2\pi}{N}m\varepsilon} + n(m) \quad (3-36)$$

粗估计过程为把第二部分和第三部分进行求相关函数得：

$$\begin{aligned}
 R_{2\&3} &= \sum_{m=N/4}^{N/2-1} r^*(m) r(m+N/4) \\
 &= \sum_{n=N/4}^{N/2-1} |x(m)|^2 e^{j\pi\epsilon/2} + I_n
 \end{aligned} \tag{3-37}$$

则 CFO 粗估计值为:

$$\hat{\epsilon}_{coarse} = \frac{2}{\pi} \arg(R_{2\&3}) \tag{3-38}$$

直接对信号补偿为:

$$\bar{r}(m) = r(m) e^{-j\frac{2\pi}{N} m \hat{\epsilon}_{coarse}} = x(m) e^{-j\frac{2\pi}{N} m (\hat{\epsilon}_{coarse} - \epsilon)} + n'(m) \tag{3-39}$$

细估计过程为将第一部分和第四部分进行求相关函数得:

$$\begin{aligned}
 R_{1\&4} &= \sum_{m=0}^{N/4-1} \bar{r}^*(m) \bar{r}(m+3N/4) \\
 &= \sum_{n=0}^{N/4-1} |x(m)|^2 e^{j3\pi\epsilon_{fine}/2} + I_n
 \end{aligned} \tag{3-40}$$

则 CFO 细估计值为:

$$\hat{\epsilon}_{fine} = \frac{3}{2\pi} \arg(R_{1\&4}) \tag{3-41}$$

最终的 CFO 估计值为:

$$\hat{\epsilon} = \hat{\epsilon}_{coarse} + \hat{\epsilon}_{fine} \tag{3-42}$$

2013 年 Liangyu 对 PN 序列分成八段处理<sup>[49]</sup>, 其利用不同段重组的方法使得估计范围和估计精度进一步提升。

### 3.3.2 基于训练序列的 CFO 估计算法的性能分析

在 AWGN 信道下, 对上述几种基于训练序列的 CFO 估计算法在 MSE 方面进行比较, CP 长度 32,  $\epsilon = 0.3$ ,  $N$  为 128, 仿真结构如图 3-10:

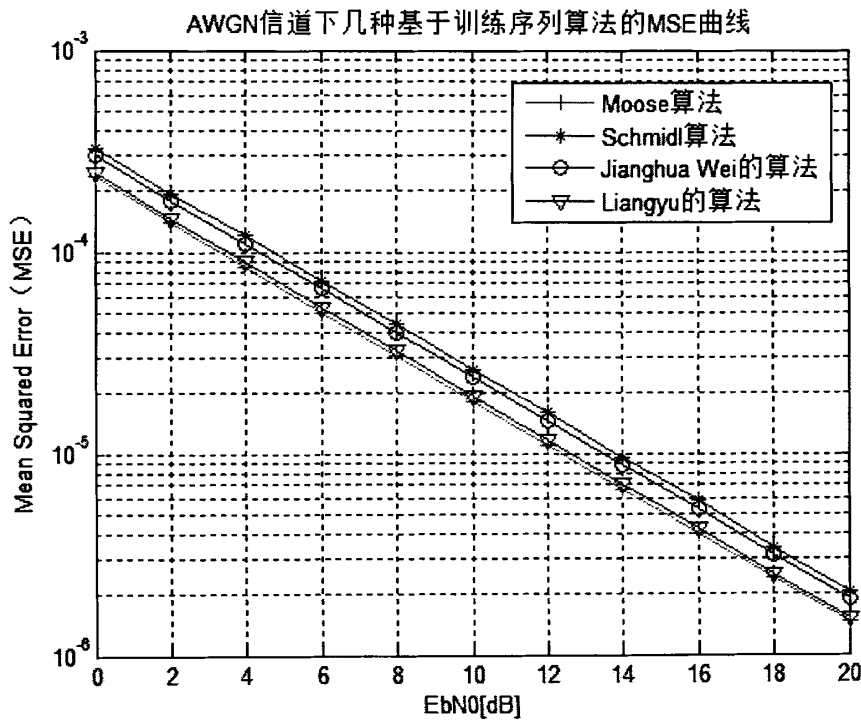


图 3-10 训练序列结构图

从图 3-10 推知，（1）Moose 算法性能最优，其利用了两个训练序列的长度，使得传输效率最低，且其估计范围较小；（2）对 Moose 算法进行改进的 Schmidl&C 算法在估计精度上有所损失，这是因为进行运算的数据总量并非是两个完整的符号周期量，数据量的减少使得估计精度相对有所降低，但估计范围有所扩大；（3）相比利用两个符号周期的 CFO 估计方法，Jianghua Wei 的算法是把一个训练序列符号分成四段来进行相关运算，相比 Schmidl 算法估计精度提高。（4）Liangyu 的算法估计精度和 Moose 算法的估计精度较接近，利用了一个训练序列，并均分成八个相同段以重组来进行运算，使得同一数据参加了不同的相关运算，精度得到提高但计算量较大。

3.4 基于导频的 CFO 估计方法

基于 CP 的 CFO 估计算法利用 OFDM 系统中已存在的保护间隔数据作为估计的数据来源，不占用系统额外资源的，但其估计精度一般有限且在多径信道下其 MSE 曲线随着信噪比增加出现“变缓”现象；基于训练序列的 CFO 估计算法虽然具有良好的性能，但占用系统的额外资源传输训练符号，使得估计的时候不能传输用户数据，且估计出的 CFO 可能在下一时刻不适用；而基于导频的 CFO 估计技术可同时传输估计数据和用户数据，且精度较高范围较大。

一般地，在 OFDM 系统中，基于时域的频偏估计技术的数据处理是在 FFT 变换之

前，而基于导频的数据处理则是在 FFT 变换之后，导频的插入使得每个发送的 OFDM 符号都有进行频偏估计的导频信息。图 3-11 和 3-12 分别显示了使用导频进行频偏估计的结构图和导频的一种设计方案<sup>[36 50-53]</sup>。

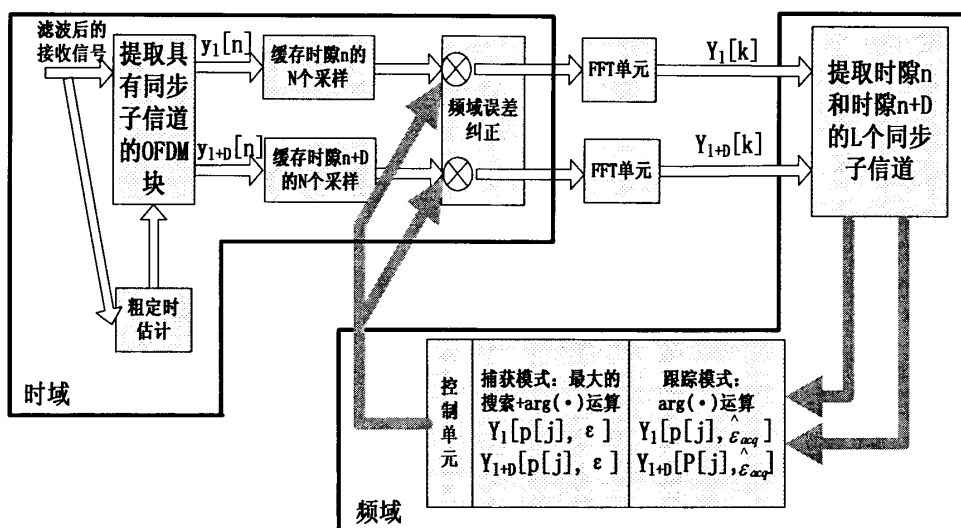


图 3-11 基于导频的 CFO 估计算法结构图

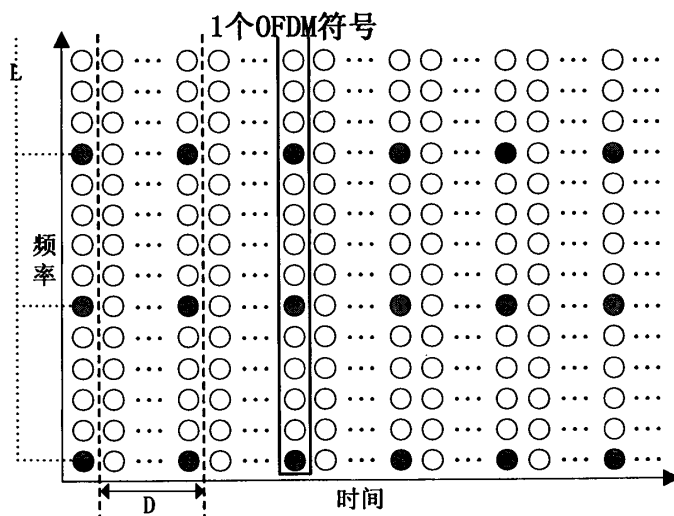


图 3-12 一种导频结构（梳状）

结合图 3-11 和 3-12 知基于导频的 CFO 估计算法基本步骤是：在完成定时同步之后将  $n$  时隙的  $N$  个采样值  $y_l[n]$  和  $n+D$  时隙的  $N$  个采样值  $y_{l+D}[n]$  分别保存进存储器，经过 FFT 变化成频域信号  $\{Y_l[k]\}_{k=0}^{N-1}$  和  $\{Y_{l+D}[k]\}_{k=0}^{N-1}$ ，然后提取导频估计 CFO。估计步骤一般分为捕获模式和跟踪模式<sup>[14]</sup>，其中捕获模式为：

$$\hat{\epsilon}_{acq} = \frac{1}{2\pi T_{sub}} \max_{\epsilon} \left| \sum_{j=0}^{L-1} Y_{l+D}[p[j], \epsilon] Y_l^*[p[j], \epsilon] X_{l+D}^*[p[j], \epsilon] X_l[p[j], \epsilon] \right| \quad (3-43)$$

其中,  $L$  是导频的个数,  $p[j]$  是第  $j$  个导频的位置,  $X_l[p[j]]$  是第  $l$  个符号的在  $p[j]$  频域位置的导频信号,  $D$  是导频的时间差。用捕获模式估计值对信号补偿后使用的跟踪模式为:

$$\hat{\varepsilon}_f = \frac{1}{2\pi f_{sub} D} \arg \left\{ \sum_{j=1}^{L-1} Y_{l+D}[p[j], \hat{\varepsilon}_{acq}] Y_l^*[p[j], \hat{\varepsilon}_{acq}] X_{l+D}^*[p[j]] X_l[p[j]] \right\} \quad (3-44)$$

在 DVB-T 等系统中<sup>[55]</sup>设置了专门的导频, 是一种常用方法, 采用导频的 CFO 估计算法的性能与导频结构、导频内容、导频位置等密切相关。一般地, 采用导频的 CFO 估计算法在多径衰落信道下可实现较好的性能, 但对于高移动的终端, 往往效果较差。

### 3.5 三种不同实现 CFO 估计算法仿真分析

在 AWGN 信道下, 分别对非数据辅助的频偏估计算法中的基于循环前缀的 CFO 估计算法、基于训练序列的 Moose 算法和基于导频序列的 Classen 算法代表三种不同算法进行估计性能的仿真研究, 其仿真结果如图 3-13 所示, 可知三种技术的 MSE 随着接收信号的 SNR 增大而减小。

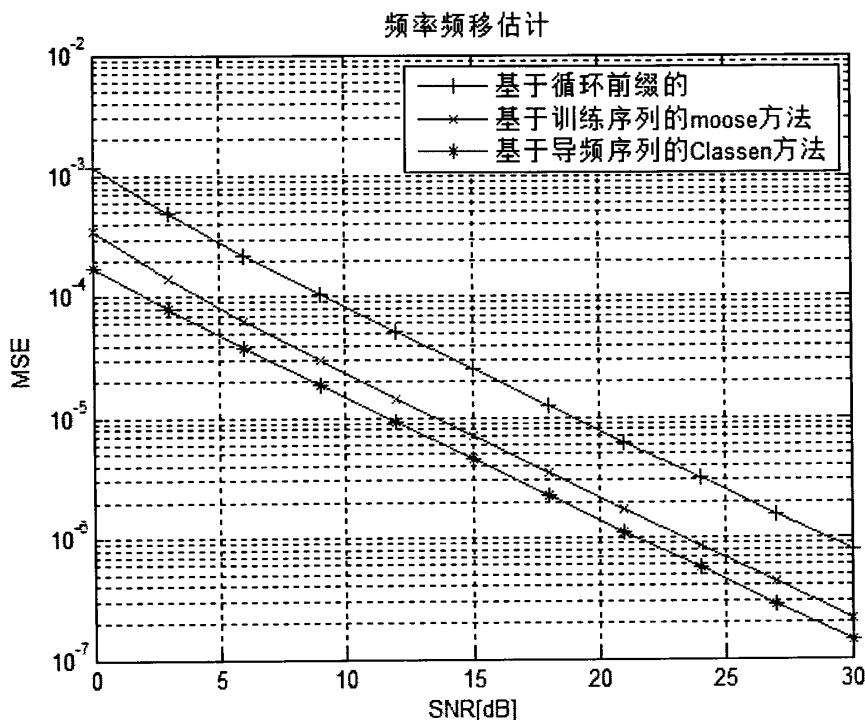


图 3-13 CFO 估计技术的 MSE

值得说明的是: 三种算法的性能分别同 CP 样值数、序列结构和序列内容以及导频内容、导频数和导频位置密切相关, 即三种算法的性能都和自己的参数密切相关, 所以不能够简单的去比较三者。一般地, 基于训练序列的 CFO 估计方法会取得比较好的

精度，基于导频的 CFO 估计算法能够在传输用户数据时进行估计且在多径环境下也能保持较高的估计精度，基于 CP 的 CFO 估计算法传输效率较高而精度相对较低。

### 3.6 本章小结

本章主要研究的算法可分为基于 CP 为主的非数据辅助 CFO 估计算法、基于训练序列和基于导频的数据辅助 CFO 估计算法两大类。首先，基于非数据辅助的 CFO 估计方法主要研究了基于循环前缀数据相关、非相关和基于一种循环后缀相关以及一种基于代价函数的 CFO 估计算法，前三者的 MSE 曲线多径衰落信道下随着信噪比增加出现“变缓”现象，而基于代价函数的算法仅使用少量的 CP 数据使得“变缓”现象消除。一般地，基于循环前缀的 CFO 估计算法的估计范围较小精度较低但传输效率高。然后，对于基于训练序列的 CFO 估计算法主要研究了经典的 Moose、Schmidl&C 等算法，其主要优点是精度比较高，估计范围可根据不同系统设计不同大小估计范围的训练序列结构，但其主要缺点是传输辅助数据时不能传输用户数据。最后，对基于导频的频偏估计算法进行了简单介绍，其优点是估计精度较好，面对多径衰落信道也能保持良好的性能，但其占用了额外的频率资源。以上分别结合仿真给出了分析结果。



## 第4章 OFDM 系统频偏估计算法的改进

本文把主要研究的 CFO 估计算法分为数据辅助性与非数据辅助性两大类，而数据辅助性可分为基于训练序列辅助和基于导频辅助。通过对以上算法的分析，改进工作主要从下面两方面入手：文献[13]中的基于 CS 的频偏估计算法在多径环境下会出现 MSE 曲线“变缓”现象，针对这种现象可进行改进；第三章分析的算法都有一个共同点：当采用长时延的相关数据进行 CFO 估计运算时其结果精度高范围窄，反之，当采用短时延的相关数据进行 CFO 估计运算时其结果精度较低范围较大<sup>[55]</sup>，利用这种规律，对基于非数据辅助 CFO 估计算法中的基于 CP 或 CS 的频偏估计算法进行改进。

### 4.1 基于一种循环后缀的 CFO 估计算法改进

基于 CP 的频偏估计算法主要优点是利用了 OFDM 系统中既有的 CP 数据部分，从接收符号的 CP 部分与同一接收符号中的 CP 来源部分之间的相位差中提取频偏估计值。其主要缺点归结为三点。（1）CP 的长度有限，用来进行相关运算的采样值往往比较短，造成精度相比其他算法不是很高。（2）CP 在多径衰落信道下作为保护间隔有部分存在符号间干扰，这些被干扰的部分进行相关运算时再次造成了 CFO 估计结果准确性降低，同时引起估计算法的 MSE 曲线随着信噪比的增加出现“变缓”的现象，这是由于信噪比在由低到高增加时噪声的影响被明显削弱，但多径带来的干扰部分一直存在并突显出来。（3）传统意义上的循环前缀的估计范围为半个子载波间隔。

针对上述缺点，选择文献[19]中提出的基于一种循环后缀（CS）结构的算法进行改进。此算法已较大程度上克服了缺点三，使得估计范围和 CS 的长度有关，但降低了估计精度。改进方面主要针对精度提高、复杂度的降低和改善多径信道下其 MSE 曲线随信噪比增加“变缓”的现象。

#### 4.1.1 一种 CS 结构分析

根据间隔一段距离的相同数据进行复数共轭乘积运算时，若存在 CFO，其值必为虚数，该特点可用于 CFO 估计<sup>[56]</sup>。忽略噪声等影响，只考虑频偏对数据影响的情况，大小为  $\varepsilon$  的 CFO 对接收信号的影响是频谱的搬移，使得时域的发射信号  $x[n]$  在接收端变成  $y_l[n] = x[n]e^{j2\pi n\varepsilon/N}$ ，即载波频率的频移量  $\varepsilon$  引起接收信号的相位进行了  $2\pi n\varepsilon/N$  的旋转。此时若假设时域内存在一个和  $x[n]$  相同且间隔为  $D$  的数据，设为  $x[n+D]$ ，其同样受到 CFO 大小为  $\varepsilon$  的影响，使得其在接收端变成  $y[n+D] = x[n+D]e^{j2\pi(k+D)\varepsilon/N}$ （ $x[n] = x[n+D]$ ），可利用两者共轭相乘之后的相角找出 CFO 的大小  $\varepsilon$ 。即：

$$\begin{aligned} y[n]y^*[n+D] &= x[n]e^{j2\pi n\varepsilon/N} (x[n+D]e^{j2\pi(k+D)\varepsilon/N})^* \\ &= |x[n]|^2 e^{-j2\pi D\varepsilon/N} \end{aligned} \quad (4-1)$$

求相位角为：

$$\arg\{|x[n]|^2 e^{-j2\pi D\varepsilon/N}\} = -2\pi D\varepsilon/N \quad (4-2)$$

可求得 CFO 大小  $\varepsilon$  为:

$$\varepsilon = -\frac{N}{2\pi D} \arg\{x[n]^2 e^{-j2\pi D\varepsilon/N}\} = -\frac{N}{2\pi D} \arg\{y[n]y^*[n+D]\} \quad (4-3)$$

由上式 (4-3) 可知, 只有当频率偏移为零时  $y[n]y^*[n+D]$  为实数, 只要 CFO 不为零则  $y[n]y^*[n+D]$  就是虚数。在 FFT 点数  $N$  不变的情况下, 估计范围的大小随着  $D$  的减小而增大。也就是说缩小进行 CFO 估计采样值之间的距离可以增大估计范围。

传统基于 CP 的 CFO 估计算法参与估计运算的样值之间的距离恰好为  $N^{[15]}$ , 使得式 (4-3) 在其方法中为:

$$\begin{aligned} \varepsilon &= -\frac{N}{2\pi N} \arg\{y[n]y^*[n+D]\} \\ &= -\frac{1}{2\pi} \arg\{y[n]y^*[n+D]\} \end{aligned} \quad (4-4)$$

求相位角运算的值域为  $(-\pi, +\pi)$ , 使得传统基于 CP 的归一化 CFO 估计范围为 0.5 内。针对上述算法估计范围较小的问题, 文献[19]给出了下面一种循环后缀 CS 的结构, 如图 4-1 所示, 相关运算的样值之间的距离减小到  $N_g$  ( $N_g$  为 CS 的长度)<sup>[19]</sup>, 式 (4-3) 在此结构下为:

$$\varepsilon = -\frac{N}{2\pi N_g} \arg\{y[n]y^*[n+D]\} \quad (4-5)$$

此结构下的 CFO 估计范围和  $N/N_g$  比值有关, 根据图 3-7 可知, 在  $N/N_g$  值为 4 时, 估计范围增加到 2 个子载波间隔范围。

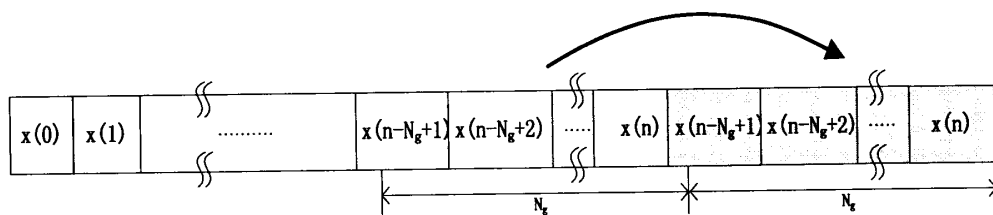


图 4-1 一种 CS 结构

由图 3-3 和图 3-4 可知, 这种 CS 结构估计算法的估计精度得到一定程度的损失, 也就是说估计范围换取了估计精度。可从估计精度提高和算法复杂度以及改善 MSE 曲线随信噪比增加的“趋缓”度等方面进行改进。

#### 4.1.2 基于 CS 结构用相关频偏估计算法进行改进

此方法的主要思想是结合了文献[16]中最佳相关长度的思想和文献[46]中用非相关进行频偏估计的思想, 将 OFDM 符号中 CS 及其重复部分先平均分成两个部分, 接

着对第一部分舍弃一半后分别求均值，对每个第二部分保持不变，然后对均值和第二部分组成的抽样值对应求相位差，求取频偏估计值均值。这样可有效消除大部分受符号间干扰带来的影响。

设第  $k$  个子载波的接收数据是  $r(k) = x(k)e^{j2\pi k\varepsilon/N} + n(k)$ ，根据文献[16][46]和[58]，CS 第一部分处理为：

$$E_{cs} = \frac{4}{N_g} \left[ \sum_{k=N-3N_g/4}^{N-N_g/2} x[k]e^{j\frac{2\pi}{N}k\varepsilon} + n[k] \right] \quad (4-6)$$

其重复部分的第一部分处理为：

$$E_{cs\_rear} = \frac{4}{N_g} \left[ \sum_{k=N+N_g/4}^{N+N_g/2} x[k+N_g]e^{j\frac{2\pi}{N}k\varepsilon} + n[k+N_g] \right] \quad (4-7)$$

上述两个均值分别和对应第二部分组成新的求相位差的一组相关数据，设为  $y_1$ 、 $y_2$ ，则最终的 CFO 估计值为：

$$\hat{\varepsilon} = \frac{N}{2\pi N_g} \arg \left\{ \sum_{k=1}^{N_g/2+1} y_1^*(k)y_2(k) \right\} \quad (4-8)$$

#### 4.1.3 基于 CS 结构用非相关频偏估计算法进行改进

此方法主要利用文献[46]的思想：OFDM 符号中循环后缀及其重复部先舍掉前 1/4 受符号干扰的数据后再分别求平均，再根据循环前缀均值和重复部分的均值间的相位差求 CFO 估计值，这样可以平滑噪声的影响，另外为了补足估计的数据量可以采取连续若干符号内的 CS 和对应重复部分进行运算。这样算法的复杂度在复数共轭运算从原来的  $N_g$  次降低到 1 次，减少复乘运算量，节约运行时间。

设第  $k$  个子载波的接收数据是  $r(k) = x(k)e^{j2\pi k\varepsilon/N} + n(k)$ ，根据文献[47]，CS 部分的均值为：

$$E_{cs\_rear} = \frac{4}{3N_g} \left[ \sum_{k=N-3N_g/4+1}^N x[k]e^{j\frac{2\pi}{N}k\varepsilon} + n[k] \right] \quad (4-9)$$

其重复部分求均值为：

$$E_{cs} = \frac{4}{3N_g} \left[ \sum_{k=N+3N_g/4+1}^{N+N_g} x[k+N_g]e^{j\frac{2\pi}{N}k\varepsilon} + n[k+N_g] \right] \quad (4-10)$$

对应的频偏估计值为：

$$\hat{\varepsilon} = \frac{N}{2\pi N_g} \tan^{-1} \left[ \frac{\text{Im}[E_{cs\_rear}^* E_{cs}]}{\text{Re}[E_{cs\_rear}^* E_{cs}]} \right] \quad (4-11)$$

一般地，需要采用连续的多个 OFDM 符号的数据参与运算。

#### 4.1.4 基于 CS 结构改进方案的仿真分析

利用第三章所示的 OFDM 系统基带等效模型作为仿真的顺序, 由于很多定时算法在信号存在一定频偏时仍能够获得较好的定时<sup>[57]</sup>, 所以仿真时假设接收端在进行载波频偏估计时, 已完成定时同步。OFDM 系统中,  $N$  为 128, CS 的长度是  $N/4$ , 多径信道参数如表 3-2。4.1.2 和 4.1.3 节的改进算法仿真结果如图 4-2 所示。

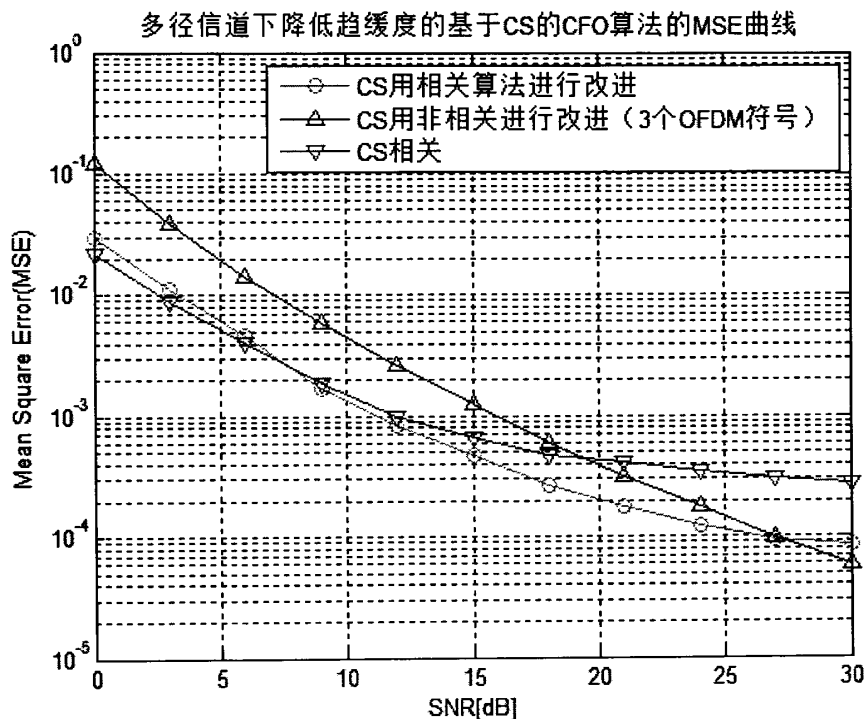


图 4-2 多径信道下基于 CS 的 CFO 估计的改进算法的仿真 MSE 曲线

由图 4-2 可以看出, 文献[13]中给出的基于 CS 相关的 CFO 估计方法在进行相关运算的数据时延比较短, 使得估计精度有所损失 (参照图 3-4), 且参与相关运算的 CS 前面部分数据是受到前一个符号干扰的, 所以一开始随着信噪比的增加噪声影响减弱较快, 性能提升较快, 但随着信噪比的增加, 多径带来的干扰无法消除, 此时噪声已不占主要地位, 多径带来的无法消除的干扰起主要作用, 从而使得性能改善不大, MSE 曲线“变缓”。

针对变缓问题, 用相关频偏估计算法对其进行改进, 分成两部分的数据第一部分舍弃少量部分数据后再求均值和第二部分合起来进行相关运算, 使得变缓得到较大程度的改善。用非相关频偏估计算法进行改进, 其在低信噪比下精度牺牲较大, 但随着信噪比的增加其性能改善较快, 使得在约 19dB 时性能超过基于 CS 的 CFO 估计算法, 且改善程度继续增大, 其利用了连续三个符号的数据。

针对算法的计算量, 由表 4-1 可知, 基于 CS 相关的 CFO 估计算法的复数乘运算

最多，计算复杂度最高；CS 相关改进算法的复乘次数约为 CS 相关算法的四分之一，算法复杂度较低；CS 非相关改进算法的复乘次数为 3（利用了 3 个 OFDM 符号），算法复杂度最低。可针对 CS 算法及其改进方案针对不同情况进行选择结合使用。

表 4-1 CS 算法及其改进算法的计算复杂度

算法	复乘次数
CS	$2N_g$
CS 相关改进	$N_g/2+1$
CS 非相关改进	3

4.2 基于循环后缀和循环前缀相结合的 CFO 估计算法

4.2.1 本文提出的 CP+CS 结构分析

由 4.1.1 节可知，在 FFT 运算长度  $N$  不变的情况下，缩短进行 CFO 估计相关运算的采样值之间的距离可以增大估计范围，这样会带来精度在一定程度上的损失。基于传统 CP 的 CFO 估计算法求相位差的采样数据间隔  $N$  个点，其估计精度较高，但范围较小；基于文献[19]中的 CS 结构估计算法，求相位差的采样数据之间的间隔缩小到  $N_g$ ，增大了估计范围，精度较低。

结合以上分析，本文给出了一种结合了传统基于 CP 和基于 CS 的 CFO 估计算法的一种新的估计方案。如图 4-2 所示，把  $N$  点数据结尾处的  $N_g$  个数据复制到符号前端和末端各一副本，使得 OFDM 符号中既有间隔较近的重复数据又有间隔较远的重复数据。发射此种结构的信号后，可利用间隔较近的重复数据的采样值进行较大范围的估计，这时的估计精度不是很高但估计范围较大，可在补偿频偏后，继续利用间隔较远的重复数据采样值进行第二次估计，这次的估计值较准确。这种方案下的保护间隔在本文中被称作 CP+CS 结构，如图 4-3。若设置  $N$  为 256， $N_g$  长度是 32，CP+CS 结构的保护间隔（GI）的长度是  $2N_g$ ，即 64，此时 GI 的长度是  $N/4$ 。相同条件下，这种结构和传统 CP 的长度的是相同的，未占用额外的资源。

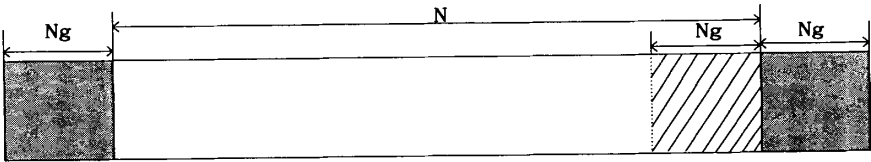


图 4-2 本文提出的 CP 和 CS 相结合的方案

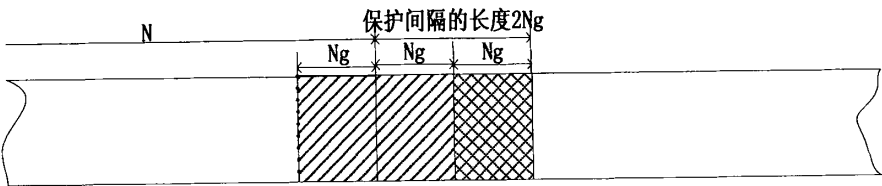


图 4-3 CP+CS 结构相结合的方案

#### 4.2.2 CP+CS 结构算法分析

观察 CP+CS 结构特点, 进行求相位差运算的重复数据由三部分, 数据来源部分、CP 部分和 CS 部分。算法的基本思想是: 利用间隔较近的重复数据 (CS 部分和来源部分) 的相位差来求较大范围内的 CFO 估计值  $\hat{\varepsilon}1$ , 用求出的较大范围的频偏值对接收信号进行补偿 (可只补偿下次进行求相位差的数据, 以简化运算复杂度), 然后利用间隔较远的重复数据 (CP 部分和来源部分) 的相位差求较小范围内的 CFO 估计值  $\hat{\varepsilon}2$ , 则  $\hat{\varepsilon}1$  和  $\hat{\varepsilon}2$  之和为最终频偏估计值。

为了简化分析, 仅考虑 AWGN 信道下的算法分析。在 AWGN 信道下, 结合图 4-2 和图 4-3, 设接收信号的第  $k$  个子载波上的数据是:

$$y[k] = x[k]e^{j\frac{2\pi}{N}k\varepsilon} + n[k] \quad (4-12)$$

则较大范围精度较低的 CFO 估计值  $\hat{\varepsilon}1$  (粗估计过程) 为:

$$\hat{\varepsilon}1 = \frac{N}{2\pi N_g} \arg\left(\sum_{k=N+N_g+1}^{N+2N_g} y^*[k]y[k+N_g]\right) \quad (4-13)$$

对接收信号进行补偿为:

$$y_2[k] = y[k]e^{-j\frac{2\pi}{N}k\hat{\varepsilon}1} = x[k]e^{j\frac{2\pi}{N}k(\varepsilon-\hat{\varepsilon}1)} + n'[k] \quad (4-14)$$

较小范围精度较高的 CFO 估计值  $\hat{\varepsilon}2$  (细估计过程) 为:

$$\hat{\varepsilon}2 = \frac{1}{2\pi} \arg\left(\sum_{k=N_g+1}^{N_g} y_2^*[k]y_2[k+N]\right) \quad (4-15)$$

则最终的 CFO 估计值  $\hat{\varepsilon}$  为:

$$\hat{\varepsilon} = \hat{\varepsilon}1 + \hat{\varepsilon}2 \quad (4-16)$$

由式 (4-13) 可知, 粗频偏估计过程可估计出  $N/(2N_g)$  个子载波间隔的范围, 当  $N$  为 256、GI 为  $N/4$  时, CP 部分和 CS 部分分别为 32, 这样估计范围为  $256/(2*32)=4$  个子载波间隔。粗估计时由于进行频偏估计运算的间隔比较小, 估计精确度有比较大的降低, 此时可通过补偿频偏后通过细估计过程进行解决, 且细估计过程用到的数据块几乎不受多径带来的前一个符号的影响, 估计性能较好。另外, 此方法的估计范围受粗估计范围的限制, 不是简单的粗估计和细估计估计范围的简单叠加。

#### 4.2.3 CP+CS 结构的 CFO 估计算法优化方案

本节借鉴传统基于 CP 的 CFO 估计算法的优化方案和 CP+CS 结构的自身特点进行优化方案探索与分析。

(1) 在多径信道下, 保护间隔有部分被前一个符号干扰, 使得进行求相位差的

数据被干扰到,从而对估计值带来影响,这在多径信道下的 MSE 曲线会出现随着信噪比的增加变化迟缓。针对此种情况可以使用舍弃部分求相位差的干扰数据,如取二分之一的前部干扰数据,利用剩下的二分之一数据进行运算,可有效改善“迟缓”现象。结合图 4-2 和图 4-3 所示的结构,对 CS 部分进行二分之一舍弃,使得粗估计过程变为:

$$\hat{\varepsilon}1 = \frac{N}{2\pi N_g} \arg\left(\sum_{k=N+N_g/2+1}^N y^*[k]y[k+N_g]\right) \quad (4-17)$$

(2) 在算法复杂度方面,有多少重复的采样值数据对就要进行多少次复数共轭乘积运算。在 4.2.2 节可分性出,基于 CP+CS 结构的 CFO 估计算法进行  $2N_g$  次复数共轭乘积运算,求均值后再进行相关运算可降低计算复杂度。其基本思想是把各个重复部分先求平均,之后再求相位差运算,其中粗估计过程数据只使用后 1/2 的数据,这样在 4.2.2 节中分析的算法只进行 2 次复数共轭乘积运算,计算复杂度大大降低,一般的为了补足数据量需要使用连续多个符号的数据。设接收信号的第  $k$  个子载波上的数据是  $y[k] = x[k]e^{j2\pi k\varepsilon/N} + n[k]$ , 则 CP 部分的均值为:

$$E_{cp} = \frac{1}{N_g} \left( \sum_{k=1}^{N_g} x[k]e^{j\frac{2\pi}{N}k\varepsilon} + n[k] \right) \quad (4-18)$$

数据来源部分进行粗估计的均值为:

$$E_{com\_cu} = \frac{2}{N_g} \left( \sum_{k=N_g/2+1}^{N_g} x[k+N]e^{j\frac{2\pi}{N}(k+N)\varepsilon} + n[k+N] \right) \quad (4-19)$$

数据来源部分进行细估计的均值为:

$$E_{com\_xi} = \frac{1}{N_g} \left( \sum_{k=1}^{N_g} x[k+N]e^{j\frac{2\pi}{N}(k+N)\varepsilon} + n[k+N] \right) \quad (4-20)$$

CS 部分的均值为:

$$E_{cs} = \frac{2}{N_g} \left( \sum_{k=N_g/2+1}^{N_g} x[k+N+N_g]e^{j\frac{2\pi}{N}(k+N+N_g)\varepsilon} + n[k+N+N_g] \right) \quad (4-21)$$

粗估计值为:

$$\hat{\varepsilon}1 = \frac{N}{2\pi N_g} \arg(E_{com\_cu}^* E_{cs}) \quad (4-22)$$

细估计值为:

$$\hat{\varepsilon}2 = \frac{1}{2\pi} \arg(E_{cp}^* E_{com\_xi}) \quad (4-23)$$

最终估计值为:

$$\hat{\varepsilon} = \hat{\varepsilon}1 + \hat{\varepsilon}2 \quad (4.24)$$

#### 4.2.4 CP+CS 结构算法仿真分析

利用第三章所示的 OFDM 系统基带等效模型作为仿真的流程。OFDM 系统中  $N$  为 128/256 两种情况, GI 的长度是  $N/4$ , CFO 大小为 0.2, 多径信道参数如表 3-2。

当  $N$  为 128 时, 基于 CS 相关算法中的保护间隔的长度为  $128/4=32$ ; 基于 CS+CP 相关的保护间隔长度是  $128/4/2*2=32$ ; 基于传统 CP 相关算法的保护间隔长度也为  $128/4=32$ 。所以在占用资源上三者是等价的。MSE 仿真性能结果如图 4-4 所示。

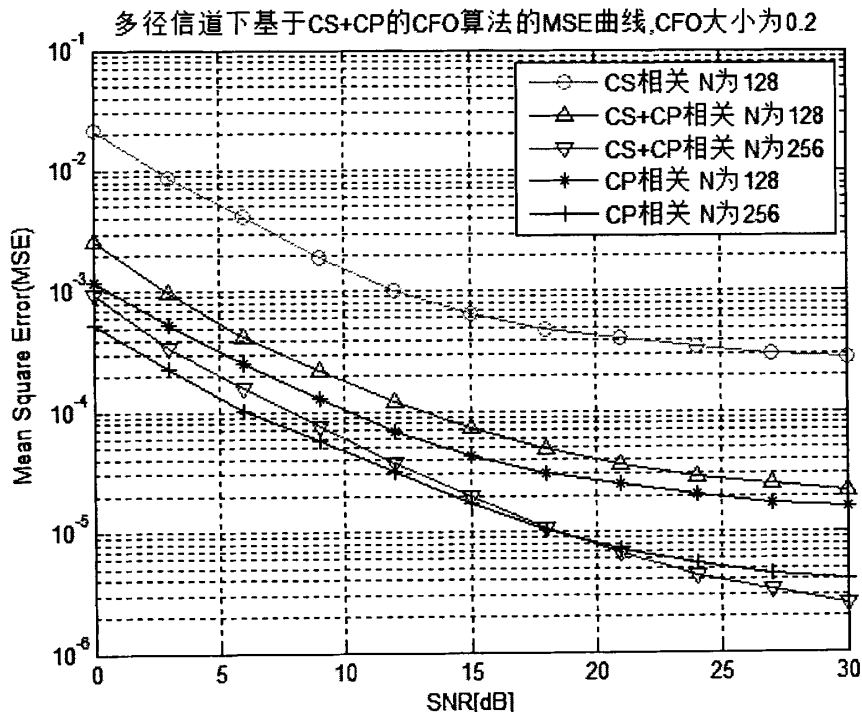


图 4-4 多径信道下基于 CS+CP 的 CFO 估计算法仿真

从图 4-4 可获知, 基于 CS 算法的精确度由于只进行了一组短时间延迟数据的相关运算, 精确度大打折扣, 与传统基于 CP 算法相比, 相同精度的信噪比代价约为 12dB 以上, 且受多径的影响当信噪比增加时出现“趋缓”现象, 但由图 3-7 可知在  $N$  为 128 时其估计范围可达到 2 个子载波间隔范围。

基于传统 CP 的估计算法精度较高, 这是因为参与相关运算的一组数据之间的延迟比较长, 达到  $N$ , 抗噪声比较强, 但由图 3-6 和图 4-6 可知其估计范围仅为半个子载波间隔大小且同样会出现“趋缓”现象。

(1) 估计精度。基于 CS+CP 保护间隔的 CFO 估计算法, 由图 4-4 可知其相比 CS 算法在精度方面有较大的提高。在  $N$  较小时, 其估计精度比传统基于 CP 的 CFO 估计算法的估计精度有所降低, 比基于 CS 的 CFO 估计算法的估计精度大大提升。观察  $N$  为 128 和 256 两种情况下, 在 GI 长度为  $N/4$  时, GI 长度也会增加, 这对本文的提出的



CP+CS 结构的方法带来的优势较大。 $N$  为 256 与  $N$  为 128 相比, 基于 CS+CP 保护间隔的 CFO 估计算法随着信噪比的增加性能提升更快, 当信噪比 19dB 以下时, 缩短了和传统基于 CP 的 CFO 估计方法的精度差, 当 19dB 以上时, 其估计精度超过传统基于 CP 的 CFO 估计方法的精度。这是因为当参与运算的数据增加时, 在多径影响不变的情况下, 进行粗估计补偿再细估计的两步骤的方法能进行更有效的估计(细估计时使用的是未收到或较少受到符号间干扰的数据)。

(2) 估计范围。由图 4-5 可知当归一化 CFO 大小为 2 时, 本文提出的结构方法仍能保持较好的估计性能, 但会略微降低, 但传统基于 CP 的 CFO 估计算法已不能有效估计。由图 4-6 可知本文设计的基于 CS+CP 的结构作为保护间隔的算法其估计范围是同条件下的 CS 方法的 2 倍, 是同条件下传统 CP 方法的 8 倍。另外, 此方法的估计范围受粗估计范围的限制, 而不是简单的粗估计的估计范围和细估计的估计范围的简单叠加, 如图 4-6 中的估计范围仍然是 4 个子载波间隔(和粗估计过程的估计范围相同), 这是因为粗估计时当实际频偏值超出粗估计的范围时, 粗估计值是实际值与粗估计范围值的余数。结合估计精度方面的分析, 当 GI 长度较小时, 本文提出的基于 CS+CP 保护间隔的 CFO 估计算法牺牲了少量精度, 换取了更大的估计范围。

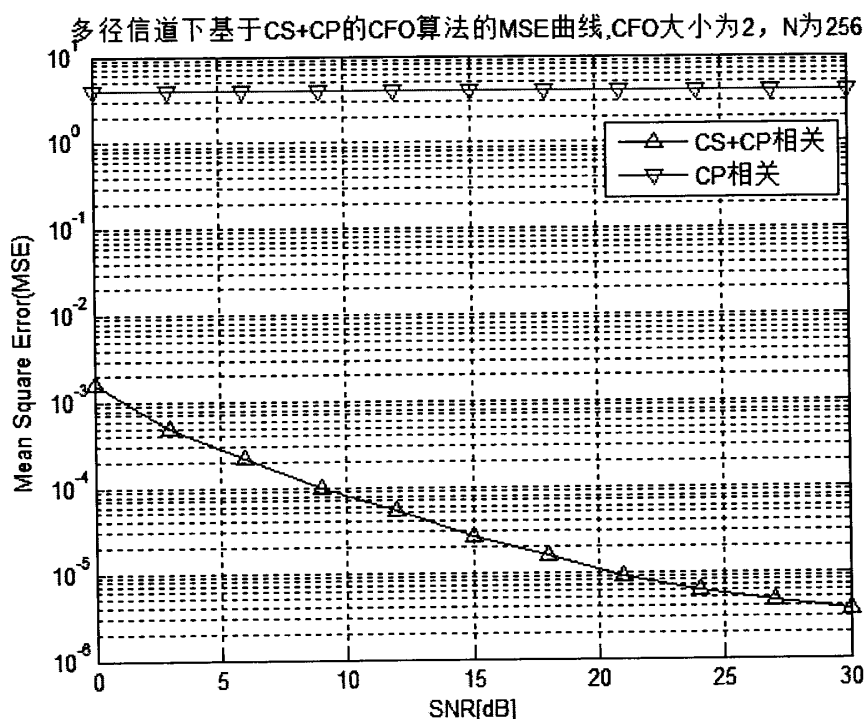


图 4-5 CFO 大小为 2 时 CS+CP 与 CP 算法 MSE 比较

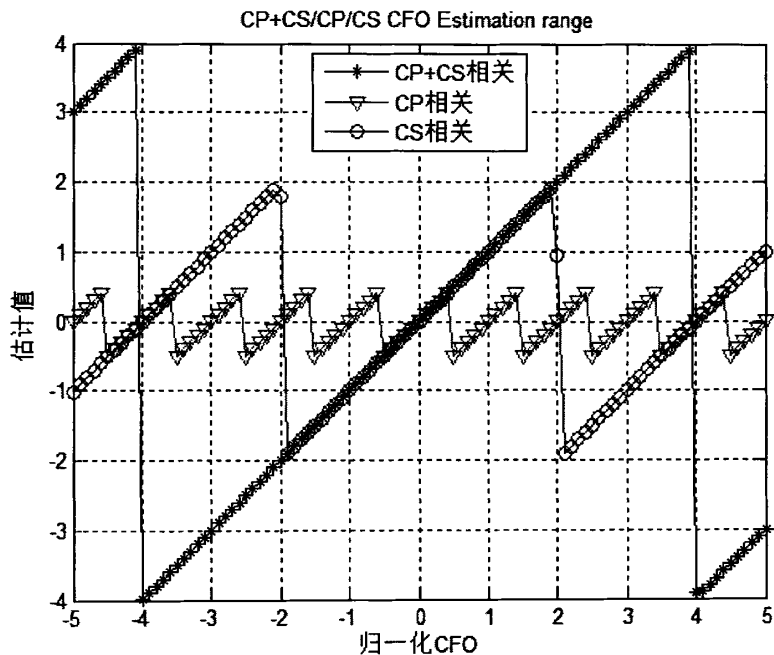


图 4-6 CS+CP、CP、CS 算法估计范围的比较

(3) 计算复杂度。在保护间隔长度相同的前提下，传统基于 CP 和基于 CS 的 CFO 估计算法都是进行了  $2N_g$  次复乘运算，本文提出的基于 CS+CP 的结构作为保护间隔的算法在粗估计时进行了  $N_g$  次复乘运算，在补偿时进行了  $N_g$  次复乘运算，在细估计时进行了  $N_g$  次复乘运算，共计  $3N_g$  次复乘运算，计算复杂度升高。如表 4-2 为传统 CP 算法、CS 算法和本文提出的基于 CS+CP 的结构作为保护间隔的算法在估计精度、估计范围、计算复杂度方面的比较。

表 4-2 CP\CS\CP+CS 算法复杂度			
算法	估计精度	估计范围(单位: 子载波间隔)	计算复杂度
CP	较高	0.5	$2N_g$ 次复乘
CS	比 CP 降低较多	2	$2N_g$ 次复乘
CP+CS	接近 CP 或更优	4	$2N_g$ 次复乘+补偿运算

当  $N$  为 128 时，本文提出的 CP+CS 结构的方法也会出现较明显的“变缓”现象，借鉴传统 CP 或 CS 的算法的改进方案进行改进，其仿真结果如图 4-6，图中 CS+CP 改进 1 曲线是使用 4.2.3 节中的第一种方法，CS+CP 改进 2 曲线是使用 4.2.3 节中的第二种方法。和基于传统 CP 和 CS 的 CFO 估计算法利用这两种算法的改进（仿真结果分别如图 3-6 和图 4-2）相比，对于第一种方法其优于改进前的性能是在 3dB 之后，和传统 CP 和 CS 分别对应的 6dB 和 7dB 相比，改善较好；对于第二种方法其优于改进前的性能是在 15dB 之后，和传统 CP 和 CS 分别对应的 16dB 和 19dB 相比，改善也较好。所以这两种改进趋缓度的方案对本文提出的基于 CS+CP 保护间隔的 CFO 估计算法更有效。

多径信道下改进的基于CS+CP的CFO算法的MSE曲线, CFO=0.2, FFT大小为128

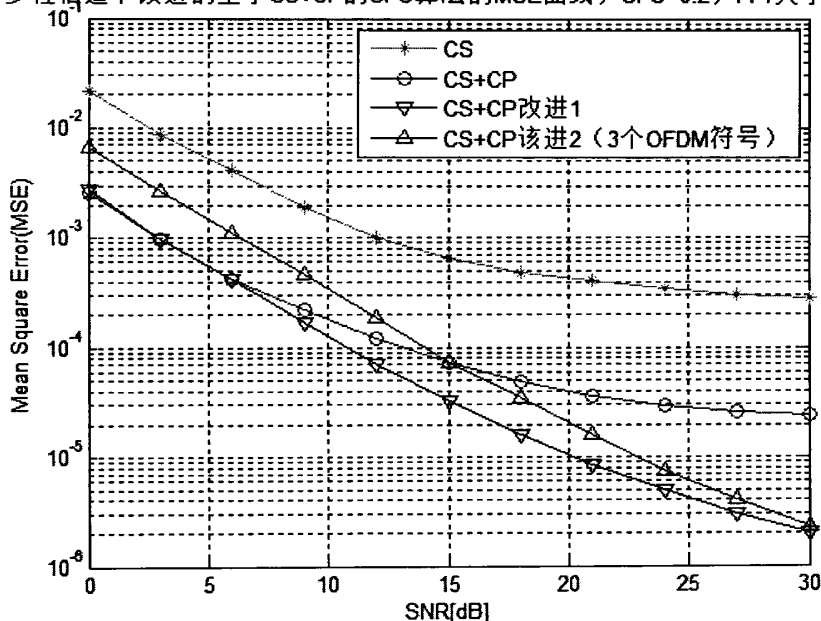


图 4-6 基于 CS+CP 的 CFO 改进方案 MSE 性能

### 4.3 一种基于同传统 CP 结构相近的 CFO 估计算法

#### 4.3.1 结构分析

4.2 节提出的基于 CP+CS 结构保护间隔的 CFO 估计算法存在一个缺点, 因为此结构下的保护间隔是由两部分组成, 一部分是前一个 OFDM 符号的重复部分, 另一部分是后一个 OFDM 符号的重复部分, 如图 4-3 所示。保护间隔要随着后一个 OFDM 符号进行一起传输才能防止 ISI, 所以基于 CP+CS 保护间隔的 CFO 算法实施时存在三个小问题。(1) 要把前一个符号的重复部分留到下一个符号中; (2) 帧结构中的第一个符号的保护间隔前半部分无来源, 仿真时填入了其他任意数据; (3) 算法执行时需要至少前两个符号到达后才能进行, 即估计算法周期长, 因为此时需要定时出 CP 部分、CS 部分及它们的重复部分。从图 4-7 可以看出这种结构的特点, 其中方块线部分是给第一个符号任意填充的  $N_g$  长度的数据, 左斜线块是第一个 OFDM 符号的来源和复制部分, 其中第三个小块是作为两个符号间的保护间隔的前半部分。由此可见, 要实施频偏估计需要第一个和第三个左斜线块的数据到达, 而第三个小块数据的到达往往是随着第二个 OFDM 符号的发送, 所以需要至少前两个 OFDM 符号到达后才能进行频偏估计, 增加了估计时延。

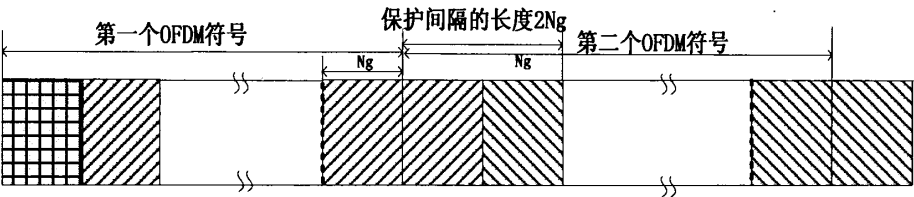


图 4-7 时域 CP+CS 结构特点

针对以上分析，本节重新设计了保护间隔的结构来进行改进。如图 4-8 所示，新的结构是把 OFDM 符号后边的一定长度的数据连续拷贝两次到前端形成新的符号，这样就与传统 CP 结构相同而数据内容不同，本文中称为 2CP 结构。对比图 4-9 可以看出，这样的结构和传统 CP 结构（图 4-9）相同，但数据内容有差异，由此可知基于 2CP 结构的 CFO 估计算法很好地解决了基于 CP+CS 结构的 CFO 估计算法中的问题。

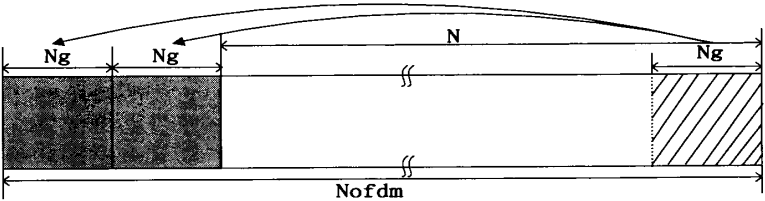


图 4-8 2CP 结构的保护间隔

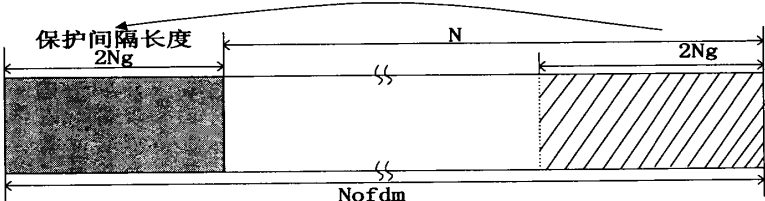


图 4-9 传统 CP 结构的保护间隔

4.3.2 基于 2CP 结构的 CFO 估计算法分析

和 CP+CS 结构类似，进行求相位差运算的重复数据由三部分，数据来源部分、第一个 CP 部分和第二个 CP 部分。算法的基本思想是：利用间隔较近的重复数据（两个 CP 部分）的相位差来求较大范围内的 CFO 估计值  $\hat{\varepsilon}_1$ ，用求出的较大范围的频偏值对接收信号进行补偿（可只补偿接下来进行求相位差的数据，以简化运算），然后利用间隔较远的重复数据（第二个 CP 部分和来源部分）的相位差求较小范围内且精确度高的 CFO 估计值  $\hat{\varepsilon}_2$ ，则  $\hat{\varepsilon}_1$  和  $\hat{\varepsilon}_2$  之和为最终频偏估计值。

设第  $k$  个子载波的接收数据是：

$$y[k] = x[k]e^{j\frac{2\pi}{N}k\varepsilon} + n[k] \tag{4-25}$$

首先，因为较近的重复数据之间的间隔为  $N_g$ ，则较大范围的 CFO 估计值  $\hat{\varepsilon}_1$  为：

$$\hat{\varepsilon}1 = \frac{N}{2\pi N_g} \arg\left(\sum_{k=1}^{N_g} y^*[k]y[k+N_g]\right) \quad (4-26)$$

对接收信号进行直接补偿为：

$$y_2[k] = y[k]e^{-j\frac{2\pi}{N}k\hat{\varepsilon}1} = x[k]e^{j\frac{2\pi}{N}k(\varepsilon-\hat{\varepsilon}1)} + n'[k] \quad (4-27)$$

其次，因为较远的重复数据之间的间隔为  $N$ ，则较高精度的 CFO 估计值  $\hat{\varepsilon}2$  为：

$$\hat{\varepsilon}2 = \frac{1}{2\pi} \arg\left(\sum_{k=N_g+1}^{2N_g} y_2^*[k]y_2[k+N]\right) \quad (4-28)$$

则最终的 CFO 估计值  $\hat{\varepsilon}$  为：

$$\hat{\varepsilon} = \hat{\varepsilon}1 + \hat{\varepsilon}2 \quad (4-29)$$

由式(4-25)可知，粗频偏估计的估计范围可达到  $N/(2N_g)$  个子载波间隔，当  $N$  为 256 时，GI 长度为  $N/4$ ，即 64 时，两个 CP 部分分别为 32，这样估计范围为  $256/(2*32)=4$  个子载波间隔。由图 3-5 可知，由于进行频偏估计运算的间隔比较小，估计精确度有比较大的降低，此时可通过补偿频偏后通过细估计过程进行解决，且细估计过程用到的数据块很少或不受到多径带来的前一个符号的影响，估计性能较好。观察 2CP 和 CP+CS 的特点发现，两种算法是很相近的，其性能也将是相近的。

### 4.3.3 基于 2CP 结构的 CFO 估计算法的仿真分析

表 3-2 为仿真的多径参数， $N$  为 256，CFO 大小是 2，对 CP+CS 和 2CP 两种结构的性能在估计精度和范围上进行比较，仿真结果分别如图 4-10 和图 4-11 所示。可见，两者性能是相同的，但 2CP 结构特点和传统 CP 结构一样，可直接用于现有的 OFDM 系统中。

多径信道下基于CS+CP/2CP的CFO算法的MSE曲线,CFO大小为2, FFT大小为256

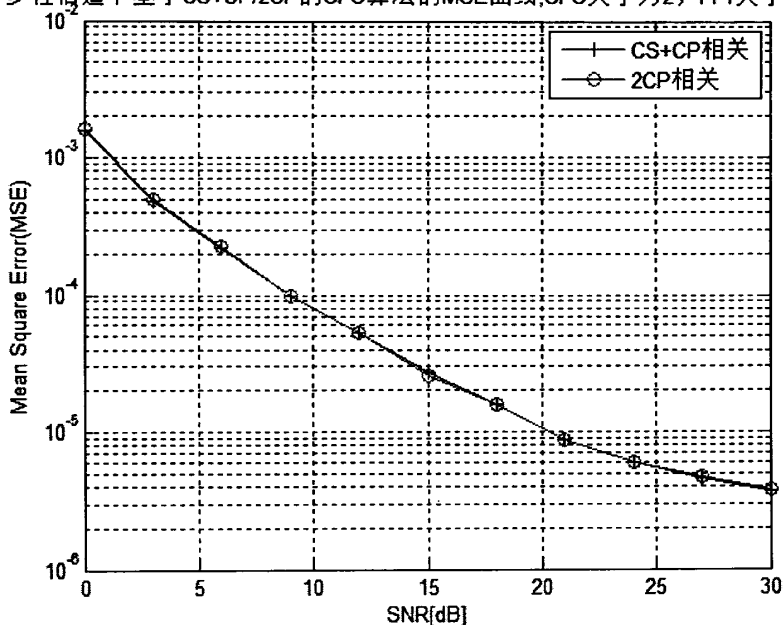


图 4-10 CS+CP 和 2CP 结构保护间隔的 CFO 估计 MSE

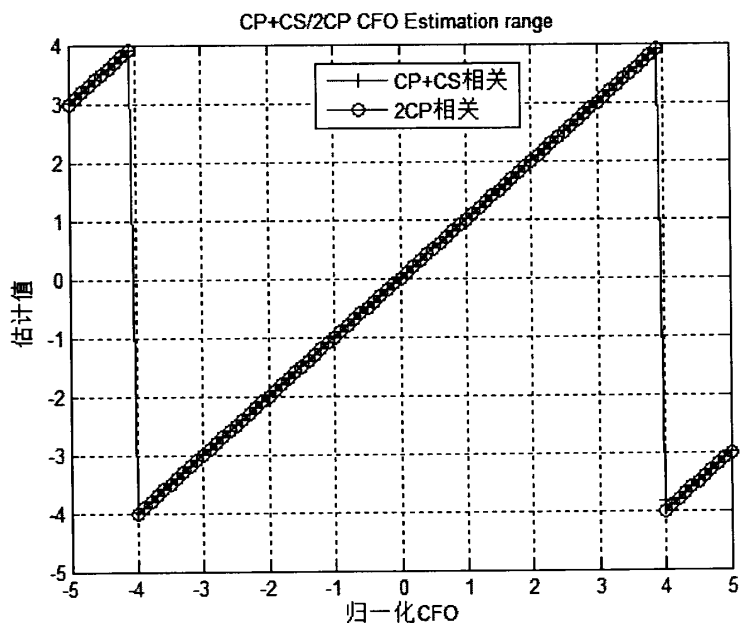


图 4-11 CS+CP 和 2CP 结构保护间隔的 CFO 估计范围

此外,还比较了 AWGN 和多径信道下的基于 2CP 结构 GI 的 CFO 估计算法和传统基于 CP 的 CFO 估计算法的误码率性能曲线,仿真参数为:  $N=128$ , 保护间隔 GI 长度为  $N/4$ , 归一化频偏为 0.2, 16QAM 调制解调, 如图 4-12 所示: (1) 仿真系统在归一化为 0 时的误码率性能和误码率理论曲线是吻合的; (2) 在 AWGN 信道下, 基于 2CP

结构 GI 的 CFO 估计算法和传统基于 CP 的 CFO 估计算法的频偏估计较好, 使误码率性能和理论性能相差很小; (3) 在瑞利多径信道下, 基于 2CP 结构 GI 的 CFO 估计算法的误码率比基于传统 CP 的 CFO 估计算法的误码率略高, 这与当  $N$  为 128 时的估计精度相吻合。(4) 无论在 AWGN 信道还是多径信道下, 存在归一化的 0.2 频偏且未纠正时, 误码率很高, 即已不能很好的解码。

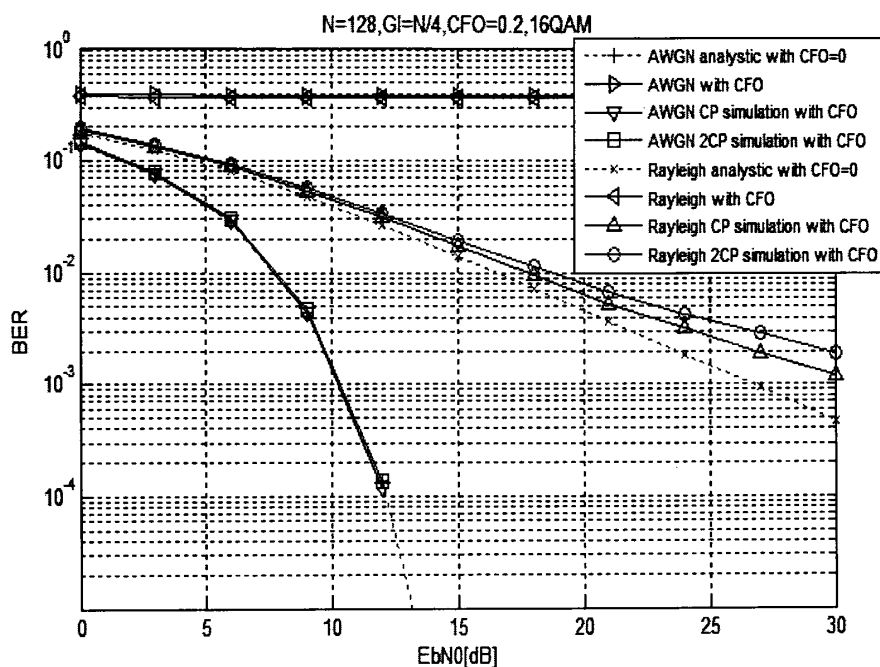


图 4-12 基于 2CP 结构保护间隔的 CFO 估计算法的误码率曲线

## 4.4 本章小结

本章把基于传统 CP 的 CFO 估计算法在多径信道下进行减轻“趋缓”现象的相关改进方案, 应用到基于一种 CS 结构和基于本文提出的 CP+CS 的 CFO 估计算法中分析、仿真验证。结合基于 CP 和基于 CS 的 CFO 估计算法的特点, 本文设计一种基于两者结合的 CP+CS 结构, 使得估计精度得以保证, 也使得估计范围更大, 且不会使用系统的额外频率资源, 但会少量增加系统的计算复杂度(补偿计算量)。针对 CP+CS 结构在估计时的缺点, 本文继续提出了一种可直接应用到已有 OFDM 系统的一种 2CP 结构的保护间隔, 这种结构下的 CFO 估计算法保留了 CP+CS 的性能, 同时保证在一个符号内即可进行 CFO 估计。值得说明的是: 基于保护间隔的 CFO 估计算法在实际使用中要考虑多径信道的最大延迟长度, 设计时在保证基本的保护间隔要大于最大时延的基础上, 为了得到某种程度的精度需要在以上基础上扩大保护间隔的长度, 所以这类算法较适应保护间隔是最大时延若干倍的系统(而实际系统中也往往是这样的)。这在

第三章的基于传统 CP 的 CFO 估计算法的仿真中可以看出，信道仿真时的最大时延是 10 个采样点，而当 CP 长度取 8 时，这时不仅带来了符号间干扰，还使 CFO 的估计精度很低，所以文中相关仿真中都要求保护间隔的总长度是最大时延采样点的若干倍才能得到不错的精度。



## 全文总结及展望

### （一） 全文总结

OFDM 系统因为具有频谱利用率高、实现简单、抗干扰能力强、与其他技术强强结合等优点成为学者们一直研究的热点, 得到很大的发展, 其已成为现代无线通信中一项核心关键技术, 在很多无线通信系统中得到应用。但是为满足人们对更高质量、更快速度且低成本的无线通信的需求, OFDM 系统中仍有很多技术难题需要解决, 其中为保证子载波的正交性和解调时频率的同步, 多普勒效应或系统本身的原因带来的频偏纠正问题仍是 OFDM 系统中需要研究的重点。所以本文的研究重点是频偏估计算法。

针对 OFDM 系统中频偏估计算法, 本文完成了以下工作:

(1) 在深入研究分析 OFDM 系统中频偏的产生及其对通信系统的影响的基础上, 进行了基于循环前缀、基于导频和基于训练序列的已有 CFO 估计算法的理论分析和基于 MATLAB 仿真平台的仿真验证。

(2) 针对传统的基于循环前缀的估计范围小的特点, 利用一种基于循环后缀的 CFO 估计算法估计范围大的特点进行改进, 在估计范围得以保持的前提下, 使估计精度和计算复杂度在一定程度上得以改善。

(3) 结合基于循环前缀和基于一种循环后缀的 CFO 估计算法的特点, 本文设计了两者结合的 CP+CS 结构, 在保证估计精度前提下增大了估计范围; 本文还把基于循环前缀或后缀在多径下改善“趋缓度”的方法应用到 CP+CS 结构中; 另外, 针对 CP+CS 结构的问题, 又给出了一种和 CP+CS 结构性能相同但结构和传统 CP 相同的 2CP 结构的保护间隔, 使得 CP+CS 中存在的问题得以解决。最后分别对基于 CP+CS 的 CFO 估计算法和基于 2CP 的 CFO 估计算法给出了仿真验证与分析。

### （二） 论文工作展望

尽管针对 OFDM 系统中的频偏估计问题提出了一些改进方案, 但由于时间和精力限制, 仍有众多可以研究和可以提出想法的地方没有去深入研究, 主要集中在以下几个方面:

(1) 针对基于本文提出的保护间隔的 CFO 估计算法进行克拉美罗界的推导, 可观察本方法的误差极限。

(2) 由于本文提出的方法可以在一个符号间隔进行 CFO 估计, 可以在较短时间进行, 而本文的信道条件是一般的 AWGN 信道和变化不是很剧烈的多径信道, 可研究其对快时变信道的适应性。

(3) 对基于训练序列的 CFO 估计算法, 可研究编码或权值等方法与自相关性较强的训练序列等方法相结合的方法, 以抵抗系统噪声或多径干扰, 得到估计精度更

高的 CFO 估计算法。

(4) 由于基于导频的 CFO 估计算法是很多系统中采用的,可与基于保护间隔或基于代价函数相结合的方式估计精度、估计范围或计算复杂度上面的改进,即采用时频联合的频偏估计算法。

本文对此的学术研究还比较肤浅,希望在以后的工作学习中继续深入学习研究。

## 致谢

时光荏苒，白驹过隙，三年的研究生生涯就快结束了，蓦然回首发现自己还坚持着自从2013年踏入西南交通大学的初梦，充实过完这三年，不眷顾别人所得所失，专注打牢基础，戒骄戒躁，一路走来意识到自己学到了很多，提高了很多。在研究生生涯和论文收尾之际，我要向那些给予我帮助和关心的老师、朋友和家人，诚挚地说声谢谢！

首先，感谢我亲爱的汪晓宁导师！汪晓宁老师学识渊博，对待学生的学术科研一丝不苟，给出很多宝贵的建议和意见，对学生的生活方面给予很多关心和帮助。师生之间和睦相处，对学术交流起到很大的作用。汪晓宁老师教导我们做研究时要沉着冷静、戒骄戒躁、多和其他师生交流，生活和学习上要调节好。在老师的谆谆教导下，我在研究生学习和生活期间学会了很多学术研究方法和知识，养成了坚持锻炼身体的习惯，这些对我将来的工作、学习、生活以及事业发展上有着长足而深远的影响。论文的选题、开题、想法和实现、写作至最终答辩等环节都充满老师的心血。

其次，还要感谢我的舍友陈民玉同学、童星同学，感谢我的同门窦超同学，感谢实验室的各位同学，特别是张帅师兄、罗棋师姐、马魏艳师姐、余海师兄和粟唐师兄，14、15级的师弟和师妹们，班级的同学们，感谢对我学习和生活上的帮助和关心，美好的研究生生涯因你们而开花结果，我会铭记于心！

接着，我从内心感谢我亲爱的爸爸、妈妈和哥哥！你们是我求学路上的坚强后盾，给我鼓励和精神支撑，让我意识到读书的希望，我一直怀着好好努力，好以后回报的初心，报答你们的爱，永远爱你们！

最后，我要由衷感谢对本论文进行评审和参与我答辩的各位老师，您们是我研究生生涯的重要把关者，让我能够成为合格的硕士毕业生，并感谢您们对本论文提出的宝贵建议和意见！

## 参考文献

- [1] 李莉. MIMO-OFDM 系统原理、应用及仿真[M]. 机械工业出版社,2014: p9-10.
- [2] Stuber G L. Principles of mobile communication [M]. Springer Science & Business Media, 2011.
- [3] Bhalla M R, Bhalla A V. Generations of mobile wireless technology: A survey[J]. International Journal of Computer Applications, 2010, 5(4).
- [4] Dahlman E, Parkvall S, Skold J. 4G: LTE/LTE-advanced for mobile broadband[M]. Academic press, 2013.
- [5] Chang R W. Synthesis of Band - Limited Orthogonal Signals for Multichannel Data Transmission[J]. Bell System Technical Journal, 1966, 45(10): 1775-1796.
- [6] Weinstein S B, Ebert P M. Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete Fourier transform[J]. Communication Technology, IEEE Transactions on, 1971, 19(5): 628-634.
- [7] Peled A, Ruiz A. Frequency domain data transmission using reduced computational complexity algorithms[C]. Acoustics, Speech, and Signal Processing, IEEE International Conference on ICASSP'80. IEEE, 1980, 5: 964-967.
- [8] Radio Broadcasting Systems: Digital Audio Broadcasting to mobile, portable and fixed receivers. ETSI V1.4.1. 2006-06.
- [9] Faria G, Henriksson J A, Stare E, et al. DVB-H: Digital broadcast services to handheld devices[J]. Proceedings of the IEEE, 2006, 94(1): 194-209.
- [10] IEEE Standard for Information Technology-Telecommunications and Information Exchange Between Systems-Local and Metropolitan Area Networks-Specific Requirements: Carrier Sense Multiple Access with Collision Detection (CSMA/CD) Access Method and Physical Layer Specifications[M]. IEEE, 2002.
- [11] ETSI T R. 101 683 v1. 1.1: "Broadband Radio Access Networks (BRAN); HIPERLAN Type 2[J]. System overview, 2000.
- [12] Cooklev T. Air interface for fixed broadband wireless access systems[J]. Wireless Communication Standards: A Study of IEEE 802.11<sup>TM</sup>, 802.15<sup>TM</sup>, and 802.16<sup>TM</sup>, 2011: 225-333.
- [13] 余海. OFDM 系统中子载波间干扰消除技术研究[D]. 西南交通大学硕士毕业论文. 2014.
- [14] Cho Y S, Kim J, Yang W Y, et al. MIMO-OFDM wireless communications with MATLAB[M]. John Wiley & Sons, 2010.
- [15] Van de Beek J J, Sandell M, Borjesson P O. ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems[J]. IEEE transactions on signal processing, 1997, 45(7): 1800-1805.
- [16] 周恩. 多径信道下 OFDM 系统同步算法研究[D]. 博士学位论文. 北京: 北京邮电大学, 2006(5).
- [17] 刘斌, 陈西宏. OFDM 系统中基于循环前缀的频偏估计算法[J]. 通信技术. 2008(06)
- [18] 郭欣欣, 吴长奇, 司瑞华, 苏立娟. 循环前缀中插入四元序列的频偏估计研究[J]. 无线电通信技术. 2011(05).
- [19] Aswini S H, Lekshmi B N, Sekhar S, et al. MIMO-OFDM frequency offset estimation for Rayleigh fading channels[C]. Computational Systems and Communications (ICCSC),

- 2014 First International Conference on. IEEE, 2014: 191-196.
- [20] Sai Prakash S, Lakshmi J. Carrier frequency offset estimation using novel recursive algorithm for OFDM downlink[C]. Signal Processing And Communication Engineering Systems (SPACES), 2015 International Conference on. IEEE, 2015: 477-481.
- [21] Hyong-Goo Jeon, Kyoung-Soo Kim, and 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.
- [22] Moose P H. A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction[J]. Communications, IEEE Transactions on, 1994, 42(10): 2908-2914.
- [23] Schmidl T M, Cox D C. Robust frequency and timing synchronization for OFDM[J]. Communications, IEEE Transactions on, 1997, 45(12): 1613-1621.
- [24] Morelli M, Mengali U. Carrier-frequency estimation for transmissions over selective channels[J]. Communications, IEEE Transactions on, 2000, 48(9): 1580-1589.
- [25] Wu M, Zhu W P. A preamble-aided symbol and frequency synchronization scheme for OFDM systems[C]. Circuits and Systems, 2005. ISCAS 2005. IEEE International Symposium on. IEEE, 2005: 2627-2630.
- [26] Choi J W, Lee J, Zhao Q, et al. Joint ML estimation of frame timing and carrier frequency offset for OFDM systems employing time-domain repeated preamble[J]. Wireless Communications, IEEE Transactions on, 2010, 9(1): 311-317.
- [27] Zhang S, Zhang C, Pan C. Carrier Frequency Offset Estimation Using Embedded Pseudo Random Sequences[C]. Vehicular Technology Conference (VTC Spring), 2015 IEEE 81st. IEEE, 2015: 1-5.
- [28] Chen K, Zhao Y, Wu H, et al. Study of high-accurate frequency estimation in 60GHz wireless communication system[J]. Journal of communications, 2015.
- [29] Yeh H G, Chan E L S. A low-complexity residual CFO estimation scheme for OFDM systems[C]. Systems Conference (SysCon), 2015 9th Annual IEEE International. IEEE, 2015: 694-699.
- [30] Classen, F. and Myer, H. Frequency synchronization algorithm for OFDM systems suitable for communication over frequency selective fading channels. IEEE VTC'94, 1994: 1655-1659.
- [31] Kapoor S, Marchok D J, Huang Y F. Pilot assisted synchronization for wireless OFDM systems over fast time varying fading channels[C]. Vehicular Technology Conference, 1998. VTC 98. 48th IEEE. IEEE, 1998, 3: 2077-2080.
- [32] Chen H, Pottie G J. A comparison of frequency offset tracking algorithms for OFDM[C]. Global Telecommunications Conference, 2003. GLOBECOM'03. IEEE. IEEE, 2003, 2: 1069-1073.
- [33] Zhang W, Xia X G, Ching P C. Clustered pilot tones for carrier frequency offset estimation in OFDM systems[J]. Wireless Communications, IEEE Transactions on, 2007, 6(1): 101-109.
- [34] You Y H, Lee K T, Kang S J. Pilot-aided frequency offset tracking scheme for OFDM-based DVB-T[J]. Consumer Electronics, IEEE Transactions on, 2008, 54(3): 1053-1058.
- [35] Cao A, Wang G, Ma Y, et al. Frequency domain pilot-based carrier frequency offset estimation in SC-FDMA system[C]. Wireless Communications Systems (ISWCS), 2014

- 11th International Symposium on. IEEE, 2014: 27-32.
- [36] Yang L, Yang L, Zhu H, et al. Time-Varying Doppler Frequency Offset Estimation Method for LTE-TDD Uplink with Multi-user in HST Scenario[J]. Wireless Personal Communications, 2015, 82(2): 1127-1146.
- [37] Ahmed E, Saxena M. Pilot Tone based Gaussian Particle Filtering Approach for Carrier Frequency Offset Estimation in OFDM Systems[J]. International Journal of Computer Applications, 2015, 114(8).
- [38] 张贤达, 保铮. 通信信号处理[M], 国防工业出版社, 北京, 2002.
- [39] Sklar, B. Digital Communication: Fundamentals and Application 2/E. Prentice Hall, 2002.
- [40] T.S. Rappaport, Wireless Communication Principles and Practice, Prentice-Hall Inc., 1996.
- [41] A. Goldsmith. Wireless Communication. Cambridge University Press. 2005: 644.
- [42] Recommendation (1997) ITU-R M.1225. Guidelines for Evaluation of Radio Transmission Technologies for IMT-2000.
- [43] James Cavers. Mobile Channel Charecteristics. Kluwer Academic Publisher, 2000: 61-83
- [44] Chen C, Li J. Maximum likelihood method for integer frequency offset estimation of OFDM systems[J]. Electron. Lett, 2004, 40(13): 813-814.
- [45] 秦升平, 尹长川, 纪红, 乐光新. OFDM 系统中一种频率偏移的盲估计算法[A]. 现代通信理论与信号处理进展——2003 年通信理论与信号处理年会论文集[C]. 2003
- [46] 秦生平. 无线 OFDM 系统信道与载波频率偏移估计即 Doppler 分集的研究[D], 北京邮电大学博士毕业论文, 2004.
- [47] Schmidl, T.M. and Cox, D.C. Low-overhead, low-complexity burst synchronization for OFDM. IEEE ICC'96, 1996: 1301-1306.
- [48] Jiang-hua Wei and Yuan Liu. Carrier Frequency Offset Estimation Using PN Sequence Iteraion In OFDM systems[J]. IEEE Networks Security Wireless Communication and Trusted Computing, 2010, Vol.2, pp: 405-409.
- [49] 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.
- [50] Coleri, S., Ergen, M., Puri, A., and Bahai, A. Channel Estimation Techniques Based On Pilot Arrangement In OFDM Systems. IEEE Trans. on Broadcasting, 2002, 48(3): 223-229.
- [51] Heiskala, J. and Terry, J. OFDM Wireless LANs: A Theoretical and Practical Guide. SAMS, 2002.
- [52] Hsieh, M. and Wei, C. Channel Estimation for OFDM Systems Based On Comb-type Pilot Arrangement In Frequency Selective Fading Channels. IEEE Trans. Consumer Electron., 1998, 44(1): 217-228.
- [53] Van Nee, R. and Prasad, R. OFDM For Wireless Multimedia Communications. Artech House Publishers, 2000.
- [54] Yang L, Ren G, Qiu Z. A novel Doppler frequency offset estimation method for DVB-T system in HST environment[J]. Broadcasting, IEEE Transactions on, 2012, 58(1): 139-143.
- [55] 王成, 吴瑛, 韩广. 基于自相关函数的前向载波频偏估计算法[J]. 计算机工程与设计. 2010(17).

- 
- [56] Daffara, F. and Adami, O. A New Frequency Detector for Orthogonal Multi-carrier Transimission Techniques. IEEE VTC'95, 1995: 804-809.
- [57] Fusco T.Tanda M. Blind Feedforward symbol-timing estimation with PSK Signals: A Constant-modulus approach[J]. IEEE Trans On Commun.2007, 55(2):242-246.
- [58] 袁艳春. OFDM 系统频偏估计算法研究[D]. 西南交通大学硕士毕业论文, 2014.

## 攻读硕士学位期间发表的论文及科研成果

- [1] 储长财.MIMO-OFDM 系统中基于 CS 频偏估计算法的一种改进方案[A].2016 年信息、电子与控制技术学术会议(IECT' 2016)论文集: 通信与信息系统[C]. 2016.