

摘要

OFDM 技术具有频谱效率高、抗频率选择性衰落的优良特性, 已经成为下一代移动通信系统的核心技术, 然而 OFDM 系统对同步误差非常敏感, 因此同步技术成为下一代通信系统的关键技术之一, 倍受关注。

东南大学移动通信国家重点实验室在国家自然科学基金重大项目和前期 863 重大项目的基礎上, 承担了带宽不大于 100MHz, 数据传输速率不低于 1Gbps, 传输距离不小于 50 米的 Gbps 无线通信系统设计。本文作为“Gbps 无线传输关键技术与试验系统研究开发”的一部分, 研究了基于 MIMO-OFDM 系统的同步技术和算法实现。

本文首先介绍了 OFDM 技术的基本原理, 分析了包括符号定时偏差、载波频率偏差和采样时钟偏差在内的几种同步偏差对 OFDM 系统性能的影响。之后介绍了一般 OFDM 系统中的同步算法, 设计了满足同步要求的前导符, 提出适用于 Gbps 系统的同步算法, 并针对系统延时过大问题对算法进行了改进。最后对各同步模块进行了硬件设计。

关键字: Gbps, OFDM, 粗同步, 小数倍频偏, 整数倍频偏, 精同步, 硬件实现

Abstract

Due to its high spectral efficiency and robustness against frequency selective fading, Orthogonal Frequency Division Multiplexing(OFDM) has become a promising transmission technique for the next generation system. However, OFDM is sensitive to the synchronization errors, therefore, synchronization in both time domain and frequency domain is very important to the next generation system.

Based on the National Science Foundation project and previous 863 research project, National Mobile Communications Research Laboratory of Southeast University is researching a new communication system which can achieve the transmission of greater than 1Gb/s in a 100MHz channel bandwidth in the distance of 50 metres. As a part of the 863 project "Key Technology in Gbps wireless Transmission system", this paper focuses on the theory and implementation of synchronization technology based on MIMO-OFDM system..

First the theory of OFDM is presented, and the influences of several synchronization offset to OFDM system are analyzed, including symbol timing offset, carrier frequency offset and sampling clock offset. Then synchronization algorithms in common OFDM system are discussed, the preamble satisfying synchronization's need is designed, the synchronization algorithms applying Gbps system and the improved algorithm aiming at reducing the delay of system are both proposed. Finally, hardware implementation of the synchronization modules is designed.

Key word:Gbps, OFDM, coarse synchronization, fractional frequency offset, Integral frequency offset, fine synchronization, hardware implementation

图表目录

图 1-1 MIMO 系统的基本模型.....	3
图 1-2 Gbps 系统发射端框图.....	5
图 1-3 Gbps 系统接收端框图.....	5
图 2-1 OFDM 系统的调制和解调.....	8
图 2-2 包含 4 个子载波的 OFDM 符号.....	8
图 2-3 OFDM 信号中各子载波的频谱.....	9
图 2-4 OFDM 符号中加入 CP.....	10
图 2-5 加入循环前缀的 OFDM 系统框图.....	11
图 3-1 OFDM 系统中的同步.....	13
图 3-2 OFDM 系统的频域等效.....	15
图 3-3 向前定时偏差.....	16
图 3-4 向后定时偏差.....	16
图 3-5 载波频率偏差.....	17
图 3-6 抽样间隔偏差.....	19
图 3-7 定时对误比特率的影响.....	21
图 3-8 载波频偏对误比特率的影响.....	21
图 4-1 相隔 N_d 个样值的两个时域重复训练符号.....	24
图 4-2 相隔 N_d 个样值的两个频率重复训练符号.....	25
图 4-3 双滑动窗的能量检测帧同步改进算法.....	28
图 4-4 延迟相关同步算法.....	29
图 5-1 Gbps 系统的帧结构.....	31
图 5-2 前导符结构图.....	31
图 5-3 同步算法整体框图.....	32
图 5-4 SCM_6_D 信道下不同 SNR 时的相关曲线.....	34
图 5-5 粗同步算法流程图.....	35
图 5-6 精同步相关值曲线.....	38
图 5-7 测试序列构成.....	39
图 5-8 链路仿真流程图.....	39
图 5-9 系统子载波分配图.....	42
图 5-10 粗同步错误率.....	43
图 5-11 小数倍频偏的 mse.....	43
图 5-12 精同步粗误差.....	44
图 5-13 改进帧结构.....	45
图 5-14 改进前导符结构.....	45
图 5-15 相关值比较曲线.....	45
图 5-16 改进前后粗同步错误率比较.....	46
图 5-17 改进前后小数倍频偏的 mse 比较.....	47
图 5-18 改进前后精同步错误率比较.....	47
图 6-1 同步实现流程.....	50
图 6-2 粗同步硬件实现框图.....	50
图 6-3 相关值计算硬件实现框图.....	51
图 6-4 滑动累加硬件实现框图.....	51
图 6-5 平滑滤波器的硬件实现框图.....	52
图 6-6 CORDIC 算法原理图.....	53

图表目录

图 6-7 CORDIC 模块的硬件实现.....	54
图 6-8 小数倍频偏估计实现框图.....	54
图 6-9 小数倍频偏校正的硬件实现框图.....	55
图 6-10 精同步硬件实现框图.....	56
表 3-1 同步性能分析仿真参数.....	20
表 3-2 SCM_6_D 信道模型参数.....	20
表 5-1 系统仿真参数.....	40
表 5-2 SUI-3 信道参数.....	40
表 5-3 SCM_18_D 信道参数	41

东南大学学位论文独创性声明

本人声明所呈交的学位论文是我个人在导师指导下进行的研究工作及取得的研究成果。尽我所知，除了文中特别加以标注和致谢的地方外，论文中不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果，也不包含为获得东南大学或其它教育机构的学位或证书而使用过的材料。与我一同工作的同志对本研究所做的任何贡献均已在论文中作了明确的说明并表示了谢意。

研究生签名：韩重阳 日期：2008年3月

东南大学学位论文使用授权声明

东南大学、中国科学技术信息研究所、国家图书馆有权保留本人所送交学位论文的复印件和电子文档，可以采用影印、缩印或其他复制手段保存论文。本人电子文档的内容和纸质论文的内容相一致。除在保密期内的保密论文外，允许论文被查阅和借阅，可以公布（包括刊登）论文的全部或部分内容。论文的公布（包括刊登）授权东南大学研究生院办理。

研究生签名：韩重阳 导师签名：尤肖虎 日期：2008年3月

第一章 绪论

1.1 无线通信的发展现状

移动通信由最初的第一代模拟移动通信系统、第二代数字移动通信系统发展到了目前即将商用的第三代宽带数字移动通信系统,正向着大系统容量、高速率、高服务质量、多业务的方向发展,我国的未来的移动通信系统—后三代移动通信系统(亦称第四代移动通信系统)的研究工作也已展开。

第一代移动通信系统基于模拟通信技术,但存在模拟系统的容量小,频谱利用率低,保密性能差以及不同系统不能兼容等不足。第二代数字移动通信系统提供了更高的频谱利用率、更好的数据业务及更先进的漫游能力,改善了第一代系统存在的不足;但第二代通信系统在很多方面仍然没有达到人们的要求,比如没有统一的全球标准、传输速率低等等。第三代移动通信系统以全世界范围的个人通信和多媒体通信为目标,是一个支持多速率、多业务、宽频带的系统,能够满足移动性、高比特率及可变业务等需求;然而,第三代移动通信系统距离人类“不论何时,不论何地都能与任何人交流任何信息”的个人通信愿望仍有较大距离。

随着 Internet 和多媒体等高速数据业务在无线通信系统中的广泛应用,下一代移动通信系统(B3G/4G 系统)需要在有限的无线频率资源范围内,提供比现有的第二代移动通信(2G)系统和第三代移动通信(3G)系统更高的传输速率,更大的覆盖范围,更稳定的性能,而且还要能够满足各种业务的传输要求^[1]。为了实现上述目标,国际上普遍认为 B3G/4G 系统应当在 100MHz 无线频段范围内达到 1Gbps 的峰值速率,也就是频谱效率高达 10bps/Hz。同时,为了满足绿色环保要求,B3G/4G 系统的发射功率还要远低于 2G 和 3G 系统

国际电信联盟(ITU)对于 4G 技术的定义是静止状态下速率 1Gbps,高速移动状态 100Mbps。目前“4G 标准”尚未成型,但各国已经在争相研究开发 4G 通信系统。我国在“十五”863 计划中也投入了大量资金着手研究新一代移动通信系统。研究内容包括蜂窝系统,局域性短程接入系统和蓝牙技术,其目的是在 B3G 移动通信发展初期即着手开展相关的研究与发展,与国际上的研究同步发展,获取具有自主知识产权的核心技术专利,对形成新一代无线移动通信知识产权和体制标准做出较大贡献,为国家培养一支有一定规模的具有国际竞争力的超前研究队伍,为实现我国未来无线通信产业的跨越式发展创造条件。

东南大学移动通信国家重点实验室在国家自然科学基金重大项目和前期 863 重大项目的基础上,设计能够在小于 100MHz 的无线传输带宽内,50 米的传播距离内,实现的无线传输速率超过 1Gbps 的通信系统。为我国在下一代无线通信系统的核心技术掌握、标准制定、乃至今后实际系统的建设等方面提供技术储备,推动我国从无线通信大国到强国的跨越。本文作为 863 项目“Gbps 无线传输关键技术与试验系统研究开发”的一部分,研究了同步技术理论和算法实现。

1.2 OFDM 和 MIMO 技术概述

OFDM 技术具有抗频率选择性衰落、频谱效率高和抗窄带干扰的优良特性; MIMO 技术能大大提高系统的容量、频谱效率和数据速率, 扩大小区覆盖范围。OFDM 技术和 MIMO 技术都是未来 Beyond 3G 系统的核心技术。

1.2.1 OFDM 技术

OFDM(正交频分复用)是一种特殊的多载波传输方案, 可以被看作一种调制技术, 也可以被看作一种复用技术。OFDM 理论及其应用的研究可以追溯到上个世纪中叶, 即在上世纪五十年代 GA.Doelz 提出了 Kineplex 系统, 该系统使用了 20 个子载波, 每个子信道的调制方式是 QPSK 调制, 各子载波的频谱互相重叠又是正交的, 大大地提高了频谱利用率。其相邻子载波的间隔近似等于符号速率。可以看出, 其基本思想类似于现代的 OFDM, 可以说是 OFDM 系统的雏形。

二十世纪六十年代, R.W.Chang 等通过滤波和限带等方法使子载波保持正交^[2]。1971 年, S.B.Weinstein 和 P.M.Ebert 利用 DFT 进行多载波的基带调制和解调, 大大地降低了系统实现的复杂度, OFDM 在实用化的进程中前进了一大步^[3]。Weinstein 等提出通过插入保护间隔来消除符号间干扰, 但信号经过多径信道后会使得子载波间不再正交, 从而产生干扰。1980 年, A.Peled 和 A.Ruiz 采用循环前缀(Cyclic Prefix, 简称为 CP)的方法使信号经过多径信道后仍然保持子载波间的正交性。1985 年, Cimini 将 OFDM 应用于数字蜂窝系统, 从此, OFDM 开始应用于无线移动系统的研究。

OFDM 系统较一般的单载波通信系统能更充分地利用频带, 得到更高的数据传输速率, 已经在许多通信领域得到了应用。例如, 欧洲数字音频广播(Digital audio broadcast, 简称为 DAB)标准采用了带差分相位调制的 OFDM, 数字视频广播(Digital video broadcast, 简称为 DVB)标准包含了多幅度调制的 OFDM, 有线电话网上基于现有铜双绞线的非对称数字用户环路(Asymmetrical digital subscriber loop 简称为 ADSL)、基于 5GHz 频段的高速无线接入局域网标准 802.11a 和 HIPERLAN1 也都采用了 OFDM 调制, 等等。

除了高带宽利用率外, OFDM 系统还有以下优点^{[4][5][6][7]}:

1. 各个子信道中的正交调制和解调可以采用 IDFT 和 DFT 来实现。对于子信道数很多的系统, 可以用 FFT 来实现, 大大减小了运算量和实现复杂度。

2. 无线网络中的许多数据业务(如上网浏览)都存在非对称性传输, 即下行链路中传输的数据量要远远小于上行链路的数据传输量。OFDM 系统可以很容易地通过使用不同数量的子信道来实现上行和下行链路中的不同传输速率。

3. 实际的无线信道多是频率选择性信道, 不可能所有的子载波都同时处于比较深的衰落中, 因此可以通过动态比特分配和动态子信道分配的方法, 充分利用信噪比较高的子信道, 从而提高系统的性能。

4. OFDM 技术可以和空时编码、智能天线、自适应调制、自适应编码以及动态分组分配、动态比特分配等技术相结合, 极大地提高了物理层信息传输的可靠性和有效性; OFDM 技术还可以与多种多址接入技术结合使用, 构成 OFDMA 系统, 如 OFDM-CDMA、调频 OFDM 以及 OFDM-TDMA。

5. 因为窄带干扰只能影响一小部分的子载波, 因此 OFDM 系统可以在某种程度上抵抗窄带干扰。但是由于 OFDM 系统内存在有多个正交子载波, 而且其输出信号是多个子信道信号的叠加, 因此与单载波系统相比, 存在以下两个主要缺点:

1. 易受载波频率偏差和 Doppler 频谱扩展的影响。
2. 存在较高的峰值平均功率比。

1.2.2 MIMO 技术

MIMO(Multiple-Input-Multiple-Output)技术作为近年来新兴起的一项技术, 是现代通信技术的一个重大突破。在发送端和接收端均使用多根天线的 MIMO 技术, 大大提高了频谱效率。MIMO 技术充分利用空间传播中的多径分量, 在同一频带上使用多个数据通道(MIMO 子信道)发射信号, 使得传输速率随着天线数量的增加而线性增加, 它不占用额外的带宽, 也不消耗额外的发射功率。MIMO 技术以其高速率, 高频谱效率的优点而倍受青睐。配备多天线发射和接收的无线通信系统将是大势所趋。

上世纪 90 年代, 贝尔实验室 Foschini 和 Telatar 等人从研究中得出结论^{[9][10]}: 在独立平坦衰落信道条件下, 信道容量随着天线数线性增加, 而 Bell 德实验系统 BLAST 也验证了这一点(频谱利用率高达 20-42bps/Hz)^{[10][11]}, 多天线系统的巨大潜力引起了人们极大的研究热情, 从此 MIMO 技术开始受到广泛的关注。

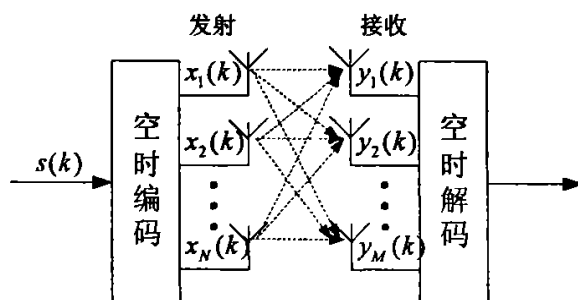


图 1-1 MIMO 系统的基本模型

图 1-1 所示为 MIMO 系统的原理图。传输信息流 $s(k)$ 经过空时编码形成 N 个信息子流 $x_i(k), i=1, 2, \dots, N$ 。这 N 个子信息流由 N 个天线发射出去, 经信道后由 M 个接收天线接收。多天线接收机利用先进的空时解码处理能够分开并解码这些数据子流, 从而实现最佳的处理。

系统容量是表征通信系统的最重要标志之一, 表示了通信系统的最大传输率。对于发射天线数为 N , 接收天线数为 M 的 MIMO 系统, 假设信道为独立的瑞利衰落信道, 并且假设 N, M 很大, 则信道容量 C 近似为: $C = [\min(M, N)] \cdot B \cdot \log_2(\rho/2)$ 。其中 B 为信号带宽, ρ 为接收端平均信噪比, $\min(M, N)$ 为 M, N 中的较小者。上式表明, 功率和带宽固定时, 多输入多输出系统的最大容量或容量上限随着最小天线数的增加而线性增加。而在同样条件下, 接收端或发射端采用多天线或天线阵列的普通智能天线系统, 其容量仅随着天线数的对数增加而增加。相对而言, 多入多出对于提高无线通信系统的容量具有极大的潜力。

可以看出,此时的信道容量随着天线数的增大而线性增大。也就是说可以利用 MIMO 信道成倍地提高无线信道容量,在不增加带宽和天线发送功率的情况下,频谱利用率可以成倍地提高。利用 MIMO 技术可以提高信道的容量,同时也可以提高信道的可靠性,降低误码率。目前 MIMO 技术领域另一个研究热点就是空时编码。常见的空时码有空时块码、空时格码。空时码的主要思想是利用空间和时间上的编码实现一定的空间分集和时间分集,从而降低信道误码率。

1.2.3 MIMO 与 OFDM 的结合

在未来的宽带无线通信系统中,存在两个最严峻的挑战:多径衰落信道和带宽效率。OFDM 通过将频率选择性多径衰落信道在频域内转换为平坦信道,从而减小了多径衰落的影响。而 MIMO 技术能够在空间中产生独立的并行信道同时传输多路数据流,这样就有效地增加了系统的传输速率,即由 MIMO 提供的空间复用技术能够在不增加系统带宽的情况下增加频谱效率。这样,如果我们将 OFDM 和 MIMO 两种技术相结合,就能达到两种效果:一种是系统具备很高的传输速率,另一种是通过分集达到很强的可靠性。同时,在 MIMO-OFDM 系统中加入合适的数字信号处理算法能更好地增强系统的稳定性^[12]。

MIMO-OFDM 技术通过在 OFDM 传输系统中采用阵列天线实现空间分集,提高了信号质量。它同时利用了时间,频率和空间三个分集技术,使无线系统对噪声,干扰,多径的容忍度大大增加。目前 MIMO-OFDM 技术的应用领域主要是在固定无线接入,这方面领先的是美国的 Raze 和 Iospan 公司。美国 Agere 系统公司日前开发成功了最高传输速度为 162Mbit/s 的 WLAN 技术,这种技术是在收发两端使用阵列天线的 MIMO 和 OFDM 技术,该系统使用 3 对收发天线,每对收发天线可以实现 54Mbit/s。这是目前 MIMO+OFDM 技术所表现的强大的应用潜力 IEEE802.11a,11g 都是以 OFDM 作为核心技术,而 IEEE802.16 系列则是以 MIMO+OFDM 技术为核心。世界各国和各大电信厂商目前都已经开展了新一代移动通信系统的研究,而且由于 MIMO-OFDM 在提高无线链路的传输速率和可靠性的巨大潜力,使得这两种技术的结合有望成为过渡到 4G 的潜在技术。因此 MIMO-OFDM 已经成为目前 4G 研究的热点

1.3 Gbps 系统简介^[28]

本方案基于多输入多输出正交频分复用(MIMO-OFDM)技术,实现无线传输速率超过 1Gbps 的无线通信实验系统。系统采用时分双工(TDD)模式,工作在 3.5GHz 频段,占用带宽 100MHz。系统采用 4 发 6 收的 MIMO 方案。图 1-2 为系统发射端框图。用户数据经过信道编码和符号映射后,进行快速傅立叶变换(FFT),变换到频域,并进行交织。这里的 FFT、交织,再加上后面的反向快速傅立叶变换(IFFT),能够将每一时间点上的信号,扩展到同一 FFT/IFFT 数据块内的各个时间点上,也能将每一时间点上的信号,扩展到频域的各处,也即进行了信号的时域和频域扩展,为获得更大的分集增益提供了基础。复用的方式依据信道条件、业务要求等改变。在每一条天线通路上,采用了典型的 OFDM 调制技术。

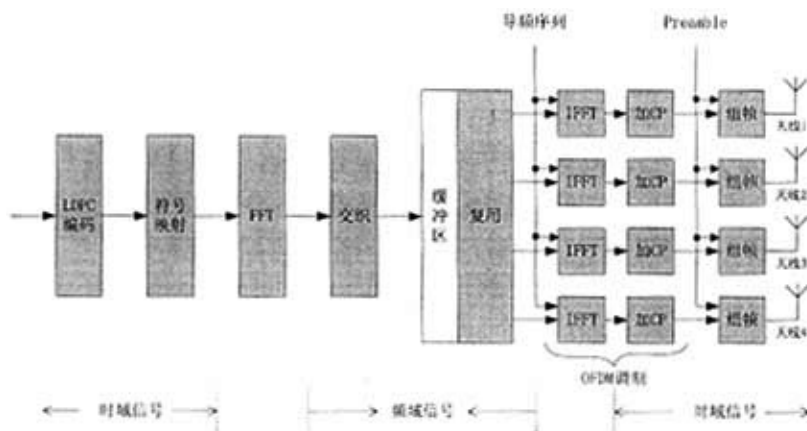


图 1-2 Gbps 系统发射端框图

图 1-3 为系统接收端框图。从 6 条天线通路上收到的信号先进行帧检测和粗同步，找到每一个数据帧的大致起始位置，然后进行频偏估计和校正，去除收发端频偏带来的影响，并提供射频电路进行自动频率控制（AFC）需要的频偏信号，再进行精同步，找到 OFDM 解调中进行 FFT 变换的起始样值位置。FFT 变换后，在频域进行信道估计和信号检测。检测出的信号需要对其相位进行校正。校正后的信号的数据部分进入解复用模块，导频部分用来对频偏进行跟踪，更新相位校正的信息。数据解复用后进行解交织、IFFT、符号逆映射和信道解码后，得到发射信息的估计。

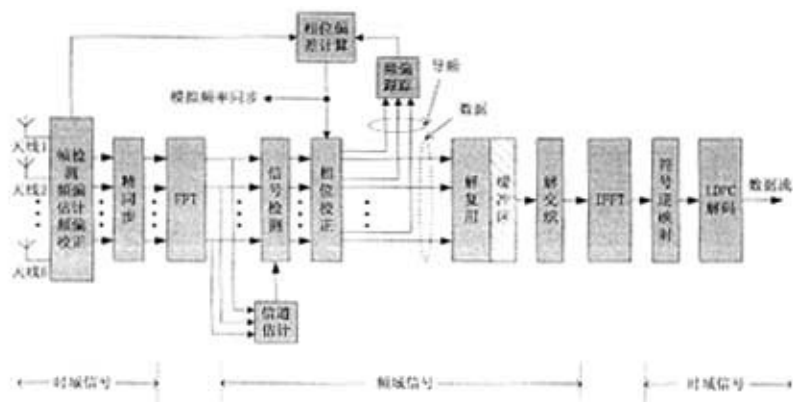


图 1-3 Gbps 系统接收端框图

1.4 论文的主要内容和安排

本文是作者在攻读硕士学位期间，参与移动通信国家重点实验室 863 项目“Gbps 无线传输关键技术与试验系统研究开发”，对同步技术的研究与实现。主要研究 Gbps 通信系统中的同步算法，在阅读文献和报告的基础上对各种已有的同步算法进行仿真、分析、比较和改进，最终寻求一种性能优良且适合硬件实现的同步方案。

第一章介绍了无线通信的发展现状，MIMO 和 OFDM 的技术概述，Gbps 系统简介以及论文的

工作安排。

第二章主要介绍了 OFDM 通信系统的基本原理、关键技术以及系统参数选取的原则。

第三章介绍了 OFDM 系统中的同步类型，分析了各种同步对系统性能的影响，给出并分析了仿真结果。

第四章主要是介绍了 OFDM 系统中的一些常用同步算法，包括载波同步算法，符号帧同步算法。

第五章首先给出了 Gbps 系统中同步算法的原理和实现方法，然后搭建仿真平台，给出了各同步算法的仿真结果，并在节约硬件资源的原则下提出了一种改进方法及其仿真结果。

第六章设计同步算法基于 FPGA 的实现，给出了 Gbps 系统中同步各个模块的硬件设计框图。

第七章对论文的工作作出总结，并提出进一步改进的建议

第二章 OFDM 基本原理

OFDM 是一种特殊的多载波传输方案,它可以被看作是一种调制技术,也可以被当作是一种复用技术。多载波传输把数据流分解成若干个比特流,这样每一个子数据流将具有低得多的比特速率,用这样的低比特率形成的低速率多状态符号再去调制相应的子载波,就构成了多个低速率符号并行发送的传输系统。正交频分复用是对多载波调制(MCM, Multi Carrier Modulation)的一种改进。它的特点是各个子载波相互正交,所以扩频调制后的频谱可以相互重叠,但是减少了子载波间的相互干扰,还大大提高了频谱利用率。选择 OFDM 的一个主要原因在于该系统能够很好的对抗频率选择性衰落和窄带干扰。在单载波系统中,一次衰落或者干扰会导致整个链路失效,但是在多载波系统中,某一时刻只会有少部分的子信道受到深度衰落的影响

2.1 OFDM 系统中的调制和解调

2.1.1 原理

每个 OFDM 符号是多个经过调制的子载波信号之和,其中每个子载波的调制方式可以选择相移键控(PSK)或者正交幅度调制(QAM)。如果用 N 表示子信道的个数, T 表示 OFDM 符号的宽度, $d_i (i = 0, 1, \dots, N-1)$ 是分配给每个子信道的数据符号, f_c 是载波频率, 则从 $t = t_s$ 开始的 OFDM 符号的可以表示为:

$$s(t) = \operatorname{Re} \left\{ \sum_{i=-N/2}^{N/2-1} d_{i+N/2} \exp \left[j 2 \pi \left(f_c - \frac{i+0.5}{T} \right) (t-t_s) \right] \right\}, t_s \leq t \leq t_s + T \quad (2.1)$$

在很多文献中,经常采用如下所示的等效基带信号来描述 OFDM 的输出信号:

$$s(t) = \sum_{i=-N/2}^{N/2-1} d_{i+N/2} \exp \left[j 2 \pi \frac{i}{T} (t-t_s) \right], t_s \leq t \leq t_s + T \quad (2.2)$$

其中,式(2.2)的实部和虚部分别对应于 OFDM 符号的同相和正交分量,在实际中可以分别与相应于载波的余弦分量和正弦分量相乘,构成最终的子信道信号和合成的 OFDM 符号。图 2-1 给出了 OFDM 系统调制和解调框图,图中假定 $t_s = 0$ 。

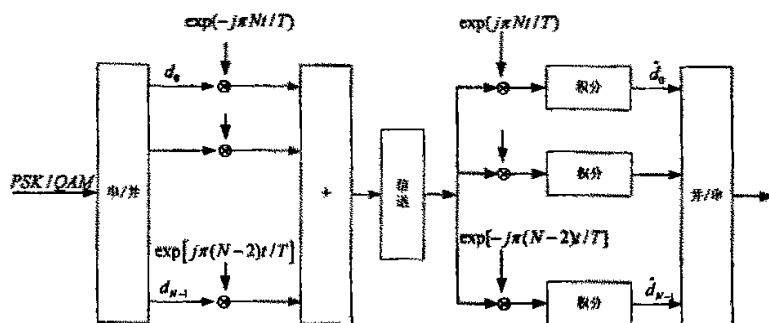


图 2-1 OFDM 系统的调制和解调

在图 2-3 中给出了一个 OFDM 符号内包括 4 个子载波的实例。其中所有的子载波都具有相同的幅值和相位，但在实际应用中，根据数据符号的调制方式，每个子载波的幅度值和相位都可能是不同的。从图 2-2 可以看到，每个子载波在一个 OFDM 符号周期内都包含整数倍个周期，而且各个相邻子载波之间相差 1 个周期。由图中可以看出，各子载波信号之间满足正交性。

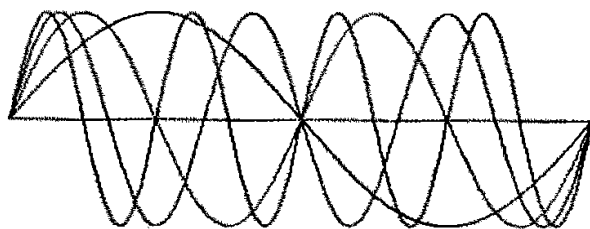


图 2-2 包含 4 个子载波的 OFDM 符号

这种正交性还可以从频域角度来理解。根据式(2.1)，每个 OFDM 符号在其周期 T 内包括多个非零子载波，因此其频谱可以看作是周期为 T 的矩形脉冲的频谱与一组位于各个子载波频率上的 δ 函数的卷积。矩形脉冲的频谱幅值为 $\text{sinc}(fT)$ 函数，这种函数的零点出现在频率为 $1/T$ 整数倍的位置上，这种现象可以参见图 2-3，其中给出相互覆盖的各个子信道内经过矩形波形成型得到的符号的 sinc 函数频谱。在每一子载波频率的最大值处，所有其它子信道的频谱值恰好为零。由于在对 OFDM 符号进行解调的过程中，需要计算每个子载波上取得最大值的位置所对应的符号值，因此可以从多个相互重叠的子信道符号频谱中提取出每个子信道符号，而不会受到其他子信道的干扰。由图 2-4 可以看出，OFDM 符号的频谱实际上可以满足无符号间干扰的奈奎斯特准则，但传统的奈奎斯特准则是在时域上保证前后发送符号之间无干扰的影响^[13]，但在此处指的是在频域中各子信道上不存在干扰，这种消除信道间干扰 (ICI) 的方法是通过在时域中使用矩形脉冲成型，在频域中每个子载波的最大值处取样来实现。

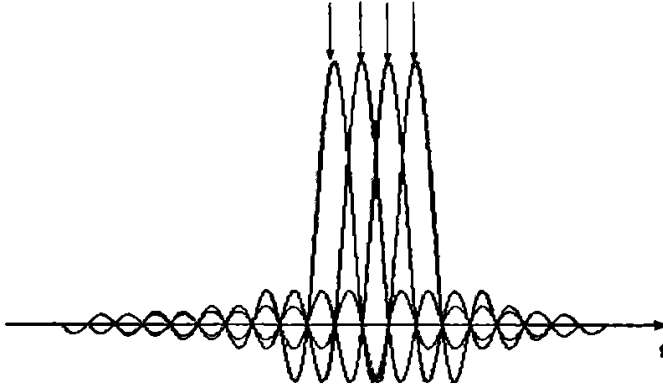


图 2-3 OFDM 信号中各子载波的频谱

2.1.2 实现

接收端第 k 路子载波信号的解调过程为：将接收信号与第 k 路的解调载波 $\exp\left(-j2\pi \frac{k-N/2}{T}t\right)$ 相乘，然后将得到的结果在 OFDM 符号的持续时间 T 内进行积分，

即可获得相应得发送信号 \hat{d}_k ，即

$$\begin{aligned}\hat{d}_k &= \frac{1}{T} \int_{t_s}^{t_s+T} \exp\left[-j2\pi \frac{k-N/2}{T}(t-t_s)\right] \sum_{i=-N/2}^{N/2-1} d_{i+N/2} \exp\left[j2\pi \frac{i}{T}(t-t_s)\right] dt \\ &= \frac{1}{T} \sum_{i=-N/2}^{N/2-1} d_{i+N/2} \int_{t_s}^{t_s+T} \exp\left[-j2\pi \frac{k-N/2}{T}(t-t_s)\right] dt \\ &= d_k\end{aligned}\quad (2.3)$$

实际上，式 (2.2) 中定义的 OFDM 复等效基带信号可以采用离散傅立叶变换(IDFT)来实现。令式 (2.2) 中的 $t_s = 0, t = kT/N (k = 0, 1, \dots, N-1)$ ，可以得到：

$$s(k) = s(kT/N) = \sum_{i=0}^{N-1} d_i \exp\left(j \frac{2\pi ki}{N}\right), 0 \leq k \leq N-1 \quad (2.4)$$

式 (2.4) 中， $s(k)$ 即为 d_i 的 IDFT 运算。在接收端，为了恢复原始的数据符号 d_i ，可以对

$s(k)$ 进行 DFT 变换，得到：

$$d_i = \sum_{k=0}^{N-1} s(k) \exp\left(-j \frac{2\pi ki}{N}\right), 0 \leq i \leq N-1 \quad (2.5)$$

根据上述分析可以看到，OFDM 系统的调制和解调可以分别由 IDFT/DFT 来代替。通过

N 点 IDFT 运算, 把频域数据符号 d_i 变换为时域数据符号 $s(k)$, 经过载波调制之后, 发送到信道中。在接收端, 将接收信号进行相干解调, 然后将基带信号进行 N 点 DFT 运算, 即可获得发送的数据符号 d_i 。

在 OFDM 系统的实际应用中, 可以采用更加方便快捷的快速傅立叶变换(FFT/IFFT)来实现调制和解调^{[14][15]}。

2.2 OFDM 系统中的保护间隔和循环前缀

采用 OFDM 技术的最主要原因之一是它可以有效地对抗多径时延扩展, 通过把输入的数据流并行分配到 N 个并行的子信道上, 使得每个 OFDM 的符号周期可以扩大为原始数据符号周期的 N 倍, 因此时延扩展与符号周期的比值也同样降低 N 倍。在 OFDM 系统中, 为了最大限度地消除符号间干扰, 在每个 OFDM 符号之间要插入保护间隔 (GI), 该保护间隔的长度 T_g 一般要大于无线信道的最大时延扩展, 这样一个符号的多径分量就不会对下一个符号造成干扰。在这段保护间隔内, 可以不插入任何信号, 即使一段空闲的传输时段^[14]。然而在这种情况下, 由于多径传播的影响, 会产生子信道间干扰 (ICI), 即子载波之间的正交性遭到破坏, 不同的子载波之间产生干扰。

为了消除由于多径传播造成的 ICI, 一种有效的方法是将原来的 OFDM 符号进行周期扩展, 用扩展信号来填充保护间隔, 如图 2-4 所示。将保护间隔内的 L 个样点值称为循环前缀 (Cyclic Prefix, CP)。由图中可以看出, 循环前缀中的信号与 OFDM 符号尾部的 L 个样点值相同。

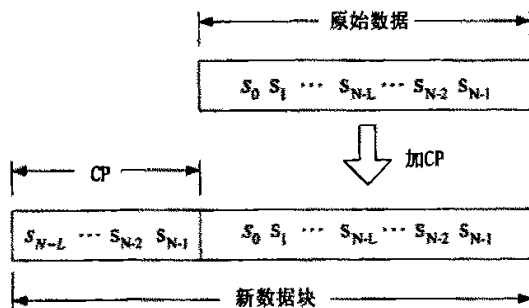


图 2-4 OFDM 符号中加入 CP

在实际系统中, 如图 2-5 所示。OFDM 符号在送入信道之前, 首先要加入循环前缀, 然后送入信道进行传送。在接收端, 首先将接收符号开始的 L 个样点值丢弃, 然后将剩余的部分进行傅立叶变换, 然后进行解调。在 OFDM 符号内加入循环前缀可以保证在一个 FFT 周期内, OFDM 符号的时延副本所包含的波形周期个数也是整数, 这样, 时延小于保护间隔 T_g 的时延信号就不会在解调过程中产生 ISI。

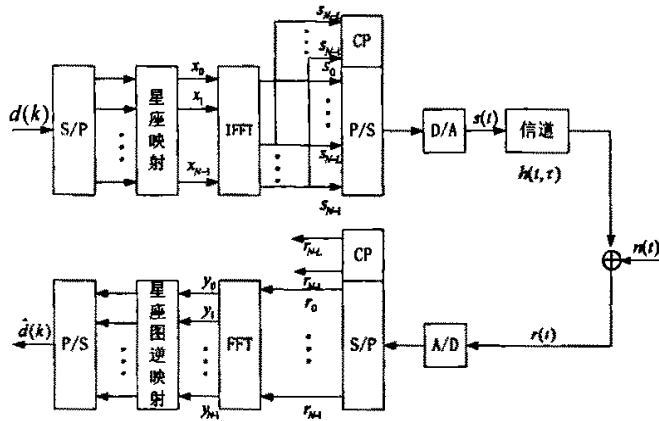


图 2-5 加入循环前缀的 OFDM 系统框图

假定用 T_s 表示发送端 D/A 变换之前的离散信号 $s(n)$ 的样值间隔，则包含循环前缀的一个 OFDM 符号周期为 $T' = (N + L)T_s = NT_s + LT_s = T + T_g$

其中， T 表示不包含循环前缀的 OFDM 符号的有效长度， $T = NT_s$ ； T_g 表示循环前缀的长度， $T_g = LT_s$ 。假定信道的最大多径时延扩展为 τ_{\max} ，为了消除 ISI， T_g 应该满足 $T_g \geq \tau_{\max}$ 。考虑到 L 为整数， L 的选取应该满足以下关系式：
$$L \geq \left\lceil \frac{\tau_{\max}}{T_s} \right\rceil$$

2.3 OFDM 的参数选择

在 OFDM 系统，我们需要确定一下参数：符号周期、保护间隔、子载波的数量。这些参数的选择取决于给定信道的带宽、时延扩展以及所要求的信息传输速率。一般按照以下步骤来确定 OFDM 系统的各参数^[16]：

确定保护间隔：根据经验，一般选择保护间隔的时间长度为时延扩展均方根的 2 到 4 倍。

选择符号周期：考虑到保护间隔所带来的信息传输速率的损失和系统的实现复杂度以及系统的峰值平均功率比等因素，在实际系统中，一般选择符号周期长度至少是保护间隔长度的 5 倍。

确定子载波的数量：子载波的数量可以直接利用 -3dB 带宽除以子载波间隔（即去掉保护间隔之后的符号周期的倒数）得到。或者，可以利用所要求的比特速率除以每个子信道中比特速率来确定子载波的数量。每个子信道中传输的比特速率由调制类型、编码速率来确定。

调制模式：OFDM 系统的调制模式可以基于功率或频率利用率来选择。调制的类型可以用复数形式来表示 $d_n = a_n + jb_n$ ，其中 a_n 和 b_n 为调制星座图中的横坐标和纵坐标值。应用到每个子载波的调制模式的选择只能是数据速率需求与传输稳定性之间的折中。

2.4 OFDM 的关键技术

在具体应用中，OFDM 系统需要解决的关键问题包括以下几个方面：

1. 同步技术

同步性能的好坏对 OFDM 系统的性能影响很大。OFDM 系统中的同步包括载波同步、样值同步和符号同步三部分。

2. 信道估计

信道估计的方法有很多，在无线通信中，一般采用插入导频的方法进行信道估计，如何设计导频图案和性能好、复杂度低的信道估计算法是 OFDM 系统中的一项重要研究内容。

3. 峰均比

在时域中，OFDM 信号是 N 路正交子载波信号的叠加，当这 N 路信号按相同极性同时取最大值时，OFDM 信号将产生最大的峰值。该峰值信号的功率与信号的平均功率之比，称为峰值平均功率比，简称峰均比(PAR)。大的 PAR 值，对发送端的功率放大器的线性度要求很高。如何降低 OFDM 信号的 PAR 值对 OFDM 系统的性能和成本都有很大影响。

4 信道编码

信道编码可显著地提高数字通信系统的抗干扰能力。在 OFDM 系统中，可使用任意传统的信道编码，如分组码、卷积码、网格编码调制(TCM)以及 Turbo 等，现在的发展方向是在 OFDM 系统中结合多天线技术使用时空编码，即所谓的 MIMO-OFDM 技术，这项技术可显著地提高 OFDM 系统的性能，成为下一代无线通信系统的热点技术。

5 信道时变性的影响

信道的时变性引起接收信号的多普勒扩展，使 OFDM 信号的正交性遭到破坏，引起子载波之间的干扰，造成系统性能下降。克服多普勒扩展的传统方法是采用信道编码加交织技术来抵抗信道性能的下降。最近的发展是利用多普勒分集技术^[17]将多普勒扩展变害为利，从而提高系统的性能。

6 自适应技术

采用 OFDM 技术的好处是可以根据信道的频率选择性衰落情况动态地调整每个子载波上的信息比特数和发送功率，从而优化系统性能，称为自适应比特和功率分配。

7 其他相关技术

除了以上与 OFDM 本身相关的技术之外，在具体系统中使用 OFDM 技术时，还应该考虑具体系统得实际情况。如在蜂窝移动通信系统中，需要考虑的问题包括：上下行链路的实现方式、多址接入方法，以及与高层协议的联合优化等。

第三章 同步误差对 OFDM 系统性能的影响

同步技术是任何通信系统都需要解决的实际问题,其性能直接关系到整个通信系统的性能。可以说,没有准确的同步算法,就不可能进行可靠的数据传输,它是信息可靠传输的前提。对于 OFDM 系统,存在三种类型的同步,如图 3-1 所示(图中虚线表示接收端和发送端所需同步相对应位置的示意,而不是真实实现时同步在系统接收端所处的位置)。

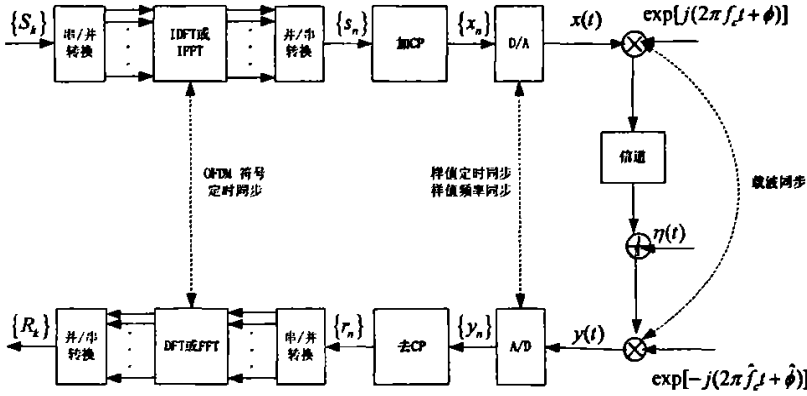


图 3-1 OFDM 系统中的同步

载波同步：当采用同步解调或相干检测时,接收端需要提供一个与发射端调制载波同频同相的相干载波

符号同步：使接收端确定每个 OFDM 符号的起止时刻,即确定准确的 FFT 窗位置,并进一步实现块同步或帧同步

样值同步：为了使接收端确定每个样值符号的起止时刻,并保证接收端与发送端有相同的采样频率。

3.1 系统模型

假设 OFDM 系统子载波数量为 N , 每个 OFDM 符号包含 $K < N$ 个数据符号 $x_{l,k}$, 其中 l 表示 OFDM 符号序号, k 表示子载波序号。采样间隔为 $T = T_u/N$, 其中 T_u 为有效符号周期。为了限制传输信号的带宽小于 $1/T$, $N - K$ 个子载波被用作保护间隔。基带传输信号如下^[5]:

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{T_u}} \sum_{l=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=-K/2}^{K/2-1} x_{l,k} \psi_{l,k}(t) * g_T(t) \quad (3.1)$$

其中 $g_T(t)$ 为传输滤波器, $\psi_{l,k}$ 为子载波脉冲。为了避免符号间干扰 (ISI), OFDM 符号的前面加有长度为 T_g 的循环前缀, 于是有:

$$\begin{aligned} \psi_{l,k}(t) &= e^{j2\pi(k/T_s)(t-T_s-T_g)} u(t-lT_s) \\ u(t) &= \begin{cases} 1 & 0 \leq t \leq T_s \\ 0 & \text{else} \end{cases} \end{aligned} \quad (3.2)$$

其中, $\Delta f = 1/T_s$ 为子载波间隔, $T_s = T_u + T_g$ 为 OFDM 符号长度, 相当于 $N_s = N + N_g$ 个采样点。信号经过频率选择性衰落信道, 信道模型如下:

$$h(\tau, t) = \sum_l h_l(t) \delta(\tau - \tau_l) \quad (3.3)$$

其中信道模型包含了实际信道冲击响应和传输滤波器 $g_T(t)$ 。假设信道各个径之间不相关, 且为广义平稳过程, 信道能量归一化为 1。假设接收滤波器在传输带宽内是平坦的, 于是接收信号为:

$$r(t) = \sum_l h_l(t) s(t - \tau_l) + n(t) \quad (3.4)$$

其中 $n(t)$ 为复高斯白噪声。在时刻 $t_n = nT$ 对接收信号进行采样, 可以得到:

$$r(t_n) = \sum_l h_l(nT) s(nT - \tau_l) + n(nT) \quad (3.5)$$

去除循环前缀, 可以得到第 l 个符号的 N 点采样数据:

$$\begin{aligned} \bar{r}_l &= \{r_{l,0}, r_{l,1}, \dots, r_{l,N-2}, r_{l,N-1}\} \\ r_{l,n} &= r((n + N_g + lN_s)T) \end{aligned} \quad (3.6)$$

通过快速傅立叶变换 (FFT) 对接收序列进行解调, 可以得到第 l 个 OFDM 符号上第 k 个子载波的解调信号为:

$$y_{l,k} = \sum_{n=0}^{N-1} r_{l,n} e^{-j2\pi(n/N)k} \quad (3.7)$$

进一步假设, 信道条件在一个 OFDM 符号间隔内保持不变, 于是有:

$$y_{l,k} = x_{l,k} H_{l,k} + n_{l,k} \quad (3.8)$$

其中, $n_{l,k}$ 为复高斯噪声, $H_{l,k}$ 为第 k 个子载波上的信道响应, 如下式所示:

$$H_{l,k} = \sum_l h_l(l) e^{-j2\pi k(\tau_l/T_s)} \quad (3.9)$$

由式(3.8)可见, OFDM 系统可以看成由 N 个子系统组成, 每个子系统受到平坦衰落信道和高斯噪声的影响, 系统可以表示为一系列平行高斯信道, 如图 3-2 所示。所以 OFDM 系统可以使用单抽头的频域均衡器, 信道均衡变得相对容易

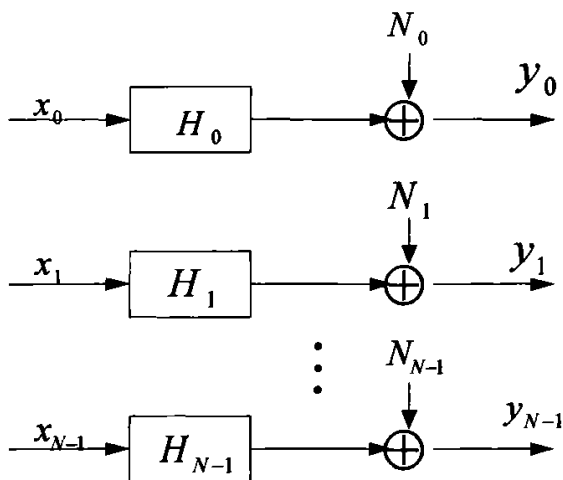


图 3-2 OFDM 系统的频域等效

3.2 符号定时偏差对 OFDM 系统性能的影响

定时同步的目的在于准确地找到 OFDM 符号的开始位置,使接收端可以获得理想的 FFT 窗口。由于多径信道和噪声的影响,估计定时点常常偏离准确定时点,带来定时偏差。定时偏差可以分为向前偏差和向后偏差。下面我们将分别分析这两种偏差的影响。

图 3-3 给出了向前定时偏差的^[18]情况。假设定时偏差为 d , 且满足 $d < N_g - \tau_{\max}$, 其中 τ_{\max} 为多径信道最大时延。记 FFT 窗口 \mathbf{r}_l^+ , 根据 \mathbf{r}_l^+ 取出来的序列没有受到 ISI 的影响, 其中包含了本符号 CP 的 d 个采样点和 $N-d$ 个有效符号采样点, 分别将这两个部分记为 \mathbf{u}_l^+ 和 \mathbf{v}_l^+ , 于是有: $\mathbf{r}_l^+ = [\mathbf{u}_l^+ \mathbf{v}_l^+]$

其中:

$$\begin{aligned}\mathbf{u}_l^+ &= [r_l(N-d), r_l(N-d+1), \dots, r_l(N-1)] \\ \mathbf{v}_l^+ &= [r_l(0), r_l(1), \dots, r_l(N-d-1)]\end{aligned}$$

通过 FFT 变换将时域序列变换到频域, 记 $\mathbf{R}_l^+ = FFT[\mathbf{r}_l^+]$, 由 FFT 变换性质可知:

$$\mathbf{R}_l^+(k) = R_l(k) e^{-j \frac{2\pi}{N} kd} \quad (3.10)$$

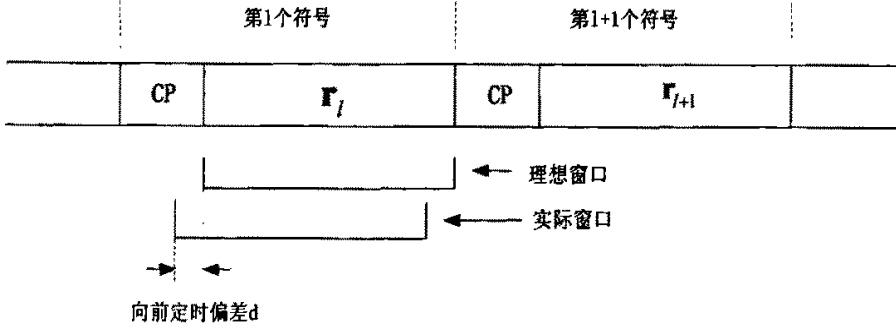


图 3-3 向前定时偏差

由式(3.10)可知, 向前定时偏差 ($d \leq N_g - \tau_{\max}$) 仅仅带来了频域的相位旋转, 而这个相位旋转是可以通过信道均衡补偿掉的, 所以一般来说, 向前的定时偏差对系统的性能影响不大。

图 3-4 给出了向后定时偏差的情况。假设定时偏差为 d , 记 FFT 窗口为 \mathbf{r}_l^* , 该窗口包含 $N-d$ 个当前符号采样值和 d 个下一个符号的采样值, 分别记为 \mathbf{u}_l^* 和 \mathbf{v}_l^* , 于是有:

$$\mathbf{r}_l^* = [\mathbf{u}_l^* \mathbf{v}_l^*]$$

其中:

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_l^* &= [r_l(d), r_l(d+1), \dots, r_l(N-1)] \\ \mathbf{v}_l^* &= [r_{l+1}(N-N_g), \dots, r_{l+1}(N-N_g+d-1)] \end{aligned}$$

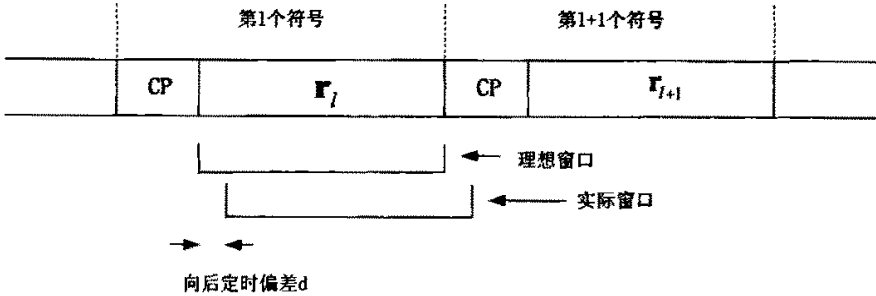


图 3-4 向后定时偏差

通过 FFT 变换将时域序列变换到频域, 记 $\mathbf{R}_l^* = FFT[\mathbf{r}_l^*]$

$$\begin{aligned} y_{l,k} &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} r_{l,k} e^{-j2\pi(n/N)k} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1-n_g} r_{l,n+n_g} e^{-j2\pi(n/N)k} + \frac{1}{N} \sum_{n=N-n_g}^{N-1} r_{l+1,n+n_g-N} e^{-j2\pi(n/N)k} \\ &= \frac{N-n_g}{N} x_{l,k} H_{l,k} e^{j2\pi(k/N)n_g} + \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1-n_g} \sum_{m,n \neq k} x_{l,m} H_{l,m} e^{j2\pi(m/N)(n+n_g)} e^{-j2\pi(n/N)k} \\ &\quad + \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1-n_g} \sum_m x_{l+1,m} H_{l+1,m} e^{j2\pi(m/N)(n+n_g)} e^{-j2\pi(n/N)k} \end{aligned} \quad (3.11)$$

其中第一项为有用数据项，调制数据受到了与子载波序号成正比的相位旋转，而且其幅度也产生了衰减；第二项为 ICI 干扰，当前符号的其它子载波对目标子载波产生了干扰；第三项为 ISI 干扰，下一个符号的数据对当前符号数据产生了干扰。由此可见，向后定时偏差不但引起频域的幅度衰落和相位旋转，还引入了 ICI 和 ISI 干扰，对系统的性能有很大的影响。所以，定时同步算法应该尽量避免向后定时偏差的出现。

3.3 载波频率偏差的影响

载波频率同步的目的是使接收端的载波频率和发送端保持一致，但是由于接收端和发送端的晶振不匹配，以及由移动产生的多普勒频移，导致接收端和发送端的载波频率出现差异。

假设存在载波频率偏差 Δf_c ，如图 3-5 所示（这里只显示了 3 个子载波）：

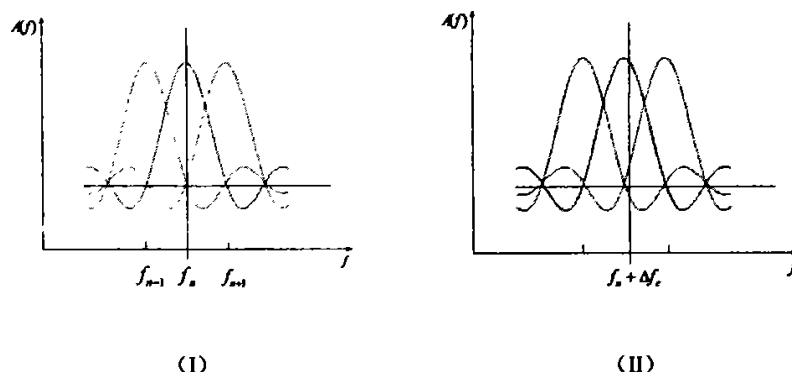


图 3-5 载波频率偏差

图 3-5 中给出了带有抽样点的 OFDM 符号频谱，我们抽样点得到的值应是三个子载波在这一点上的和，(I) 是收发机之间不存在载波频率偏差的情况，(II) 是收发机之间存在载波频率偏差 Δf_c 的情况。由图可见，载波频率偏差的影响主要有两种：首先是衰减了有用信号，其次是产生了严重的 ICI。

Moose 最早分析了载波频偏对系统性能影响^[19]。设 ε 为归一化载波频偏（即实际的频率偏差和子载波间隔之比）， X_k 为第 k 个子载波上的发送信号， H_k 为信道传输函数， w_k 为高斯白噪声，每个符号长度为 $N_s = N + N_g$ ，那么时域接收数据为：

$$y_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_k H_k e^{j2\pi n(k+\varepsilon)/N} + w_n \quad (3.12)$$

对时域有效符号进行 FFT 变换，于是有：

$$\begin{aligned}
Y_k &= \sum_{n=N_g}^{N-1} y_n e^{-j2\pi nk/N} \\
&= \sum_{n=N_g}^{N-1} \left(\frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} X_l H_l e^{j2\pi n(l+\varepsilon)/N} + w_n \right) e^{-j2\pi nk/N} \\
&= \frac{1}{N} \sum_{n=N_g}^{N-1} \sum_{l=0}^{N-1} X_l H_l e^{j2\pi n(l+\varepsilon-k)/N} + \sum_{n=N_g}^{N-1} w_n e^{-j2\pi nk/N} \\
&= \frac{1}{N} \sum_{n=N_g}^{N-1} \sum_{l=k}^{N-1} X_l H_l e^{j2\pi n(l+\varepsilon-k)/N} + I_k + W_k \\
&= X_k H_k \frac{\sin \pi \varepsilon}{N \sin(\pi \varepsilon/N)} e^{j\pi \varepsilon(N-1)/N} e^{j2\pi N_g \varepsilon/N} + I_k + W_k
\end{aligned} \tag{3.13}$$

其中:

$$\begin{aligned}
I_k &= \frac{1}{N} \sum_{l=k}^{N-1} X_l H_l \sum_n e^{j2\pi n(l+\varepsilon-k)/N} \\
&= \sum_{l=k}^{N-1} X_l H_l \frac{\sin \pi(l+\varepsilon-k)}{N \sin(\pi(l+\varepsilon-k)/N)} e^{j\pi(l+\varepsilon-k)(1-1/N)} \\
&= \sum_{l=k}^{N-1} X_l H_l \frac{\sin \pi(l+\varepsilon-k)}{N \sin(\pi(l+\varepsilon-k)/N)} e^{j\pi(N-1)/N} e^{-j\pi(l-k)/N} e^{j\pi(l+\varepsilon-k)N_g/N}
\end{aligned}$$

上式最后一个相位项是由于所取时域序列为有效符号而产生的。假设加在每个子载波上的调制符号的期望为零，并且不同子载波的调制符号互不相关，即 $E[X_k] = 0$ ，

$E[X_k X_l^*] = |X|^2 \delta_{k,l}$ 那么显然 $E[I_k] = 0$ 。如果考虑载波频偏引起的相位旋转累积，那么第 m 个符号的输出为:

$$\begin{aligned}
Y_{m,k} &= \sum_{n=mN_g}^{(m+1)N_g-1} y_{m,n} e^{-j2\pi kn/N} \\
&= X_{m,k} H_{m,k} \frac{\sin \pi \varepsilon}{N \sin(\pi \varepsilon/N)} e^{j\pi \varepsilon(N-1)/N} e^{j2\pi N_g \varepsilon/N} e^{j2\pi m N_g \varepsilon/N} + I_{m,k} + W_{m,k}
\end{aligned} \tag{3.14}$$

上式右边第一项为有用数据项，和定时偏差类似，其调制数据也受到了相位旋转和幅度衰减，不同的是，由频偏引起的相位旋转是随符号的序号而累加的，而由定时偏差引起的相位旋转则与子载波序号成正比。第二项为 ICI 干扰，反映了其它子载波数据对目标子载波的干扰。当 ε 较小时，ICI 项可以忽略，且幅度衰减趋向于 1。此时载波频偏的影响主要表现为对调制数据相位的旋转，但是每个符号的调制数据的整体旋转量是不相同的。当 ε 较大时，不仅造成调制数据的相位旋转和幅度衰减，而且还引入了明显的 ICI，导致 DFT 输出信噪比的损失。

3.4 采样时钟偏差的影响

采样时钟同步的目的是保持接收端的采样时钟与发送端同频同相,但是由于接收端和发送端采样时钟的不匹配,总存在一定的时钟频率偏差和相位偏差。其中时钟相位偏差的影响和符号定时偏差相似,我们可以将时钟相位偏差当作符号定时偏差。下面主要考虑采样时钟频率偏差的影响。

假设接收端采样时钟周期偏差为 ΔT_s , 如图 3-6 所示:

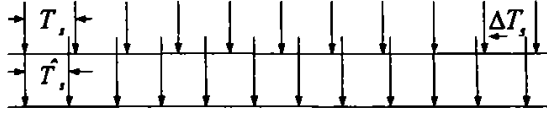


图 3-6 抽样间隔偏差

定义发送端采样时钟周期为 T_s , 接收端采样时钟周期为 \hat{T}_s , 记采样频偏为 $\beta = \Delta T_s / T_s$, 即 $\beta = (T_s - \hat{T}_s) / T_s$. 于是有:

$$Y_{m,k} = e^{j2\pi mk\beta(N_s/N)} \frac{\sin(\pi k\beta)}{\pi k\beta} X_{m,k} H_{m,k} + W_{m,k} + W_\beta(m,k) \quad (3.15)$$

其中 $W_\beta(m,k)$ 为采样时钟频率偏差引起的附加噪声, 其方差为:

$$\text{Var}[W_\beta] \approx \frac{\pi^2}{3} (k\beta)^2$$

当时 $k\beta \ll 1$, $W_\beta(m,k)$ 噪声可以忽略。

由式(3.15)可见, 时钟频率偏差的影响表现为调制数据受到了幅度衰减和相位旋转, 其中相位旋转不仅和子载波有关, 也和符号的序号有关, 因此时钟频率偏差的影响综合了符号定时偏差和载波频率偏差两者的特点。但是由于时钟频率偏差很小, 一般在 10^{-5} 量级之下, 因此由时钟频率偏差引起的 ICI 可忽略, 而且有用数据项的幅度衰减也趋向于 1, 所以时钟频率偏差的影响主要表现为对调制数据的相位旋转。其中相位随符号序号的累加效应也很小, 于是时钟频率偏差的影响表现为和子载波号成正比的相位旋转, 可归算为符号定时偏差。下面章节的同步处理中并没有包括采样时钟同步过程。

3.5 同步误差仿真分析

为了说明同步误差对系统性能的影响, 按照表 3-1 中的参数进行 1000 次循环仿真, 计算系统无比特率。

表 3-1 同步性能分析仿真参数

参数	数值
发射天线数	4
接收天线数	6
子载波间隔 ΔF	120 kHz
IFFT/FFT 周期 $T_{\text{IFFT}} = 1/\Delta F$	$8.333\mu\text{s}$
子载波总数 N_{IFFT}	1024
传输数据的子载波数 N_D	768
传输导频的子载波数 N_P	32
使用的子载波数 $N_U = N_D + N_P$	800
零频率附近未用子载波数 N_Z	4
带宽 $B = (N_U + N_Z) \cdot \Delta F$	96.48 MHz
循环前缀长度 T_{CP}	$1.042\mu\text{s} (= 1/8 T_{\text{IFFT}})$
调制方式 (调制因子 M_I)	16-QAM (4)
仿真信道	SCM_6_D 信道

SCM_6_D 信道模型的参数如下表:

表 3-2 SCM_6_D 信道模型参数

Tap number	Relative tap delay [ns]	Relative tap amplitude [dB]	Max Doppler frequency [Hz]
1	0	0.0	20
2	200.0	-29.05	20
3	287.5	-3.57	20
4	662.5	-20.94	20
5	812.5	-5.28	20
6	925.0	-29.96	20

图 3-7 和图 3-8 是 SCM_6_D 信道条件下的仿真结果, 其中图 3-7 是没有载波频偏、信道估计理想且没有编码的情况下定时对误比特率的影响, 从图中可以看出向前定时偏差由于只带来相位的旋转, 误比特率主要由于噪声引起的; 而向后定时偏差由于会带来 ICI 和 ISI, 随着向后定时偏差的增大, 误比特率有明显的增加。图 3-8 给出了信噪比在 20dB 下估计出载波频偏以后校正前和校正后的误比特率曲线, 可以看出, 由于频偏的累积效应, 如果不进行频偏校正, 即使频偏很小的情况下也会带来较大的误比特率, 因此 OFDM 系统对频偏比较敏感。

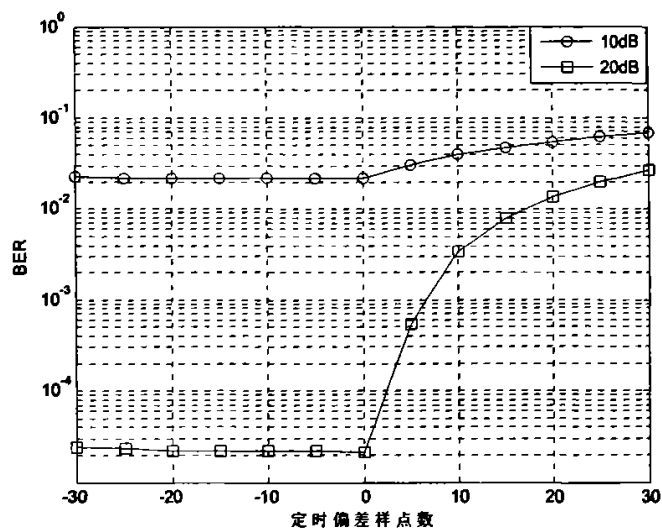


图 3-7 定时对误比特率的影响

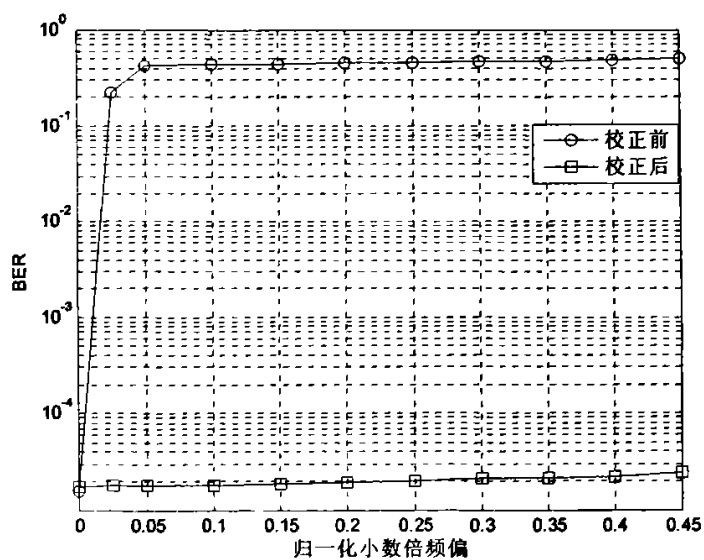


图 3-8 载波频偏对误比特率的影响

第四章 OFDM 系统中的同步算法

同步一般分为捕获和跟踪两部分，连续传输数据符号的系统（DAB，DVB）允许有相当长的时间去捕获同步，然后再转到跟踪模式，而对于突发方式传输的系统，传输不连续，只在很短的时间内获得同步，所以基本上都是使用训练序列信息，以降低传输效率而获得可靠同步。

同步的实施步骤：粗同步、细同步、跟踪。

各步骤的目的：捕获：要尽快的进行偏差变量估计。跟踪：能够锁定并执行跟踪任务，针对各偏差变量随机部分所引起的抖动（如多普勒频移、相位抖动和定时抖动等），需要对他们随时进行调整，以获得更高更精确的同步。捕获阶段又可以分为粗同步和细同步。

粗同步：把偏差变量较大的初始偏差减小到一个较小的范围内，如细同步范围之内，但并不需要实现完全的精确的同步。

细同步：将各偏差变量的剩余误差进一步减小，以达到系统所要求的估计精度。

4.1 载波同步算法

对于载波同步，由于 OFDM 各个子信道带宽较小，对载波频率偏差的敏感程度非常高。因此需要非常精确的载波同步。另外，当精确地估计出频率偏差后，由于多普勒效应以及振荡器不稳定等因素的影响，频率又会发生漂移，因此还需要对频率进行跟踪。

频率偏差又可分解为两部分：整数部分和小数部分。所谓整数部分是等于子载波间隔的整数倍的那部分频率偏差；小数部分是指小于子载波间隔的那部分频率偏差。整数部分仅使信息信号在子信道上平移，而不破坏各个子载波之间的正交性，但它却导致整个解调结果完全错误，系统的误码率极高；而小数部分则会造成子载波间干扰。破坏各个子载波间的正交性，导致系统的误码率上升。

关于载波频率粗同步和细同步进行的顺序，一般是先粗同步再细同步。但如果以子载波间隔为单位，将载波频率偏差分成整数部分和小数部分，其中，只有小数部分影响子载波间的正交性。而整数倍的频率偏差只是将接收端中的 FFT 的输出进行循环移位，那么可以在时域先进行载波细同步，估计载波频率偏差的小数部分，再在频域进行频率粗同步，估计出整数部分，这种先细同步再粗同步的同步顺序安排，可以消除载波频率偏差小数部分引起的 ICI，使随后的载波粗同步不受 ICI 的影响，否则，ICI 将严重破坏载波同步的性能。

Hsieh 和 Wei 将估计载波偏差的各种算法可分为三类^{[20][21][22]}：

- 1、数据辅助算法：基于嵌入发送信号内的特定训练信息进行估计；
- 2、非数据辅助算法：通过分析频域接收信号进行估计；
- 3、基于循环前缀的算法：利用 OFDM 符号的结构特征，利用循环前缀进行估计。

对于无线通信系统的突发数据传输，第一种算法最为适用，利用帧头信息，接收机就可

以在真正包含有效的分组到来之前,使用最大似然算法对载波偏差进行估算和校正,而对于广播方式的 OFDM 系统或者连续数据传输的 OFDM 系统,则第二、三种算法会更好一些。

4.1.1 基于训练符号的时域相关算法

假设发送的两个时域重复符号 $x_1(n)$ 和 $x_2(n)$ 之间有 N_d 个样值的延迟,重复符号长度为 L ,如下图所示:

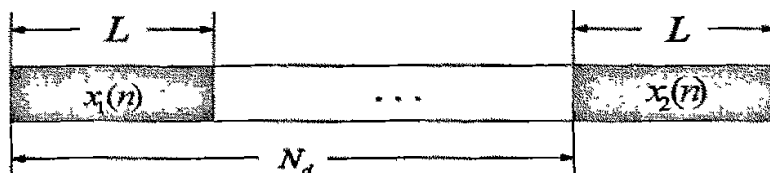


图 4-1 相隔 N_d 个样值的两个时域重复训练符号

当存在载波频率偏差 Δf_c 和相位偏差 $\Delta \varphi$ 时,接收到的两个训练符号可分别表示为

$$\begin{aligned} r_1(n) &= r(n) = x_1(n) e^{-j(2\pi\Delta f_c n T_s + \Delta \varphi)} + \eta_1(n T_s) \\ r_2(n) &= r(n + N_d) = x_2(n) e^{-j[2\pi\Delta f_c (n + N_d) T_s + \Delta \varphi]} + \eta_2(n T_s) \quad n=0,1,\dots,L-1 \end{aligned} \quad (4.1)$$

在接收端定义中间变量(两训练符号的时域相关)

$$R_r = \sum_{n=0}^{L-1} r_1(n) r_2^*(n) = \sum_{n=0}^{L-1} r(n) r^*(n + N_d) = e^{j2\pi\Delta f_c N_d T_s} \sum_{n=0}^{L-1} x_1(n) x_2^*(n) + \eta \quad (4.2)$$

在不考虑噪声的情况下,并注意到 $x_1(n) = x_2(n), n=0,1,\dots,L-1$,有

$$R_r = e^{j2\pi\Delta f_c N_d T_s} \sum_{n=0}^{L-1} |x_1(n)|^2 \quad (4.3)$$

相关值 R_r 的相位为: $\arg(R_r) = 2\pi\Delta f_c N_d T_s$

可见在这种情况下,所得相关值的相位与载波相位偏差 $\Delta \varphi$ 无关,所以有载波频率偏差

$$\Delta f_c = \hat{f}_c - f_c = \frac{\arg(R_r)}{2\pi N_d T_s} = \frac{\arg(R_r) N \Delta F}{2\pi N_d} \quad (4.4)$$

其中, $\Delta F = 1/(NT_s)$ 为载波间隔

1、估计范围:对于相关值 R_r 来说, $\arg(R_r)$ 的变化范围为 $[-\pi, \pi)$, 所以可估计载波

频率偏差的范围为 $|\Delta f_c| \leq \frac{N}{N_d} \frac{\Delta F}{2}$ 。

2、估计精度

Jan 等人已经证明^{[23][24]}，在 AWGN 信道中，这种估计是最大似然估计。另外，同样是在 AWGN 信道中，Schimdl 等人^[25]分析了该算法的性能，并给出了载波偏差估计值 Δf_c 的方差 $\sigma_{\Delta f_c}^2 \propto \frac{1}{L \cdot SNR}$ 。

由此可见，相关求和的样值数 L 越多，估计就越准确， L 越少，估计误差就越大。在实际应用中，可根据不同的环境，选用不同的 N_d 和 L 值。比如在粗同步时，应首选较小的 N_d 值，在尽可能大的范围内进行捕获；但在细同步时，就应当选用较大的 N_d 和 L 值，既可将估计范围缩小到尽可能小的范围之内，又可提高准确度。

4.1.2 基于训练符号的频域相关算法

假设发送的两个频域重复符号 $X_1(k)$ 和 $X_2(k)$ 之间有 N_d 个样值的延迟，重复符号长度为 L ，如下图所示。

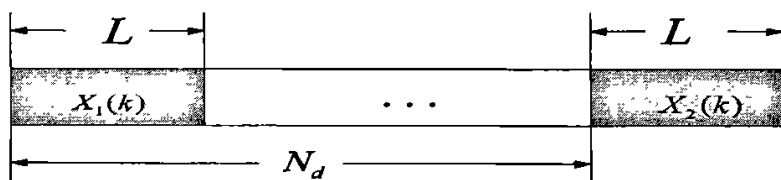


图 4-2 相隔 N_d 个样值的两个频率重复训练符号

当存在载波频率偏差 Δf_c 和相位偏差 $\Delta \varphi$ 时，接收信号的时域表示形式为

$$y(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) H(k) e^{j[2\pi n(k - N\Delta f_c)/N - \Delta \varphi]} + \eta(n) \quad (4.5)$$

$$k = 0, 1, \dots, L-1, n = 0, 1, \dots, N-1$$

其中，当 $L \leq N$ 时，应对训练符号 $X(k)$ 补零后再做 N 点的 DFT 运算，即 $X(k) = 0, k = L, L+1, \dots, N-1$ ，进行 FFT 处理后得到的两个频域训练符号分别为：

$$R_1(k) = \sum_{n=0}^{N-1} y(n) e^{-j2\pi nk/N}$$

$$R_2(k) = \sum_{n=0}^{N-1} y(n + N_d) e^{-j2\pi nk/N} \quad (4.6)$$

又由于

$$\begin{aligned}
 y(n+N_d) &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{L-1} X(k) H(k) e^{j2\pi(n+N_d)(k-N\Delta f_c T_s)/N-\Delta\phi} + \eta(n+N_d) \\
 &= \frac{e^{-j2\pi N_d \Delta f_c T_s}}{N} \sum_{k=0}^{L-1} X(k) H(k) e^{j2\pi n(k-N\Delta f_c T_s)/N-\Delta\phi} e^{j2\pi N_d k/N} + \eta(n+N_d)
 \end{aligned} \quad (4.7)$$

所以当 $N_d k/N$ 是整数时, $e^{j2\pi N_d k/N} = 1$, 有 $y(n+N_d) = y(n) e^{-j2\pi N_d \Delta f_c T_s} + \eta$ 。同样类似时域相关, 在接收端定义中间变量 (两个训练符号的频域相关)

$$R_f = \sum_{k=0}^{L-1} R_1(k) R_2^*(k) = e^{-j2\pi N_d \Delta f_c T_s} \sum_{k=0}^{L-1} |R_1(k)|^2 + \eta' \quad (4.8)$$

在不考虑噪声的情况下, 有相关值

$$\arg(R_f) = -2\pi \Delta f_c N_d T_s$$

可见, 在这种情况下, 所得相关值的相位与载波相位偏差 $\Delta\phi$ 也没有关系, 所以有载波频率偏差

$$\Delta f_c = \hat{f}_c - f_c = \frac{\arg(R_f) N \Delta F}{2\pi N_d}$$

此结果与时域相关的非常相似, 所不同的是在这里只有当 $N_d k/N$ 是整数时, 才有上面的结果, 否则上面的结果不成立。另外, 由于该算法是在 FFT 之后进行相关, 所以频域相关进行同步时, 需要考虑处理的运算量和时延, 较时域相关复杂一些。

4.1.3 基于导频的载波相位同步算法

载波相位偏差主要引起相位的旋转, 而不会带来 ICI。实际上, 载波频率同步过程不是完全理想的, 总会有些残留的载波频率偏差, 这些残留频率偏差只要在系统允许的范围之内, 那么它们也会导致星座图的旋转, 可以和相位偏差一同进行校正。

假设在第 n 个 OFDM 符号内插入的导频符号为 $P_{n,k}$, $k=0, 1, \dots, N_p-1$; $n=0, 1, \dots, N$ 。总相位偏差 (包括残留的载波频率偏差所引起的相位) 为 $\Delta\phi$ 时, 由于相位偏差对所有子载波是相同的, 所以有第 k 个子载波上的接收信号为

$$R_{n,k} = H_k P_{n,k} e^{j\Delta\phi} \quad (4.9)$$

假设已准确得到信道的频域估计 \hat{H}_k , 那么定义中间变量

$$R_\phi = \sum_{k=0}^{N_p-1} R_{n,k} (\hat{H}_k P_{n,k})^* \approx e^{j\Delta\phi} \sum_{k=0}^{N_p-1} |H_k|^2 |P_{n,k}|^2 \quad (4.10)$$

因此, 中间变量的幅角即为所要求的相位偏差 $\Delta\phi = \arg(R_\phi)$ 。

实际应用中, 信道的频域估计 \hat{H}_k 不可能做到完全准确, 所以总会残留一些误差。

4.2 符号、帧定时同步算法

由于插入了循环前缀, 所以 OFDM 系统对符号定时同步的要求相对低一些。也就是说, 只要 OFDM 符号的起始时刻落在循环前缀内、最大时延之后, 就不会引起符号间干扰。尽管如此, 但如果符号定时不在最佳时刻, 就会降低对抗多径时延扩展的能力。所以实际应用中, 还应该尽量减少符号的定时同步误差。

定时同步的任务就是要寻找 OFDM 数据符号和数据帧的起止时刻。假设, 用事件 H_0 表示检测到没有符号或帧到来, 用事件 H_1 表示检测到有符号或帧到来。一般地, 设定一个阈值 T_h , 如果判决变量 M_n 超过此阈值 T_h , 就认为事件发生, 反之事件不发生。

$H_0: M_n < T_h$, 没有符号或帧的到来;

$H_1: M_n \geq T_h$, 有符号或帧的到来。

基于此假设, 定时同步的性能就可用检测概率 P_D (Detection Probability) 和虚警概率 P_{FA} (False Alarm Probability) 来进行衡量。检测概率 P_D 表示有符号或帧到来也确实检测到有符号或帧的正确概率; 而虚警概率 P_{FA} 表示检测到有符号或帧到来, 而实际上却并没有符号或帧出现的错误概率。显然, P_D 越大越好, P_{FA} 越小越好, 可通常, 要提高 P_D 时, P_{FA} 也相应增加了; 要降低 P_{FA} 时, P_D 也相应减小了。所以, 设计算法时要综合考虑两者之间的关系。另外, 应该还存在这样一种情况, 有符号或帧到来, 却没有检测到, 称之为漏警概率。显然, 一旦这种情况发生, 就会丢失数据。当然, 虚警时也会出现数据的丢失, 但是接收端可以通过其他方法进行修正。所以, 综合考虑网络负载、时延等因素时, 往往允许有稍高一点的虚警概率 P_{FA} 以保证得到较好性能的正确检测概率 P_D 。

实际上, 任何定时同步都有两种可能, 即超前或滞后最佳定时。由第三章的分析可知, 定时偏差只会引起相位的旋转, 而不会带来幅度的变化和信噪比的损失, 所以在系统实现时, 可以通过对所旋转相位进行正负判断来调整定时同步, 使其达到最佳。

4.2.1 基于空符号能量检测的帧定时同步算法

能量检测是最简单的一种帧定时同步算法。对于突发方式的通信系统, 没有数据时, 只能检测到噪声 $r_n = \eta_n$; 一旦有数据帧到来, $r_n = s_n + \eta_n$, 检测到的能量就会逐渐增加。因此这种情况下, 判决变量 M_n 。为了防止误判, 往往采用一个滑动窗口, 以此窗口内 L 个符号的总能量作为判决变量, 以平滑噪声。

$$M_n = \sum_{l=0}^{L-1} |r_{n-l}|^2 \quad (4.11)$$

根据实际系统对 P_D 和 P_{FA} 的要求以及噪声的情况设定一个阈值 T_h 。一旦 M_n 超过阈值 T_h ，就判断有帧出现，否则判断没有帧出现。

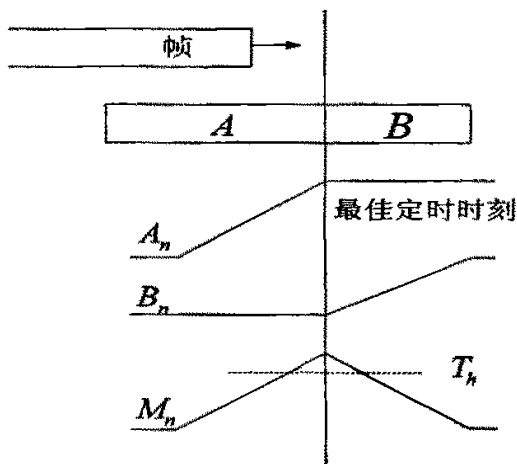


图 4-3 双滑动窗的能量检测帧同步改进算法

这种算法的致命缺点在于阈值与信号能量密切相关，基于此，人们提出了双滑动窗的能量检测帧同步改进算法，如图 4-3 所示。窗口 A 和 B 内检测到的能量变化分别如图中 A_n 和 B_n 所示，它们的定义式如式 (4.11)，各窗口可包含不同数量的符号数。可见在最佳帧定时时刻之前， A_n 逐渐增加， B_n 维持不变，在最佳帧定时时刻之后， A_n 几乎维持不变， B_n 又开始增加；而在最佳帧定时时刻， A_n 达到最大值， B_n 仍为最小值，所以定义检测变量 $M_n = A_n/B_n$ ，其最大值出现的时刻即为最佳帧定时时刻。

实际上，这种算法的另一个好处是，在最佳帧定时时刻，窗口 A 的能量包括窗口内的信号的能量和噪声的能量之和，而窗口 B 则只包含噪声的能量，所以有

$$M_{peak} = \frac{A_{peak}}{B_{peak}} = \frac{S+N}{N} = \frac{S}{N} + 1 \quad (4.12)$$

利用此式可进行接收信噪比估计， $SNR = M_{peak} - 1$ 。

该算法性能较好，在没有训练序列信息的情况下是一种不错的选择。

4.2.2 基于训练符号的帧定时同步算法

延迟 N_d 个样值的两个相同训练符号，如图 4-4 所示，因为其自相关函数 $R(\tau)$ 在 $\tau=0$ 时达到最大值，所以寻找到 $R(\tau)$ 的最大值，也就找到了最佳定时时刻，这种算法也称为延迟相关算法如图 4-4 所示。

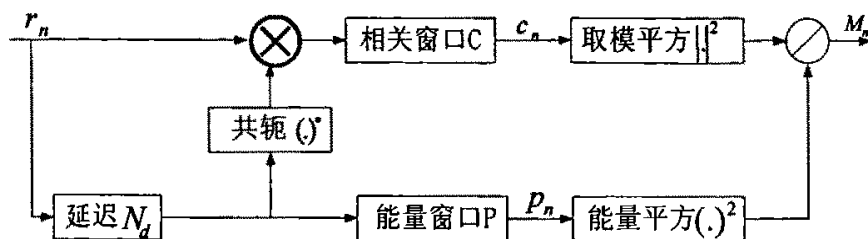


图 4-4 延迟相关同步算法

$$\text{相关值 } c_n = \sum_{k=0}^{L-1} r_{n+k} r_{n+k+N_d}^*$$

$$\text{为了归一化, 定义变量 } p_n = \sum_{k=0}^{L-1} r_{n+k+N_d} r_{n+k+N_d}^* = \sum_{k=0}^{L-1} |r_{n+k+N_d}|^2$$

定义判决变量 $M_n = |c_n|^2 / (p_n)^2$, M_n 达到最大值的时刻即为最佳定时时刻

4.2.3 基于训练符号的符号定时同步算法

基于训练符号的符号定时同步算法很简单。因为在接收端已经准确知道训练符号 t_k , $k=0,1,\dots,L-1$, 所以只需在接收信号 r_n 中寻找与之匹配的符号, 这一任务仍可采用相关来完成, 即寻找使得相关值 $R_s(n)$ 的模值最大的第 n 个样值, 即为符号的起始时刻。

$$R_s(n) = \sum_{k=0}^{L-1} r_{n+t_k} t_k^* \quad (4.13)$$

显然, 算法的准确程度与训练符号所包含的样值个数 L 有关, L 越大准确程度也就越高, 同时运算量也增加了。

第五章 Gbps 系统中的同步

5.1 Gbps 系统的帧结构^[29]

本系统中，一帧的长度为 5ms。如图 5-1 所示。每个帧(Frame)分为两个子帧(subframe)：下行链路子帧(Downlink subframe)和上行链路子帧(Uplink subframe)，分别对应 TDD 双工模式的下行和上行物理传输链路。每个下行子帧包括 1 个下行前导符(Downlink Preamble)，若干个(1 至 9 个)下行时隙和 1 个 DUSP(下行上行切换点)。每个上行子帧包括 1 个上行前导符(Uplink Preamble)，若干个(1 至 9 个)上行时隙和 1 个 UDSP(上行下行切换点)。每个时隙的长度为 $487.5 \mu\text{s}$ ，其中包括 2 个 OFDM 符号的 midamble，1 个 OFDM 符号的控制字(Control Word)和 49 个 OFDM 符号的数据符号(Data Symbol)。1 个 OFDM 符号的长度为 $9.375 \mu\text{s}$ 。

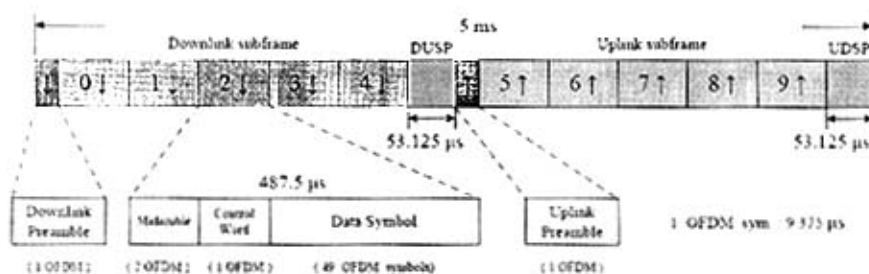


图 5-1 Gbps 系统的帧结构

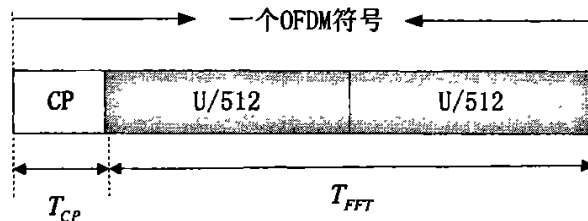


图 5-2 前导符结构图

5.2 前导符的构造

为了更好的进行同步定时和频偏估计，我们对训练序列有两点要求：一是时域相关性比较好，便于定时；二是频域简单，便于进行整数倍频偏估计。由[30]可知，按照下面的方法构造的 Golay 互补序列满足以上条件，其构造过程是如下的一个迭代过程：

$$\begin{aligned} a_0(k) &= \delta(k) \\ b_0(k) &= \delta(k) \end{aligned} \quad (5.1)$$

$$\begin{aligned} a_n(k) &= a_{n-1}(k) + W_n b_{n-1}(k - D_n) \\ b_n(k) &= a_{n-1}(k) - W_n b_{n-1}(k - D_n) \end{aligned} \quad (5.2)$$

其中 $k=0, 1, \dots, 2^N-1$, $n=1, 2, \dots, N$, $D_n=2^n$; $a_n(k)$ 和 $b_n(k)$ 是两个长为 2^N 的互补序列, $\delta(k)$ 是 Kronecker delta 函数, 也称为单位冲激函数, k 是时间索引, 表示序列的第 k 个元素, n 是迭代次数, D_n 是一个延迟时间, $p_n, n=1, 2, \dots, N$, 是 $\{0, 1, 2, \dots, N-1\}$ 的任意一个排列; W_n 模为 1 的任意复数, 当 W_n 取 +1, -1 时得到二进制 Golay 互补序, 此时 W_n 可以按照以下方法取得:

$$W(v, n) = (-1)^{b_n(v)} \quad v=0, 1, \dots, 2^N-1, n=1, 2, \dots, N \quad (5.3)$$

其中 $b_n(v)$ 是 v 二进制形式的第 n 位。

为了使频域结构简单, 我们在频域构造前导符, 按照上面的方法产生一对长为 512 的 Golay 互补序列, 将它们分别作为实部和虚部组成一个长度为 512 的复数序列。对于包含 1024 个子载波的 OFDM 系统, 若子载波编号为 0—1023, 承载数据的子载波编号为 2—401 和 622—1021, 将序列复数序列的前 400 个元素依次分配到承载数据的子载波 2—401 和 622—1021 中编号为偶数的子载波上, 其它子载波上放 0。进行 1024 点 IFFT, 得到前后两部分相同的时域前导符。

5.3 同步算法

同步算法包含了粗同步、小数倍频偏估计及校正、整数倍频偏估计及校正、精同步, 其关系如图 5-3 所示:

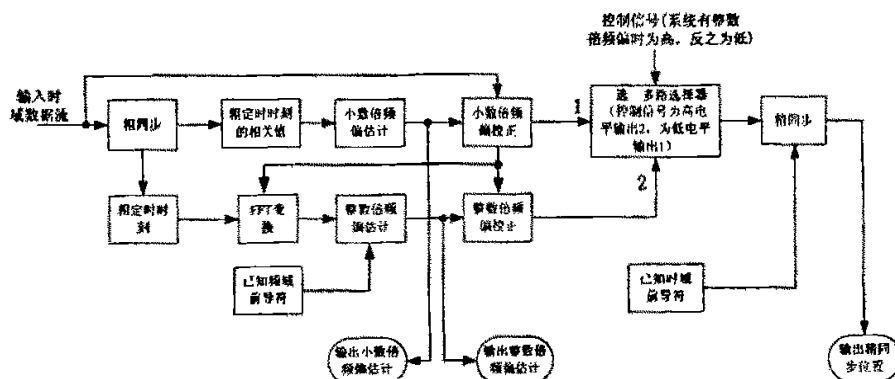


图 5-3 同步算法整体框图

5.3.1 粗同步

5.3.1.1 原理

粗同步就是要找到帧的大致开始位置, 对于一个采样频率 $f_s = 122.88\text{MHz}$, 1024 个子载波的 MIMO-OFDM 系统, 每个数据符号所持续时间大约是 8.138ns , 当各个发射天线到每一个接收天线的距离差不大于 2.4m , 各个发送天线到达每根接收天线的时差就小于一个数据符号所占的时间, 所以可以把发送端的数据看作同时到达接收天线, 因而在接收端, N_r 根接收天线可以一起进行同步。根据[5]粗同步算法可以描述为: 把第 q 根接收天线上的接收信号 r_t^q 和延迟间隔为 $N/2$ 个样值 $r_{t+N/2}^q$ 的序列做窗长为 G 的相关, 并在 N_r 根天线上做累加, 最后用能量进行归一化, 同时也消除了信道对前导符的影响, 因此有粗同步的判决变量^{[31][32][33]}:

$$M(d) = \frac{|Q(d)|^2}{(P(d))^2} \quad (5.4)$$

其中:

$$\begin{aligned} Q(d) &= \sum_{q=0}^{N_r-1} \sum_{n=0}^{G-1} (r_{n+d}^q)^* r_{n+d+N/2}^q \\ P(d) &= \sum_{q=0}^{N_r-1} \sum_{n=0}^{G-1} |r_{n+d+N/2}^q|^2 \end{aligned} \quad (5.5)$$

式中, N_r 是接收天线个数, G 为相关窗长度, r_t^q 是第 q 根接收天线上的信号, $Q(d)$ 是相关值在 N_r 根天线上的累加, $P(d)$ 是用来进行归一化的能量和。

从而得到粗定时的时刻为:

$$d_est = \arg \max_d \{M(d)\} \quad (5.6)$$

5.3.1.2 实现方法

因为粗同步只是找到帧的大致到达时间, 一般情况下(5-6)式的实现方法是设置一个固定门限 η , 在相关值满足 $M(d) \geq \eta$ 的两个点之间搜索最大值。然而由图 5-4 可以看出很难找到一个在不同信噪比下都能有效工作的门限, 为了提高算法的鲁棒性, 我们可以按照[33]中的思想进行粗同步算法设计: 根据滑动平均滤波器 $\hat{p}[t] = \tau p[t] + (1-\tau) \hat{p}[t-1]$ 的输出变化进行定时, 其中 $\hat{p}[t]$ 是 t 时刻的平均值, $p[t]$ 是 t 时刻的瞬时值, τ 是系数, 一般取 $\frac{1}{2^n}$ 。具体的同步方法如下: 将归一化的相关值 $M(d)$ 通过滤波器求其平均值 $\hat{M}(d)$, 接着比较 $M(d)$ 和 $\alpha \hat{M}(d)$ (其中 α 是大于 1 的数, 此处取 $\alpha = 4$, 滤波器系数 $\tau = 1/512$), 若在 d_p 时刻, 满足 $M(d_p) > \alpha \hat{M}(d_p)$, 则将 $\hat{M}(d_p)$ 存储。接着比较 $\hat{M}(d)$ 和 $\alpha \hat{M}(d_p)$, 当首

次出现 $\hat{M}(d) > \alpha \hat{M}(d_p)$ ，并且后面连续 $N_1(32)$ 次判决都满足 $\hat{M}(d) > \alpha \hat{M}(d_p)$ ，则将最后一次判决的 d 记为 d_1 ，并将 d_1 相应的相关值 $M(d_1)$ 存储，反之重新搜索 d_1 。当 d_1 确定以后，比较 $M(d)$ 和 $M(d_1)$ ，当出现 $M(d) < M(d_1)$ 并且后面连续 $N_2(32)$ 次判决都满足 $M(d) < M(d_1)$ ，则记 $d_2 = d - N_2$ ，反之重新搜索 d_2 。确定 d_1 之后，在寻找 d_2 的同时也搜索最大的相关值，可以得到粗定时时刻 $d_{est} = \arg \max_d \{M(d)\}$ 。

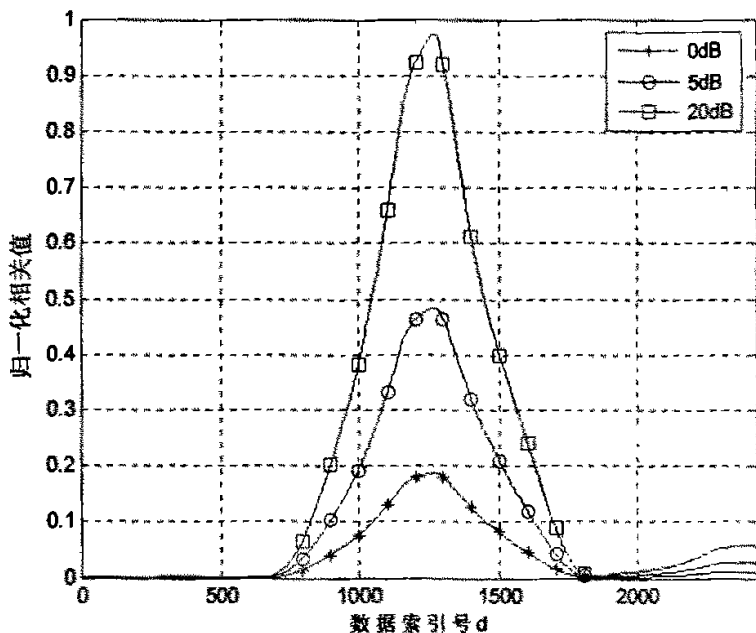
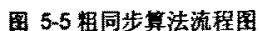


图 5-4 SCM_6_D 信道下不同 SNR 时的相关曲线

图 5-4 中的横坐标标号是因为测试序列构造形式为：1152 长的噪声+前导符+数据，其中噪声的起始点记为 0。为了避免粗定时定在噪声段，需要在粗定时模块前加上信号检测模块，这里的信号检测模块考虑用相关值做，具体的做法是设置一固定门限，本文中取的是 0.02（可通过仿真得到），当相关值大于门限时再让相关值通过滤波器进行粗定时。图 5-5 是用归一化相关值做能量检测的粗同步算法流程图：



5.3.2 小数倍频偏估计

小数倍频偏估计可利用式 (5.6) 中得到的 $Q(d_{\text{est}})$ 的相角求得^{[31][32]}, 即:

$$\hat{f}_{frn} = \frac{\arg[Q(d_{est})]}{\pi} \quad (5.7)$$

这里的 \hat{f}_{fca} 是归一化小数倍频偏, 即 \hat{f}_{fca} 是真实的频率偏移和子载波间隔比值的估计值。由于 $\arg[Q(d_est)]$ 在 $[-\pi/2 \ \pi/2]$ 之间, 所以归一化小数倍频偏的估计范围在 $[-1/2 \ 1/2]$ 之间。

估计出小数倍频偏以后要进行小数倍频偏校正即：

$$r_c_k^q = r_k^q e^{-j2\pi k \frac{\hat{f}_{pw}}{N}} \quad (5.8)$$

其中 r_k^q 是第 q 个天线上的第 k 个数据符号， $r_c_k^q$ 经过校正的数据符号。

5.3.3 整数倍频偏估计

5.3.3.1 原理

在 OFDM 系统中，整数倍频偏在时域中表现为相位旋转，频域中表现为数据的循环移位，即偏移了多少个子载波间隔的整数倍，就移了多少位。所以整数倍频偏估计的着眼点在于找到输出数据移了多少位。前导符经过信道到达接收端，经过式 (5.8) 校正以后，根据式 (5.6) 得到的粗定时时刻确定 FFT 窗口，记经过 FFT 后第 k 个子载波上的数据为 $R_c_k^q$ 。为了得到整数倍频偏估计，要用 $R_c_k^q$ 和已知频域前导符信号 S_k^p 做移位互相关，由 5.3.1 中的分析可以知道在接收端每根接收天线上的信号可近似认为是同时达到的，因此发送端各个天线上的前导符可以是相同的，即 S_k^p 可以用 S_k 代替。相关值最大时的移位值就是整数倍频偏估计值，因此判决变量可以定义为：

$$Y(m) = \sum_{q=0}^{N_r-1} \sum_{k=0}^{N-1} \left(S_{(k+m)_N} \right)^* R_c_k^q \quad (5.9)$$

其中， $R_c_k^q = FFT_N \left\{ r_k^q e^{-j2\pi k \frac{\hat{f}_{pw}}{N}} \right\}$ 是第 q 根接收天线上经过小数倍频偏校正以后数据的

FFT 变换， S_k 是发送天线上的频域前导符。则整数倍频偏 m 的估计值为：

$$\hat{m} = \arg \max_{m \in \left(-\frac{N}{2}, \frac{N}{2} \right)} \left(|Y(m)| \right) \quad (5.10)$$

这里的频偏估计 \hat{m} 是归一化的，即 \hat{m} 是真实的频率偏移和子载波间隔比值的估计值。但是由于粗定时往往不是精确 FFT 窗口的开始，存在偏差 n_ε ，而且定时偏差 n_ε 的影响在频域表现为相位旋转即：

$$R_c_k^q = R_k e^{j2\pi k \frac{n_\varepsilon}{N}} \quad (5.11)$$

此时判决变量变为：

$$Y(m) = \sum_{q=0}^{N_r-1} \sum_{k=0}^{N-1} \left(S_{(k+m)_N} \right)^* R_k e^{j2\pi k \frac{n_\varepsilon}{N}} \quad (5.12)$$

由于附加相位 $2\pi k \frac{n_\varepsilon}{N}$ 的随着 k 的变化而变化，使得式 (5-12) 存在不确定性，因为附加

相位会影响求和中各项的正负,致使 $|Y(m)|$ 取最大值时的 m 不是所要求的值,结果整数倍频偏估计错误。因此要准确估计出整数倍频偏,必须消除附加相位也即定时偏差的影响。

5.3.3.2 实现方案^[33]

由式 5-12 可知要消除符号定时偏差对整数倍频偏估计的影响,必须把有定时偏差带来的附加相位在判决变量中变成定值。根据 5.2 中构造前导符的方法可知子载波编号为 2—401, 622—1021 的子载波中只有编号为偶数的子载波上有数据,为此可以把编号相差 2 的子载波上承载的数据共轭相乘,这样可以得到把附加相位变为 $2\left(2\pi \frac{n_\epsilon}{N}\right)$, 即

$$\begin{aligned} (R_{-c_k^q})^* R_{-c_{k+2}^q} &= R_k^* e^{-j2\pi k \frac{n_\epsilon}{N}} R_{k+2} e^{j2\pi(k+2) \frac{n_\epsilon}{N}} \\ &= R_k^* R_{k+2} e^{j2\pi \frac{2n_\epsilon}{N}} \end{aligned} \quad (5.13)$$

因为编号在 401 和 622 之间的子载波上放的是 0,所以只有编号在 2—401 或 622—1021 内承载数据的子载波才满足 (5.16) 式。故可把整数倍频偏的判决变量构造如下形式:

$$A(m) = \sum_{q=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{M-2} \left[R_{-c_{d(i)+m}^q} (R_{-c_{d(i+1)+m}^q})^* \right] C_i \quad (5.14)$$

其中 M 为 2—401 和 622—1021 中承载数据的子载波个数即 $M=200$

$d(i)$ 为可用子载波的索引函数,其值等于那些承载数据的子载波编号 $C_i = \frac{S_{d(i+1)}}{S_{d(i)}}$, S

为发送端的频域前导符

从而可以达到整数倍频偏的估计准则:

$$\hat{m} = \arg \max_m \{ |A(m)| \} \quad (5.15)$$

估计出整数倍频偏以后必须对 (5.8) 式校正过小数倍频偏的接收数据 $r_{-c_k^q}$ 再进行整数倍频偏校正即:

$$rc_k^q = r_{-c_k^q} e^{-j2\pi k \frac{\hat{m}}{N}} \quad (5.16)$$

5.3.4 精同步

精同步的目的是精确的确定出 FFT 窗口起始位置,它必须在粗同步和载波频偏被补偿以后进行。利用经过 (5.8) 式和 (5.16) 式校正后的接收序列为 rc_k^q 和发送端已知的时域训练序列 s_k 相关来得到 FFT 窗口的精确位置。精定时的判决变量^{[31][32]}:

$$L(g) = \sum_{q=0}^{N_r-1} \left| \sum_{k=0}^{N/2} rc_{k+g}^q(s_k)^* \right| \quad (5.17)$$

其中 s_k 是第 q 根天线上经过频偏校正过的数据，从而有精同步判决变量：

$$g = \arg \max_g \{L(g)\} \quad (5.18)$$

在 OFDM 系统中，由于信道多径的影响，致使精同步不会总是定在首达径即前导符的数据起始点；然而，为了能获得良好的多径增益，我们希望精同步定时总能定在首达径上。但是由 (5.18) 式是基于最强径的，得到的定时点可能会落在其它径上。例如在 SU1_3 信道，信噪比为 10dB，归一化小数倍频偏为 0.42 的条件下，有时得到的第二径的相关值要比第一径要强，如图 5-6 所示，此时如果按照式 (5.18) 进行精定时，将会定在第二径上。为了使精同步定时定在首达径上，将搜索范围内由 (5.18) 式得到的所有相关值的求平均，记为 \hat{L} ，把 $L(g) > \alpha \hat{L}$ 首次成立所对应的 g 记为精定时点，即：

$$g = \arg \min_g \{L(g) > \alpha \hat{L}\} \quad (5.19)$$

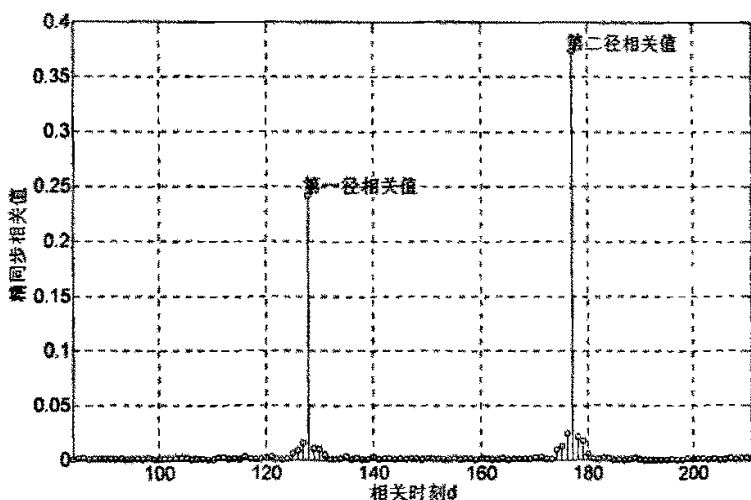


图 5-6 精同步相关值曲线

5.4 算法性能仿真分析

进行仿真时，测试序列的每一帧数据构造为如图 5-7 的形式，图中的前导符按照 5.2 中的描述进行构造，为前后两个长度为 512 的相同序列。

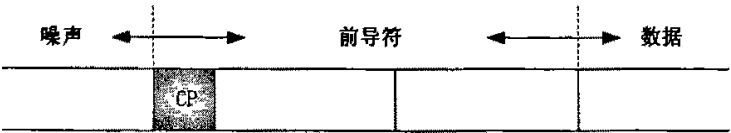


图 5-7 测试序列构成

为了测试算法的性能优劣，选择在 SUI_3，和 SCM_18_D 两个信道并且归一化小数倍频偏为 0.42 的情况下进行仿真比较。在每个信噪比条件下都进行 10000 帧的仿真，链路仿真流程图如图 5-8:

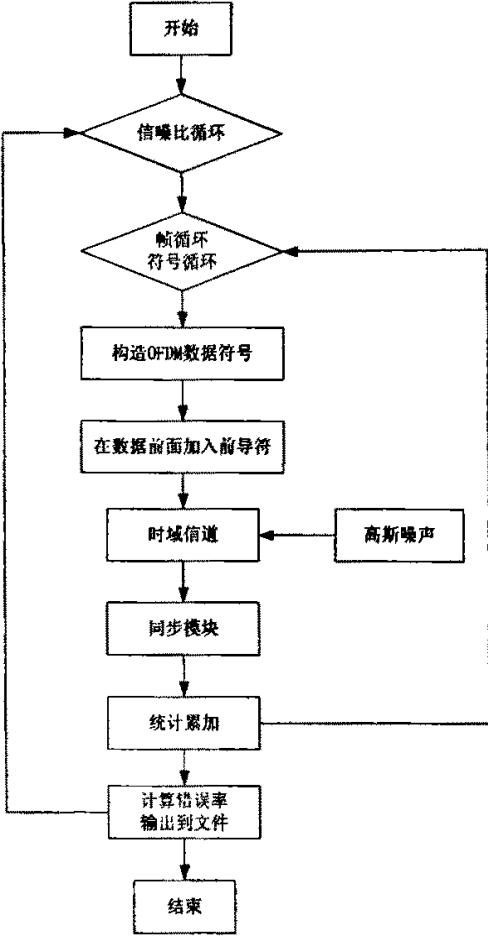


图 5-8 链路仿真流程图

本系统链路仿真的基本参数如表 5-1 所示:

表 5-1 系统仿真参数

参 数	数 值
发射天线数	4
接收天线数	6
子载波间隔 ΔF	120kHz
子载波总数, IFFT/FFT 点数 NFFT	1024
承载数据的子载波数 ND	768
承载导频的子载波数 NP	32
占用带宽子载波数 $NU = ND + NP$	800
有效带宽 $B = NU \cdot \Delta F$	96.48MHz
采样时钟频率 $f_s = NFFT \cdot \Delta F$	122.88MHz
IFFT/FFT 周期 $T_{FFT} = 1/\Delta F$	8.333 μs
循环前缀长度 $T_{CP} (= 1/8 T_{FFT})$	1.042 μs
OFDM 符号长度 $T_{SYM} = T_{FFT} + T_{CP}$	9.375 μs
每帧内数据 OFDM 符号数	490
OFDM 符号速率 R_{OFDM}	98 ksps
调制方式 (调制因子 MI)	16-QAM (4)
每个 OFDM 符号承载编码比特数 $NB = ND \cdot MI$	3072 bits
仿真信道	SUI_3, SCM_18_D
精同步时 α 取值	2

SUI_3 信道模型的参数如表 5-2 所示

表 5-2 SUI-3 信道参数

Tap number	Relative tap delay [ns]	Relative tap amplitude [dB]	Max.Doppler frequency [Hz]
1	0	0	0.4
2	400	-5	0.3
3	900	-10	0.5

SCM_18_D 信道模型的参数如表 5-3 所示：

表 5-3 SCM_18_D 信道参数

Tap number	Relative tap delay [ns]	Relative tap amplitude [dB]	Max.Doppler frequency [Hz]
1	0	0	20
2	12.5	-2.22	20
3	25.0	-3.98	20
4	200.0	-29.05	20
5	212.5	-31.27	20
6	225.0	-33.03	20
7	287.5	-3.57	20
8	300.0	-5.79	20
9	312.5	-7.55	20
10	662.5	-20.94	20
11	675.0	-23.15	20
12	687.5	-24.91	20
13	812.5	-5.28	20
14	825.0	-7.50	20
15	837.5	-9.26	20
16	925.0	-26.96	20
17	937.5	-29.18	20
18	950.0	-30.94	20

16QAM 调制系统共设计有 1024 个子载波 (Sub-Carriers)，分别对应的序号为 0~1023，其中用来承载数据符号的子载波 768 个，承载导频 (Pilot) 符号的子载波 32 个，未用子载波 224 个。子载波的分配如图 5-9 所示：

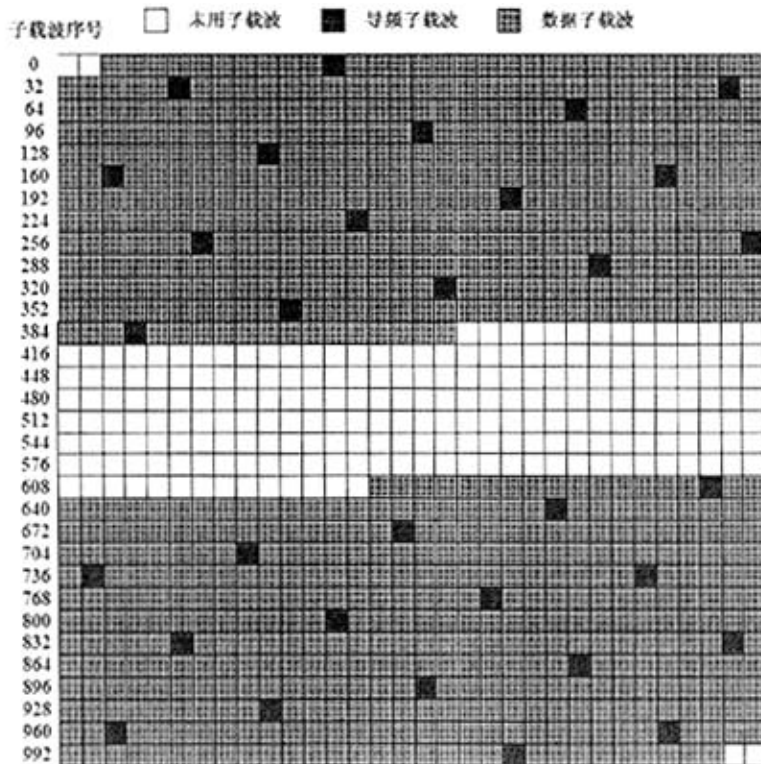


图 5-9 系统子载波分配图

考虑到硬件实现时要把 6 根接收天线上的数据放在两块板子上, 因此仿真也是把 6 根接收天线分两组, 3 个天线一组进行的。衡量粗同步好坏标准是粗同步的错误率, 这里包括漏捕概率和误捕概率, 漏捕即相关窗滑过测试序列没有得到同步点, 误捕即得到的同步点不在规定的范围之内, 例如, 如果记前导符开始的点为 0, 前导符循环前缀结束的点为 127, 前导符结束的点为 1151, 则下面的仿真中粗同步正确的范围是 16~143。进行粗同步时的同步点为两组同步点的平均值, 并且如果有一组漏捕就记为漏捕; 小数倍频偏估计也取两组小数倍频偏估计的平均值, 其性能优劣用 mse 来衡量; 从前面的讨论中可知, 精定时点超前一点对系统的误比特率并没有太大的影响, 而滞后的话将会带来较大的误比特率, 因此精同步时取两组精同步点中靠前的一个为精同步点, 在本文中定义精定时在标准点及其前三个点为正确的精同步点。例如, 如果记前导符开始的点为 0, 前导符循环前缀结束的点为 127, 则标准精同步点为 128, 此时精同步点落在 125, 126, 127, 128 上为正确。仿真结果如图 5-10, 5-11, 5-12 所示。

从图中可以看到, 无论是在 SUI_3 信道下, 还是 SCM_18_D 信道下, 算法都具有很好的性能。以 SUI_3 信道为例, 从图 5-11 中可以看到, 6dB 以后粗同步就全部正确, 再比较图 5-12 可以看出, 粗同步正确的情况下精同步也正确, 并且在 6dB 以后错误率变为 0。另

外小数倍频偏的 mse 在 6dB 以后也能达到 10^{-4} 。

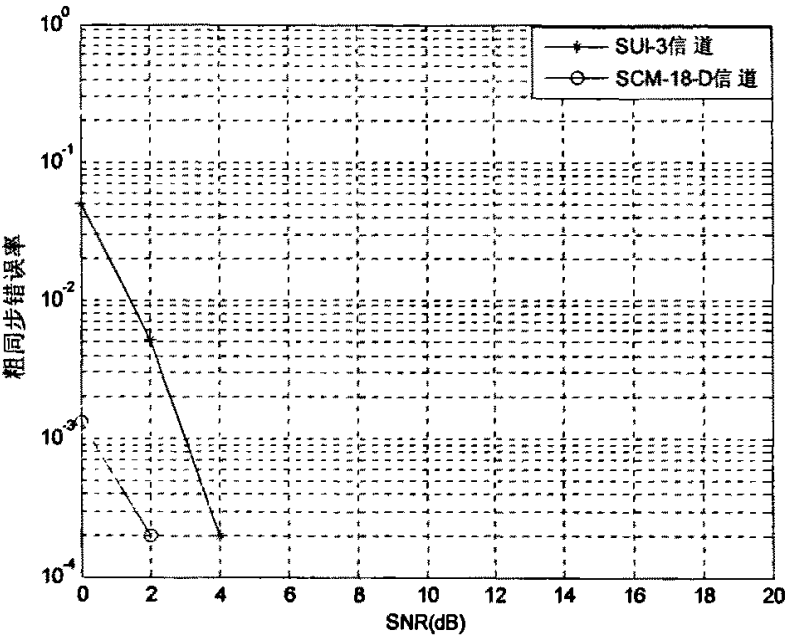


图 5-10 粗同步错误率

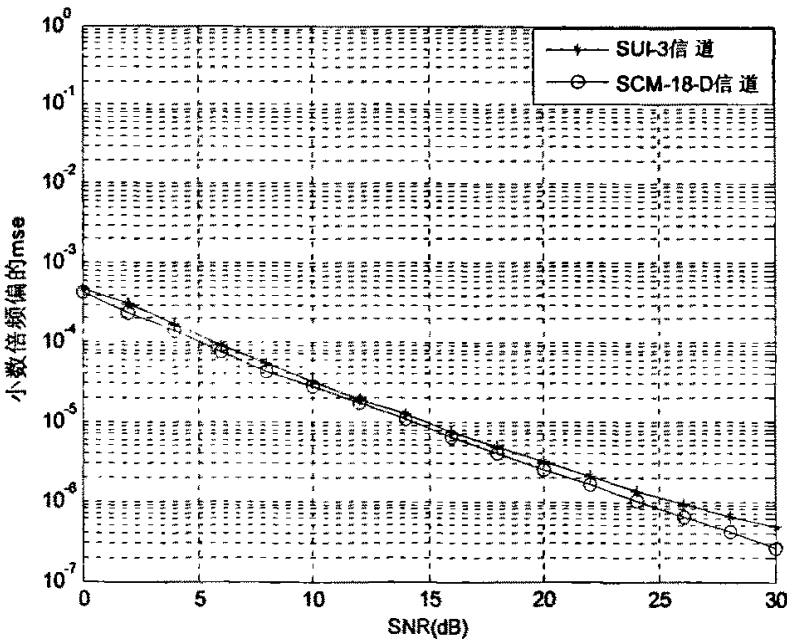


图 5-11 小数倍频偏的 mse

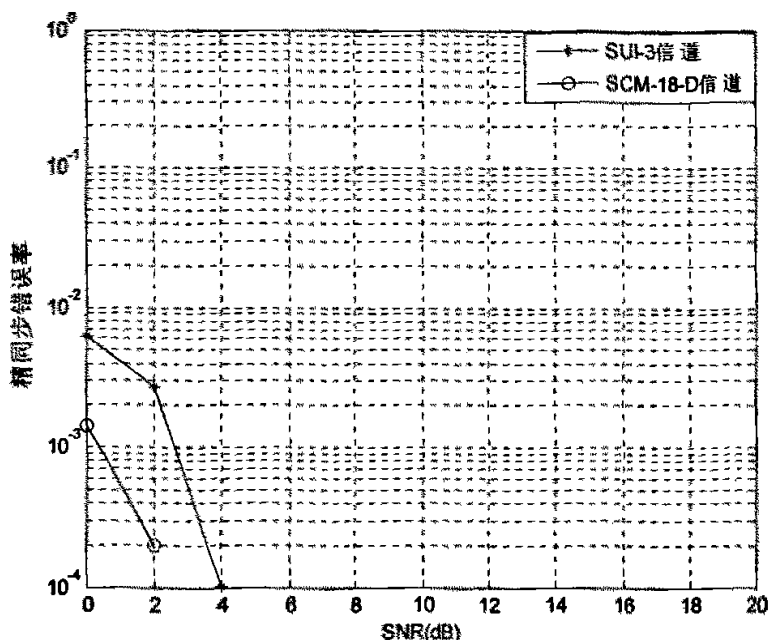


图 5-12 精同步粗误差率

5.5 基于减少系统延时的算法改进

基于上述的帧结构的算法虽然性能很好,但是在硬件实现时会给系统带来几乎不能容忍的延时,原因如下:在理想情况下,用图 5-2 所示的前导符做相关时,相关值的变化趋势是:从零开始逐渐增大,到达最大值并保持 128 个样点的最大值后开始减小。在有噪声条件下 128 点范围内的最大值会出现波动,因此按照式 5-6 的粗同步算法,定时点将会落在 128 点范围内,为了减少误捕,精同步的搜索窗也相应的为 128 长,更为主要的是在进行精同步时每计算一个相关值系统将会延迟 512 个时钟节拍,这样仅进行精同步就会产生 128×512 个时钟节拍的延迟,近 64 个 OFDM 符号的延迟。

显然,同步所产生的延迟主要是由精同步引起的。为了减少延迟,必须减小精同步的搜索窗和相关窗的长度。因此考虑将 5.1 中的帧结构中的前导符改为两个 OFDM 符号,如图 5-13 所示,用两个 OFDM 符号做前导符的目的是用第一个 OFDM 符号做粗同步和小数倍频偏估计,用第二个 OFDM 符号做精同步。

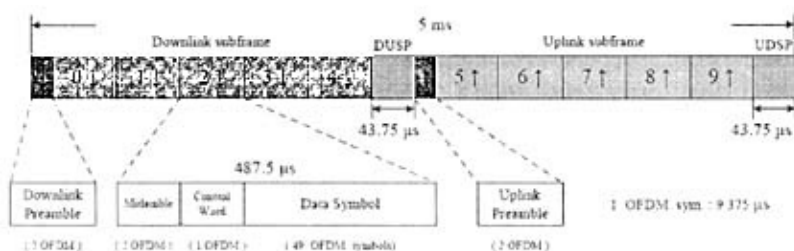


图 5-13 改进帧结构

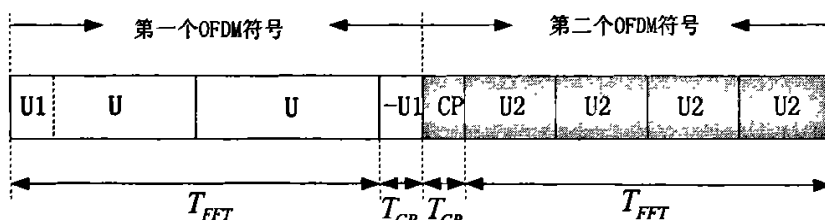


图 5-14 改进前导符结构

为了减小精同步的搜索窗口，粗同步的落点范围必须减小，这样就要求第一个 OFDM 符号的相关值曲线要比只有一个 OFDM 符号做前导符时的相关值曲线的上升速度和下降速度快，为了达到这个目的把前后两段相同且长为 512 的序列加一个后缀，这个后缀是前面长为 512 序列的前 128 个值的负值如图 5-14。相关值曲线比较如图 5-15 所示：

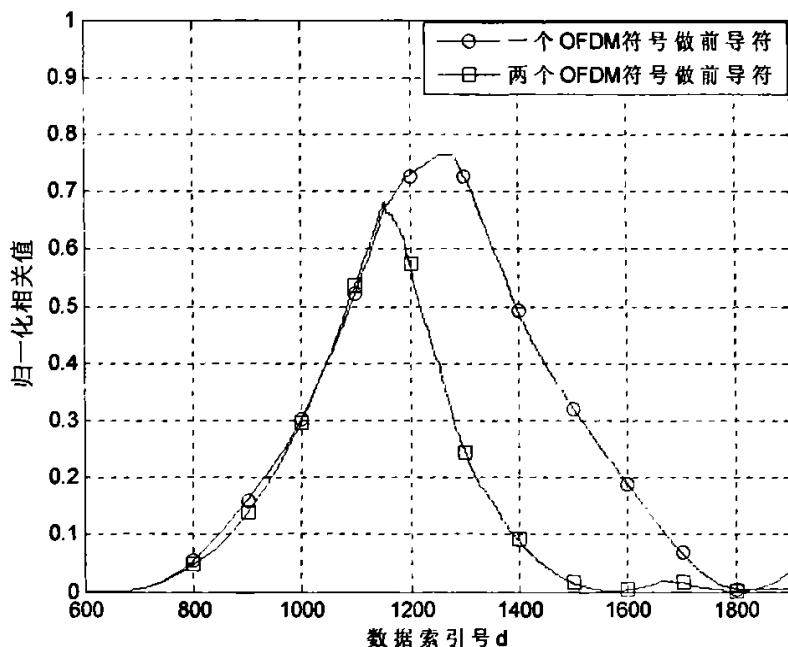


图 5-15 相关值比较曲线

从图 5-15 可以看出, 两个 OFDM 符号做前导符时的相关曲线的跨度明显要小, 这样就可缩小粗同步的落点范围创造了条件。如果把第一个 OFDM 符号的开始点记为参照点, 此时定义粗同步点落在参照点以及其前面 4 点和后面 59 点范围内为正确, 这样精同步的搜索窗就可以减少为 64。下面是在 SCM_18_D 信道下得到的同步性能曲线, 其中用两个 OFDM 符号的前导符做精同步时式 5-19 中的 α 取值是 4。从下面的仿真曲线可以看出, 两个 OFDM 符号的前导符性能比一个 OFDM 符号的前导符性能略差。从图 5-16 和 5-18 可以看出两个 OFDM 符号的前导符做同步时, 在粗同步正确的情况下精同步也会发生错误, 这主要是精同步相关窗减小的缘故。从图 5-17 可以看出, 在低信噪比下, 两种前导符得到的小数倍频偏估计的 mse 基本重合, 高信噪比下, 一个 OFDM 符号的前导符的小数倍频偏估计的 mse 仍然呈下降趋势, 而两个 OFDM 符号的前导符的小数倍频偏估计的 mse 趋于平缓, 这是因为在低信噪比情况下, 噪声影响比较大, 使小数倍频偏估计的 mse 比较接近; 在高信噪比的情况下, 噪声影响较小, 一个 OFDM 符号的前导符的粗同步点很大程度上仍然落在前导符的循环前缀里面, 这时得到的小数倍频偏估计比较准确, 而两个 OFDM 符号的前导符的同步点很大程度上都落到了第一个 OFDM 符号开始点的后面, 而且比较靠后, 这样估计出来的小数倍频偏性能就比较差。

从仿真可以看出, 减少系统延迟的算法是以小数倍频偏估计的准确度和信息传输速率为代价的。因此, 如果硬件条件允许, 尽量用一个 OFDM 符号做前导符。

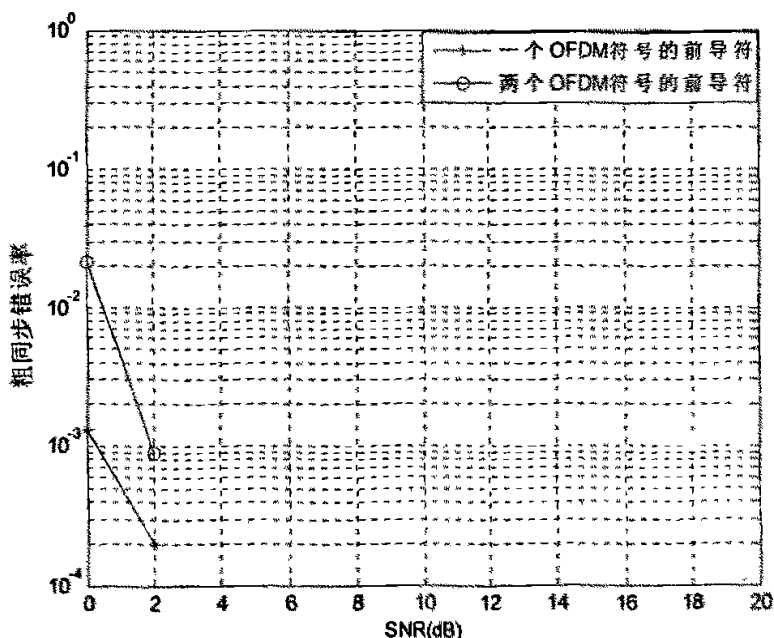


图 5-16 改进前后粗同步错误率比较

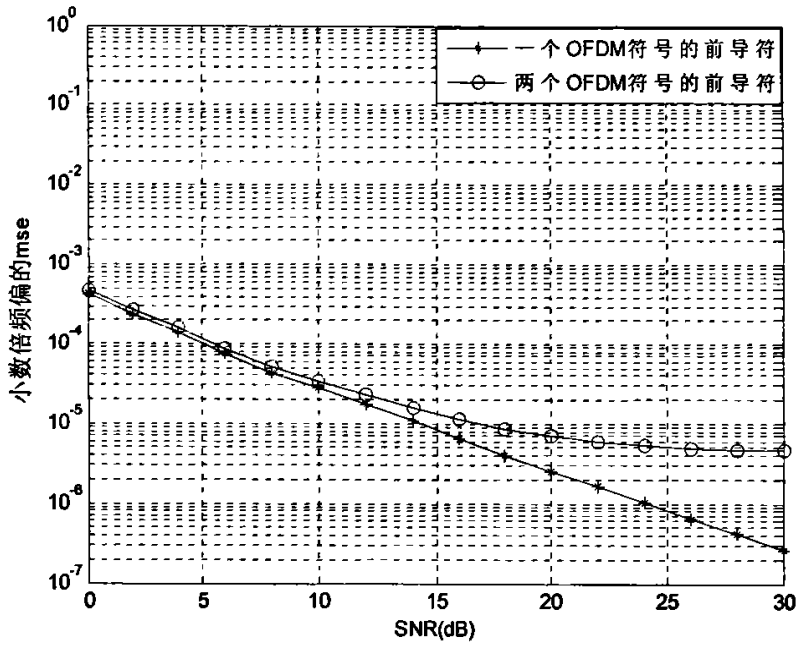


图 5-17 改进前后小数倍频偏的 mse 比较

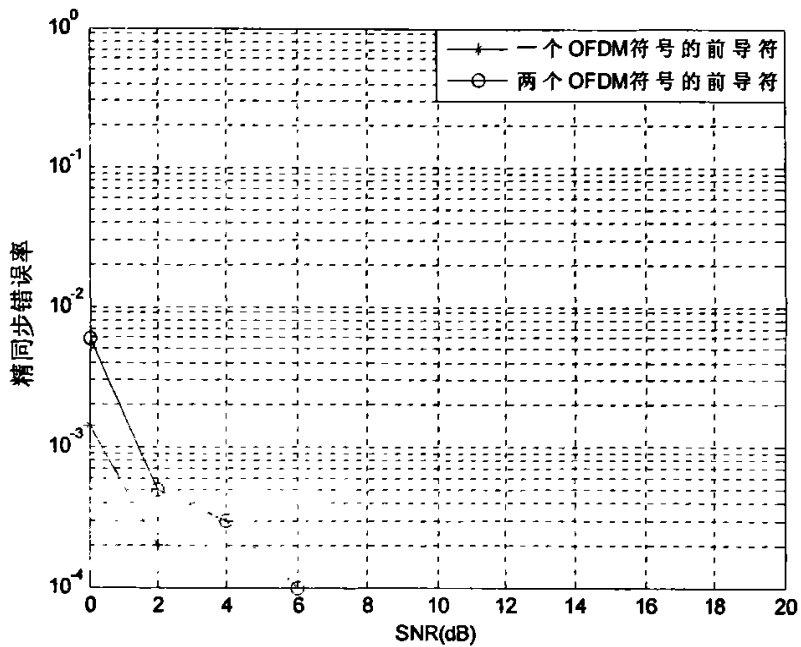


图 5-18 改进前后精同步错误率比较

第六章同步模块的硬件设计

6.1 Xilinx Virtex-V 简介

Xilinx 是全球领先的可编程逻辑完整解决方案的供应商。Xilinx 公司的主流 FPGA 分为两类,一种侧重低成本,容量中等,性能可以满足一般的逻辑设计要求,如 Spartan 系列;还有一种侧重于高性能应用,大容量,性能满足各类高端应用,如 Virtex 系列。2006 年 5 月 16 日, Xilinx 宣布将推出新一代 FPGA: Virtex-V, 该系列采用 65nm 制造工艺, 最高容量可达 30 万个逻辑单元。Virtex-5 系列包括四个子系列产品: LX, LXT, SXT, FXT, 分别应用于普通逻辑设计, 高速接口, 信号处理, 嵌入式处理器。

Xilinx Virtex-5 系列提供了一些迄今为止最先进的构架和最高性能:

(1) 工艺技术和构架创新。Virtex-5 FPGA 基于 65 纳米的三栅极氧化层技术, 使用先进的硅组合模块 (ASMBL) 构架并且实现了更高级别的系统集成。

(2) 高性能和高密度。ExpressFabric 技术实现了逻辑和局部互连布线。它将查找表(LUT)六个独立的输入和一个新的对角互连结构结合在一起, 缩短了数据通路延迟, 从而提高了设计性能。

(3) 先进的 6-LUT 逻辑结构。多年来, 四输入 LUT 一直是业界标准。但是, 在 65 纳米工艺技术条件下, LUT 的常规结构大大缩小。一个具有四倍比特位的六输入 LUT (6-LUT) 仅仅将 CLB 面积提高了 15%。但是平均而言, 每个 LUT 上可集成的逻辑数量却增加了 40%。更高的逻辑密度通常可以降低级联 LUT 的数目, 并且改进关键路径延迟性能。

(4) 新的对角对称互连。新的对角对称互连模式通过在更少的布线跳接中获得更多的空间。

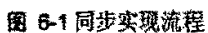
(5) 最低功耗的先进 FPGA 解决方案。和 90 纳米的 Virtex-4 相比, Virtex-5 的静态功耗大体相当, 但是动态功耗至少降低了 35%。就像它的前辈一样, Virtex-5 系列又一次提供了其他高级 FPGA 系列难以比拟的低功耗解决方案。

(6) 适用于系统集成的高级特性。Virtex-5 系列提供了许多高级特性, 客户能够从中获得更短的上市时间, 更丰富的功能, 更低的风险, 现场可升级以及更低的系统成本等。

这写特性为用户带来更加简单的可布线性和更好的总体性能。本 Gbps 通信系统中的逻辑都用 XILINX 公司的 Virtex-5 版本的 XC5VLX330T 芯片实现。

6.2 同步模块实现

由于 Gbps 系统中子载波间隔为 120KHz, 这个一个很可观的载波间隔, 在这种情况下, 可以不考虑整数倍频率偏差, 因此可以对 Gbps 系统的同步进行简化, 其整体实现框图如下图:



由 5.3.1 中的描述，粗同步可以进行如图 6-2 的细化：

计算归一化相关值时需要进行数据的相乘和累加,并且得到第一个相关值以后,其它相关值可以通过递归求得。因此归一化相关值可以按照图 6-3 实现:

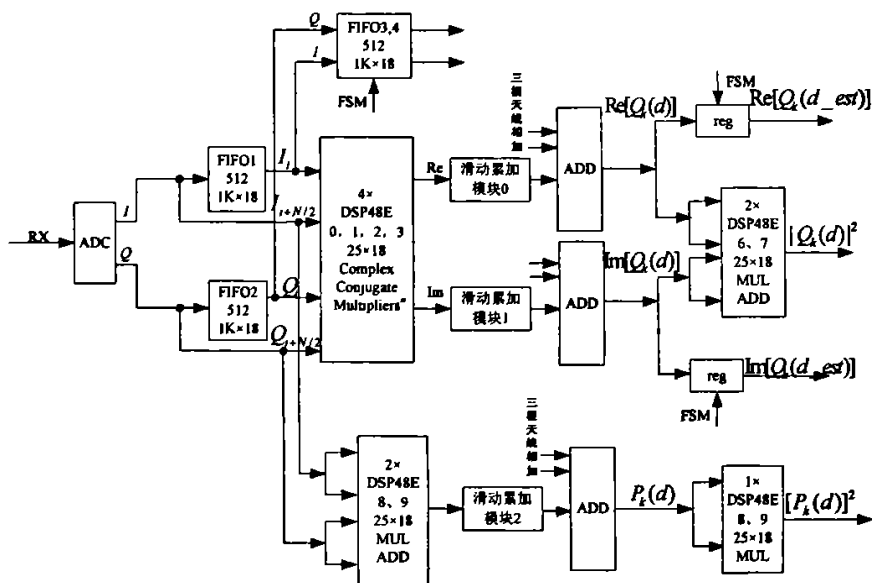


图 6-3 相关值计算硬件实现框图

图 6-3 是每个接收天线做相关，然后在三个天线上做累加的的实现框图，可以看出三根天线一组计算相关值时共需要 $9 \times 3 + 3 = 30$ 个 DSP48E，再加上平滑滤波器的一个 DSP48E，可以得到每三个天线做粗同步时共需要 31 个 DSP48E。如果考虑在进行乘法时用组合逻辑，在进行累加时用 DSP48E，则共需要 $3 \times 3 + 3 + 1 = 13$ 个 DSP48E。而进行粗同步时要产生 1024 个时钟的延迟，在 18 位数据位宽的情况下，每个天线计算相关值时需要 I、Q 两路需要 6 块 $1k \times 18$ 的 BlockRam，三根天线共需要 18 块 $1k \times 18$ 的 BlockRam。

上图中滑动累加模块很容易实现，如图 6-4：

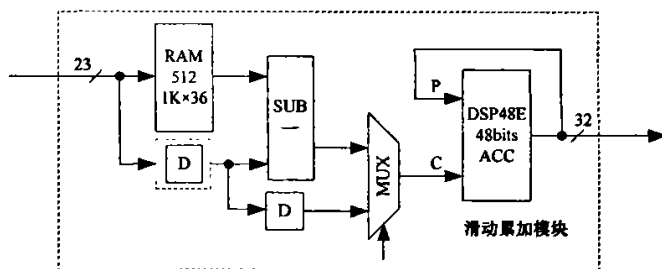


图 6-4 滑动累加硬件实现框图

由图 6-2 知道，要想实现粗同步，计算完相关值以后还要对相关值进行平滑滤波，滤波器的实现公式为： $\hat{p}[t] = \tau p[t] + (1 - \tau) \hat{p}[t - 1]$ ，这里 τ 取 $1/512$ ，其实现框图如图 6-5：

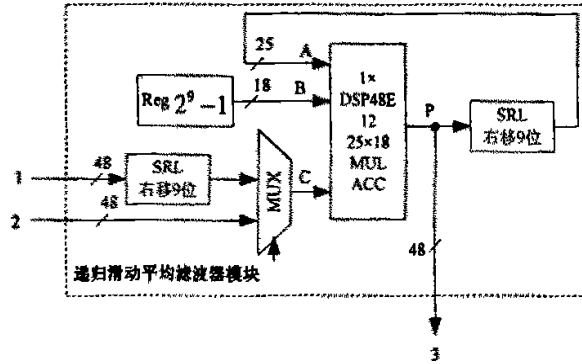


图 6-5 平滑滤波器的硬件实现框图

6.2.2 小数倍频偏估计的硬件实现

一般情况下，由角度的某三角函数值求角度大小的硬件实现都是基于查表的形式来进行的。由 5.3.2 中式 5-10 可以知道要想得到小数倍频偏估计，首先要求出相关值的相角，而要想查表得到相角必然要求出相角的某三角函数值，在求三角函数值的过程中不可避免的要进行除法运算，而在硬件实现中，除法的实现是非常困难的。因而可以考虑通过 CORDIC 算法来实现小数倍频偏估计。

6.2.2.1 CORDIC 算法简介^{[25][34][37]}

CORDIC 又称为坐标旋转数字计算方法，是用于计算广义矢量旋转的一种迭代方法。由 J.Volder 于 1959 年首先提出，主要应用于解决导航系统中三角/反三角函数和开方等运算的实时计算问题。1971 年，J.Walther 提出了统一的 CORDIC 算法，引入了参数 m 将 CORDIC 实现的三种迭代模式：三角运算、双曲运算和线性运算统一于一个表达式下，形成目前我们所用到的 CORDIC 算法最基本的数学基础。该算法的基本思想是通过一系列固定的、与运算基数相关的角度不断偏摆以逼近所需的旋转角度。

CORDIC 算法在硬件电路的实现上只用到了加法和移位操作，这样就大大节约了 FPGA 的资源，从而可以满足设计者的要求^{[25][37]}。

利用 CORDIC 算法来求取复数的相位的原理如图 6-6 所示，设旋转前向量为 $x_i + jy_i$ ，对应的相位角为 z_i ，旋转角度 θ_i 后变为 $x_{i+1} + jy_{i+1}$ ，对应的相角为 z_{i+1} 。

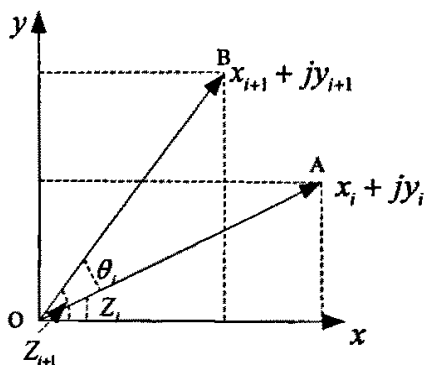


图 6-6 CORDIC 算法原理图

则有:

$$\begin{cases} x_{i+1} = x_i \cos \theta_i - \lambda_i y_i \sin \theta_i = (x_i - \lambda_i y_i \tan \theta_i) \cos \theta_i \\ y_{i+1} = y_i \cos \theta_i + \lambda_i x_i \sin \theta_i = (y_i + \lambda_i x_i \tan \theta_i) \cos \theta_i \\ z_{i+1} = z_i + \lambda_i \theta_i \end{cases} \quad (6.1)$$

其中, 在求相角时, 当 $x_i \geq 0$ 且 $y_0 \geq 0$ 或者 $x_i < 0$ 且 $y_0 < 0$ 时, $\lambda_i = +1$; 当 $x_i < 0$ 且 $y_0 \geq 0$ 或者 $x_i \geq 0$ 且 $y_0 < 0$ 时, $\lambda_i = -1$ 。

下面讨论角的范围 $[-\pi/2 \quad \pi/2]$ 的相角的正弦和余弦计算方法。设向量 $x_0 + jy_0$, 经 N 次角度旋转后得到向量 $x_N + jy_N$, 设第 i 次旋转的角度为 θ_{i-1} , 令 $\theta_i = \arctan(2^{-i})$, 其中 $\lambda_i = \{-1, 1\}$, λ_i 代表向量旋转方向, 第 i 次角度旋转后与目标角度 \hat{z}_0 的差为 z_i , 根据 J.S.Walter 的推导有迭代方程组:

$$\begin{cases} x_{i+1} = x_i - \lambda_i y_i \cdot 2^{-i} \\ y_{i+1} = y_i + \lambda_i x_i \cdot 2^{-i} \\ z_{i+1} = z_i - \lambda_i \cdot \arctan(2^{-i}) \end{cases} \quad (6.2)$$

写成矩阵形式:

$$\begin{bmatrix} x_{i+1} \\ y_{i+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\lambda_i 2^{-i} \\ \lambda_i 2^{-i} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_i \\ y_i \end{bmatrix} \quad (6.3)$$

$$z_{i+1} = z_i - \lambda_i \cdot \arctan(2^{-i}) \quad (6.4)$$

求复数的相角 (从目标向量向正实轴旋转 $z_0 = 0$)。当 $\lambda_i = \begin{cases} -1 & y_i \geq 0 \\ +1 & y_i < 0 \end{cases}$ 时, N 次迭代

的计算结果为:

$$\begin{cases} x_N = K\sqrt{x_0^2 + y_0^2} \\ y_N = 0 \\ z_N = \arctan(y_0/x_0) \end{cases} \quad (6.5)$$

其中, $K = \prod_{i=0}^{M-1} \sqrt{1+2^{-2i}} \approx 1.6467$; $z_N = \arctan(y_0/x_0)$, 即输入向量的相位, 从而可以按照 5-10 式求得小数倍频偏估计的结果。

CORDIC 算法的硬件实现框图如图 6-7:

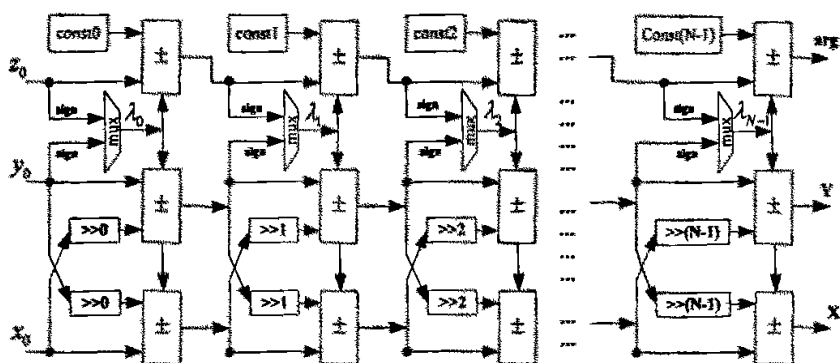


图 8-7 CORDIC 模块的硬件实现

其中 (x_0, y_0) 为输入向量, $\text{const0}, \text{const1}, \dots, \text{const}(N-1)$ 为常数, 其数值分别对应: $\arctan(2^0), \arctan(2^1), \dots, \arctan(2^{N-1})$. X 为 x 路的输出, 它是输入向量幅度的 1.6467 倍; y 路的输出 Y 为 0; \arg 为 z 路的输出, 在 $z_0 = 0$ 的情况下, 它就是输入向量的相位值。

8.2.2.2 小数倍频值估计硬件设计

将相定时时刻得到的相关值的实部赋给如图 6-7 中的 x_0 ，虚部赋给 y_0 ，0 赋给 z_0 ，一般进行 $N=16$ 次迭代以后就可以得到小数倍频偏估计所需要的相角，实现框图如 6-8 所示。此模块共产生 16 个时钟延迟。



图 6-8 小数倍频偏估计实现框图

6.2.3 小数倍频偏校正的硬件实现

为了进行小数倍频偏校正,求取了小数倍频偏以后需要一系列的正弦和余弦值。有式 5-11 可知每次进行校正的角度都是 $2\pi \frac{\hat{f}_{\text{fr}}}{N}$ 的整数倍,因此可以利用式 (6.6) 中三角函数的递归算法求出其正弦和余弦值。用查表法计算出初始值,再进行递归运算,硬件实现如图 6-9 所示。

$$\begin{aligned}\cos(n\theta) &= \cos[(n-1)\theta + \theta] = \cos\theta \cos(n-1)\theta - \sin\theta \sin(n-1)\theta \\ \sin(n\theta) &= \sin[(n-1)\theta + \theta] = \cos\theta \sin(n-1)\theta + \sin\theta \cos(n-1)\theta\end{aligned}\quad (6.6)$$

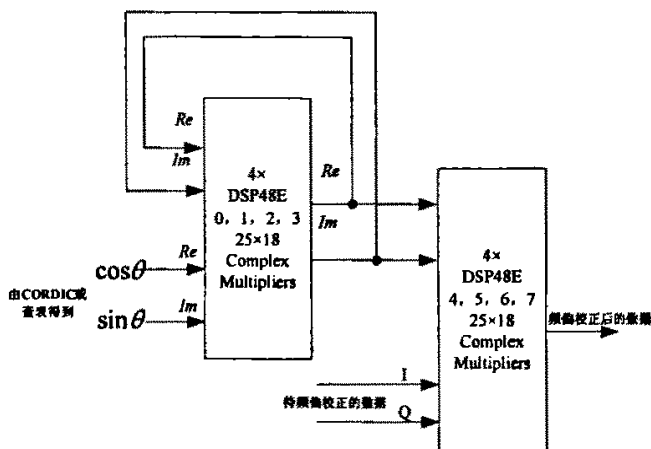


图 6-9 小数倍频偏校正的硬件实现框图

由于估计小数倍频偏时是六个天线一组进行的,校正时是每个天线分别校正的,因此每组小数倍频偏估计及校正共需要 $2+4\times 3=14$ 个 DSP48E,如果在校正时的初始值用查表法,共需要 16 个时钟延迟。

6.2.4 精同步的硬件实现

精同步的实现过程主要是已知前导符和经过频偏校正以后的接收数据的相关累加的过程,按照 5.3.4 中的描述其实现如图 6-10 所示:

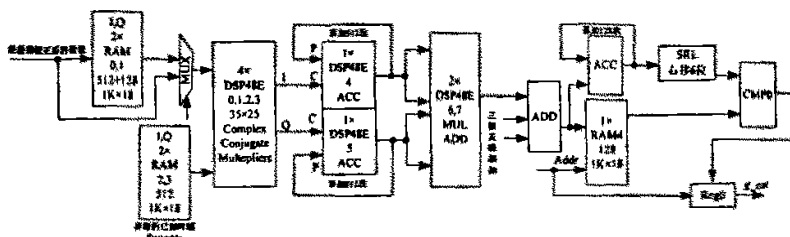


图 6-10 精同步硬件实现框图

从前面的分析知道,同步产生的系统延迟主要集中在精同步上,以一个 OFDM 符号的前导符为例,精同步搜索窗为 128 长,相关窗长度为 512,产生的时钟延迟为 128×512 个节拍,近 64 个 OFDM 符号;而两个 OFDM 符号的前导符精同步的搜索窗长为 64,相关窗长度为 256,产生的时钟延迟为 64×256 个节拍,近 16 个 OFDM 符号。如果把精同步延迟限制在 4 个 OFDM 符号,一个 OFDM 符号的前导符做精同步要采取两个措施,一是相关计算时的时钟加倍,二是并行 8 路同时计算相关值,这样一组精同步共需要 $(8 \times 3 + 1) \times 8 = 200$ 个 DSP48E,如果位宽较小的乘法用组合逻辑,其它乘法和累加计算用 DSP48E,共需要 $(4 \times 3 + 1) \times 8 = 104$ 个 DSP48E。同理,如果两个 OFDM 的前导符做精同步时也把计算相关值的时钟加倍,则只要并行 2 路,这样一组精同步共需要 $(8 \times 3 + 1) \times 2 = 50$ 个 DSP48E,如果位宽较小的乘法用组合逻辑,其它乘法和累加计算用 DSP48E,共需要 $(4 \times 3 + 1) \times 2 = 26$ 个 DSP48E。在数据位宽为 18 的情况下,加上精同步需要存储的 $128 + 512$ 个数据,每根天线 1、Q 两路需要 10 块 $1k \times 18$ 的 BlockRam,一组精同步需要 30 块 $1k \times 18$ 的 BlockRam。

6.3 系统硬件资源估计

从 6.2 中的分析可以得出如表 6-1 的硬件资源, 括号中的数据是用一部组合逻辑资源代替 DSP48E 时需要的 DSP48E 数量。

表 6-1 系统硬件资源估计

		DSP48E	Block RAM (1k×18)
粗同步	一个 OFDM 符号的前导符	31×2(13×2)	18×2
	两个 OFDM 符号的前导符	31×2(13×2)	18×2
小数倍频偏估计及校正	一个 OFDM 符号的前导符	14×2	1
	两个 OFDM 符号的前导符	14×2	1
精同步	一个 OFDM 符号的前导符	200×2(104×2)	30×2
	两个 OFDM 符号的前导符	50×2(26×2)	30×2
总计	一个 OFDM 符号的前导符	490(262)	98
	两个 OFDM 符号的前导符	190(106)	98

第七章 总结和展望

7.1 工作总结

以 MIMO-OFDM 系统为主要物理层传输技术的 B3G/4G 下行链路具有较高的频谱利用率,是实现非对称业务所要求的下行 100MHz 的通信速率要求的主要方案。本论文介绍了基于 MIMO-OFDM 的 Gbps 无线通信系统中的同步算法研究及实现,主要工作总结如下:

1.阐述了 OFDM 技术的基本原理,OFDM 系统中的同步类型,分析了同步对 OFDM 系统性能的影响。

2.在研究了 OFDM 系统中的同步算法基础上,一方面设计出了既适合定时同步,又能准确估计出整数倍频偏的前导符;另一方面提出了 Gbps 系统中的同步算法。在进行粗同步时引入的滑动滤波器克服了一般算法中设置固定门限不能适合各种信噪比的缺点,使算法具有更好的鲁棒性。在进行精同步时,对滑动窗内相关值求平均然后设置门限的方法,克服了一般算法中不能总是定在首达径上的缺陷。

3.在仿真的基础上,以 XILINX 公司的 Virtex5 版本的 XC5VLX330T 芯片为基础,对同步算法中的各模块进行硬件实现。

7.2 下一步研究工作

由于时间和能力的限制,本文主要针对 Gbps 通信系统的同步方法进行了初步的研究和实现,尚有许多问题值得进一步研究和探讨,本文还可以在以下几个方面进行后续的研究:

1.目前的前导符的设计虽然具有很好的同步性能,但是却存在如果硬件资源不足会使系统延迟过大的问题,因此怎么设计前导符才能更快更准确的进行同步值得进一步的研究。

2.基于首达径的精同步算法尚不成熟,如何进行改进使之在各种信道条件下都能工作将是以后研究的重点。

3 本文研究中, MIMO 情况下的多天线同步,是假设各发天线与各收天线间信号的到达时间、频率偏移一致的情况下进行处理。然而采用分布式结构的 MIMO 系统将是 B3G 无线通信系统发展趋势^[31]。在采用分布式结构以后,由于发端天线单元之间的间距或者收端天线单元之间的间距很大,所以各个收/发天线间信号的到达时间、频率偏移很可能不一致。那么信号的时延和频偏的不一致会对检测性能带来怎样的影响,怎么去估计,如果知道了时延和频偏,怎么样用这些知识去优化网络拓扑结构,这些是需要进一步研究的问题。

致 谢

在硕士研究生生活即将结束之际，谨向在这段生涯给予我培养教育、帮助支持的老师、同学、好友和家人致以最诚挚的谢意。

首先，衷心感谢导师尤肖虎教授。尤老师渊博的知识、严谨的治学态度和专注的敬业精神使我受益匪浅，尤老师在理论上的深厚造诣及对整个系统的全局性把握都给我以深深的启发。尤老师为我们创造了良好的科研环境，将我引进国内知名的移动通信研究前沿—东南大学移动通信国家重点实验室，使我有幸参加了国家 863 计划 Gbps 项目组。

衷心感谢王向阳副教授。王老师敏锐的思维、丰富的实践经验、平易近人的态度让我获益颇丰。王老师给予我多方面的关怀和指导，不仅在科研方向上进行指导，而且在科研态度、科研方法上给予潜移默化的引导。在王老师的悉心指导、言传身教之下，我不仅在知识上得到了长进，而且独立科研和工作的能力也得到了锻炼和提高。另外在论文写作及文献阅读等诸多方面，王老师也给予我许多无私的指导和关怀，在此深表感谢。

我要感谢本届课题组的谭景威、郝俊华、朱秀明、匡正、柴丽敏、陈勇、任焱峰、张一中，以及研二的刘庆伟、赵艳杰、王恩彩、潘葆梁、谢谦、杨小云、张墨、魏渊等，他们在 MIMO-OFDM 领域的探索，使我可以在他们研究的基础上继续工作。我有幸和他们一起从事通信方面的研究，感谢他们在工作和学习中与我共同探索，共同前进。感谢吴大焰、成子思等同学在研究生期间给我的帮助和关怀。

此外，感谢我的父母及我的亲人和朋友，他们在物质上和精神上给予了我莫大的支持和帮助，使我可以安心学习。他们的支持和鼓励是我完成学业的巨大动力。

最后，我要感谢从百忙之中抽出时间审阅我论文的各位老师，还有那些没有一一列出的师长、同学和朋友。衷心感谢你们对我的关心、鼓励、支持和帮助。

参考文献

- [1]尤肖虎, 未来移动通信技术发展趋势与展望[J].电信技术.2003: 14-17
- [2] R.W. Chang, Synthesis of bang-limited orthogonal signal for multichannel data transmission Bell Sys.Tech.J.,1966,11:1775-1796.
- [3] Weinstein.S.B,Ebert.P.M. Data Transmission by Frequency Division Multiplexing using the Discrete Fourier Transform.IEEE Transactions on Communications,Vol.-COM-19,pp.628-634, Oct 1971.
- [4]Zou.W.Y,Wu.Y.COFSM:an overview[J].IEEE,Trans.Broadcasting,1995,41(1):1-8.
- [5]Michael.S,Stefan.A.F,Gunnar.F,Heinrich.M.Optimum receiver design for wireless broad-band Systems using OFDM-PartI[J].IEEE,Trans.Commun,1999,47(11):1668-1677
- [6]Michael.S,Stefan.A.F,Gunnar.F,Heinrich.M. Optimum receiver design for wireless broad-band systems using OFDM-PartII .IEEE,Trans.Commun.2001, 49(4):571-578
- [7]Kim.Y.H,Song.I,Kim.H.G,Chang.T,Kim.H.M.Performance .analysis of a coded OFDM system in time-varying multi-path Rayleigh fadingc hannels[J].IEEE Trans.Veh.Technol 1999,48(5):1610-1615.
- [8]G.J.Foschini,M.J.Gans.On limits of Wireless Communication in a Fading Environment when using Multiple Antennas. Wrieless personal communications.1998,6:311-335.
- [9]I.E.Telatar. Capacity of multi-antenna Gaussian channels. Enr.Trans.Telecommun,1999 10(6):585-595.
- [10]S.Baro,G.Bauch,A.Pavlic,and A.Semmler.Improving BLAST Performance using Space-Time Block Codes and Turbo Decoding.IEEE Globecom,2000,2:1067-1071
- [11]P.W.Wolniansky,G.J.Foschini,G.D.Golgen and R.A.Valenzuela.V-Blast:an architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel. 1998 URSI International Symposium on Signals,Systems,and Electronics,1998,295-300
- [12]任立刚, 宋梅, 乔强国等.MIMO+OFDM:新一代移动通信核心技术[J], 中国数据通信.
- [13]John Proakis.Digital communications.4rd Edition.New York:McGraw-Hill,2001
- [14]S.Weinstein,P.Ebert.Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete Fourier transform.IEEE Trans.on Comm.,Oct.1971,19(5):628~634
- [15]J.Bingham.Multicarrier modulation for data transmission:An idea whose time has come.IEEE Comm. Mag.,1990,28(5):5~14
- [16]R. V.Nee,R. Prasad.OFDM wireless multimedia communications.Boston,Mass:Artech House Publishers,2000
- [17]B.C.Kim,I.T.Lu.Doppler Diversity for OFDM Wireless Mobile Communication.IEEE VTC'03,2003:2677~2681
- [18] Athaudage, C.R.N, "BER sensitivity of OFDM systems to time synchronization error," Communication Systems, 2002. ICCS 2002.
- [19] Paul H. Moose, "A Technique for Orthogonal Frequency Division Multiplexing Frequency Offset Correction," IEEE Transactions on Communications, VOL 42, NO.10, Oct. 1994.
- [20]John Terry,Juha Heiskala.OFDM wireless LANs:a theoretical and practical guide Indianapolis,Ind.:Sams Publishing,2002
- [21]A.R.S.Bahai,etal.Multi-Carrier Digital Communications Theory and Applications of

- OFDM.New York:Kluwer Academic/Plenum Publishers,1999
- [22]M.Hsieh,C.Wei.A low-Complexity Frame Synchronization and Frequency Offset Compensation Scheme for OFDM Systems over Fading Channels.IEEE Trans.on Vehicular Technology,1999,48(5)
- [23]Jan-Jaap van de Beek,Magnus Sandell,Mikael Isaksson,Per Ola Borjesson.Low-complex frame synchronization in OFDM systems.Proc.of Intern.Conf.on Universal Personal Comm.(ICUPC'95),November 1995:982~986
- [24] Jan-Jaap van de Beek,et al.ML estimation of Time and Frequency Offset in OFDM Systems.IEEE Trans.on Comm.,2908~2914
- [25]Schmidl,Timothy M.,Cox,Donald C.Robust frequency and timing synchronization for OFDM.IEEE Trans.on Comm.,1997,45(2):1613~1621
- [26]佟学俭, 罗涛, OFDM 移动通信技术原理与应用[M], 人民邮电出版社, 2003
- [27]尹长川, 罗涛, 乐光新, 多载波宽带无线通信技术[M], 北京邮电大学出版社, 2004
- [28]NCRL, “国家高技术研究发展计划(863 计划) 专题课题申请书—Gbps 无线传输技术与试验系统研究开发”, 2006 年 11 月
- [29]NCRL, “Gbps 系统基带算法仿真系统模型”, 2007 年 2 月
- [30]Nynashamn,Sweden.New RACH preambles with low auto-correlation sidelobes and reduced detector complexity.3GPP.TSG-RAN Working Group 1meeting
- [31]Gordon L.Stuber,John R.Barry,Steve W.Mclaughlin,Ye Li,Mary Ann Ingram.Broadband MIMO-OFDM Wireless Communications.Proceedings of the IEEE.VOL.92.NO.2.2004:271~291
- [32]Apurva N.Mody,Gordon L.Stuber.Synchronization for MIMO OFDM Systems.IEEE GLOBECOM'01,vol.1,2001:509~513
- [33]EN Zhou,Xing Zhang,Wenbo Wang.Synchronization Algorithms for MIMO OFDM Systems.IEEE Communications,2005:18~22
- [34]D.Perels,S.Hanene,A.Burg,P.Luethi,N.Felber,W.Fichtner.A FRAME-START DETECTOR FOR A 4x4 MIMO-OFDM SYSTEM.ICASSP.IEEE,2006:425~428
- [35]赵文亮, 陈伟.CORDIC 算法在 OFDM 系统残余频偏估计和校正中的应用[J].现代电视技术.2006.6
- [36]崔文, 叶信峰.基于查找表和 CORDIC 算法的数控振荡器的设计[J].电子科技.第 7 期.2006
- [37] Javier Valls, Trini Sansaloni. The Use of CORDIC in Software Defined Radios: A Tutorial. IEEE Communications Magazine. September 2006
- [38]王智霞, 王广生.CORDIC 算法在 FPGA 中的实现[J].微处理机第 1 期.2007.1
- [39]赵冠男, 刘军民.OFDM 系统中同步算法的 FPGA 实现[J].综合电子信息技术
- [40]Li Li,Ping Zhou.Synchronization for B3G MIMO OFDM in DL Initial Acquisition by CAZAC Sequence.IEEE,2006:1035~1039
- [41]Virtex-5 Family Overview.DS100(v3.1)May 23,2007.XILINX
- [42]ug190_Virtex-5 User Guide.UG190(v3.0)February 2,2007.XILINX
- [43] ug193_Virtex-5 XtremeDSP User Guide.UG193(v2.4.1)May 22,2007.XILINX