

摘要

在 OFDM 数学原理和收发模型的基础上,本文首先分别讨论基于循环前缀和训练符号的典型的 OFDM 同步算法。参考 802.11a 突发数据帧结构和系统参数,着重分析几种 OFDM 同步算法用于突发分组传输时的性能;提出一种改进的突发帧前导结构,并描述其相应的捕获定时和载波同步算法;改进后的算法避免了相关曲线上的峰值平台,计算量少,相关特性突出。仿真结果表明,改进算法具有良好的时频域同步估计性能。

根据改进后的数据帧前导结构和同步估计算法,作者设计并实现了基于突发分组传输的 OFDM 同步模块,并完成 OFDM 中频收发系统的调试。文中提出一种通用的基于 FPGA 的 OFDM 同步实现结构,引入流水计算和逆 Cordic 算法,实现了 OFDM 突发数据帧的捕获、符号定时和载波同步。论文最后展示了系统在 AWGN 信道下的实测结果,与理论值及仿真结果进行比较。分析结果表明,接收系统具有较佳的同步性能。

关键字: OFDM 同步 突发分组 帧前导

Abstract

Following OFDM principle and transceiver model, representative OFDM synchronization methods are analyzed based on either cyclic prefixes or training symbols. Focus is on the performance of several synchronization methods in burst packet transmission with reference to 802.11a frame structure and parameters. An improved burst-frame preamble is presented, as well as the corresponding timing and frequency offset estimator. Simulation results indicate the improved method avoids the correlation plateau, keeps low complexity and has a good estimation performance in time and frequency field.

According to the improved method above, a real OFDM synchronization module is designed and realized based on burst packet transmission. This dissertation puts forward a general type of OFDM synchronization structure based on FPGA. Synchronization module introduces computing pipeline and reverse-Cordic algorithm in order to achieve frame capture, symbol timing and frequency offset estimation. An IF system for transmitting and receiving is accomplished after debug. Test results in AWGN channel are shown at the end of this dissertation, and the comparison between test results and theoretical conclusion as well. Analysis shows that good synchronization performance contributes to the success of IF receiving system.

Keywords: OFDM, synchronization, burst packet transmission, frame preamble

创新性声明

本人声明所呈交的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中所罗列的内容以外，论文中不包含其他人已经发表或撰写过的研究成果；也不包含为获得西安电子科技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做了明确的说明并表示了谢意。

申请学位论文与资料若有不实之处，本人承担一切相关责任。

本人签名： 傅建新 日期 2006.2.23

关于论文使用授权的说明

本人完全了解西安电子科技大学有关保留和使用学位论文的规定，即：研究生在校攻读学位期间论文工作的知识产权单位属西安电子科技大学。本人保证毕业后离校后，发表论文或使用论文工作成果时署名单位仍然为西安电子科技大学。学校有权保留送交论文的复印件，允许查阅和借阅论文；学校可以公布论文的全部或部分内容，可以允许采用影印、缩印或其它复制手段保存论文。（保密的论文在解密后遵守此规定）

本学位论文属于保密，在__年解密后适用本授权书。

本人签名： 傅建新 日期 2006.2.23
导师签名： 李连东 日期 2006.3.2

第一章 绪论

§1.1 多载波技术的研究背景

无线通信网络在近二十年来发展迅速,取得了巨大的成功。无线传输技术换代升级,从模拟系统到数字系统,从单一的话音业务到语音、数据等多业务,系统容量和传输速率不断地提高。数字蜂窝网的传输速率从2G的9.6kb/s升至2.5G的144kb/s,又升至3G的2Mb/s。社会经济的快速发展和生活水平的提高,对无线通信网络的传输速率提出了更高的要求。除了传统的话音业务和迅速增长的数据业务外,人们希望在移动环境中得到视频、Internet接入和其它更高速率的业务。ITU-R在对IMT-2000的未来发展和超IMT-2000系统的文件中指出:IMT-2000陆地无线接口的能力在2005年左右将扩展到近30Mbps;设想的在2010年左右超IMT-2000的新系统在高速移动条件下将支持约100Mbps的峰值速率,在低速移动条件下将支持约1Gbps的峰值速率。

无线信号在传播过程中,由于建筑物、树木、山川及空气等的反射、折射和散射作用,往往经过多条路径到达接收端。每条路径上的信号到达接收端的时间不同,各径的衰落也不相同。各径信号到达时间不同,相位也就不同,不同相位不同衰落的多个信号在接受端叠加,信号幅度将急剧变化,产生衰落。由于时延扩展,接收信号中的一个符号的波形会扩展到其他符号中,造成了码间干扰(InterSymbol Interference, ISI)。

传统的单载波数字通信系统中,在传输速率不高时,通常用自适应均衡器来消除由多径传播引入的码间干扰。当通信速率较高时,码元宽度小,多径时延对信号的码间干扰加剧,这对均衡器提出了更高的要求,需要引入复杂的均衡算法,还要考虑到算法的可实现性和收敛速度,代价很大甚至难以实现。另外,当信号的带宽超过和接近信道的相干带宽时,信道的时延弥散会引起频率选择性衰落,使同一个信号中的不同频率成分呈现不同的衰落特性。

多载波调制(MCM)的思想,就是在此背景下提出的,目的是在不使用复杂均衡器下仍能实现高速传输。多载波传输的基本思想是,把高速的数据流分解成若干个子数据流,每个子数据流具有相对低的数据速率,每个子数据流的数据再去调制各自相应的子载波,构成多个低速已调载波并行传输的系统,从而使接收信号具有较强的对抗码间干扰的能力。

在对多载波调制的研究中,正交频分复用技术(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)最受瞩目,已成为了国内外的研究热点。

§1.2 OFDM 技术的起源和发展现状

OFDM 最早起源于 20 世纪 50 年代中期, 在 60 年代形成了使用并行数据传输和频分复用的概念。1970 年 1 月首次公开发表有关 OFDM 的专利。

传统的并行数据传输系统中, 整个信号频段被划分为多个相互不重叠的频率子信道, 每个子信道传输独立的调制符号, 系统复用这些子信道进行传输。这种复用技术消除了信道间的干扰, 但不能有效利用无线通信中宝贵的频谱资源。与上述的复用技术相比, OFDM 相邻子信道之间有 $1/2$ 的频谱重叠, 在相同的传输速率下, 频谱利用率提高了 1 倍。

OFDM 被提出后首先用于军事通信中, 使用子载波振荡器组进行调制解调, 但其复杂的结构限制了其进一步的推广应用。70 年代, 离散傅立叶变换(DFT)和反变换(IDFT)被应用到 OFDM 的调制解调中, OFDM 可以通过基带处理实现。随着微电子和数字信号处理技术的迅速发展, OFDM 的调制解调可以用运行 FFT 和 IFFT 的硬件实现, OFDM 走向实用化, 再一次成为研究热点。

OFDM 的优点可概括如下:

1. 通过将高速数据流转换成多个低速数据流, 增加了每个子载波上的符号宽度, 降低了码间干扰对接收信号的影响。
2. 每个子载波之间存在正交性, 相邻子载波之间有 $1/2$ 的频谱重叠, 极大地提高了频谱利用率。
3. OFDM 和交织、纠错、空时编码、MIMO 结合, 可以获得良好的频率和时间分集, 增强对抗宽带信道频率选择性衰落的能力。
4. 通过动态比特分配及动态子信道分配的方法, 降低频率选择性信道和窄带干扰对信息传输的影响。方法是对信噪比高的子信道采用高阶调制, 降低深度衰落的子信道上的调制阶数。
5. 无线数据业务一般存在非对称性的要求。OFDM 系统可以很容易地通过使用不同数量的子载波数, 来实现上行和下行链路中不同的传输速率。
6. OFDM 可以与其他多种接入方式结合使用, 构成 OFDMA 系统, 包括多载波码分多址 MC-CDMA, 调频 OFDM 及 OFDM-TDMA 等, 使多个用户可同时利用 OFDM 传输信息。

OFDM 技术已在广播方式的音频和视频传输中得到广泛的应用, 如欧洲的数字音频广播(DAB)、数字视频广播(DVB)以及日本的综合业务数字广播(ISDB)等。在双向数据传输方面, OFDM 已被采纳为非对称数字环路(ADSL)、5GHz 频段的无线局域网标准 IEEE802.11a、欧洲电信标准协会(ETSI)的局域网标准 HyperLan2、无线城域网 IEEE802.16a 的物理层传输技术。其中 IEEE802.11a 是第

一个将 OFDM 用于分组传输的标准。

OFDM 目前被认为是宽带无线接入的发展趋势,可能采用 OFDM 技术的新标准分别有:基于 IEEE802.20 标准的移动宽带无线接入系统(MBWA)、基于 IEEE802.15 标准的个人信息网(PAN)和已具雏形的第四代无线蜂窝移动通信系统。其中,日本 NTT DoCoMo 已提出了采用了 OFDM 技术的 4G 蜂窝系统方案。

国内对 OFDM 技术的研究开始于二十世纪九十年代。1999 年,西安电子科技大学承担国家计委高清晰度电视(HDTV)二期工程 COFDM 传输系统样机的研制任务并取得成功。同时,清华大学、成都电子科技大学也展开了以 COFDM 为核心的传输样机系统研究。2001 年底,国家广播电视总局对全国 5 家数字电视传输样机系统进行了实验室和室外固定/移动接收试验,其中西安电子科技大学的方案取得了较好的测试结果。

科技部 863 通信高技术课题在这一方面也进行了有益的研究和探索。在“十五”第一期项目中设立有关课题:研究基于 OFDM、多载波或其它面向 Beyond 3G 的无线传输链路技术,支持信息峰值传输速率达 20Mbps、多个移动终端的无线资源共享、支持大速率变化范围(8kbps—20Mbps)和不同 QoS 要求、系统容量为 3G 系统的 3~5 倍;多天线和分布无线通信环境下的时空信号设计和联合检测技术,突破传统蜂窝移动通信的体系结构,使无线传输所需的比特发射能量(E_b)较 3G 系统下降 5~10dB; Beyond 3G/4G 总体技术研究。

清华大学、北京邮电大学等单位承担了 863 通信高技术 B3G 课题已经就 COFDM 技术在下一代移动通信中的应用展开工作。目前,国内也已有多家高校和公司正在从事 COFDM 在无线局域网和城域网中的应用方面的研究。

§1.3 本文主要研究内容

本论文的内容主要分为以下几部分:

第一章简要介绍多载波技术的研究背景,OFDM 的起源历史和特点,及其当前在国内外的的发展状况。

第二章分析 OFDM 的数学原理、IFFT/FFT 在 OFDM 调制解调中的应用;讨论存在争论的 IFFT/FFT 过采样问题,针对过采样问题进行理论分析和仿真验证,最后描述发射系统、接收系统的数学模型。

第三章讨论 OFDM 的系统同步。基于突发分组传输的 OFDM 信号同步,包括突发数据帧捕获、符号定时、载波同步和采样速率同步。文中首先分别分析基于循环前缀和训练符号的典型同步算法。参考 802.11a 物理层数据帧结构,论文重点比较了几种 OFDM 同步算法用于突发分组传输时的性能;提出一种改进的 OFDM 突发数据帧前导结构,及相应的捕获定时和载波同步估计算法。仿真结果

表明,改进后的算法有良好的相关特性,运算复杂度低,具有较好的时频域估计性能。

第四章提出一套基于突发分组传输的 OFDM 系统方案,以第三章的改进算法作为系统的同步估计方法。文中首先介绍系统的主要参数、数据帧结构,随后分别从硬件结构、子载波调制方式、采样速率和频谱分析等方面,论证系统方案的可行性。文中结合系统的外部输入晶振频率和晶振稳定度,分析了 OFDM 系统中采样速率同步的问题。

根据第四章的方案,第五章重点讨论 OFDM 同步系统的硬件设计和实现。文中提出一种基于 FPGA 的通用的 OFDM 同步实现结构。根据系统结构和算法特点,提出用流水计算和逆 Cordic 算法的实现方式,完成突发帧的捕获、符号定时和载波同步。作者完成了 OFDM 中频收发系统的调试。论文中展示了实测的信号图和频谱图,最后是系统在 AWGN 信道下的性能测试,并与理论值进行了比较。实测结果表明,接收系统有较佳的同步性能。

第二章 OFDM 原理分析

本章首先分析 OFDM 的数学原理, 介绍 IFFT 和 FFT 在 OFDM 系统中的应用, 重点分析了 IFFT 和 FFT 应用于 OFDM 系统时的过采样问题, 最后提出了 OFDM 系统的发射和接收模型。过采样问题存在争论^[1], 论文中阐述了作者本人对此的分析和仿真结果, 得出的结论为: OFDM 系统采用 IFFT 调制和 FFT 解调时, 过采样并非必需, 但过采样可适当地提高信号的采样速率, 降低对系统中数字滤波器的特性要求。

§2.1 OFDM 的数学描述

OFDM 信号是由 N 个频域上相距为 Δf 的子载波构成, 每个已调子载波的带宽为 $2\Delta f$, 相邻子载波的频谱有 $1/2$ 的重叠。频谱结构如图 2.1 所示。

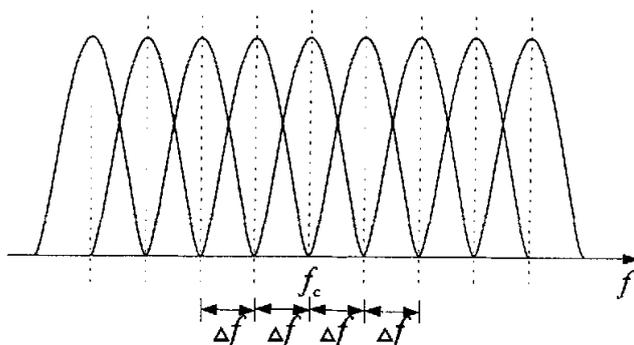


图 2.1 OFDM 频谱结构图

取 ω_c 为载波角频率, OFDM 中频信号的数学表示式为:

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \operatorname{Re} \left[\sum_{k=-N/2}^{N/2-1} A_k(t) e^{j\varphi_k(t)} e^{j(\omega_c + k \cdot \Delta\omega)t} \right] \quad (2-1)$$

式中, $\Delta\omega = 2\pi \cdot \Delta f$ 。

OFDM 信号也常用等效复基带信号来表示:

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} A_k(t) e^{j\varphi_k(t)} e^{jk \cdot \Delta\omega t} \quad (2-2)$$

第 k 个子载波可表示为:

$$g_k(t) = e^{j2\pi k \cdot \Delta f \cdot t} \quad (2-3)$$

(2-3)式中, $k = -(N/2), \dots, (N/2-1)$ 。在基带上, 所有子载波在一个 OFDM 符号的宽度 $T_s = 1/\Delta f$ 内保持正交。

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} \exp(j2\pi m \cdot \Delta f \cdot t) \cdot \exp(-j2\pi n \cdot \Delta f \cdot t) dt = \begin{cases} 1 & m = n \\ 0 & m \neq n \end{cases} \quad (2-4)$$

在 OFDM 中, 每一个子载波可以独立地选择调制方式, 令在第 n 个 OFDM 符号中第 k 个子载波对应的调制符号为 $S_{n,k}$, 即 $S_{n,k} = A_{n,k} e^{j\varphi_{n,k}}$ 。第 n 个 OFDM 符号可以表示为:

$$s_n(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} S_{n,k} e^{jk \cdot \Delta \omega t} g(t - n \cdot T_s) \quad (2-5)$$

$g(t - n \cdot T_s)$ 为矩形成形脉冲, 则连续的 OFDM 信号即为:

$$s(t) = \sum_{n=0}^{\infty} s_n(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{\infty} \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} S_{n,k} e^{jk \cdot \Delta \omega t} g(t - n \cdot T_s) \quad (2-6)$$

由于子载波之间保持正交, 在接收端, 第 n 个符号中第 k 个子载波对应的调制符号 $S_{n,k}$ 可以通过相关运算来恢复:

$$S_{n,k} = \frac{\sqrt{N}}{T_s} \int_0^{T_s} s_n(t) \cdot e^{-j2\pi k \cdot \Delta f \cdot t} dt \quad (2-7)$$

§2.2 OFDM 的 IFFT/FFT 实现

2.2.1 OFDM 调制解调的 IFFT 和 FFT 实现

OFDM 信号中包含了多路子载波信号, 如采用本地载波振荡器组的结构, 发射和接收系统的结构将非常复杂。IFFT 和 FFT 在 OFDM 中的应用, 避免了振荡器组的复杂结构, 直接在基带上实现了 OFDM, 是 OFDM 实用化的保证^[1]。

OFDM 信号的带宽 $B = N \Delta f$, 而以采样间隔 $t = 1/B = 1/N \Delta f$ 对信号进行采样, 所得到的第 n 个 OFDM 符号的第 i 个采样点表示为 $s_{n,i}$, $i = 0, 1, \dots, N-1$, 则有:

$$s_{n,i} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} S_{n,k} e^{j2\pi i \cdot k / N} \quad (2-8)$$

由上式(2-8)中 $e^{j2\pi}$ 的周期性可将上式变换成:

$$s_{n,i} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} S_{n,k} e^{j2\pi i \cdot k / N} \quad (2-9)$$

式(2-9)与离散傅立叶逆变换 IDFT 相似。

同理，在接收端，设 $s_{n,i}$ 是 $s_n(t)$ 的第 i 个采样点， $i=0,1,\dots,N-1$ ， $S_{n,k}$ 可以表示为：

$$S_{n,k} = \sqrt{N} \cdot \sum_{i=0}^{N-1} s_{n,i} e^{-j2\pi i k / N} \quad (2-10)$$

式(2-10)与离散傅立叶变化 DFT 相似。

可见，OFDM 的调制解调可分别以 IDFT 和 DFT 的方式实现。IDFT 和 DFT 可分别用快速傅立叶反变换(IFFT)和快速傅立叶变换(FFT)来计算，简化了实际系统的设计，提高系统的运算速度，保证了实时性和可靠性。

2.2.2 OFDM 信号的过采样分析

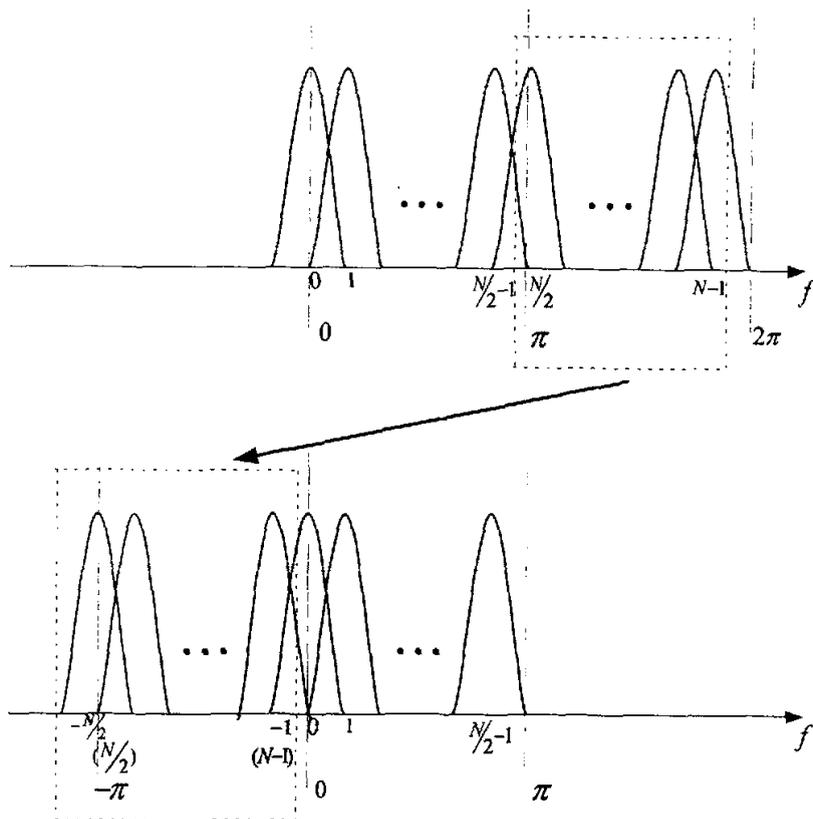
有文献资料认为，OFDM 信号带宽为 $B=N\Delta f$ 时，对一个符号进行 N 次采样，或者 N 点 IFFT 运算所得到的 N 个输出采样数据，不能准确地反映 OFDM 符号的变化特性。其分析过程认为，当以低于信号中频带宽两倍的频率进行采样时，即采样值被还原之后，信号中将不再含有原有信号中的高频成分，呈现出虚假的低频信号。OFDM 信号带宽为 $B=N\Delta f$ 时，采样速率至少 $2N\Delta f$ ，即每个符号至少采样 $2N$ 点，通常更高。因此，IFFT 前需要对 OFDM 符号进行过采样，构成 $p \cdot N$ (p 为整数)个采样点。这种过采样可以通过 IFFT 来实现。实施 IFFT 运算时，需要在原始的 N 个输入值的中间添加 $(p-1) \cdot N$ 个 0。

下文是本文作者对过采样的分析。

OFDM 数字式发射机中，IFFT 调制通常在基带内完成，随后进行数字上变频处理。数字接收机中，接收信号经过数字下变频后，在基带内进行 FFT 解调。

1. § 2.2.1 中，式(2-8)和式(2-9)等价。根据 IDFT 的 2π 周期性， $[\pi, 2\pi)$ 上的子载波可等效地视为处于 $[-\pi, 0)$ 的范围中，如图 2.2 所示，此时基带的带宽可认为是 $N\Delta f/2$ ，对每个 OFDM 符号进行 N 点采样，即采样速率为 $N\Delta f$ 时，满足时域低通采样定理。

2. 根据离散傅立叶变换的频域采样定理，当频域采样点数 $N \geq M$ 时， M 为序列的时域采样点数，可由频域采样无失真地恢复原时域序列。对包含 N 个子载波的 OFDM 信号，每个符号进行 N 点采样，满足此频域采样定理。

图 2.2 IFFT 调制输入的 2π 对称性

3. 仿真分析。通过仿真，验证上文的分析，仿真系统不采用过采样，主要参数如表 2.1 示。

表 2.1 无过采样的 OFDM 系统仿真参数

子载波个数	128
子载波间隔	64KHz
系统带宽	8.192MHz
符号长度	19.53125us
循环前缀长度	3.90625us
子载波调制方式	QPSK
中频载波频率	36.768MHz
IFFT/FFT 点数	128
IFFT 后内插倍数	16

仿真环境为 Matlab。

仿真过程如下。

- a. 系统以 128 点的 IFFT 调制, 此时无过采样。IFFT 后对数据符号插入循环前缀。此时信号的采样速率为 8.192Mpsps。
- b. 对采样信号进行 16 倍的内插并滤波, 得到 131.072Mpsps 的采样数据流。
- c. 以 NCO 对采样信号进行数字混频, 将信号频谱从基带搬移至 36.864MHz 的中频载频。分析此时的信号频谱, 并与系统的理论带宽作比较。

图 2.3 为仿真计算得到的中频信号图, 图 2.4 为该信号的中频频谱图。

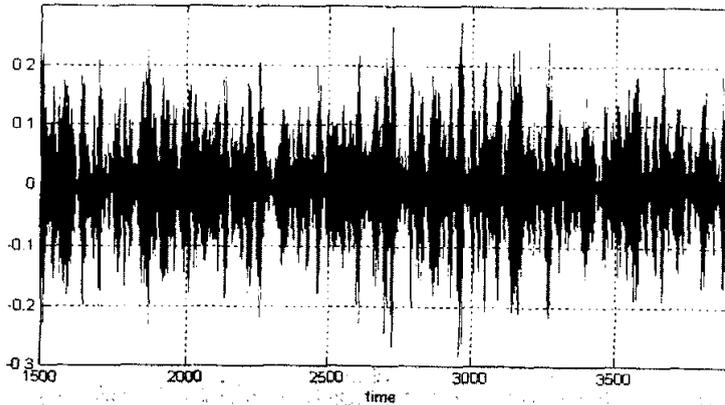


图 2.3 中频信号仿真图

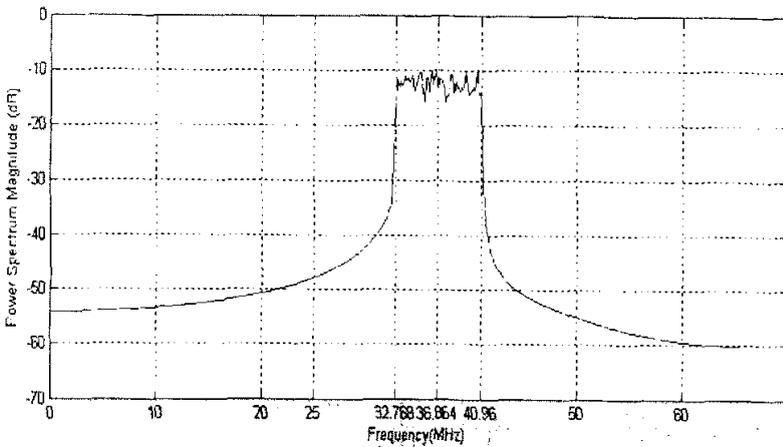


图 2.4 中频仿真信号频谱图

从图 2.4 中可见, 中频信号的功率谱处于区间 $[32.768\text{MHz}, 40.96\text{MHz}]$, 带宽与系统带宽指标相符, 同为 8.192MHz。IFFT 调制中没有采用过采样, 发射信号的频谱结构并无被破坏。

上述三方面的分析和验证, 表明了 IFFT/FFT 应用于 OFDM 时, 过采样并非必需的。

在基带处理中, OFDM 系统采用过采样, 可以使信号的采样速率远大于信号的带宽。这样可减少系统中数字低通滤波器的通带宽度, 降低对滤波器过渡带上衰减特性的要求, 降低系统设计的难度^[2]。

2.2.3 过采样中的子载波分配

在 IFFT 中采用过采样, 必须将子载波分配在 IFFT 输入的两端, 在 IFFT 输入的中间插入零值。

以 S_k 表示 OFDM 符号各子载波上的复调制数据 $\{S_0, S_1, \dots, S_{N-1}\}$, $k=0, 1, \dots, N-1$, 直接 IFFT 变换后, 得到时域采样数据 s_n , $n=0, 1, \dots, N-1$ 。

$$s_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} S_k W_N^{-kn} \quad (2-11)$$

其中 $W_N = e^{-\frac{j2\pi}{N}}$ (2-12)

当 IFFT 调制采用 4 倍过采样时, 即 § 2.2.2 中 $p=4$, 在 IFFT 输入的复调制数据的中间补充 $3N$ 个 0, $\{S_0, \dots, S_{N/2-1}, 0, 0, \dots, 0, 0, S_{N/2}, \dots, S_{N-1}\}$, 然后再实施 $4N$ 个点的 IFFT, 可得到 $4N$ 个时域离散采样点。

$$s_{over,n} = \frac{1}{4N} \sum_{k=0}^{4N-1} S_k W_{4N}^{-kn} \quad (2-13)$$

根据 IFFT 的 2π 周期性, 主值区间 $[0, 2\pi)$ 上, 两端代表了低频分量, π 附近表示高频分量。过采样的引入不能改变 IFFT 原有的频谱结构, 同时不能增加信号的带外辐射。因此过采样中零值的引入应位于 π 的附近, 即在输入复调制数据的中间插零。

§2.3 OFDM 的保护间隔和循环前缀

在传信率不变的条件下, 与单载波传输相比, OFDM 能更有效对抗多径时延扩展。为了最大限度地消除符号间干扰 (ISI), 还可以在每一个 OFDM 符号之间插入保护间隔, 保护间隔长度一般要大于无线信道的最大时延扩展。如果保护间隔内是一段空闲的传输时段, 受多径传播的影响, 接收信号将被引入信道间干扰 (InterChannel Interference, ICI), 即子载波之间的正交性被破坏, 不同子载波之间产生干扰。

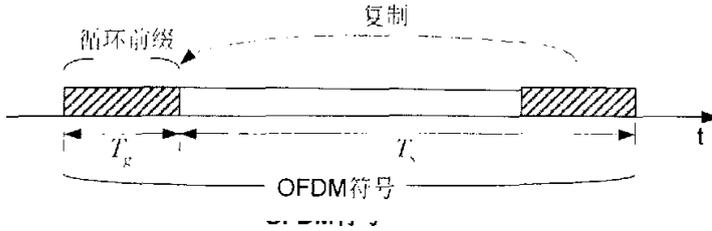


图 2.5 带循环前缀的 OFDM 符号结构

为了消除由于多径传播造成的 ICI，OFDM 的保护间隔由循环前缀填补。方法是在时域内把 OFDM 符号最后的一信号段复制插入到该符号的开始部分，形成循环前缀，结构图如图 2.5。

§2.4 OFDM 的发射和接收模型

从以上的分析可得到 OFDM 的发射模型，如图 2.6 所示。

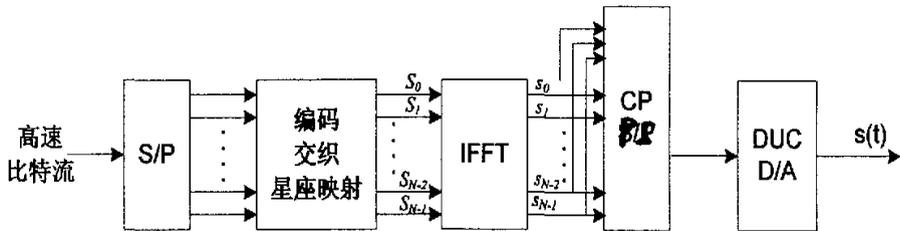


图 2.6 OFDM 发射模型

高速比特流经串并变换后，信息比特分配到各子载波上。每个子载波可独立选择调制方式，比特流经交织、信道编码和星座映射后，星座映射点作为 IFFT 的输入进行调制。IFFT 后的采样数据，补充添加循环前缀，以串行方式输出，经数字上变频(DUC)后，转换成模拟信号发射。

接收模型如图 2.7 所示。

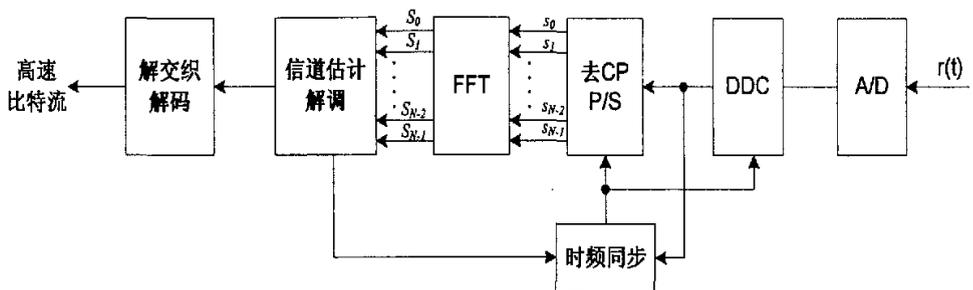


图 2.7 OFDM 接收模型

接收信号经 A/D 采样后, 采样信号进行数字下变频处理(DDC)。系统对采样信号进行同步估算, 根据估算结果进行信号的帧同步、符号定时、载波同步和采样速率同步。根据同步指示, OFDM 符号的循环前缀被删除, FFT 变换后, 各子载波独立地进行数据解调。FFT 后可根据信号中的导频符号进行信道估计, 根据估计结果对系统的同步进行细调整。经过信道解码和解交织后, 系统还原出信息比特。

第三章 OFDM 的同步分析

信号同步是任何调制解调技术的研究重点和难点。与单载波系统一样, OFDM 系统的同步包括帧同步、符号同步和载波同步^[3]。当系统为数字式收发机时, 还要考虑收发系统采样速率的同步。与单载波系统相比, OFDM 符号包含循环前缀, 符号周期较长, 有较强的抵抗多径时延扩展的能力, 但其对收发载波的频率偏移十分敏感, 要求较为精确的载波同步^{[4][5]}。

OFDM 已经被采纳为 DVB、DAB、ADSL、WLAN 的物理层传输技术。DVB、DAB 系统中的 OFDM 信号, 属于连续传输信号。接收端对信号进行相关计算, 在一定的长度内, 相关曲线肯定包含最大峰值点, 相关门限并非必需。以最大峰值点为初始同步位置, 对后续信号进行跟踪, 使同步估计达到稳定。这种同步方式进入精确同步前, 可能会丢失信息, 但对于电视和电台的广播信号而言, 丢失的信息是无需重传的。

与广播信号相比, 突发分组网络的信道空闲时, 相关输出无明显的峰值; 当突发分组到来时, 相关输出会出现明显的峰值。这要求分组系统具备很强的突发数据帧捕获能力, 在较短的时间内迅速完成信号的符号定时和载波同步, 相关门限的预设非常重要。对于突发分组传输, 较大的同步误差导致错误信息超过纠错码的纠错能力时, 数据帧必须重传, 这将加重信道的负担。

基于突发分组传输的 OFDM 系统同步, 包括突发数据帧捕获、符号定时、载波同步和采样速率同步。本章的 § 3.2 和 § 3.3 分别分析了基于循环前缀和训练符号的具有代表性的 OFDM 同步算法。参考 802.11a 物理层数据帧结构和系统参数, § 3.4 重点讨论 OFDM 同步算法用于突发分组传输时的性能; 提出了一种改进的 OFDM 突发数据帧前导结构及其相应的时频域估计算法。仿真结果表明, 改进后的算法有良好的相关特性, 运算复杂度低, 具有较好的时频域估计性能。

§3.1 OFDM 同步概述

概括起来, 基于突发分组传输的 OFDM 系统中, 同步包括以下四方面:

1. 突发数据帧的捕获。准确地捕获突发数据帧, 确定数据帧的起始位置。
2. 符号定界。捕获数据帧后, 根据帧结构和参数指标, 确定帧内每个数据符号的起点, 并去除循环前缀。
3. 载波同步。收发端载波频率应保持一致, 使接收端的采样信号经数字下变频后, 子载波仍然保持正交。载波同步的准确性对 OFDM 系统的性能有着重要的影响。
4. 采样速率同步。收发系统的采样速率受晶振的影响, 不可能完全一致。采样

时钟的偏差,使采样数据偏离了正确采样时刻,偏移量且随样本数线性增加,也会造成子载波间正交性的损失。

传统的单载波系统用于分组传输时,通常采用巴克码或串联巴克码组进行帧同步。OFDM 与传统的单载波传输相比,最大的不同是通过 IFFT 和 FFT 进行调制解调,解调端获得子载波上的数据前必须进行 FFT 运算。FFT 计算的前提是符号定时,因此在 FFT 前不可能得到各子载波上的信息,OFDM 的帧同步和符号同步必须在 FFT 前进行。

在图 2.7 所示的接收模型中,经数字下变频后的采样数据,直接用于同步估计。当系统捕获突发数据帧后,根据同步计算结果进行符号定时,去循环前缀,同时调整本地载波频率。由于循环前缀的存在,采样速率的同步可通过符号定界的提前和滞后完成。FFT 解调后,通过信号中的导频数据可进行信道估计,根据估计结果对系统的时频域同步做出细调整。

3.1.1 OFDM 的符号定时

为了尽可能地避免前后符号对当前符号的干扰,符号定界的起点可取在循环前缀内。当前符号的定界起点与前一符号的距离,应大于信道的最大时延扩展。

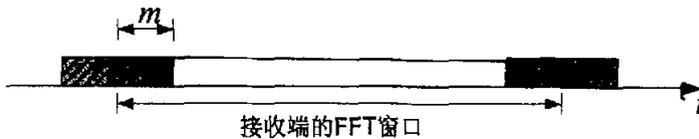


图 3.1 OFDM 符号超前定时

与 IFFT 前的数据相比,当符号定时超前 m 点时,接收端 FFT 窗口起点在循环前缀内,如图 3.1 所示。FFT 解调后,第 k 点上的数据会被引入相移 $e^{-j\frac{2\pi k}{N}m}$, N 为 IFFT/FFT 点数。当子载波采用差分相位调制时,如果同一数据帧内所有数据符号的定时起点保持不变,前后符号相同子载波上引入的相移 $e^{-j\frac{2\pi k}{N}m}$ 将会被完全抵消。

3.1.2 OFDM 的载波同步

OFDM 系统对收发载波频率偏差十分敏感,这主要表现为当收发两端的载频存在偏差时,下变频后子载波之间的正交性被破坏,FFT 解调后带有严重的信道间干扰(ICI),使系统的性能急剧恶化。频偏是影响 OFDM 性能的最主要因素。

频率偏差可分解成整数倍频偏和小数倍频偏，如式(3-1)。

$$f' = k \cdot \Delta f + \varepsilon \cdot \Delta f \quad (3-1)$$

式中， k 为整数， $k \geq 0$ ； $0 < \varepsilon < 1$ ； Δf 为子载波间隔。

整数倍频偏反应在 FFT 解调后的数据上。当以 N 点(N 为子载波数)的 FFT 解调，解调后子载波上的调制数据与发端相比已被循环移位，可以通过导频符号的相关计算求出移位的位数。当以过采样的 FFT 解调(如 $2N$ 、 $4N$)时，调制数据可能移入了发端 IFFT 输入值为 0 的过采样点上，这时的移位位数将无法识别，导致解调错误。

小数倍频偏对 OFDM 系统的影响最严重。存在小数倍频偏时，下变频后的信号中，子载波之间正交性被破坏，如图 3.2 所示。(2-7)式正交解调后的结果将带有严重的信道间干扰(ICI)，系统性能会急剧下降。

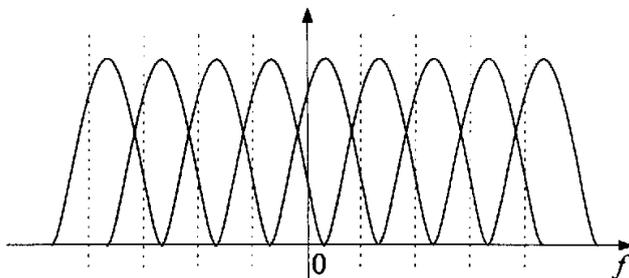


图 3.2 存在小数倍频偏时 OFDM 信号频谱

小数倍频偏反应在数字下变频后的采样数据上。假设收发信号的采样点位置完全一致，信道为理想信道。记发端采样数据记为 $s(n)$ ，收发两端载频一致时，收端采样数据为 $s(n) \cdot e^{j\phi}$ ，其中， ϕ 为收发两端载频的相角差。两端载波存在频偏时，收端采样数据为 $s(n) \cdot e^{j\phi} \cdot e^{j2\pi \Delta f' \cdot n / f_s}$ ，与无频偏时相比，相角已发生了偏移，偏移增量 $2\pi \cdot \Delta f' \cdot n / f_s$ ，随 n 线性递增。

3.1.3 OFDM 的采样速率同步

当 OFDM 系统为数字式收发机时，由于收发系统的晶振频率不可能完全理想准确，收发端的信号采样速率存在一定的偏差。与发射端相比，接收端信号的采样位置发生了偏移，偏移的距离随样本数线性增加。

记发端采样速率为 f_{st} ，接收端采样速率为 f_{sr} 。当采样位置偏移累积到一定程度时，若 $f_{st} < f_{sr}$ ，可将符号定时窗口滞后进行补偿；反之，若 $f_{st} > f_{sr}$ ，将符号定

时窗口提前。

基于连续传输信号的 OFDM 系统,如 DVB 和 DAB,需要具备精确的采样速率同步功能。对于突发分组传输系统,突发数据帧长度有限,当系统的采样时钟较精确时,采样速率的偏差对系统性能的影响并不明显。在实际设计中,要求结合晶振稳定度参数和数据帧长度,估算晶振频率对系统性能的影响。

3.1.4 OFDM 的同步算法

OFDM 信号中包含了多个子载波,不管是连续信号传输,还是突发分组传输,同步算法的共同思想是,通过 OFDM 信号自身的时域相关性或与本地信号的时域相关性进行相关运算,提取符号定时和载波频偏信息,进行时频域同步,去 CP 后进行 FFT 解调;FFT 后,通过导频信道中的导频数据,进行信道估计,对符号定界和载波同步做出细调整。突发分组传输中,相关运算必须首先正确地捕获突发数据帧,随后才能进行符号定时和频偏估计。本文着重讨论 FFT 前的系统同步。

在已提出的 OFDM 同步算法中,从相关结构上看,有基于循环前缀的相关同步和基于训练符号的相关同步;以是否引入导频符号来区分,有导频辅助同步和没有引入导频数据的自同步;从实现形式上分,利用信号自身相关特性同步和接收信号与本地信号相关的同步^[6];从同步判决量看,有基于最大似然概率的判决和基于信号能量归一化的判决。从定时同步和频偏估计的关联上分析,如果定时估计的相关值可直接用于频偏估计,该算法称为定时和频偏联合估计算法;如果定时同步后,相关值不能直接用于频偏估计,需要重新计算频偏值,该算法属于定时和频偏非联合估计^[7]。联合估计的计算量比非联合估计的计算量少得多。

收发载频间的偏差,会在接收信号的相位上引入相位偏移。相位偏移量随时间累积而递增,如 3.1.3 中的分析。接收信号与本地信号相关时,接收信号的相位偏移会对相关特性产生较大的影响。

通过接收信号自身的相关性进行同步,可以抵消载波频偏对相关计算的影响,可以获得较大的相关极值。通常以滑动相关的结构进行相关运算,此时运算量与相关峰的尖锐程度呈互换关系。当同步算法不能以迭代方式计算时,每次滑动后的相关值都是重新计算得到的结果,相关值曲线上可以出现非常尖锐的峰值,但每次滑动后的计算量很大,对系统运算速度要求苛刻。当算法可用迭代方式计算时,计算量少,但相邻两次滑动后的计算中包含了部分相同的数据,与非迭代方式相比,相关峰呈陡坡上升和下降。

本文主要讨论利用信号自身相关特性进行同步的方法,即自同步,也称为盲同步。

§3.2 基于循环前缀的同步及 ML 算法

3.2.1 基于循环前缀的同步算法

由于循环前缀的存在, OFDM 符号内带有时域相关性。这一特性可用于定时和频偏的估计。基本操作是将循环前缀与原信号段进行相关运算, 根据图 2.5, 表达式为式(3-2)。

$$R(t) = \frac{1}{T_g} \int_b^{T_g} r^*(t-\tau) \cdot r(t-\tau-T_g) d\tau \quad (3-2)$$

式中, $r(t)$ 表示接收信号。系统以相关输出最大的时刻为基准, 进行符号定时和频偏估计。

3.2.2 ML 算法

基于循环前缀的典型同步算法, 是由 Van de Beek 等提出的符号定时和频率偏移最大联合似然估计算法(Maximum Likelihood Estimation, ML 算法)^[8]。ML 算法假定在观测空间 $2N+L$ 个采样点内至少包含一个完整的 OFDM 数据符号, 其中循环前缀的重复间隔为 N 点, 循环前缀的长度为 L , 如下图 3.3 所示。

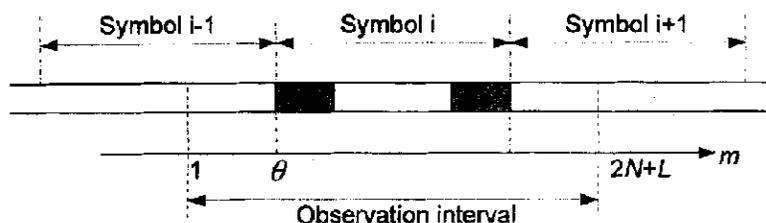


图 3.3 OFDM 的 ML 同步算法

以 $r(k)$ 表示接收端采样信号, 算法描述如下:

$$\gamma(m) = \sum_{k=m}^{m+L-1} r(k) \cdot r^*(k+N) \quad (3-3)$$

$$\Phi(m) = \frac{1}{2} \sum_{k=m}^{m+L-1} |r(k)|^2 + |r(k+N)|^2 \quad (3-4)$$

定时和频偏估计分别为:

定时和频偏估计分别为:

$$\hat{\theta}_{ML} = \arg \max_{\theta} \{|\gamma(\theta)| - \rho \cdot \Phi(\theta)\} \quad (3-5)$$

$$\hat{\epsilon}_{ML} = -\frac{1}{2\pi} \angle \gamma(\hat{\theta}_{ML}) \quad (3-6)$$

其中, $\rho = \frac{SNR}{SNR+1}$, SNR 为信噪比。 $\hat{\theta}_{ML}$ 表示最佳定时估计点, 它应使(3-5)式括号内的取值最大。 $\hat{\varepsilon}_{ML}$ 为最佳定时估计点 $\hat{\theta}_{ML}$ 对应的归一化频偏估计值, 即 $\hat{\varepsilon}_{ML} = f'/\Delta f$, 其中 f' 为频偏值(Hz), Δf 为子载波间隔(Hz)。

图 3.4 为 ML 算法的一次仿真实现。仿真参数如表 3.1。

表 3.1 ML 算法仿真参数

子载波个数	128
符号长度	19.53125us
循环前缀长度	3.90625us
子载波间隔	64KHz
信噪比	15dB
信号频偏	8KHz
归一化频偏	12.5%

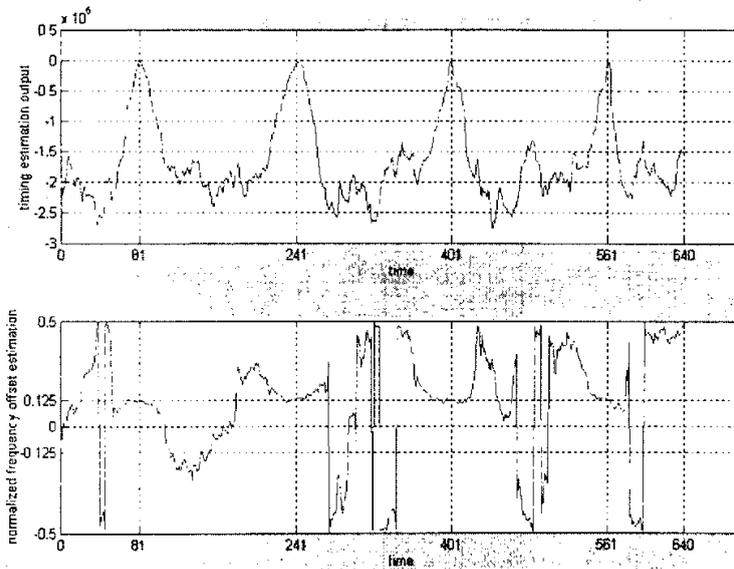


图 3.4 OFDM 的 ML 同步算法

仿真信号的归一化频偏值为 12.5%。图 3.4 中, 第一条曲线为(3-5)式的定时估计曲线, 第二条是在同一信号中以(3-6)式计算的频偏估计曲线。从图中可见, ML 算法的定时估计曲线, 峰值明显。相关峰值的对应时刻上, 频偏估计曲线的取值已非常接近真实的归一化频偏值 0.125。对于连续信号, 在大于一个数据符号的时间间隔内, 至少有一峰值出现, 可以用搜索的方法判断峰值点的位置, 获得系统的初始同步。

3.2.3 ML 算法中信噪比的取值分析

ML 算法中的定时估计, 需要 ρ 值参与运算; 频偏估计取决于定时估计, 与 ρ 值无直接联系。Van de Beek 等人在文献[8]中认为, 系统处于初始捕获状态时, ρ 可以取固定值用于计算, 但并无进一步分析该如何取固定值。 ρ 的大小由 SNR 的取值决定, 本小节具体分析 SNR 如何取值。

图 3.5 为实际信噪比 15dB 的接收信号, 在 SNR 分别取值 5dB、10dB、15dB 和 20dB 时的一次定时估计实现。仿真参数同表 3.1。从图中可见, ρ 取值不同时, 曲线上的相关峰依然明显。

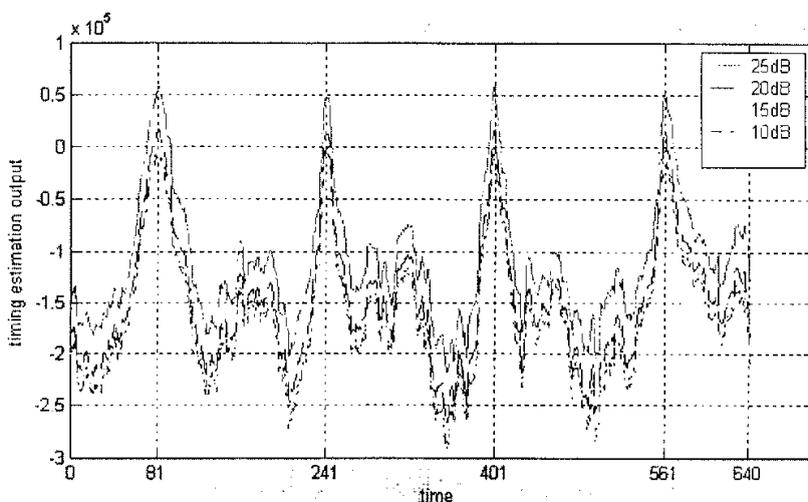


图 3.5 ML 算法中 SNR 不同取值时对 15dB 信号的定时估计曲线

ρ 的取值对估计性能有影响。

$$\begin{aligned}
 & E\left[\gamma(\hat{\theta}_{ML}) \mid -\rho \cdot \Phi(\hat{\theta}_{ML})\right] \\
 &= E\left\{\left|\sum_{k=\hat{\theta}_{ML}}^{\hat{\theta}_{ML}+L-1} r(k) \cdot r^*(k+N)\right| - \frac{\rho}{2} \cdot \sum_{k=\hat{\theta}_{ML}}^{\hat{\theta}_{ML}+L-1} \left[|r(k)|^2 + |r(k+N)|^2\right]\right\} \\
 &= \sum_{k=\hat{\theta}_{ML}}^{\hat{\theta}_{ML}+L-1} E\left[|s(k)|^2\right] - \rho \cdot \sum_{k=\hat{\theta}_{ML}}^{\hat{\theta}_{ML}+L-1} E\left[|r(k)|^2\right] \quad (3-7)
 \end{aligned}$$

在(3-7)式中, 循环前缀与原信号段相关取均值, 抵消了高斯白噪声的影响。 $E\left[|r(k)|^2\right]$ 中包含了噪声分量, 应尽可能地减少噪声分量对相关计算的影响。当 ρ 取值比实际值小时, 即 SNR 小于实际值, 式(3-7)减去的信号分量比实际的小, 噪声对相关输出的影响减少。

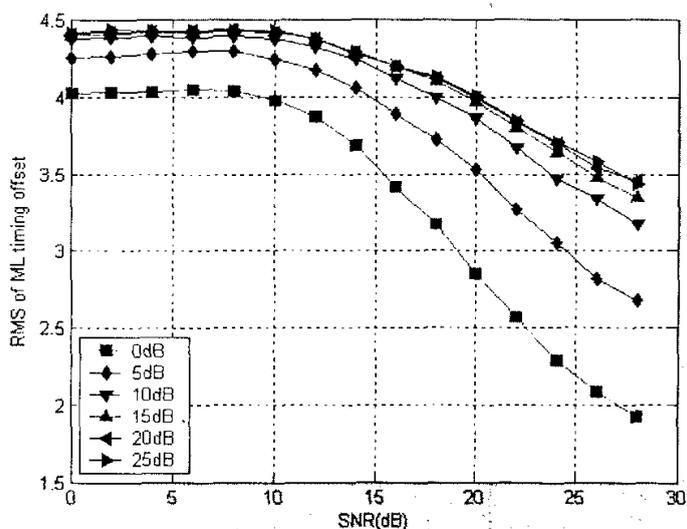


图 3.6 ML 算法中 SNR 取值对定时估计性能的影响

用不同的 SNR 值估计不同信噪比的接收信号, 统计符号定时的均方根误差。仿真参数同表 3.1。图 3.6 是 SNR 取值分别为 [0, 5, 10, 15, 20, 25] dB 时, 定时估计误差的统计分布。横坐标为接收信号的实际信噪比。

从图 3.6 可见, SNR 取值越小(即 ρ 取值越小), 定时估计性能越好。仿真结果与(3-7)式的理论分析相符。

§3.3 基于训练符号的同步及 SC 算法

3.3.1 基于训练符号的同步

突发分组网络中, 信号同步的时间要求尽可能的短, 最好在几个 OFDM 符号的时间长度内完成尽可能精确的同步。为了实现这一点, 通常使用专门的训练符号来实现数据帧在短时间内的同步。

分组传输中应用较多的同步方法, 是以重复的训练符号构造数据帧前导, 进行时域同步和频偏估计。该方法的基本思想是, OFDM 数据帧的前导由两个或多个在时域上完全一致的训练符号组成。训练符号周期, 可根据频偏估计范围和估计精度灵活调整。

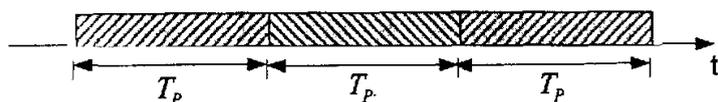


图 3.7 基于训练符号的 OFDM 同步

图 3.7 中, 训练符号的重复周期为 T_p , 相关运算为:

$$R(t) = \frac{1}{T_p} \int_0^{T_p} r^*(t-\tau) \cdot r(t-\tau-T_p) d\tau \quad (3-8)$$

3.3.2 SC 算法

M. Schmidl 和 C. Cox 提出了利用相同的半符号并基于能量归一化的时频同步算法(SC 算法)^[9]。该算法与 ML 算法同为定时和频偏联合估计算法。它假定将一个数据符号(不含循环前缀), 分裂成时域完全相同的两部分, 每部分称为半符号, 再补充循环前缀, 接收端利用该符号提取时频域同步信息。符号结构如下图 3.8 示。

半符号的产生方法。数据符号由 $2 \cdot N$ 点 IFFT 生成, 得到 $2 \cdot N$ 点时域采样数据。在第偶数号子载波上加入调制数据, 第奇数号子载波不加任何调制数据, 此时相当于一次 N 点 IFFT, 得到 N 点的采样数据, 长度恰好是数据符号长度的一半, 由此得到半符号。将该半符号直接复制一次, 得到由两个半符号组成的训练符号, 最后构造该训练符号的循环前缀, 如下图 3.8 表示。

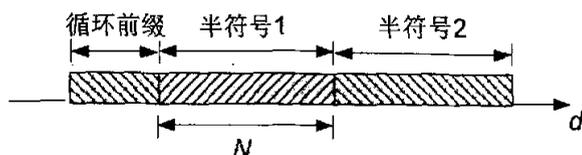


图 3.8 SC 算法中由半符号组成的训练符号

相关运算可表示为:

$$P(d) = \sum_{m=0}^{N-1} r^*(d+m) \cdot r(d+m+N) \quad (3-9)$$

同时, 计算信号能量:

$$R(d) = \sum_{m=0}^{N-1} |r(d+m+N)|^2 \quad (3-10)$$

对相关计算作归一化处理:

$$M(d) = \frac{|P(d)|^2}{[R(d)]^2} \quad (3-11)$$

由(3-9)和(3-10)式知, 算法的相关窗口长度为 $2 \cdot N$ 。当该训练符号进入相关窗口时, $M(d)$ 将出现相关峰值。当 $M(d)$ 超过门限值时, 认为获得同步, 并以峰值点为起点进行符号定时。

SC 算法的缺点是相关曲线容易出现“峰值平台”，给符号定时带来困难，原因是符号内包含了循环前缀。图 3.9 为 AWGN 信道下 15dB 信号的一次仿真实现。仿真参数同表 3.1。理想信道下，峰值平台的宽度应等于循环前缀的长度。

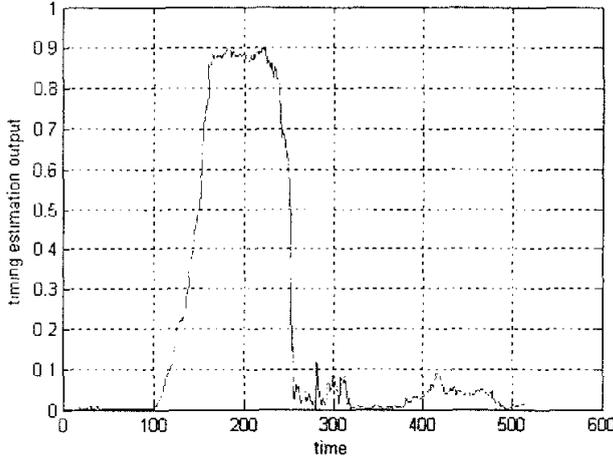


图 3.9 SC 算法仿真实现

发射机和接收机的载波频率不可能完全一致，频率偏差 Δf 的存在将给采样信号 $r(n)$ 引入相移。相邻两个相同的半符号上，对应采样数据间的相差相同，因此当出现相关峰值时，式(3-9)可表示成：

$$P(d)_{\max} = |P(d)_{\max}| \cdot e^{j\varphi} \quad (3-12)$$

其中， φ 是 Δf 在半符号周期 T 上引入的相移。由此可得到频偏的估计式：

$$\Delta f = \frac{\varphi}{2\pi \cdot T} \quad (3-13)$$

由相角的 2π 周期性， Δf 的估计范围为 $(-1/2T, 1/2T]$ 。

存在频偏 Δf 时，并不影响 (3-11) 式的归一化运算。直接按照 (3-9) 和 (3-10) 式计算，将会带来较大的运算量。可用迭代形式计算，极大地减少了运算量，非常适合于高采样速率下的计算。

$$P(d) = P(d-1) + r^*(d+L-1) \cdot r(d+2L-1) - r^*(d-1) \cdot r(d+L-1) \quad (3-14)$$

$$R(d) = R(d-1) + r^*(d+2L-1) \cdot r(d+2L-1) - r^*(d+L-1) \cdot r(d+L-1) \quad (3-15)$$

H.Minn 等人在 SC 算法的基础上，对同步符号的结构作了进一步改进^[10]。两个半符号再次分裂，前半符号分裂成时域相同的两部分，后半符号由前半符号的采样数据取反得到。该算法避免了相关值平台的出现，但运算略显复杂，没有进一步提出频偏估计的方法。

§3.4 突发分组传输中的同步改进算法

OFDM 已经被采纳为 WLAN 的物理层传输技术,其中 IEEE802.11a 是第一个将 OFDM 用于突发分组传输的网络标准。本节基于 802.11a 数据帧结构,分析了突发分组传输中的 OFDM 同步算法的性能。在 802.11a 数据帧结构的基础上,对其中的短训练符号的结构做出改进,描述相应的时频域算法,并比较分析了计算量,最后对算法性能进行了仿真验证。

3.4.1 802.11a 物理层主要参数及数据帧结构

802.11a 的物理层主要参数如表 3.2 所列。

表 3.2 802.11a 物理层主要参数

子载波个数	52
数据符号长度	4 μ s
循环前缀长度	800ns
子载波间隔	312.5KHz
-3dB 带宽	16.56MHz

802.11a 的物理层帧结构如图 3.10 所示。

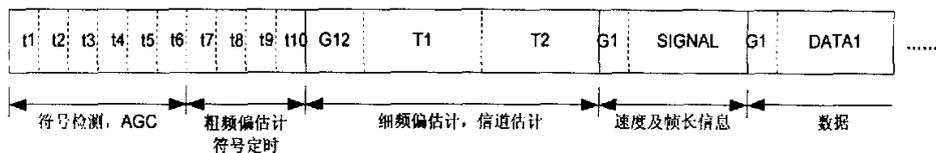


图 3.10 802.11a 物理层帧结构

数据帧以 10 个连续的相同的短训练符号开始,如图中 t_1 至 t_{10} 所示。短训练符号周期为 800ns,前后紧连,无循环前缀。短训练符号后是 2 个相同的长训练符号 T_1 和 T_2 ,周期为 3.2 μ s, G_{12} 是将 T_1 、 T_2 视作一个符号后添加的循环前缀,持续时间 1.6 μ s。以多个相同的训练符号作为帧头,目的是使接收机短时间内迅速完成数据帧捕获、符号定时同步、载波频偏校正及信道估计。

信号子载波间隔记为 $1/T$,短训练符号的时间长度为 $T/4$ 。标准中建议数据符号的 IFFT/FFT 采用 64 点,短训练符号的周期为数据符号长度的 $1/5$,因此短训练符号可由 16 点的 IFFT 计算,其采样点数 N 取值 16。802.11a 的物理层主要参数,决定了信号的采样速率至少为 20Mpsps,要求系统有较高的处理速度。为了降低对系统运算速度的要求,可以采用运算复杂度低的同步算法。

3.4.2 OFDM 突发分组同步算法的性能比较

1. ML 算法

按照 802.11a 数据帧的结构, 以表 3.2 参数构造数据帧, 训练符号上各子载波输入数据以标准规定取值, 在 10dB 的 AWGN 信道中, 以 ML 算法思想作同步定时估计(主要针对数据帧前导的短训练符号), 计算公式为(3-16), ρ 中的 SNR 取值 10dB, 得到的相关曲线如图 3.11(a)所示。

$$P_1(d) = \left| \sum_{k=d}^{d+N-1} r(k) \cdot r^*(k+N) \right| - \frac{\rho}{2} \left[\sum_{k=d}^{d+N-1} |r(k)|^2 + |r(k+N)|^2 \right] \quad (3-16)$$

从图中可见, ML 算法用于突发分组传输时, 分组到来前后(突发分组到来前为信道噪声)相关值变化并不明显。分析其原因, ML 算法是在观测空间内已出现信号的假设下推导得到, 而突发分组到来前, 观测空间内只可能是信道噪声。

2. SC 算法

将 SC 算法应用于相同的突发分组传输系统中, 计算公式为:

$$P_2(d) = \sum_{m=0}^{N-1} r^*(d+m) \cdot r(d+m+N) \quad (3-17)$$

$$R_2(d) = \sum_{m=0}^{N-1} |r(d+m+N)|^2 \quad (3-18)$$

$$M_2(d) = \frac{|P_2(d)|^2}{[R_2(d)]^2} \quad (3-19)$$

仿真计算得到的相关曲线见图 3.11 中曲线(b) (帧结构和信道同(a))。

从图 3.11 曲线(b)可见, 突发分组到来时刻, 相关值有明显的变化。由于数据帧前导由多个相同的训练符号相连组成, 相关曲线在突发帧到来后出现“峰值平台”, 这给符号定时带来了较大的困难。峰值平台出现的原因, 是相关窗口在连续的短训练符号上滑动时, 移入和移出窗口的采样信号相关, 这与图 3.9 中的峰值平台的起因相同。

3. 文献[11]算法

文献[11]分析了 802.11a 数据帧中, 短训练符号内采样数据的结构特点, 认为在同一短训练符号内, 采样数据有如下的关系(每个短训练符号采样 16 点):

$$s_{short}(16-n) = j \cdot s_{short}^*(n) \quad (3-20)$$

n 取值 1, 2, ..., 8。

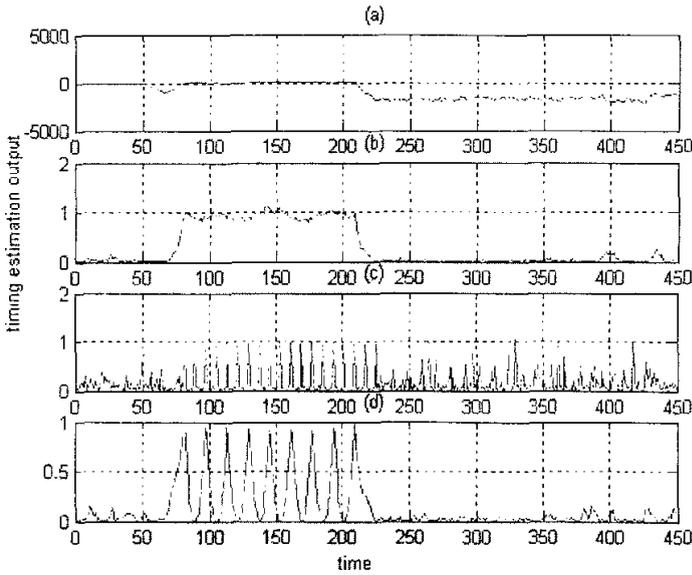


图 3.11 各算法相关曲线图

同步估计的方法是，令相关窗口的长度与短训练符号的长度相同，窗口内的前 8 个采样值取共轭后乘以 j ，再与相应的后 8 个采样值相关，如式(3-21)。

$$P_3(d) = \sum_{m=1}^8 j \cdot r^*(d+m) \cdot r(d+16-m) \quad (3-21)$$

(3-21)式相当于以信号的绝对能量作为同步判决量。无线信道中，接收信号的衰减范围，随时间变化很大，判决门限往往难以确定。本文对文献[11]算法的定时估计作了补充，以(3-22)和(3-23)式做归一化处理。

$$R_3(d) = \sum_{m=1}^8 |r(d+m)|^2 \quad (3-22)$$

$$M_3(d) = \frac{|P_3(d)|^2}{[R_3(d)]^2} \quad (3-23)$$

定时估计相关曲线如图 3.11 中曲线(c)所示(帧结构和信道同(a))。该算法避免了相关值平台的出现，根据 802.11a 帧头 10 个短训练符号相连的结构和算法特点，802.11a 数据帧到来时，可获得 19 个相关峰。该算法的缺点是不能以迭代的形式计算，相关窗口每次滑动后必须重新计算相关值；在非训练符号上容易出现峰值。此外，该算法属于定时和频偏非联合估计，计算量会进一步增加。

3.4.3 改进的数据帧前导结构及时频域估计算法

802.11a 数据帧以多个相同的短训练符号作为帧前导。ML 算法直接用于突发分组系统，捕获性能不理想。SC 算法的捕获性能明显，可以迭代形式计算，运算量少，但相关窗口往后滑动时，移入的采样信号与移出的采样信号相关，因此出现了相关曲线上的平台。文献[11]的算法可以获得尖锐的相关峰，但其运算量大，对实时处理速度要求较高，且在非训练符号上容易出现峰值。为了降低系统的运算量，同时避免平台效应，获取良好的定时相关特性，本文从数据帧前导结构上做出改进。

802.11a 数据帧的短训练符号结构可表示为：

$$s_{short} = [A_N \ A_N \ A_N] \quad (3-24)$$

改进后的数据帧结构仍以短训练符号作为帧头，其结构为：

$$s'_{short} = [A_N \ A_N \ -A_N \ -A_N \ A_N \ A_N \ -A_N \ -A_N \ A_N \ A_N] \quad (3-25)$$

(3-25)式中的负号表示对复采样数据取反。 N 表示单个短训练符号的采样长度。

相应的定时估计算法描述为：

$$M_4(d) = \frac{|P_4(d)|^2}{[R_4(d)]^2} \quad (3-26)$$

$$P_4(d) = \sum_{n=0}^{N-1} r^*(d+n) \cdot r(d+N+n) \quad (3-27)$$

$$R_4(d) = \frac{1}{2} \sum_{n=0}^{2N-1} |r(d+n)|^2 \quad (3-28)$$

算法中的(3-27)和(3-28)两式均可以迭代的方式计算。

$$P_4(d) = P_4(d-1) + r^*(d-1+N) \cdot r(d-1+2N) - r^*(d-1) \cdot r(d-1+N) \quad (3-29)$$

$$R_4(d) = R_4(d-1) + \frac{1}{2} |r(d-1+2N)|^2 - \frac{1}{2} |r(d-1)|^2 \quad (3-30)$$

比较(3-29)式和(3-21)式的运算量。相关窗口每向后滑动一个采样周期，(3-21)式需要计算 8 次的复数乘法和 7 次的复数加法，而(3-29)式只需计算 2 次的复数乘法和 2 次复数加减法，运算量大大减少。

从(3-25)式可知，相关窗口后向滑动，移入的采样信号与移出的采样信号互为相反数，部分采样信号相关时可能产生负值，从而破坏了相关值曲线的平台效应。

按表 3.2 所列的参数，按(3-25)式构造数据帧的前导，可得到图 3.11 中的相关曲线(d) (信道同(a))。从图中可看到 9 个明显的相关峰。与 SC 算法相比，避免了峰值平台的出现，保持了良好的相关特性，有利于数据帧的捕获和符号定时。与

文献[11]算法相比,在非训练符号上无任何的相关峰出现,避免定时的误判。

归一化频偏 $\Delta\varepsilon$ 的估计式为:

$$\Delta\varepsilon = \begin{cases} \frac{\arg[P_4'(d)]}{2\pi \cdot \Delta f \cdot T} & P_4'(d) \text{ 为第奇数个峰值} \\ \frac{\arg[P_4''(d)] + \pi}{2\pi \cdot \Delta f \cdot T} & P_4''(d) \text{ 为第偶数个峰值} \end{cases} \quad (3-31)$$

上式中, Δf 为子载波间隔, T 为训练符号的周期。在(3-25)式的结构中,

$4 \cdot \Delta f \cdot T = 1$, 代入(3-31)式可得到:

$$\Delta\varepsilon = \begin{cases} \frac{2 \cdot \arg[P_4'(d)]}{\pi} & P_4'(d) \text{ 为第奇数个峰值} \\ \frac{2 \cdot \arg[P_4''(d)]}{\pi} + 2 & P_4''(d) \text{ 为第偶数个峰值} \end{cases} \quad (3-32)$$

图 3.12 为改进后的帧结构在 $\Delta\varepsilon = 0.4$ 、 $SNR = 10dB$ 时,定时和频偏联合估计的仿真结果。其中定时估计曲线(上)是由式(3-26)计算得到,相关峰值点可用于捕获判决和符号定时;频偏估计曲线(下)是由式(3-32)中的 $\frac{2 \cdot \arg[P_4'(d)]}{\pi}$ 计算得到的归一化频偏估计值。从图 3.12 中可看到,当定时估计曲线出现相关峰时,频偏估计值趋于稳定并接近真实值,其中第偶数个峰值对应的归一化频偏估计值应加上 2 作为修正。按照 3.3.2 中的分析,归一化频偏估计范围为 $[-2, 2]$ 。

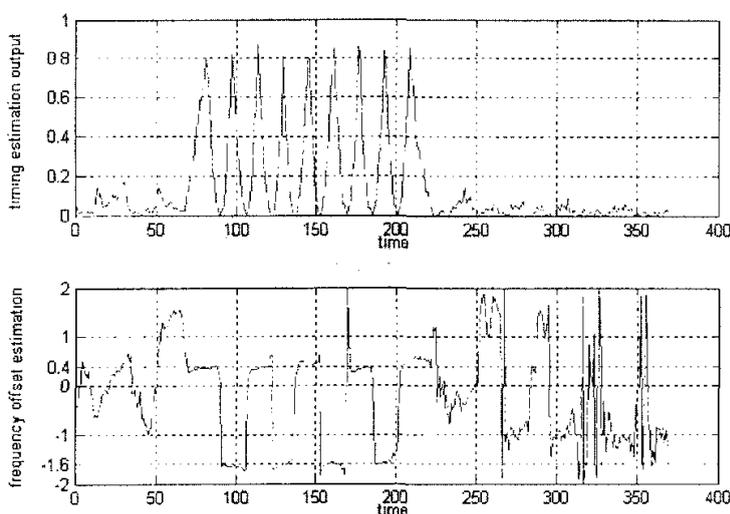


图 3.12 改进后的定时和频偏估计曲线

改进后的同步算法避免了相关曲线上的峰值平台，尖锐的相关峰便于捕获判决和符号定时；定时相关峰对应时刻，频偏估计值趋于稳定并接近真实值；同时算法的定时和频偏为联合估计，可以迭代的形式进行相关运算，运算量少，非常适合硬件系统的实现。

3.4.4 算法性能仿真

在两种信道环境下对算法性能进行仿真，这两种信道环境分别是：

(a) AWGN 信道，无多径干扰。

(b) 6 径的 ISI 信道，同时叠加 AWGN 噪声。假设收发端无相对运动，即不考虑多普勒效应的影响。以采样周期为单位，各径的延时分别为：0, 4, 8, 12, 16, 20。各径的增益系数由下式确定^[10]：

$$h_i = \frac{\exp(-\tau_i/20)}{\sqrt{\sum_{k=1}^6 \exp(-\tau_k/10)}}, \quad i=1,2,\dots,6 \quad (3-33)$$

参与仿真的两种算法分别是：

(1) 802.11a 数据帧前导，以 § 3.4.2 中的 SC 算法式子计算，采用文献[9]建议的定时策略，即在相关曲线平台中(见图 3.11 曲线(b))找到最大值点 $P(d_{\max})$ ，取 $\hat{P} = 0.9 \times P(d_{\max})$ ，在平台的上升沿寻找 $P(d_{left}) = \hat{P}$ ，及在下降沿寻找 $P(d_{right}) = \hat{P}$ 。取 d_{left} 和 d_{right} 的中点作为定时估计值。

(2) 由(3-25)式改进后的帧前导结构，及(3-26)、(3-29)、(3-30)和(3-32)式构成的时频域同步估计算法，按相关峰值点进行定时。

仿真的目的是比较(1)和(2)两种算法在不同信道环境中的估计性能。基带复信号的采样速率为 20MHz。算法(1)和(2)分别在信道环境(a)和(b)中，在不同信噪比下，各做 2000 次仿真计算。每次仿真中作定时和频偏估计。最后分别计算具体信道特定信噪比下，同步估计的剩余误差的均方根值。

仿真结果如图 3.13 和 3.14 所示。图 3.13 为算法(1)和(2)在两种信道环境下，定时估计后定时剩余误差的均方根值曲线；图 3.14 则为频偏估计后频偏剩余误差的均方根值曲线，频偏值为对子载波间隔的归一化频偏值。

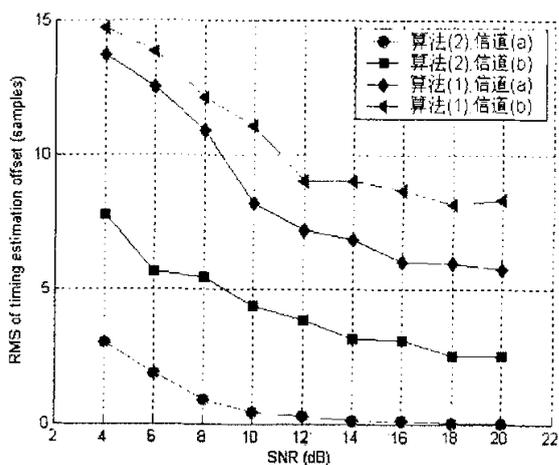


图 3.13 定时估计的均方根剩余误差曲线

图 3.13 中的仿真结果表明,在同样的信道环境下,算法(2)比算法(1)具有更好的定时估计性能。特别是算法(2)在 AWGN 信道中的定时估计已经相当精确了。在低信噪比下,算法(1)和(2)在两种信道中的定时估计性能,随信噪比的增加而改善;信噪比较高时,估计性能随信噪比增加而得到的改善已不明显。

在图 3.14 中,算法(2)仍有较好的频偏估计性能,但与算法(1)相比,改善并不十分明显。算法(1)在信噪比较高的 AWGN 信道中已有相当好的估计性能。从算法(1)的帧前导结构和计算公式来看,相关曲线平台上的任一点都包含了频偏信息,因此定时的误差对频偏估计的影响并不大。

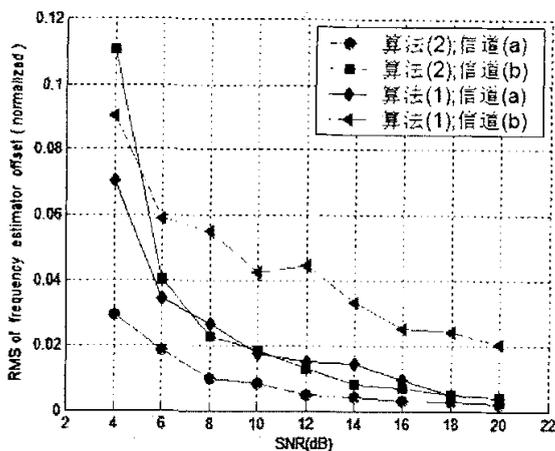


图 3.14 频偏估计的均方根剩余误差曲线

OFDM 同步算法一直是研究的热点问题。与 DAB 和 DVB 的广播信号相比,突发分组系统要求准确地捕获突发数据帧,迅速地完成突发信号的时频域同步。本章介绍了 OFDM 系统的同步结构、同步思想,分别分析了基于循环前缀和训练符号的典型的同步算法。参考 802.11a 突发数据帧的结构, § 3.4 分析了在突发分组中,几种 OFDM 同步算法的同步估计性能,并比较了各算法的优缺点;提出一种改进的突发帧前导结构,并描述改进后的捕获定时和频偏估计算法。改进后的同步算法仍为时频域联合估计算法,避免了峰值平台的出现,计算复杂度低,有优良的相关特性。仿真结果表明,该算法有较佳的时频域估计性能。

第四章 基于突发分组的 OFDM 系统方案

根据前文对 OFDM 的数学原理和信号同步的分析,本文提出一套实际 OFDM 系统的实现方案,该方案主要针对物理层传输系统。系统的实现形式为数字式中频发射和接收系统。

本章首先介绍系统参数和突发帧结构,突发帧采用 § 3.4 中改进后的前导结构。随后,文中分别从硬件结构、子载波调制方式、采样速率和信号频谱等几方面,论证分析系统方案的可行性。§ 4.2 结合系统的外部输入晶振频率和晶振稳定度,具体分析了 OFDM 系统中采样速率的同步。第五章将重点讨论系统中同步模块的硬件设计和实现。并介绍收发系统的调试结果。

§4.1 系统参数和突发帧结构

本系统的基本参数指标为:

表 4.1 OFDM 系统的基本参数

工作方式	全双工
子载波个数	32
子载波间隔	64KHz
系统带宽	2.048MHz
数据符号长度	19.53125us
循环前缀长度	3.90625us
训练符号长度	7.8125us
子载波调制方式	QDPSK
IFFT/FFT 点数	128(4 倍过采样)
信息速率	3.2768Mbps
接收机 A/D 采样速率	32.768Msps
中频载波频率	36.864MHz

为了降低系统中数字滤波器的通带带宽,系统的 IFFT 调制和 FFT 解调采用了 4 倍过采样。本系统对信息比特暂不进行信道编码。

突发数据帧的帧结构如下图 4.1。

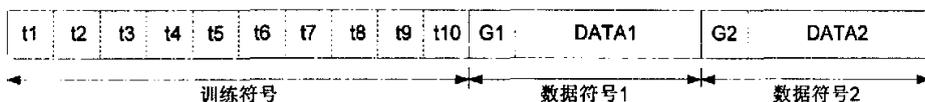


图 4.1 OFDM 系统突发数据帧结构

图 4.1 中,突发数据帧以 10 个训练符号作为帧头,训练符号的结构按(3-25)

式设计(即 § 4.3 中改进后的帧前导结构)。同步算法采用 § 4.3 中提出的经改进后的同步算法。根据 3.3.2 中的分析和本系统的参数,频偏估计范围为 $(-64\text{KHz}, 64\text{KHz}]$ 。作者需要设计及调试的 OFDM 系统,暂时只采用了单一传输速率。

§4.2 系统硬件平台

硬件平台是 OFDM 系统的实现基础,硬件器件的性能制约着系统的速率和可扩展性。系统的实现需要同时考虑可行性和扩展性。本节主要讨论 OFDM 系统的硬件平台,

与单载波系统相比,OFDM 系统的关键在于信号同步和 IFFT、FFT 的实现。高速系统的实时性,要求系统的同步计算和 IFFT/FFT 具备较高的运算速度。IFFT、FFT 的实现需要较强的浮点数据处理能力;同步估算主要处理定点数据。

4.2.1 器件性能比较

数字式收发机的设计中,最常用器件为 DSP、可编程逻辑器件 FPGA/CPLD (Field Programmable Gate Array/Complex Programmable Logic Device),及专用芯片 ASIC (Application Specific Integrated Circuit)。

与 ASIC 相比,DSP 和 FPGA/CPLD 属于通用可编程器件,可根据不同的设计目标,设计不同的代码和电路,实现不同的功能。代码和电路的结构、优化效率,决定着功能实现的速度。ASIC 专门用于实现系统中的某一方面的功能,功能扩展性较弱;但功能的指标参数可通过接口电路设定。更重要的是,ASIC 功能实现的速度远比以 DSP、FPGA/CPLD 实现的速度快,其原因是 ASIC 内部的电路布局布线,针对其功能作了专门的优化。

DSP 和 FPGA/CPLD 之间的优缺点,如表 4.2 所列。

表 4.2 DSP 与 FPGA 的比较

比较 \ 器件	DSP	FPGA/CPLD
处理复杂数据能力	强,可以方便处理单精度或双精度的浮点数	弱,主要处理位数不高的定点数
处理速度	单线程,前后级模块越多,速度越慢	流水线结构,前后级在时间上并发,整体速度快
程序可移植性	C 或汇编语言,计算机上的核心算法可以直接移植	硬件描述编程,不同公司、不同型号的器件无法统一
系统调试	集成环境,简单方便	逻辑分析仪、示波器,复杂
电路复杂度	外设接口较多	外设接口少,多需自行设计

4.2.2 硬件平台结构

综合 OFDM 系统的性能要求, 和数字器件的优缺点, 本文的 OFDM 系统采用“DSP+FPGA+DUC/DDC”的硬件结构, 如图 4.2 所示。

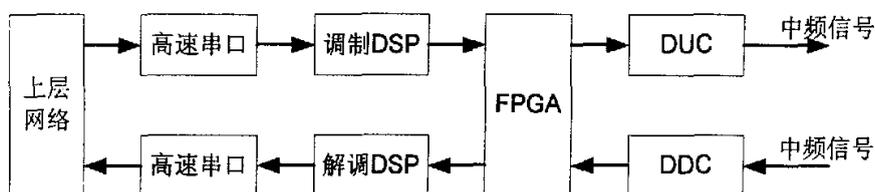


图 4.2 OFDM 系统平台的硬件结构

1. Tigersharc101

FFT/IFFT 要求较强的浮点数据处理能力, 适合在 DSP 处理器中完成。硬件平台中的 DSP, 选用 ADI 公司 TigerSharc 系列 DSP 中的 TS101^[12]。TS101 运行时钟频率最高可达 300MHz, 完成 1024 点的 32 位浮点复数 FFT 运算只需 32.78us。系统包括两块 TS101。两片 TS101 通过级联口 Link Port 相连, Link Port 互连后的最高速率传输速率达 125Mbps。

发射端 DSP 接收上层网络数据, 进行串并变化, 完成子载波的差分编码、星座映射, 最后进行 IFFT 调制。

接收端 DSP 利用 FFT 解调, 随后对每个子载波进行差分解码, 最后将解调数据传递到上层网络。

2. EP1C12Q240

OFDM 系统的同步计算主要处理定点数据, 可用 FPGA 的内部逻辑电路, 以并行的方式实现。本系统选用 Altera 公司 Cyclone 系列的 EP1C12Q240^[13], 主要完成 OFDM 数据帧捕获、符号定时和载波同步。DSP 和上下变频器(DUC/DDC)工作在不同的时钟频率下, 不同速率数据流在 FPGA 内缓存, 实现传输速率的匹配。

3. AD9857 与 AD6654

数字上/下变频(DUC/DDC)的实现, 包括内插/抽取、滤波、NCO(Numerically Controlled Oscillator)和数字混频, 直接以 DSP 或 FPGA 实现, 既复杂又难以有效优化代码和电路。本系统使用成熟的数字上下变频 ASIC 芯片, 以 AD9857 进行数字上变频和 A/D 转换^[14], 接收端依靠 AD6654 完成 A/D 转换和数字下变频^[15]。

AD9857 的最高工作时钟频率为 200MHz，具有优越的动态性能：80 dB SFDR@ 65 MHz (± 100 kHz) 模拟输出 A_{out} ，内置时钟倍频(4~20 倍可编程)电路、32 位正交 NCO、可编程内插滤波器、8 位可调的输出增益及简单的控制接口(10MHz 的 2 线或 3 线 SPI 串口)。AD9857 的内部结构如图 4.3 所示。

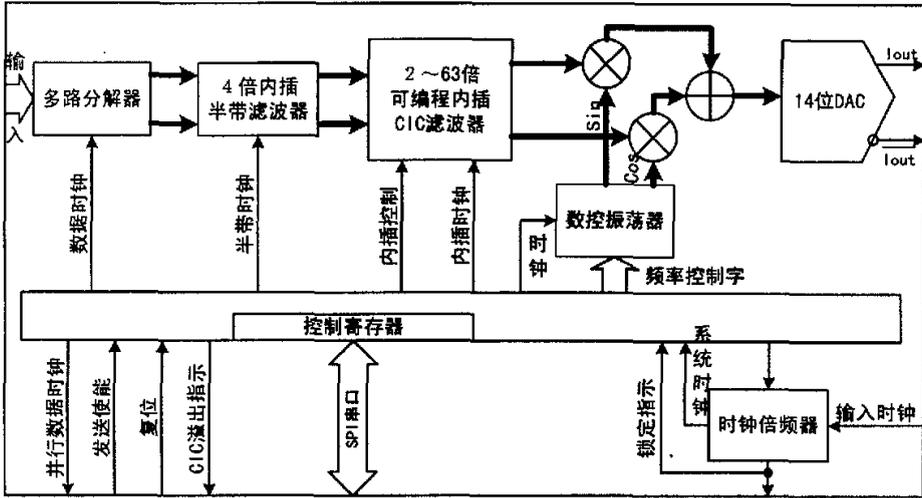


图 4.3 AD9857 的内部结构图

AD6654 是 ADI 公司最新推出的 DDC。它共有 4 个或 6 个通道，每个通道结构相同，通道结构如图 4.4 所示。信号首先经过 A/D 采样，采样数据与 NCO 产生的数字载波混频，混频后的采样信号的频谱被搬移至零中频，成为基带信号。基带信号经 CIC 滤波器、半带滤波器进行抽取滤波。CIC 滤波器的抽取倍数是可变的。MRCF、DRCF 和 CRCF 都是可编程的 FIR 滤波器。

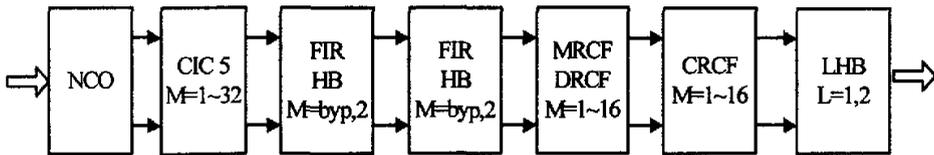


图 4.4 AD6654 内部的通道结构

系统采用集成放大器(图 4.2 未列出)放大中频信号。整个系统通过串口通信芯片 ST16C550 和上层网络通信。

4.2.3 系统晶振与采样速率同步

系统采用 32.768MHz 的晶振，作为中频收发机的外部输入时钟频率。

从表 4.1 可知，IFFT 长度为 128 点，前插循环前缀后，每个数据符号采样 160 点。根据数据符号长度可得到符号速率 51.2KHz。因此 AD9857 输入数据的采样速率为 8.192Mbps。

在发射端，8.192Mbps 的采样数据流进入 AD9857 后，首先由半带滤波器进行 4 倍内插，采样速率提高到 32.768Mbps。实际发射机中，由于晶振频率不可能完全理想准确，此时的采样速率与发射机的外部输入时钟频率相等，与 32.768Mbps 存在一定的偏差。记此时的采样速率为 f_{ST} 。

同理，在接收端，A/D 采样速率直接受控于接收机的外部输入晶振频率，理想情况下为 32.768Mbps。实际接收机中，采样速率 f_{SR} 等于接收机的外部输入时钟频率，与理想状态下的 32.768Mbps 也存在偏差。

f_{ST} 和 f_{SR} 均接近 32.768Mbps，存在可比性。以下分析它们对系统同步的影响。根据 3.1.3 中的分析，收发两端的采样速率不相等，也可能造成下变频后子载波正交性的损失。

不考虑射频端引入的频率偏差。晶振频率的稳定度通常为 10^{-6} 。最坏情况下， f_{ST} 和 f_{SR} 的差值为 $65.536\text{bps}(2 \times 32.768\text{Mbps} \times 10^{-6})$ ，即当 OFDM 信号持续时间超过 15ms 时，收发两端的采样点数误差达到 1。

本系统应用于突发分组传输时，当突发数据帧的时间长度在 15ms 内，可以忽略收发采样速率偏差对同步的影响。突发数据帧的时间长度通常在 ms 以内，本系统的数据帧长度均不超过 15ms。

§4.3 子载波调制方式：QDPSK

根据表 4.1，子载波采用 QDPSK 调制方式。取图 4.5 中的星座映射图。差分编码如表 4.3 示：

表 4.3 QDPSK 差分编码表

	00(0)	10($\pi/2$)	11(π)	01($3\pi/2$)
00	00	10	11	01
10	10	11	01	00
11	11	01	00	10
10	10	11	01	00

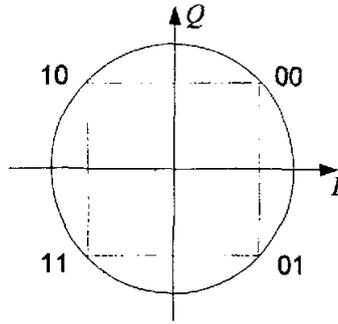


图 4.5 QDPSK 的星座映射图

FFT 后，对其中的每个子载波分别进行差分解调。以下是 QDPSK 的解调算法。

记 FFT 后，第 k 个 OFDM 符号的某子载波上的复数据为

$$S(k) = A(k) \cdot e^{j\theta(k)} = I_k + jQ_k \quad (4-1)$$

则第 k 个符号和第 $k-1$ 个符号的角度差为：

$$\begin{aligned} \Delta\theta &= \arg \frac{S(k)}{S(k-1)} = \arg \frac{I_k + jQ_k}{I_{k-1} + jQ_{k-1}} \\ &= \arg \frac{(I_k I_{k-1} + Q_k Q_{k-1}) + j(I_{k-1} Q_k - I_k Q_{k-1})}{I_{k-1}^2 + Q_{k-1}^2} \end{aligned} \quad (4-2)$$

直接求解(4-2)式过于复杂，令：

$$\Delta\theta' = \arg \frac{S(k)(1+j)}{S(k-1)} \quad (4-3)$$

$\Delta\theta'$ 是原角度 $\Delta\theta$ 沿逆时针方向旋转 $\pi/4$ 得到。对于 QDPSK，四个象限中每个象限对应于一个调制符号，这样只需要判决 $S(k)(1+j)/S(k-1)$ 的实部和虚部的符号就可以进行解调：

$$\begin{aligned} \frac{S(k)(1+j)}{S(k-1)} &= \frac{[(I_k I_{k-1} + Q_k Q_{k-1}) + j(I_{k-1} Q_k - I_k Q_{k-1})](1+j)}{I_{k-1}^2 + Q_{k-1}^2} \\ &= \frac{I_k I_{k-1} + Q_k Q_{k-1} - I_{k-1} Q_k + I_k Q_{k-1} + j(I_k I_{k-1} + Q_k Q_{k-1} + I_{k-1} Q_k - I_k Q_{k-1})}{I_{k-1}^2 + Q_{k-1}^2} \end{aligned} \quad (4-4)$$

(4-4)式中， $I_{k-1}^2 + Q_{k-1}^2$ 对符号无贡献，令：

$$Dot = I_k I_{k-1} + Q_k Q_{k-1} - I_{k-1} Q_k + I_k Q_{k-1} \quad (4-5)$$

$$Cross = I_k I_{k-1} + Q_k Q_{k-1} + I_{k-1} Q_k - I_k Q_{k-1} \quad (4-6)$$

根据表 4.3 的差分编码表，可以得到 QDPSK 的判决表 4.4：

表 4.4 QDPSK 判决表

<i>Dot</i> \ <i>Cross</i>	+	-
+	00	01
-	10	11

表 4.4 的判决也可以描述为：

$$\begin{cases} Bit_1 = (Dot < 0) \\ Bit_0 = (Cross < 0) \end{cases} \quad (4-7)$$

(4-7)式只需判决符号值即可，简化了 DSP 处理器的运算。

对于 8-DPSK，亦可以采用类似的解调方法。只需在判决符号的基础上再比较 *Dot* 和 *Cross* 的绝对值大小即可。

§4.4 系统的速率分析及欠采样

本节主要分析系统处理流程中，信号采样速率的变化，基本的方法是整数倍内插和抽取。中频接收系统对接收信号进行欠采样，有利于降低系统的运算速度。

AD9857 的外部输入时钟 32.768MHz，内部 4 倍频后，运行时钟为 131.072MHz。8.192Mbps 的采样信号进入 AD9857，需要进行共 16 倍的内插，得到 131.072Mbps 采样速率。此时的采样速率与 AD9857 的工作时钟保持一致。

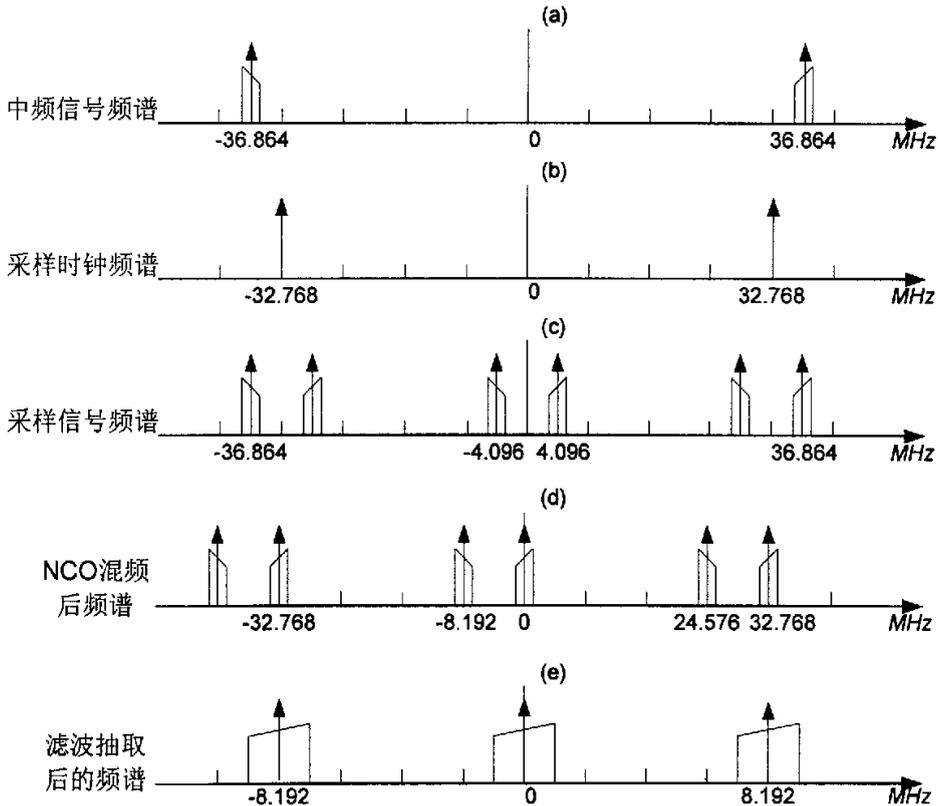


图 4.6 数字下变频的信号频谱图

中频信号的载波频率为 36.864MHz，其频谱如图 4.6(a)所示。在接收端，以 32.768MHz 的采样时钟(图 4.6(b)频谱)对信号进行欠采样。根据采样定理，采样信号的频谱是中频信号频谱以 32.768MHz 为周期的周期延拓而形成，如图 4.6(c)。此时 NCO 应输出的数字载波频率为：4.096MHz (36.864-32.768)。经过 NCO 混频后的信号，基带已出现完整的信号频谱(图 4.6(d))。采样信号再经过两次半带滤波抽取，采样速率下降为 8.192Mbps，信号频谱重新转移至基带(图 4.6(e))。AD6654 输出采样信号的速率，与发射端 AD9857 的输入采样信号的速率相等。整个数字下变频过程的信号频谱如图 4.6 示。

第五章 基于突发分组的 OFDM 同步设计与实现

根据第四章的 OFDM 系统方案，本章详细讨论基于突发分组的 OFDM 同步的实际系统设计和硬件实现，并介绍 OFDM 中频收发系统的调试结果。

系统的信号同步，主要由图 4.2 中 FPGA 内的逻辑电路完成。本文提出一种通用的基于 FPGA 的 OFDM 同步实现结构，引入逆 Cordic 算法实现频偏估计，依托流水计算的结构完成同步计算。

文中将展示中频系统实现后的实测信号图，最后是系统在 AWGN 信道下的性能实测结果，并与理论值进行比较。分析表明，系统的同步电路具有良好的时频域同步性能。

§5.1 OFDM 中频发射系统的实现

OFDM 中频发射系统的实现结构如图 5.1 所示。

发射系统上电后，TS101 处理器通过 SPI 接口，完成对 AD9857 的初始化配置。信息比特在 DSP 中，进行串并变换、差分编码和星座映射。DSP 内 IFFT 调制后的数据，以接收到的中断信号为指示，通过数据总线送入 FPGA 内的 FIFO 缓冲区。FIFO 将采样数据送入 AD9857，进行内插滤波、NCO 混频，通过 D/A 变换转换成中频模拟信号。FIFO 缓存数据的同时，完成 TS101 和 AD9857 之间的数据速率匹配。FPGA 内的中断控制逻辑，根据 FIFO 的空余容量，控制 FIFO 的数据输出，及向 TS101 发送中断请求。

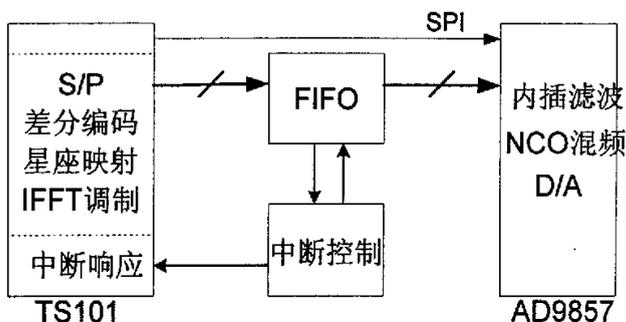


图 5.1 OFDM 中频发射系统的实现结构图

图 5.2 为在示波器上观测到的中频信号图和在 Matlab 中得到的仿真图。对两图作比较，实测到的中频信号与仿真计算得到的中频信号完全一致，验证了图 5.1 所示的实现结构的可行性。

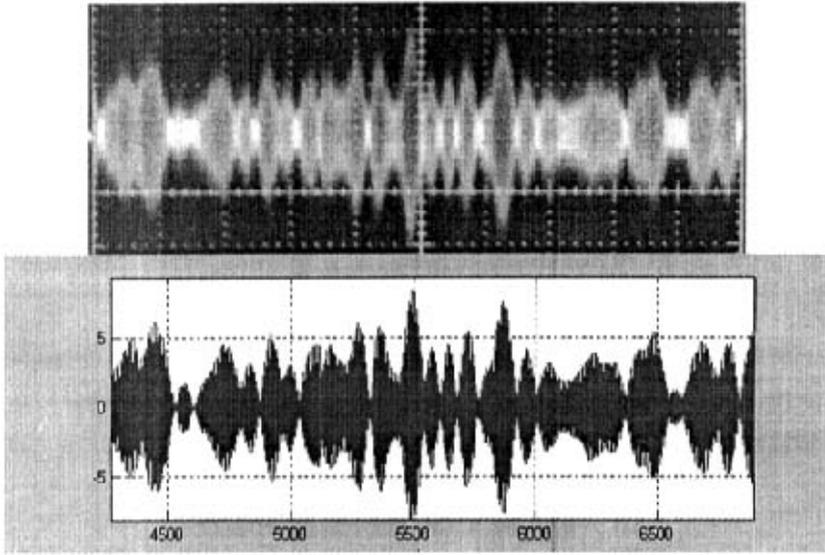


图 5.2 OFDM 中频实测信号与仿真信号

图 5.3 为频谱分析仪上观测到的中频信号频谱图，图中横向每格为 2MHz，纵向每格为 10dB 增益，中心线的位置为中频频率 36.864MHz。本系统的调制端尚未对信号做加窗处理。

IEEE802.11a 采用升余弦窗，信号功率谱密度如图 5.4 所示。中心线表示载波频率，发射功率谱的带外衰减以 dBr(与最大信号功率谱密度的比值)表示。图中黑实线表示 IEEE802.11a 标准中所允许的最高功率谱密度，实用系统的功率谱密度应该处于黑实线以下。在距载频 11MHz 位置上，应该低于-20dBr；在 20MHz 和 30MHz 位置上，发射频谱应该分别低于-28dBr 和-40dBr。

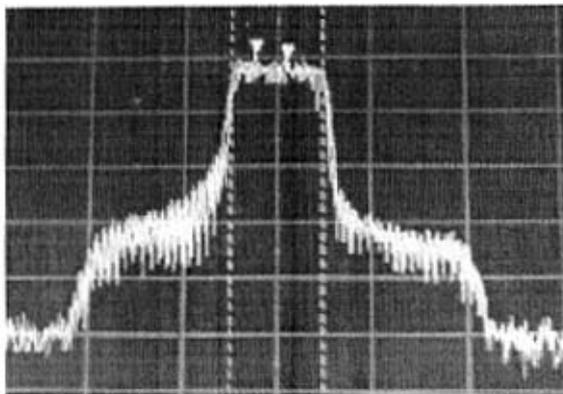


图 5.3 OFDM 中频信号实测频谱图

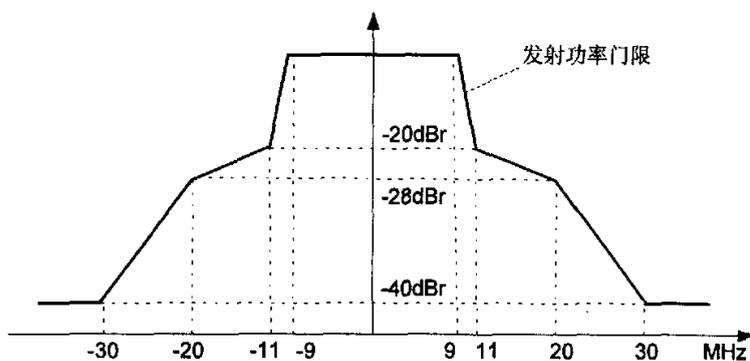


图 5.4 IEEE802.11a 信号功率谱密度门限示意图

对图 5.3 和 5.4 做比较分析。

从纵向比较，实测频谱和门限频谱从上至下均有 3 个“台阶”。门限谱中，第 2 台阶比第 1 台阶至少下降 20dB，第 2 台阶本身呈现至少 8dB 的滚降，第 3 台阶比第 1 台阶衰减 40dB。实测谱中，第 2 台阶比第 1 台阶的衰减超过了 20dB，第 2 台阶自身滚降了约 10dB，第 3 台阶与第 1 台阶相比较，衰减已超过了 40dB。纵向的衰减满足要求。

从横向比较。IEEE802.11a 信号的-3dB 带宽为 16.25MHz，以载频为中点，门限谱上的拐点对应频率约为 10MHz、20MHz 和 30MHz，大致成倍数关系。在实测图中，图中央对应发射信号的中频载波频率，第一台阶的宽度约为 2MHz，与本系统信号带宽的理论计算值吻合；不足之处为，根据对门限图的分析进行类比，第 2 台阶向第 3 台阶下降的起点的对应频率，与中频载波的距离，应提前 1MHz 左右，这与系统的调制端尚未加窗有关。

§5.2 载波同步的实现：逆 Cordic 算法

在 §3.4 中，改进后的算法以(3-31)式进行频偏估计。该式子需要求复数的相角值，并进行除法运算；然而，实际电路中，求相角和除法的电路都相当复杂，而且实际系统并非必须将归一化频偏值求出。针对此问题，本节对(3-31)式的频偏估计进行算法转换，引入逆 Cordic 算法计算相角，通过查表的方式取代复杂的除法运算，最后分析转换后的算法性能。

5.2.1 Cordic 算法与相角计算

Cordic 算法(co-ordinate rotation digital computing)，平面坐标数字旋转算法，目的是方便三角函数在数字电路中的计算。它通过一系列简单的移位和加减运算的迭代，实现了平面矢量坐标的旋转，易于硬件实现。逆向 Cordic 算法，可用于在数字电路中计算相角值。

1. Cordic 算法原理

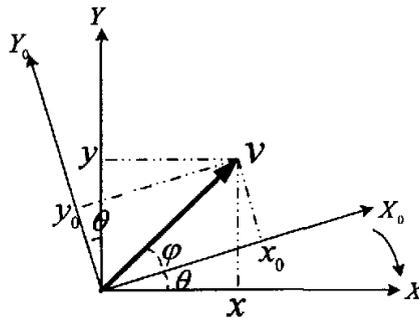


图 5.5 Cordic 算法原理图

在图 5.5 直角坐标系 X_0Y_0 中，取矢量 v 的模值为 γ ，幅角为 φ ，则

$$x_0 = \gamma \cdot \cos \varphi \quad y_0 = \gamma \cdot \sin \varphi \quad (5-1)$$

当矢量 v 逆时针旋转角度 θ 时，等效于直角坐标系顺时针旋转了相同的角度 θ ， X_0Y_0 为旋转后的坐标系。此时，

$$x = \gamma \cdot \cos(\varphi + \theta) \quad y = \gamma \cdot \sin(\varphi + \theta) \quad (5-2)$$

将(5-1)两式代入(5-2)，得到：

$$x = \cos \theta \cdot (x_0 - y_0 \cdot \tan \theta) \quad y = \cos \theta \cdot (y_0 + x_0 \cdot \tan \theta) \quad (5-3)$$

同理, 当矢量 v 顺时针角度 θ 时, 等效于直角坐标系逆时针旋转了相同的角度。此时, 新旧坐标关系表示为:

$$x = \cos \theta \cdot (x_0 + y_0 \cdot \tan \theta) \quad y = \cos \theta \cdot (y_0 - x_0 \cdot \tan \theta) \quad (5-4)$$

2. 逆 Cordic 算法与相角计算

逆 Cordic 算法可用于计算矢量相角。

将所求的矢量旋转一系列已知角度(可正可负), 旋转后的矢量的相角逐渐逼近零值, 初始矢量相角近似等于这一系列已知角度的累加和。从(5-3)、(5-4)式知, 每次旋转角度 θ 后, 去掉式中的 $\cos \theta$, 并不改变新矢量的角度值 $\arctan[y/x]$ 。为了便于电路设计, $\tan \theta$ 可取 $1/2^n$, $n = 0, 1, 2, \dots$, 在数字电路中只需相应地将 $\tan \theta$ 的系数右移 n 位, 非常适合硬件系统的设计。

当(3-26)式出现相关峰值时, 记此时刻为 d' :

$$\varphi_0 = \arg[P(d')] \quad (5-5)$$

$$P(d') = x_0 + j \cdot y_0 \quad (5-6)$$

以下为计算 φ_0 的迭代过程。 φ_0 的取值范围为: $(-\pi, \pi]$ 。矢量旋转时, 取逆时针方向为正向, 顺时针方向为负向。

a. 第一次迭代。若 $\text{imag}[P(d')] \geq 0$, 即 $\varphi_0 \geq 0$, 则将 φ_0 旋转 $-\pi/2$, 取 $a_0 = -1$; 若 $\text{imag}[P(d')] < 0$, 即 $\varphi_0 < 0$, 则将 φ_0 旋转 $\pi/2$, 取 $a_0 = 1$; 旋转后得到的新矢量, 相角记为 φ_1 , 坐标值 (x_1, y_1) 。旋转 $-\pi/2$ 后的相角和坐标如(5-7)和(5-8)式; 旋转 $\pi/2$ 后的相角和坐标以(5-9)和(5-10)式表示。

$$\varphi_1 = \varphi_0 - \frac{\pi}{2} \quad (5-7)$$

$$x_1 = y_0 \quad y_1 = -x_0 \quad (5-8)$$

$$\varphi_1 = \varphi_0 + \frac{\pi}{2} \quad (5-9)$$

$$x_1 = -y_0 \quad y_1 = x_0 \quad (5-10)$$

b. 第二次迭代。若 $y_1 \geq 0$, 则将 φ_1 旋转 $-\arctan[1/2^0]$, 取 $a_1 = -1$; 若 $y_1 < 0$, 则将 φ_1 旋转 $\arctan[1/2^0]$, 取 $a_1 = 1$; 旋转后得到的新矢量, 相角记为 φ_2 , 坐标值 (x_2, y_2) 。旋转 $-\arctan[1/2^0]$ 后的相角和坐标如(5-11)和(5-12)式; 旋转 $\arctan[1/2^0]$ 后的相角和坐标以(5-13)和(5-14)式表示。

$$\varphi_2 = \varphi_1 - \frac{\pi}{4} \quad (5-11)$$

$$x_2 = x_1 + y_1 \cdot \frac{1}{2^0} \quad y_2 = y_1 - x_1 \cdot \frac{1}{2^0} \quad (5-12)$$

$$\varphi_2 = \varphi_1 + \frac{\pi}{4} \quad (5-13)$$

$$x_2 = x_1 - y_1 \cdot \frac{1}{2^0} \quad y_2 = y_1 + x_1 \cdot \frac{1}{2^0} \quad (5-14)$$

c. 第 n 次迭代。若 $y_{n-1} \geq 0$ ，则将 φ_{n-1} 旋转 $-\arctan[1/2^{n-2}]$ ，取 $a_{n-1} = -1$ ；若 $y_{n-1} < 0$ ，则将 φ_{n-1} 旋转 $\arctan[1/2^{n-2}]$ ，取 $a_{n-1} = 1$ ；旋转后得到的新矢量，相角记为 φ_n ，坐标值 (x_n, y_n) 。旋转 $-\arctan[1/2^{n-2}]$ 后的相角和坐标如 (5-15) 和 (5-16) 式；旋转 $\arctan[1/2^{n-2}]$ 后的相角和坐标以 (5-17) 和 (5-18) 式表示。

$$\varphi_n = \varphi_{n-1} - \arctan \frac{1}{2^{n-2}} \quad (5-15)$$

$$x_n = x_{n-1} + y_{n-1} \cdot \frac{1}{2^{n-2}} \quad y_n = y_{n-1} - x_{n-1} \cdot \frac{1}{2^{n-2}} \quad (5-16)$$

$$\varphi_n = \varphi_{n-1} + \arctan \frac{1}{2^{n-2}} \quad (5-17)$$

$$x_n = x_{n-1} - y_{n-1} \cdot \frac{1}{2^{n-2}} \quad y_n = y_{n-1} + x_{n-1} \cdot \frac{1}{2^{n-2}} \quad (5-18)$$

第 n 次迭代后，得到 $a_0 a_1 \cdots a_{n-1}$ ，初始相角 φ_0 可表示成式 (5-19)：

$$\varphi_0 \approx -\left(a_0 \cdot \frac{\pi}{2} + \sum_{k=1}^{n-1} a_k \cdot \arctan \frac{1}{2^{k-1}}\right) \quad (5-19)$$

相角 φ_0 已映射为 $a_0 a_1 \cdots a_{n-1}$ ，在允许的误差范围内，可以 $a_0 a_1 \cdots a_{n-1}$ 表示相角 φ_0 。

5.2.2 频偏估计和本地载波调整

对 (5-19) 式中的 $a_0 a_1 \cdots a_{n-1}$ 作如下的处理：

$$b_m = \begin{cases} 1 & a_m = 1 \\ 0 & a_m = -1 \end{cases} \quad m = 0, 1, \cdots, (n-1) \quad (5-20)$$

在 (5-20) 式中，相角 φ_0 实际上已经被量化成 $b_0 b_1 \cdots b_{n-1}$ ，则 § 3.4 中 (3-31) 式对应的归一化频偏估计值也同样可被量化。

实际系统设计中，归一化频偏值并非必需求出。考虑到 (3-31) 式中分母为固定值，本文提出，直接以相角的映射值 $b_0 b_1 \cdots b_{n-1}$ (第奇数个相关峰值) 或 $b_0 b_1 \cdots b_{n-1}$ 的修正值 (第偶数个相关峰值) 作为一 ROM 表的地址，该地址对应的存储区域存放量

化后的频偏估计值。该频偏估计值加上载波频率，可得到本地载波频率调整后的频率值。本文采用的方法，就是在 ROM 表中直接存放本地载波频率调整后 NCO 的频率值。

1. 接收机的本地载波频率

本系统为数字式收发系统，接收系统的本地载波频率，主要指 AD6654 内 NCO 输出的数字载波的频率值。AD6654 的 NCO 控制字 f_{word} 为 32 位比特，由下式计算得到：

$$f_{word} = 2^{32} \cdot \frac{\text{mod}(f_{ch} - n \cdot f_{clk}, f_{clk})}{f_{clk}} \quad (5-21)$$

式中， f_{ch} 为输入中频信号的载频， f_{clk} 为 ADC 的采样频率。NCO 输出频率的精度可达到 $f_{clk}/2^{32}$ ，如此高的频率精度，完全可以满足 OFDM 系统对载波同步的精度要求。

2. 频偏估计值的量化精度

频偏值的估计精度由(5-19)和(5-20)式的量化精度决定，(5-19)的迭代次数越多，频偏估计的精度越细。

本系统要求载波同步后的归一化剩余频偏不大于 3.125%。从表 4.1 知，子载波间隔 Δf 为 64KHz，若要满足系统要求，调整 NCO 后的剩余频偏不大于 2KHz。系统的帧结构决定了频偏估计范围为 $(-64\text{KHz}, 64\text{KHz}]$ 。因此，相角量化后的剩余误差应小于 $\pi/32$ (即 0.0982 rad)。此时，系统的频偏分辨率为 2KHz。

在 Matlab 中分析 $(-\pi, \pi]$ 范围内迭代后的剩余误差。

在 $(-\pi, \pi]$ 上以 $\pi/1024$ 的步长采样，以采样值的余弦作为矢量的实部，正弦值用作虚部，构造矢量。按照逆 Cordic 算法，对矢量进行迭代计算。迭代完成后，按(5-19)式计算量化值，比较量化值和原采样值的剩余误差。该剩余误差应小于 0.0982 rad 。图 5.6 为剩余误差分析图，迭代次数为 5 (即(5-19)式中 n 取 5)。

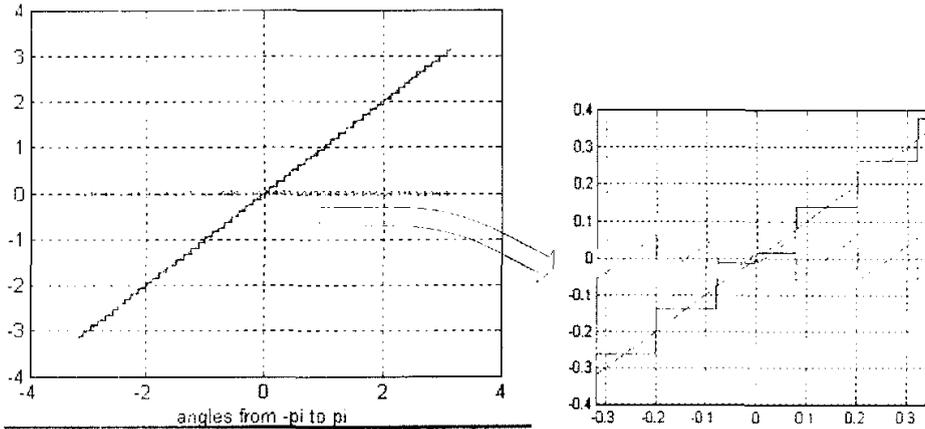


图 5.6 逆 cordic 算法 5 次迭代后的误差分析

图 5.6 中，左边为仿真计算后得到的全图，分析范围为 $(-\pi, \pi]$ ；右边是 0rad 附近的放大图。图中，斜直线表示原弧度采样值，阶梯线为量化值，锯齿线是量化值与原采样值的剩余误差。从图中可见，以逆 cordic 算法经 5 次迭代计算后，剩余误差移小于 0.1rad ，量化值很好地逼近了原采样值。

§5.3 OFDM 突发同步的系统实现

OFDM 系统的信号同步，是接收系统的设计难点。它包括突发数据帧的捕获、符号定时和载波同步。本文系统中的信号同步由 FPGA 内的逻辑电路实现。同步电路的结构，应尽可能地减少对同步算法和突发数据帧结构的依赖，有利于系统的扩展。本节采用 § 3.4 中的同步改进算法，进行数据帧捕获、符号定时和载波同步；并提出一种基于 FPGA 的 OFDM 同步实现的电路结构，引入 § 5.2 中的逆 Cordic 算法实现频偏估计，依托流水结构完成同步计算。

5.3.1 OFDM 系统的同步结构

图 5.7 为本文提出的 OFDM 系统的同步实现结构。TS101 和 AD6654 以外的模块电路均在 FPGA 中实现。AD6654 的内部电路参数，包括 NCO 频率控制字、抽取倍数，由内部的控制寄存器控制，片外器件可通过 SPI 口对 AD6654 的控制寄存器进行读写。

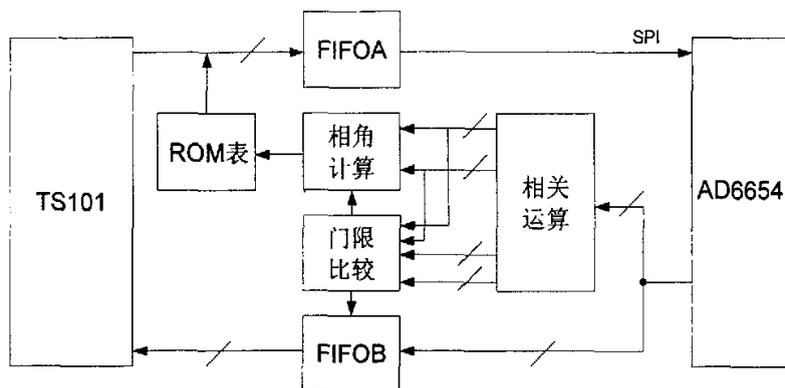


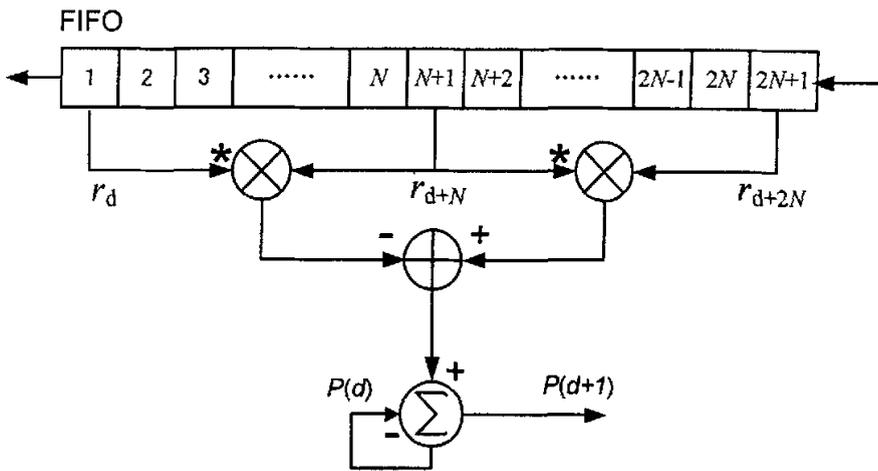
图 5.7 OFDM 系统的同步实现结构

上电后，TS101 将初始化控制字写入 SPI 口前端的 FIFOA，FIFOA 将控制字写入 AD6654。相关运算单元对下变频后的采样数据按(3-29)和(3-30)式进行相关运算， $P(d)$ 和 $R(d)$ 进入门限比较单元进行相关比较，同时 $P(d)$ 送入相角计算单元进行相角计算。

当归一化相关值 $M(d)$ 超过预设门限并达到峰值时(或连续多次超过门限并出现峰值时)，以该峰值对应的相角的量化值为地址，在 ROM 表中取得新的频率控制字，送入 FIFOA 调整 AD6654 的 NCO 频率；同时以峰值点开始，按数据帧格式进行符号定界，指示 FIFOB 的选通时刻，采样数据通过 FIFOB 进入 TS101 进行解调。FFT 解调后，通过导频符号，可再次对 FIFOA 发送控制字，对 NCO 的频率和相位进行细调整。

5.3.2 相关运算的实现

§ 3.4 中的(3-29)和(3-30)式，采用迭代的运算方式，极大地减少了运算量， $P(d)$ 可以图 5.8 的 FIFO 结构进行运算。 $R(d)$ 也可以类似的结构计算，结构图从略。

图 5.8 相关计算中 $P(d)$ 的实现框图

5.3.3 门限比较的实现

为了避免(3-26)式中的除法运算, 归一化比较可以改用如下的方式。设预设门限值 $M_0 = \frac{A}{B}$ 。计算:

$$X = |P(d)|^2 \cdot B \quad (5-22)$$

$$Y = [R(d)]^2 \cdot A \quad (5-23)$$

当 $X > Y$ 时, 有 $M_0 < \frac{|P(d)|^2}{[R(d)]^2}$ 。这样的算法转换, 避免了在系统中进行的除法运算。

相关峰值的相角, 以逆 Cordic 算法计算, 可得到相角的量化值为 $b_0 b_1 \cdots b_{n-1}$ 。以 $b_0 b_1 \cdots b_{n-1}$ (或其修正值) 作为图 5.7 中的 ROM 表的地址, 该地址内存放着为完成载波同步所需的 NCO 频率值。

5.3.4 状态机与流水计算

由 § 4.4 可知, 送入 FPGA 进行同步计算的数据, 采样速率为 8.192Mbps。§ 3.4 中改进后的同步算法, 可以迭代算法进行相关运算, 但要在 120 纳秒的采样周期内完成(3-26)、(3-29)和(3-30)式的计算, 对系统的运算速度也是一个苛刻的要求。为了保证计算的准确性和降低对系统运算速度的要求, 本文系统的信号同步结合状态机, 采用流水计算的方式实现。

1. AD6654 的输出时序与状态机

AD6654 对信号进行数字下变频处理后, 输出 16 位以补码形式表示的 I、Q 两路采样数据。如下图 5.9 所示。时序以 4 个时钟为周期(也称 data period), REQ_6654 有效(高电平)后的第二个时钟, 即 IQ_6654 有效时(高电平), 输出 I 路数据; 随后的下一时钟输出 Q 路数据。图中仅截取了 16 位数据线中的低两位。

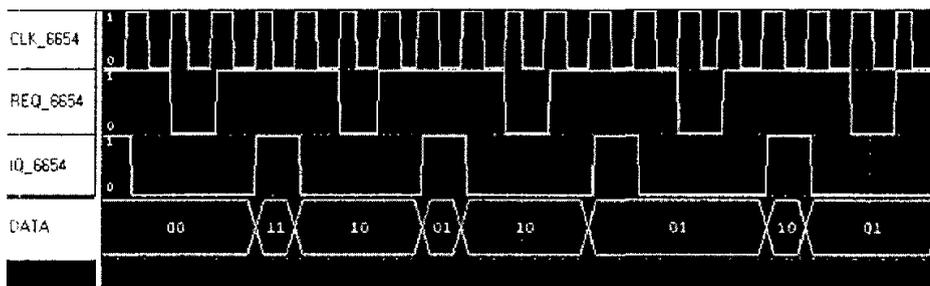


图 5.9 AD6654 采样数据输出时序图

从图 5.9 可见, AD6654 的采样数据输出时序非常有规律, CLK_6654 时钟信号可用作 FPGA 内同步电路的全局同步时钟, 同步电路非常适合采用状态机控制。

状态机取四状态, 如图 5.10 所示。以 data period 内每个时钟周期的下降沿作为触发沿, 每次触发后进行相应的计算。计算完成后, 状态转移。

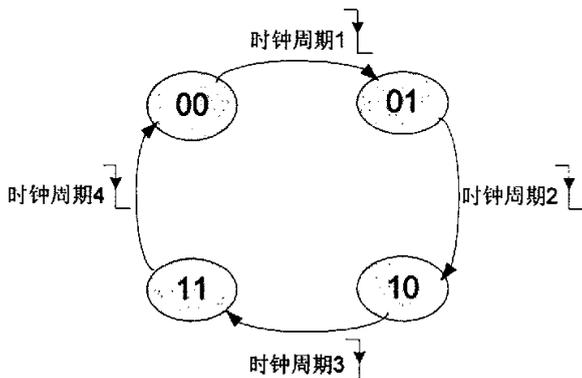


图 5.10 状态机的状态转移图

2. 算式分解

将式(3-29)改写为,

$$P(d) = P(d-1) + r^2(d-N) \cdot r(d) - r^2(d-2N) \cdot r(d-N) \quad (5-24)$$

记 $r(d) = i_d + jq_d$, $P(d) = I_d + jQ_d$ 。将(5-24)式分解得到:

$$I_d = I_{d-1} + i_{d-N}(i_d - i_{d-2N}) + q_{d-N}(q_d - q_{d-2N}) \quad (5-25)$$

$$Q_d = Q_{d-1} + i_{d-N}(q_{d-2N} + q_d) - q_{d-N}(i_{d-2N} + i_d) \quad (5-26)$$

将中间结果表示为:

$$\begin{cases} m_d = i_d - i_{d-2N} \\ n_d = q_d - q_{d-2N} \\ j_d = q_{d-2N} + q_d \\ k_d = i_{d-2N} + i_d \end{cases} \quad (5-27)$$

$$\begin{cases} \text{sum}A_d = i_{d-N} \cdot m_d \\ \text{sum}B_d = q_{d-N} \cdot n_d \\ \text{sum}C_d = i_{d-N} \cdot j_d \\ \text{sum}D_d = q_{d-N} \cdot k_d \end{cases} \quad (5-28)$$

$$\begin{cases} \Delta I_d = \text{sum}A_d + \text{sum}B_d \\ \Delta Q_d = \text{sum}C_d + \text{sum}D_d \end{cases} \quad (5-29)$$

$$\begin{cases} I_d = I_{d-1} + \Delta I_d \\ Q_d = Q_{d-1} + \Delta Q_d \end{cases} \quad (5-30)$$

从分解后的式子可看到, 当 AD6654 送出采样数据 $r(d)$ 时, 只有(5-27)式与 $r(d)$ 有关。因此, 只需在当前 data period 完成(5-27)式的运算, 其余的计算可安排在随后的 data period 完成, 算法特点适合采用流水计算的方式实现, 可降低对系统运算速度的要求。式(3-30)也可作类似的分解。

3. 相关运算与状态机

以式(5-27)中的 m_d 为例, 以下为该式子嵌入状态机的 Verilog 代码^{[17][18]}:

```
assign out = outa+outb;
always @(negedge CLK_6654)
    case (state)
    2'b00: if (REQ_6654)
            state<= 2'b00;
        else state<= 2'b01;
    2'b01: begin
            outa<= i_d;
            outb<= ~i_{d-2N}+1;
            state<= 2'10;
```

```

end
2'b10: state<= 2'b11;
2'b11: state<= 2'b00;
endcase

```

状态机以 CLK_6654 作为同步时钟。初始状态是 2'b00，当确认 REQ_6654 有效后，进入状态 2'b01。在状态 2'b01 锁存参与运算的数据，其中 i_d 是 AD6654 当前输出的采样数据。锁存器 outa 和 outb 内的数据直接作为加法组合逻辑的输入。加法器的输出即为 m_d ，由(5-28)式中 $sumA_d$ 的计算模块锁存。

将式(5-27)至(5-30)中的每个运算式子，各自独立地嵌入到一个状态机中，每个状态机在某状态下锁存输入，锁存器直接作为内部组合运算逻辑的输入。组合逻辑的输出结果由下一级式子的状态机锁存。

4. 计算流水

以上述的状态机为基础，根据 $P(d)$ 的算式分解，得到 $P(d)$ 的计算流水，如图 5.11 所示，图中的虚直线表示锁存相应的数据，如第一条虚直线表示在该时刻锁存 m_d 和 k_d 的值。

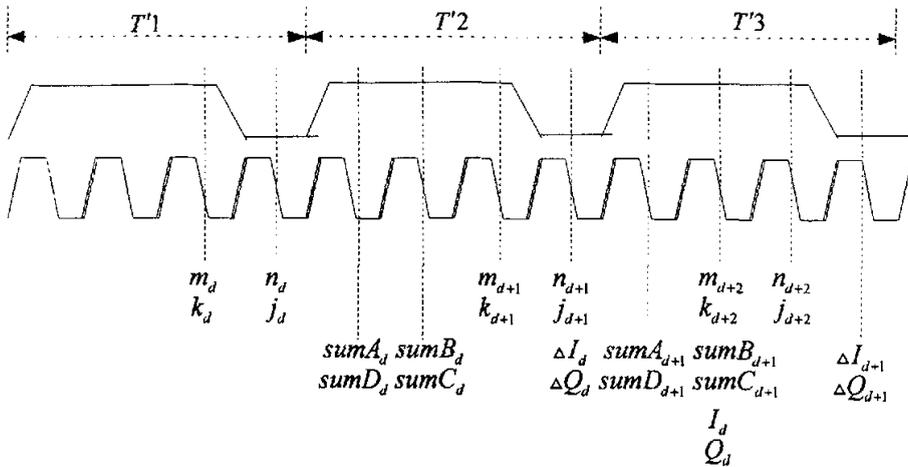


图 5.11 $P(d)$ 的流水计算

AD6654 在周期 $T'1$ 输出 $r(d)$ ，该周期内完成式(5-27)的计算后，随后的计算已与 $r(d)$ 无关，可以安排在后续周期 $T'2$ 和 $T'3$ 。周期 $T'2$ 完成式(5-28)和(5-29)的计算，在周期 $T'3$ 得到 $P(d)$ 。

周期 $T/2$ 开始 $P(d+1)$ 的计算, 在该周期内, $P(d+1)$ 与 $P(d)$ 间的计算不会发生冲突; 同理, 在周期 $T/3$ 内, 分别与 $P(d)$ 、 $P(d+1)$ 、 $P(d+2)$ 有关的运算之间也不会产生冲突。这样的运算结构, 以增加并行度为代价, 降低了对系统运算速度的要求。

同理可得到 $R(d)$ 的计算流水。

相关峰值的相角值, 由峰值对应的 I_d 和 Q_d , 通过逆 Cordic 算法计算得到。

若系统完成(3-26)、(3-29)和(3-30)式的计算并判断出相关峰值后, 再计算相角, 则增加了系统载波同步的时延。为了提高系统的实时性, 相角的计算也采用流水计算的方式实现。每个 data period 计算出的 I_d 和 Q_d , 直接进入图 5.7 的相角计算单元, 以逆 Cordic 算法迭代。当系统判决出相关峰时, 系统已经计算出该峰值时刻对应的相角量化值, 以此量化值作为 ROM 表地址, 进行载波同步。这种实现方法, 以增加系统的功耗换取了计算速度, 提高了实时性。

5. 计算流水的分支和同步

$P(d)$ 和 $R(d)$ 有相同的分解结构, 可在同一时刻得到 $P(d)$ 和 $R(d)$ 的复数值, 如图 5.12 所示。

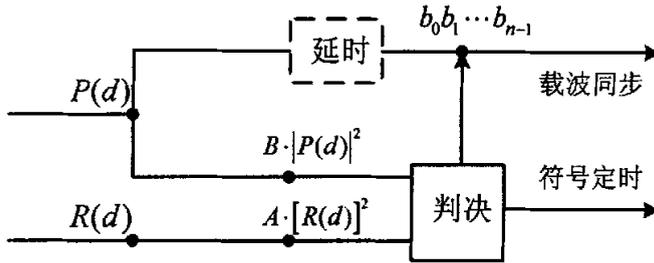


图 5.12 计算流水的分流和同步

得到 $P(d)$ 的复数值后, 以并行的方式同时计算 $b_0 b_1 \cdots b_{n-1}$ 和 $B \cdot |P(d)|^2$ 。 $R(d)$ 用于计算 $A \cdot |R(d)|^2$ 。 $b_0 b_1 \cdots b_{n-1}$ 的计算耗时, 取决于迭代的次数。若相关值 $M(d)$ 进入判决单元时, 对应 $P(d)$ 的映射值 $b_0 b_1 \cdots b_{n-1}$ 已提前计算完毕, 则必须将 $b_0 b_1 \cdots b_{n-1}$ 延时输出, 以确保判决出峰值后, 所取的 $b_0 b_1 \cdots b_{n-1}$ 为相关峰值所对应的量化值。

5.3.5 系统同步的实现结果

以本节所描述的系统实现方法,设计 OFDM 系统的同步电路,通过观测仪器得到图 5.13 和图 5.14。

为了便于观测,测试时数据帧的帧头只采用了两个训练符号。图 5.13 为数字示波器所捕获的观测图。从图中可看到,数据帧的开头以两个相同的训练符号组成。训练符号之后,出现了稳定的同步捕获指示脉冲。训练符号与指示脉冲之间的延时,为同步计算的时延,约为 2us,小于循环前缀的时间长度。

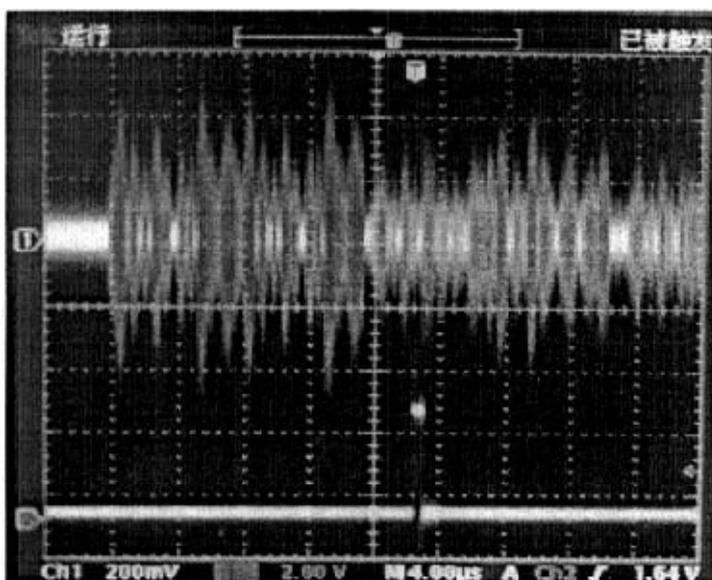


图 5.13 数据帧的同步捕获

图 5.14 为逻辑分析仪的截图。从图中可清晰地看到相关峰值(AMP),峰值后是同步捕获的指示信号(CAPTURE)。在相关峰值的前后,系统输出了稳定的相角量化值(ROM_ADDR)。

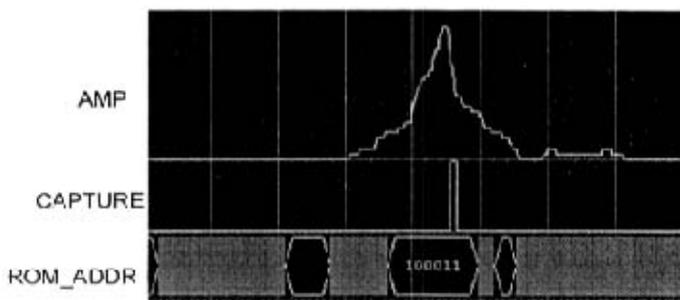


图 5.14 同步捕获时刻的相角量化值

§5.4 OFDM 接收系统的性能测试

同步模块是 OFDM 接收系统中最重要的功能子系统。为了更好地验证系统设计,评估系统的性能,作者借助测试仪器,对所设计的 OFDM 中频接收系统进行了性能测试。

5.4.1 测试方案

- ✦ 测试环境: 高斯白噪声信道(AWGN)。
- ✦ 测试仪器 HP3708A

测试仪器为 HP3708A 噪声和干扰仪(HP 3708A Noise and Interference Test Set)。该仪器可模拟高斯白噪声和单频干扰,噪声和干扰的功率可控。通过 HP3708A 内部或外接的带通滤波器,可产生中频频带上的带限白噪声。图 5.15 为噪声仪外接带通滤波器后,所产生的带限高斯白噪声的功率谱。该带通滤波器的中心频率位于 37MHz,与本系统的中频载波频率基本吻合。滤波器的-3dB 带宽约为 5MHz。

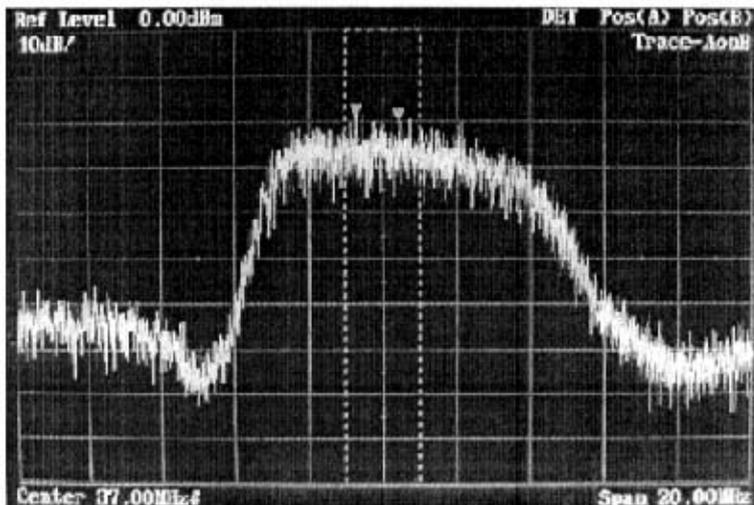


图 5.15 HP3708A 带限高斯白噪声的功率谱

- ✦ 测试方法: 中频发射信号输入 HP3708A,在仪器内部叠加高斯白噪声后,从 HP3708A 输出,信号送入中频接收系统解调。
- ✦ 测试目的
 - a. 定时及抗噪性能: 中频载波频率取 36.864MHz,载噪比(C/N)取不同比值,测试系统在载波频偏为 0KHz 时同步定时和抗噪性能。

- b. 频偏跟踪性能: 改变中频载波频率, 分别使接收信号引入 8KHz、16KHz 和 32KHz 的载波频偏, 重复 a 操作, 检验系统对载波频偏的跟踪性能。
- c. 非线性对系统性能的影响: 多载波信号由多个子载波信号合成, 合成信号可能产生较大的峰值功率 (Peak Power), 带来较大的峰值平均功率比 (Peak-to-Average Ratio, PAR)。PAR 的定义如下式(5-31)。

$$PAR(dB) = 10 \cdot \lg \frac{\max |x_n|^2}{E\{x_n^2\}} \quad (5-31)$$

x_n 表示 IFFT 后的输出信号。信号放大器的动态范围有限, 当信号幅度超过放大器的线性范围时, 信号引入非线性放大失真。图 4.2 的实际系统中, DUC 输入数据总线的位宽有限, x_n 的位宽超过总线位宽时, 也会带来一定的非线性失真。对非线性的测试方法是, 突发数据帧发送固定的信息比特组, 该比特组调制后的峰平比较小, 确保无非线性失真。

↓ 测试步骤

- 确定信号功率。发射信号为突发分组信号, 突发数据帧之间有时间空隙, HP3708A 跟踪突发信号时, 计算出的信号功率会存在较大的误差。因此, 信号功率的测量, 必须在发射系统发送连续信号的情况下进行。
- 将 HP3708A 的信号跟踪功能屏蔽, 根据 a 中的测量结果, 输入固定的信号功率值, 同时设定载噪比。
- 发射系统发送突发分组, 记录数据帧序号及随机信息比特(或固定信息比特); 接收系统捕获数据帧后, 解调, 记录接收序号及解调后的信息比特。
- 在 Matlab 中分析误码率。

为了保证高载噪比下的测量精度, 每次测试中传输的比特数至少在 10^6 比特以上。

由于缺少无线多径信道模拟器, 作者只测试了接收系统在 AWGN 信道下的性能。

5.4.2 误差分析

OFDM 信号的-3dB 带宽是 2.048MHz。图 5.15 中的带限白噪声, -3dB 带宽约为 5.12MHz, 大于 OFDM 信号的带宽。噪声功率分布在整個通带内。当 HP3708A 的 C/N 取固定值时, OFDM 信号-3dB 通带内的信号与噪声的功率谱密度比将小于 C/N。

记信号通带内噪声功率谱密度为 N_0 , 相同功率的噪声等效成 2.048MHz 通带内的白噪声, 等效后的噪声功率谱密度记为 N'_0 , 等效前后的噪声功率谱密度关系:

$$N'_0 = N_0 \cdot \frac{5.12}{2.048} = 2.5 \cdot N_0 \quad (5-32)$$

根据(5-32)式, 噪声等效成 2.048MHz 的带限白噪声后, 信号-3dB 通带内的信噪比将降低 4dB(10·lg2.5)。实际载噪比 C'/N' , 应等于 C/N (HP3708A 控制面板上的设定值)加上 4dB 的校正。图 5.16 是 HP3708A 设定值 C/N 为 -4dB 时, 信号与噪声叠加后的频谱图。

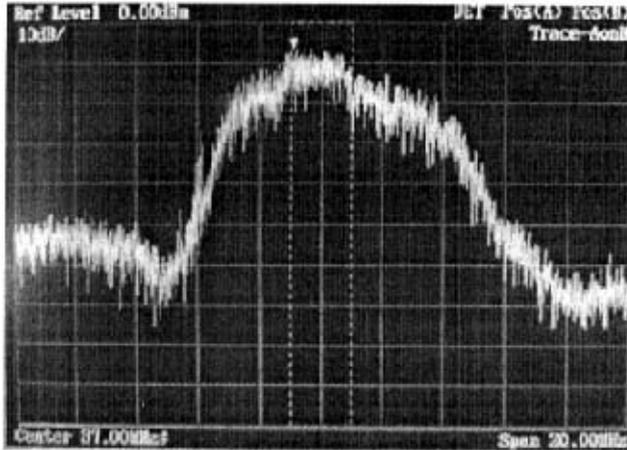


图 5.16 $C/N = -4\text{dB}$ ($C'/N' = 0\text{dB}$)信号与噪声叠加后频谱

图 5.16 中, HP3708A 设定值 $C/N = -4\text{dB}$, 与图 5.3 和图 5.15 比较, OFDM 信号-3dB 通带内的信号与噪声的功率谱密度已经比较接近, C'/N' 接近 0dB。理论分析与实测结果基本吻合。

图 5.17 是实际载噪比 $C'/N' = 8\text{dB}$ 时的中频信号图, 此时信号与噪声的平均幅度比约为 2.51。与图 5.13 相比, 中频信号受到的干扰明显增大。OFDM 信号由多个子载波合并而成, 可能产生较大的峰平比, 信号包络的抖动比单载波信号大得多, 包络幅度值大的信号采样点还是较为容易辨认。

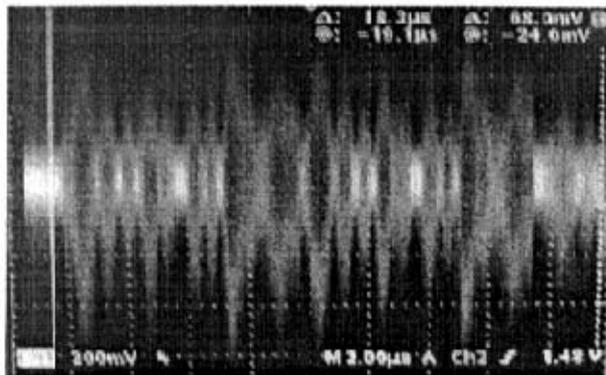


图 5.17 $C'/N' = 8\text{dB}$, 中频信号图

5.4.3 测试结果及性能比较

理论分析可知,本文系统的载噪比 C/N 与复基带信噪比 SNR 等价,下文统称为信噪比,以 SNR 表示。

系统传输随机比特时,实测的接收误码率曲线如图 5.18。

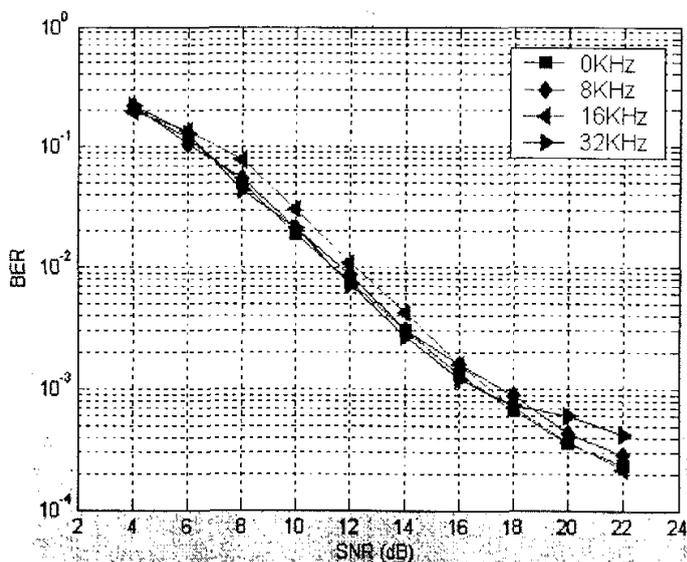


图 5.18 随机比特下的实测误码曲线

图 5.18 中的信噪比值,已经根据 5.4.2 的误差分析做了校正。图中绘出了引入频偏分别为 0KHz、8KHz、16KHz 及 32KHz 时的误码曲线。

图中可见,系统性能随信噪比的增加而改善。四条曲线分别引入了不同的频偏量,但误码率并无明显的抖动,表明接收系统突发同步的性能良好,较准确地完成了信号载波同步。特别是当引入的频偏已达到子载波间隔的一半时,接收系统仍然可以很好地完成载波同步,确保 FFT 后的数据不发生循环移位。

图 5.19 绘出了 QDPSK 的误码理论曲线^[19]、本系统在 Matlab 中计算得到的误码仿真曲线, 及系统引入载波频偏 32KHz 时分别传输随机比特和固定比特时的误码曲线。

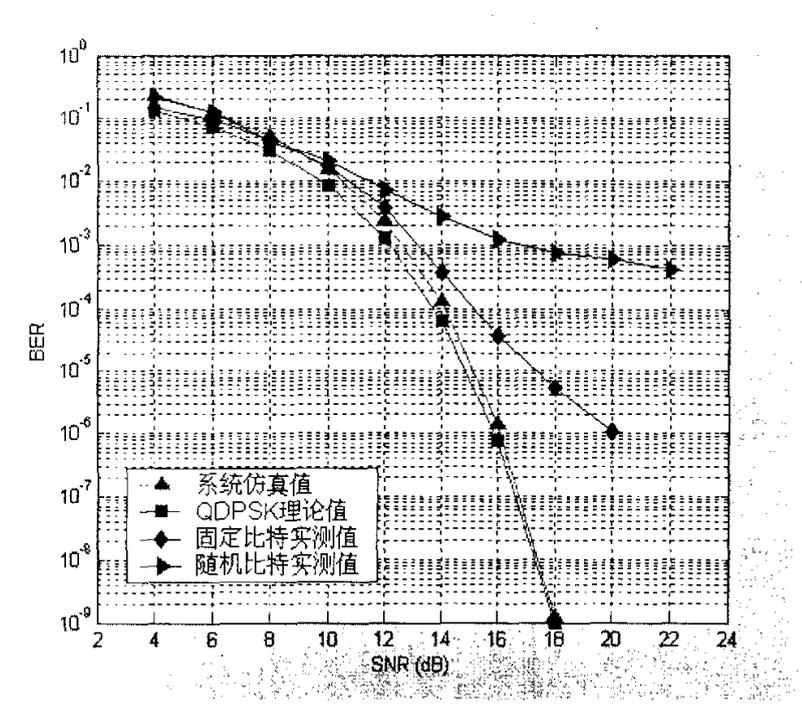


图 5.19 理论、仿真及实测的误码曲线

上图中, QDPSK 的误码理论曲线与 OFDM 系统的仿真误码曲线基本吻合。以误码率 10^{-2} 、 10^{-3} 、 10^{-4} 、 10^{-5} 及 10^{-6} 作为比较值, 仿真曲线与实测曲线上所需要的最小信噪比如表 5.1 所列。

表 5.1 仿真及实测误码曲线的性能比较

	10^{-2}	10^{-3}	10^{-4}	10^{-5}	10^{-6}
系统仿真值	10dB	12dB	14dB	15dB	16dB
固定比特下的实测值	10dB	13dB	15dB	18dB	20dB
随机比特下的实测值	12dB	17dB	>22dB		

实测系统无非线性失真, 且误比特率直至 10^{-4} 时, 实测系统的信噪比与仿真值比较, 损失不超过 1dB; 要求误比特率在 10^{-4} 以下时, 信噪比的损失随误码率的降低而加大。在 10^{-6} 误比特率时, 实测系统已损失了 4dB。

同步是接收系统中的设计重点和难点，对系统性能有着最重要的影响。根据实测值与仿真值的比较分析，实际系统的同步设计基本满足系统要求。

系统直接传输随机比特时，可能产生较大的峰平比，引入非线性失真。图 5.19 和表 5.1 也反映了系统的非线性对性能有着较大的影响。 10^{-3} 误比特率下，随机比特下的实测曲线比固定比特下的曲线损失了 4dB；性能要求进一步提高时，功率损失更大。在信噪比较高时，随机比特下的误码曲线，已开始出现平底效应；与之相对的是：无非线性失真的系统，在载噪比较高时，系统随载噪比的增加性能改善依然明显。

结束语

在信息速率和系统带宽相同的条件下, OFDM 与单载波系统相比, 具有更宽的码元周期, 抵抗码间干扰的能力更强。因此, OFDM 已被认为是未来宽带无线接入的关键技术^[20]。由于缺少无线模拟设备, 论文的第五章只在 AWGN 信道中对系统进行了性能测试。只有当系统在无线多径信道中具备较佳的性能, 才能真正地应用于无线传输中。

对任何物理层传输技术, 信号同步是正确接收信息的前提。OFDM 系统的同步是收发两端建立可靠链路的最基本保证。本文分析了在突发分组传输中, 具有代表性的 OFDM 同步算法的性能。重点是参考 802.11a 物理层帧结构, 提出一种改进的突发帧前导结构, 并描述了其相应的时频域同步估计算法, 以仿真结果进行验证。作者的工作中, 包括实际的 OFDM 中频收发系统的设计, 重点是突发分组系统中 OFDM 同步模块的设计和实现。为了保证系统的可行性、可靠性和可扩展性, 接收机除采用改进后的同步算法, 设计了一种基于 FPGA 的通用的 OFDM 同步实现结构, 引入逆 Cordic 算法实现载波同步, 以流水线的方式承载同步计算, 很好地实现了 OFDM 突发分组的捕获、符号定时和载波同步。实测结果表明, 接收系统具有较佳的同步和解调性能。

本文所讨论的基于突发分组的 OFDM 系统, 仍有许多问题有待于进一步的研究和深入。

1. 本文设计的 OFDM 实际系统, 为保证可靠性, 降低实现复杂度, 仍采用了过采样。在 IFFT/FFT 长度不变的条件下, 降低过采样倍数或不采用过采样, 等价于子载波数的增加, 可进一步提高系统的传信率。理论分析和仿真结果, 均证明了 OFDM 系统可不采用过采样; 在此条件下, 接收系统 DDC 中的数字滤波器需要较宽的低通带宽和陡峭的边缘衰减特性。802.11a 信号中共有 52 个子载波, 建议采用 64 点的 IFFT/FFT, 不失为传输速率和系统可实现性的折衷。
2. 第五章的实测结果表明, 多载波信号的峰平比对系统的性能有着较大的影响。多载波信号的峰平比问题, 已经成为研究热点。目前的研究焦点是, 以信道编码的方式降低信号的峰值平均比, 结合差错控制编码, 确保系统的可靠性^[21]。
3. 无线信道是复杂多变的。在已制定的 OFDM 传输标准中, 系统通常在信号中插入导频符号, 便于接收端的信道估计^[22]; 采用非差分调制方式, 降低发射功率。本文的分析中尚未涉及这些问题, 而这些技术对高阶调制、精确频偏估计、减少多址干扰都有重要的意义。
4. OFDM 由多个并行子载波信号组成, 便于自适应传输技术的应用。当某子载波的信道处于深度衰落时, 可以降低调制的阶数; 反之, 信道条件较好时, 可

以采用高阶调制方式，提高该子信道的利用率^[23]。自适应传输思想要求系统对信道环境有一定的认知功能，对充分发掘信道潜力有着重要意义。

5. OFDM 要成为未来的宽带接入技术，必须要与多址接入相结合，即 OFDMA 技术。当多个用户共享信道时，如何高效地进行动态子载波分配，是 OFDMA 技术需要切实研究的问题。

致谢

日月如梭，光阴似箭。研究生的学习和生活已到了尾声。在这两年多的时间里，我的项目设计和论文工作，是在我的两位导师——李建东和李维英两位教授的指导下完成的。两位老师悉心指导，言传身教，让我在理论基础和实践能力上都得到了很大的锻炼和提高。在项目开展和撰写论文的过程，两位老师始终关注，提出了很多重要的意见，帮助我顺利地完成了项目设计、调试及毕业论文等工作。在论文结束之时，我对两位老师表示深深的敬意和感谢。

实验室的内部学习和交流让我受益非浅。相互间的学习和讨论，使我开拓了思维，增长见识。感谢 101 室硬件组和软件无线电组的老师和同学们，对他们的帮助致以谢意：赵琳靖老师、吕卓博士、杨军博士、汤伟良硕士，及我的同学厉军伟、蔡锋、刘鹏、施玉松、戴振、邢成文、张亮、陈东、王玺均、征学银、闫格。

衷心感谢我的好朋友们，他们在学习及生活上给予我极大的帮助和支持。祝愿他们在毕业后的日子里工作顺利，生活愉快，他们分别是：王虹、刘昶、郝莉、朱丽亚、史琳、庞继勇、朱雅琼。

我要特别感谢我的父母亲，感谢他们对我的养育之恩。儿子多年在外求学，仍要他们牵肠挂肚。感谢他们对我选择异地工作的理解和支持。

论文的结束，也意味着我的校园生活即将结束，新的生活将马上开始。这里有太多让我值得怀念的人和事，我会怀念我的老师、同学和朋友们，怀念西安。我将以成绩回报他们，回报他们对我的关怀和期望。

参考文献

- [1] 佟学俭, 罗涛. OFDM 移动通信技术原理与应用. 北京: 人民邮电出版社, 2003.
- [2] 杨小牛, 楼才义, 徐建良. 软件无线电原理与应用. 北京: 电子工业出版社, 2001.1
- [3] 樊昌信, 张甫翊, 徐炳祥等. 通信原理(第4版). 北京: 国防工业出版社, 1998.3
- [4] T. Pollet, M. Van Bladel, and M. Moeneclaey. BER sensitivity of OFDM systems to carrier frequency offset and wiener phase noise. IEEE Trans. Commun., vol. 43, pp. 191-193, Feb./Mar./Apr. 1995.
- [5] M. Gudmundson and P. O. Anderson. Adjacent channel interference in an OFDM system. Proc. Vehicular Tech. Conf., Atlanta, GA, MAY 1996, pp.918-922.
- [6] Tufvesson F, Faulkner M, Edfors O. Time and frequency synchronization for OFDM using PN-sequence preambles. Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference, Amsterdam, The Netherlands, 1999.19(22): 2203-2207.
- [7] Byungjoon Park. A novel timing estimation method for OFDM systems . IEEE Communications Letter, 2003,7(5):239-241.
- [8] Beek J J, Sandal M, Brjesson P O. ML estimation of timing and frequency offset in OFDM systems. IEEE Trans.Signal Processing, vol.45,No.7,pp.761-766, Aug.1997.
- [9] T.M. Schmidl and D.C. Cox. Robust Frequency and Timing Synchronization for OFDM. IEEE Trans.Commun., vol.45, No.12, pp.1613-1621, Dec.1997.
- [10] H.Minn, M.Zeng, and V.K.Bhargava. On timing offset estimation for OFDM system. IEEE Commun.Lett., vol.4, No.7, pp.242-244, July 2000.
- [11] 俞鹤伟. IEEE802.11a 标准中 OFDM 系统的同步新算法. 电信技术, 2004, No.4, pp.24-28.
- [12] Tigersharc Data Sheet. Analog Devices, Inc., 2004.
- [13] Cyclone FPGA Family Data Sheet. Altera Coporation, May 2003.
- [14] AD9857 Data Sheet. Analog Devices, Inc., 2000.
- [15] AD6654 Data Sheet. Analog Devices, Inc., 2004.
- [16] 黄灵芝, 董在望. 数字音频广播接收机载波同步电路设计与实现. 电声技术, 2003, No.11: 60-63.
- [17] 刘伟, 李颖, 魏急波. 一种基于 WLAN 的 OFDM 频偏估计算法的 FPGA 实现. 电子工程师, 2004; vol.30, No.9; 21-24.
- [18] 夏宇闻. Verilog 数字系统设计教程. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2003.
- [19] John G.Proakis 著.张军力等译. Digital Communications (Fourth Edition). 北京:

电子工业出版社, 2004.

- [20] Hermann Rohling, Thomas May, Karsten bruninghaus, and Rainer Grunheid, Broad-Band OFDM Radio Transmission for Multimedia Applications. *Proceedings of the IEEE*, vol. 87, no. 10, October 1999.
- [21] James A. Davis, Jonathan Jedwab. Peak-to-Mean Power Control in OFDM, Golay Complementary Sequences, and Reed-Muller Codes. *IEEE Trans. Commun*, vol.45, No.7, Nov 1999.
- [22] Ye Li. Pilot-Symbol-Aided Channel Estimation for OFDM in Wireless Systems. *IEEE Trans. Vehicular*, vol.49, No.4, Jul 2000.
- [23] 钱学荣, 张力军. 移动衰落信道中的自适应 OFDM 调制. *南京邮电学院学报*, vol.23, No.3, Sep 2003.
- [24] Moose P. H. A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction. *IEEE Trans. Commun.*, 1994, 42(10): 2908-2914.
- [25] L.J.Cimini. Analysis and Simulation of a Digital Mobile Channel Using Orthogonal Frequency Division Multiplexing. *IEEE Trans. Communication*, vol.33, No.7, July 1985.

硕士期间所发论文

- [1] 傅健新, 李维英, 厉军伟. 基于突发分组传输的 OFDM 同步算法研究. 《电子科技》, 已录用, 拟于 2006 年第 3 期.
- [2] 傅健新, 李维英, 厉军伟. 突发分组传输中的 OFDM 同步改进算法. 2006 年西安电子科技大学研究生学术年会.
- [3] 厉军伟, 李维英, 傅健新. COFDM 信号峰平比改善及系统实现. 《西安电子科技大学学报》, 已录用, 拟于 2006 年第 6 期

附录图 OFDM 系统硬件电路板

