

摘要

DVB-T (Digital Video Broadcasting-Terrestrial) 是目前国际认可的数字电视地面广播标准之一, 也是应用最广泛的地面电视广播标准。它采用了编码的正交频分复用技术, 频带利用率高, 对于多径衰落、脉冲噪声具有很强的抗干扰能力, 可以很好的克服无线传输信道传输带来的影响。

本文主要研究了 DVB-T 系统同步的设计与实现。主要内容包括:

(1) 简单介绍了无线信道的传输特性和 OFDM 技术的基本原理, 对现有的 OFDM 同步技术进行了总结, 重点介绍了两种算法: 基于循环前缀的最大似然算法和基于训练序列的同步算法, 并对算法进行了 MATLAB 仿真分析。

(2) 从 DVB-T 标准开始, 结合系统传输的帧结构特点, 分析了系统的传输模型, 在此基础上对各部分同步的算法和实现进行了 MATLAB 仿真和分析。

(3) 给出接收系统同步的具体流程和实现框图, 确定了各个模块的实现结构, 重点介绍符号粗同步模块的实现过程以及小数倍载波频偏估计模块中幅角计算的 CORDIC 算法的实现过程, 并编写 Verilog 代码, 在 Quartus 下对这两个模块的功能实现进行了仿真。

关键字: DVB-T OFDM 同步 CORDIC

ABSTRACT

Digital Video Broadcasting-Terrestrial(DVB-T)has been one of the accepted standards for terrestrial transmission and has been the most popular standards in the world. It adopts Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing(COFDM) as the modulation technique, not only have the superior frequency efficiency, but also have a good capability in confronting the multipath fading and impulse noise.These make it will be good at transmitting through the wireless channel.

This dissertation focuses on the synchronization design and implementation for DVB-T. The main contribution of this dissertation can be concluded as following:

Firstly, this dissertation gives a brief introduction about the characteristics of the terrestrial wireless channel and the basic principles of OFDM technology, summarized the existing synchronization technology, highlighting two algorithms: the maximum likelihood algorithm based on the cyclic prefix and the synchronization algorithm based on the training sequence, followed by the computer simulation and the performance analysis.

Secondly, from the beginning of DVB-T standard, combined with the frame structure of the transmission system characteristics of the transmission system model, on this basis, simulates and analyses the algorithms and realization with MATLAB.

Finally, the process and the achievement structure of the receiving system synchronization are presented, determined the realization structure of each module, focusing on rough symbol synchronization process module as well as CORDIC angle calculation algorithm process which is in the fraction carrier frequency offset estimation module, at last, wirtes the verilog code and completed the module simulation under the Quartus.

Key Words: DVB-T OFDM Synchronization CORDIC

创新性声明

秉承学校严谨的学风和优良的科学道德，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：

陶建武

日期：

2009.3.12

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。本人保证毕业离校后，发表论文和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、缩印或其它复印手段保存论文。同时本人保证，毕业后结合学位论文研究课题再撰写的文章一律署名单位为西安电子科技大学。（保密的论文在解密后遵循此规定）

本人签名：

陶建武

日期

2009.3.12

导师签名：

李颖

日期

2009.3.12

第一章 绪论

数字电视是指从节目的拍摄、制作、存储、压缩、传输、解压缩、终端显示都是数字化的新一代电视技术。按信号的传输方式可以分为：卫星广播、有线广播和地面无线广播三种数字电视。其中卫星广播主要解决大面积的覆盖问题；有线广播主要解决信息入户的问题；地面广播不但需要支持固定接收，还需要解决便携以及移动接收的问题，这是当今信息社会对数字电视地面广播提出的必然要求。数字电视节目具有便于存储、可提供优质的电视图像、更多的视频服务、比传统的模拟电视具有更强抗干扰能力等很多优点。

作为数字电视广播传输的重要方式之一，数字电视地面传输正受到越来越多的关注。由于地面无线传输信道的传输特性比较复杂，传输过程中可能会受到强烈的噪声干扰，而且信道可能会存在多径衰落，所以地面数字电视接收系统的设计难度比较大。只有采用适当的数字调制技术，才能在有限的 6 到 8MHz 带宽的模拟电视信道内传输高速的数据流。

数字电视地面广播传输技术是伴随着数字通信技术、数字信号处理技术、微电子技术的发展而兴起的一种现代广播通信技术。它作为通信技术的一个非常重要的分支，在最近十多年的时间里得到了长足的发展，这些技术不但代表了目前广播通信技术最新的研究成果，而且也体现着一个国家科技技术的综合水平。

1.1 数字电视技术标准的发展概况

世界各国对数字电视地面广播已经进行了长期的研究，目前比较成熟的数字电视传输标准有欧洲的 DVB 系列标准、美国的 ATSC 标准以及日本的 ISDB 标准。

(1) 欧洲的 DVB^[1] (Digital Video Broadcasting) 系列。作为世界上应用最广泛、技术最成熟的数字电视标准，欧洲数字电视标准在 1997-1998 年由 ETSI 制定并不断完善和提高，它涵盖了数字电视的各种传输方式，包括地面传输标准 (DVB-T)、有线传输标准 (DVB-C) 以及卫星传输标准 (DVB-S) 三个系列。其中，地面标准采用基于 COFDM 的多载波调制方式，同时支持固定和移动接收，而且支持单频网。有线和卫星标准采用单载波调制方式。由于近年来通信技术的发展，ESTI 又提出了所谓的增强的 DVB 技术 (手持数字视频广播 DVB-H)，以及第二代卫星数字视频广播标准 (DVB-S2)。DVB 标准正在被越来越多的国家所采用。

(2) 美国的 ATSC (Advanced Television System Committee)。此标准采用了传统成熟的单载波技术，采用了 TCM-8VSB 调制方式，只支持固定接收。相对于欧洲标准，ATSC 地面传输方案提高了频谱效率，在相同的高斯噪声下可以获得更高的数据率，但是在抗多径衰落方面明显不足。目前有美国、加拿大和墨西哥等国家

采用这一标准。

(3) 日本的 ISDB-T (Integrated Services Digital Broadcasting - terrestrial) 标准。此标准可用于数字视频、音频和数据地面广播,采用的调制方式是基于 BTS-OFDM 的多载波调制方式,与 DVB 有很多相同之处,可以说是 DVB-T 系统的衍生系统。不同之处在于:它将频带分为相等宽度的子频带,各个子频带可以采用不同的载波调制方案和内码编码码率,不同的数据段有自己的误码保护方案以满足不同的业务需求。该方案抗多径传输的能力比较强,目前日本国内采用这一标准进行数字电视广播。

上面三种传输标准使用相似的信源编码和不同的信道编码调制方案,传输参数比较如表 1.1 所示:

表 1.1 三种标准的传输参数比较

	欧洲 DVB-T 标准	日本 ISDBT 标准	美国 ATSC 标准
传输方案	OFDM	分段 OFDM	8VSB
载波数	2K/8K	2K/4K/8K	单载波
复用方式	MPEG-2		
信道外码	RS 码(204. 188. T=8)	RS 码(207. 188. T=8)	RS 码 (207. 187. T=10)
信道内码	卷积码(码率 1/2, 2/3, 3/4, 5/6, 7/8)		TCM(码率 2/3)
调制技术	QPSK/16QAM/64QAM		8VSB
总码率	4. 98M-31. 67Mbps	3. 68-23. 42Mbps	19-28Mbps
接收门限	C/N \geq 19dB		C/N \geq 15dB

我国的数字电视研究起步相对较晚,上世纪 80 年代末,我国才开展了对数字电视的跟踪研究,国家“八五”、“九五”有关数字电视技术科技攻关项目都取得了重大成果。1999 年又进一步研制开发了不同制式的高清晰度电视的试验播出系统,并在国庆 50 周年的庆典中,成功地进行了高清晰度电视的转播试验。这些工作对于推动我国数字电视技术的研究应用和数字电视标准的制定,促进我国广播电视事业和信息产业的发展打下了良好的基础。迄今为止,我国的数字电视技术已经取得了重大进展。

2006 年 8 月 31 日,国家标准委颁布了我国数字电视地面传输标准《数字电视地面广播传输帧结构、信道编码和调制》^[2]。该标准是我国自主指定的技术标准,融合了上海交大、清华大学等多家单位自主技术。该标准支持标准清晰度电视、高清晰度电视和多媒体数据广播等多种业务,满足大范围固定覆盖和移动接收的需要,而且基于该标准的系统性能好、频谱利用率高、可扩展性强。该标准的颁

布标志着地面数字电视的产业化正式启动，我国的广播电视进入全面数字化阶段。

1.2 论文选题

现有的数字电视地面传输标准，各有自己优缺点^{[3][4][5]}。欧洲的传输方案是应用最广泛的数字电视传输标准，相对于单载波系统来说，它采用的多载波正交频分复用技术具有比较好的抗多径传输的能力，对于地面传输信道的的影响具有更强的抵抗能力，并且容易组建单频网络、实现移动接收，适用于不同的应用场合，具有比较广阔的发展前景。

系统同步^[6]是能否实现正常通信的一个重要问题，而对于多载波系统来说，系统同步的影响更加严重，而且也是系统实现的重点和难点之一。对于基于 OFDM 技术的 DVB-T 系统来说，同步技术的研究也就有重大的理论和实际价值。

1.3 本文的主要工作及结构

本文主要对 OFDM 系统同步进行了分析，然后结合 DVB-T 系统的帧结构，对其系统同步的实现进行了分析和设计，主要工作包括：

第二章首先介绍地面传输信道特性及多径时延和多普勒频移对传输信号的影响，然后给出了 OFDM 系统的具体实现，建立了利用 IFFT/FFT 实现的 OFDM 系统模型，对循环前缀的作用进行了说明，最后讨论了 OFDM 系统的特点以及关键技术。

第三章介绍并分析了 OFDM 系统同步的相关关键问题，包括符号定时同步、载波频率同步、采样钟同步，并分析了各个同步误差对系统性能的影响，介绍了 OFDM 同步的两种算法：基于循环前缀的最大似然算法和基于训练序列的同步算法，并对其进行了仿真分析。

第四章从 DVB-T 标准开始，结合系统传输的帧结构特点，分析了系统的传输模型，在此基础上对各部分同步的算法和实现进行了 MATLAB 仿真和分析。

第五章给出接收系统同步的具体流程和实现框图，重点介绍符号粗同步模块的实现过程以及小数倍载波频偏估计模块中幅角计算的 CORDIC 算法的实现过程，并编写 Verilog 代码，在 Quartus 下进行了功能仿真。

第二章 无线信道传输的基本特征及 OFDM 基本原理

DVB-T 面临的无线传播环境非常复杂,而且 DVB-T 采用的 COFDM 调制与单载波调制技术有本质的区别。本章首先介绍地面广播信道的特性,分析多径时延扩展和多普勒频移的影响;随后介绍 OFDM 技术的基本原理,给出基于 FFT/IFFT 实现的 OFDM 系统的传输模型,最后分析了 OFDM 系统的特点和关键技术。

2.1 地面无线信道传输的基本特征

地面广播是一种无线通信方式,以电波为媒介传输数字电视信号,如果在理想的无线信道^{[7][8]}中传输,接收信号将只包含直射波,则用它可以理想的重构发射信号。但是,在实际的无线传输信道中,接收信号包含了直射波、反射波、折射波、散射波以及它们的合成波,这相当于信号在无线信道传输的过程中引入了噪声,导致信号幅度衰减或者相位发生旋转。概括起来,无线信道对于信号的影响可以分为三种:

- 1) 自由空间的传播损耗:主要是距离和频率的函数。
- 2) 阴影衰落:是由于传播环境的地形起伏、建筑物或者其他障碍物对电波的阻塞和屏蔽作用而引起的衰落。
- 3) 多径衰落^[9]:由于电波在空间传播的过程中会存在反射、散射、绕射、衍射等影响,所以信号可能会经过多条路径到达接收端,然而每个路径到达的信号,在时延、衰落和相位上面可能都不相同,这就可能造成在接收端信号同相增强、异相减小的现象,引起衰落。

上述三种衰落对信号的影响各不相同:前两种衰落属于大尺度衰落,主要影响无线信号传输的距离,可通过合理的天线布局设计消除其不利影响;后一种衰落属于小尺度衰落,会造成无线信道在极短的时间内呈现快速剧烈的随机性起伏,从而严重影响信号传输质量,并且不能通过简单的手段消除。无线信道中信号的传播特性如图 2.1 所示:

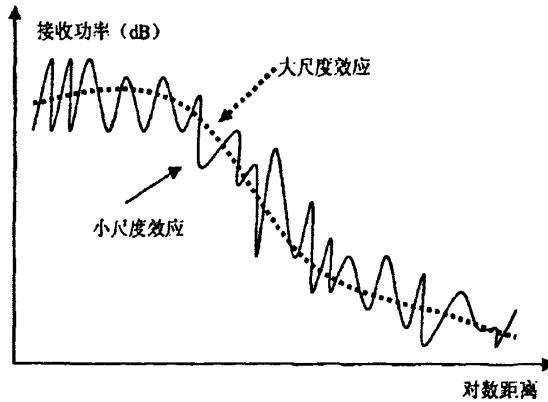


图 2.1 无线信道中信号传播特性

2.1.1 大尺度衰落

大尺度衰落是指电波在自由空间内的传输损耗，主要是由传输距离引起。在数字通信中，Okumura 模型是使用较为广泛的大尺度衰落模型，而 Hata 模型是根据 Okumura 曲线图所做的经验公式，频率范围从 150MHz 到 1500MHz，适用于地面广播系统。

2.1.2 小尺度衰落

在多径信道中，即使接收机和发射机的相对位置发生了 $1/2$ 载波波长的位移，也会引起短时间内接收信号幅度的剧烈变化，这称之为小尺度衰落。具体表现为在小距离或短时间内接收信号强度的剧烈变化、多普勒效应引起的载波频率弥散或者多径时延扩展引起的频率选择性衰落。

研究大尺度衰落有利于分析信道的可用性、选择载波频率及网络规划和切换；研究小尺度衰落则有利于对于传输技术的选择和数字接收机的设计。本文讨论是地面数字电视同步方面的问题，重点考虑小尺度衰落。

2.1.3 多径时延扩展与频率选择性衰落

在无线传播环境中，如图 2.2 所示信道多径传播示意图，发送信号到达接收机的路径不止一条，而是通过多条直射、反射等路径在接收机叠加合成接收信号。不同相位的信号相互叠加，会使接收信号的幅度发生剧烈变化，从而产生衰落，称之为多径衰落。

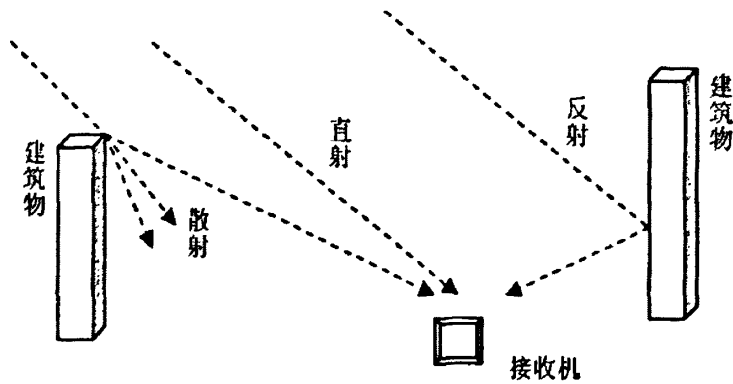


图 2.2 多径传播示意图

假设发送信号为一理想脉冲信号, 即

$$S(t) = \delta(t) \quad (2-1)$$

经过多条路径传输之后, 不考虑加性噪声的影响, 则在接收端得到的信号为:

$$r(t) = \sum_{i=0}^{L-1} \rho_i \delta(t - \tau_i) \quad (2-2)$$

其中 ρ_i 表示第 i 条路径的衰减因子, τ_i 表示第 i 条路径的时延, L 表示多径的数目。由式(2-2), 单一脉冲经过信道传输后, 可通过不同的路径以不同的衰落和时延到达接收端, 如图 2.3 所示。

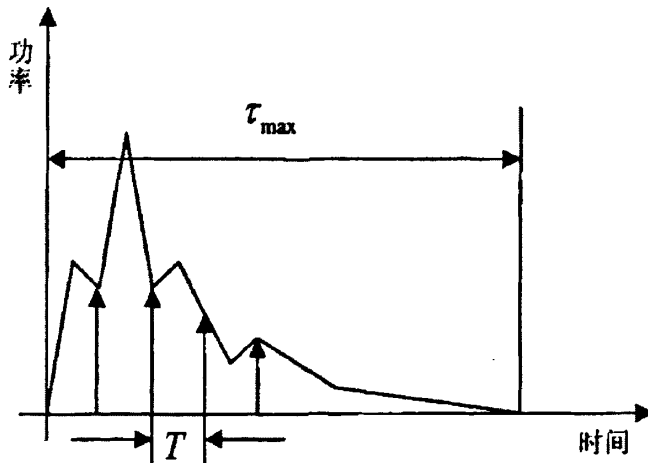


图 2.3 多径时延扩展示意图

这种由于多径传播引起的接收信号脉冲宽度扩展的现象称为时延扩展, 其中 τ_{\max} 定义为最大时延扩展。从时域上看, 时延扩展会使接收信号中一个符号的波形会扩展到其他符号中去, 造成符号间干扰。在频域上, 不同时延的信号叠加表现为频率选择性衰落(针对不同频率成份的信号, 无线信道呈现不同的随机响应)。

2.1.4 多普勒频移与时间选择性衰落

多普勒频移由接收机和发射机之间的相对运动,或者由于传输路径中物体运动引起,是频域上表征信道时变特性的重要参数。

与多普勒频移相关的是信道相干时间 T_c 。相干时间是信道冲激响应维持不变的时间间隔的统计平均,在此间隔内到达的两个信号之间具有很强的幅度相关性。通常在工程应用中,相干时间可表示成最大多普勒频移的倒数,即

$$T_c = \frac{1}{f_m} \quad (2-5)$$

最大多普勒频移 f_m 和信道相干时间 T_c 是表征时间选择性衰落的两个重要参数,一般被称为信道频率色散参数,其与信号速率共同决定传输信号所经历的是快衰落还是慢衰落。如果基带信号的符号持续时间大于 T_c ,则经过信道传输以后信号波形可能发生变化,产生时间选择性衰落,称为快衰落;反之,如果符号持续时间小于 T_c ,则可认为经历的是非时间选择性衰落,即慢衰落。 T_c 越大,信道变化越慢; T_c 越小,则信道变化越快。

2.2 OFDM 技术的基本原理及其关键技术

由上面的描述可以知道,无线信道的主要特征就是多径传播,接收机所接收到的信号是通过许多不同的路径而到达的,这样就会引起信号的时延扩展,使得信号在接收端产生符号间干扰(ISI)。因此,在无线通信中,如何对抗多径现象一直以来都是一个非常重要的研究课题。

采用多载波传输技术^[10],将单路的高速数据流分解为多路的低速数据流,并调制到多个子载波上并行传输,每个子信道上的符号周期远大于原符号周期,则多径时延扩展所带来的 ISI 将会减小。OFDM 技术^{[11][12]}作为一种特殊的多载波传输技术,各子载波在时域相互正交,在频域相互重叠,频谱利用率高,在对抗多径效应上有很强的能力。

2.2.1 OFDM 基本原理

OFDM 是一种高效调制技术,基本思想是把高速的数据流通过串并转换分散到多个速率相对较低且相互正交的子载波上传输,使子载波上的符号速率大幅度降

低，符号持续时间大大加长，从而对时延扩展有较强的抵抗力，减小了符号间的干扰问题。OFDM 系统实现框图如图 2.4 所示：

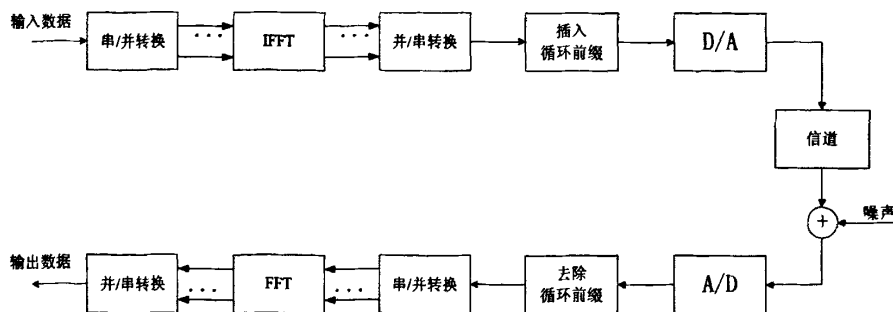


图 2.4 基于 IFFT/FFT 的 OFDM 系统实现框图

设 OFDM 符号周期为 T ，相邻载波的频率间隔为 $\Delta f = 1/T$ ，对调制在子载波上的 N 个数据做 N 点 IFFT 运算，得到的结果作为 OFDM 符号的 N 个时域样点，样点之间的间隔为 T/N 。则调制输出的 OFDM 基带信号表示式为：

$$S(t) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi \frac{kt}{T}} \quad (2-6)$$

其中 $S(t)$ 为调制后的信号， X_k 为第 k 个被调制数据， N 表示子信道个数。

对式 (2-6) 所示的 OFDM 信号，如果在符号时间 T 内以 $T_s = T/N$ 为采样间隔进行采样，就得到 N 个采样值：

$$S[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi \frac{knT}{TN}} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_k e^{j2\pi \frac{kn}{N}}, n=0, 1, \dots, N-1 \quad (2-7)$$

因此，OFDM 信号在时域上的 N 个采样值就是 N 个子载波数据的反傅里叶变换，即接收端可使用傅里叶变换实现多载波信号的解调。

2.2.2 OFDM 的关键技术

在 OFDM 符号前加入保护间隔，只要保护间隔大于信道的时延扩展，则可以完全消除符号间干扰 (ISI)。一般采用循环前缀 (CP) 作为保护间隔，即把 OFDM 符号的最后一些样点复制到 OFDM 符号的最前面，这样当信道的最大延迟时间小于循环前缀的长度时，OFDM 符号之间的干扰只发生在 CP 区间，因而在接收端通过去掉 CP 部分，可以避免由于多径效应而带来符号间的干扰。

在发送端，为了克服随机噪声和突发噪声的影响，对数据进行编码和交织处理，再进行串并转换，把一路串行数据分为 N 路并行数据，然后通过 N 点的 IFFT 变换把数据调制到 N 个相互正交的子载波上并行发送，再把 IFFT 变换后得到的 OFDM 符号的最后 L 个样点复制到 OFDM 符号的最前面作为循环前缀，最后把信

号送到前端放大器放大之后通过发射机发射出去。

而在接收端, 进行与发射端相反的处理, 首先定时估计找到 OFDM 符号的起始位置, 再去掉循环前缀部分, 做 N 个样点数据的 FFT 变换, 得到所需要的用户数据。

根据以上的分析, OFDM 系统实现的关键技术包括以下几个方面的内容:

(1) 循环前缀

循环前缀 CP (Cyclic Prefix) 是 OFDM 技术消除符号间干扰的重要手段, 其原理是把 OFDM 符号的最后 L 个样点复制到该符号的最前端做为 CP, 只要 CP 长度大于信道最大时延, 子载波之间的正交性就不会被破坏。在接收端删除 CP, 用 FFT 对子载波进行解调, 转换为串行数据后, 再解调译码恢复信号。这样做增加了系统的能量损失, CP 长度越长, 能量损失就越大。

(2) 调制解调方式

作为一种多载波调制方式, OFDM 系统的各个子载波可以根据信道状况的不同, 采用不同的调制方式, 如 BPSK、16QAM、64QAM 等, 并以频谱利用率和误码率之间的最佳平衡为原则, 通过选择一定误码率的最佳调制方式可以获得最大的频谱利用率。另外, OFDM 还可采用自适应调制和功率控制相协调的工作方式, 在信道条件好而且发射功率一定时, 采用较高的调制方式, 或者是在功率较低时采用较低的调制方式, 从而提高频谱利用率。

(3) 信道编码与交织

采用信道编码和交织是提高数字通信系统性能的常用方法。对于衰落信道中的随机错误, 可采用信道编码技术; 对于突发错误, 则可采用交织技术。通常情况下, 这两种技术同时采用, 可更好的改善系统的性能。在 OFDM 系统中, 其结构特性为在子载波间进行编码提供了机会, 形成 COFDM 方式。

(4) 同步技术

同步是实现通信系统可靠数据传输的前提, 对于 OFDM 系统来说, 同步技术是一个难点, 现有很多 OFDM 的同步算法主要是针对循环前缀和特殊的训练序列以及导频信号来实现, 其中较常用方法有: ML 算法和 ESPRIT 算法。ML 算法利用 OFDM 信号的循环前缀们可以有效地对 OFDM 信号进行频偏和时偏的联合估计; ESPRIT 算法计算精度高, 但是计算量大, 计算复杂。

OFDM 系统对定时频偏的要求小于 OFDM 间隔的 4%, 对频偏的要求大约要小

于子载波间隔的 1%-2%，系统产生的-3db 相位噪声带宽大约为子载波间隔的 0.01%-0.1%。对 OFDM 系统的同步算法，要根据具体的系统来设计和研究，利用各种算法进行联合估计。

OFDM 的同步技术包括时域同步和频域同步：

时域同步：估计 OFDM 符号的起始界，找到正确的 FFT 窗口位置以便进行无 ISI、无 ICI 符号解调或者使 ISI/ICI 最小化。在相关系统中，一般采用信道估计的方法来衡量定时估计，并从中获取含有时偏的信息，从而完成对时间偏移的估计和修正。在 OFDM 系统中，高速数据流经过串并转换后，符号的周期延长，速率降低，所以系统对于时间的偏差不敏感，发送子载波的正交性不受时间偏差的影响，时域同步比较容易实现。

频域同步：频域同步的目的是要保持子载波的正交性。OFDM 系统对于频偏是很敏感的，它不但会破坏子载波间的正交性，而且会产生载波间干扰，所以在 FFT 之前，必须要估计出频偏并对其校正。在实际的处理过程中，通常将频偏分为整数倍频偏和小数倍频偏两部分，可以根据它们的不同特点，采用分级同步的方法进行估计和补偿。

(5) PAR 问题

OFDM 信号是由一系列的子信道信号重叠起来的，容易造成较大的 PAR，从而造成较大的频谱扩展和带内失真，须采用一定技术减小 PAR 的影响，通常采用的技术有：

信号失真技术：采用峰值删除技术、峰值窗口去除技术、修剪技术使峰值振幅值简单地线性去除。

编码技术：采用专门的前向纠错码技术会去除产生较大 PAR 的 OFDM 符号。

扰码技术：采用扰码技术，使生成的 OFDM 互相关性尽量为 0，减小 PAR。典型的有：部分传输序列（PTS）和选择映射（SLM）。

2.3 OFDM 技术的优点与不足

2.3.1 OFDM 技术的优点

OFDM 是一种多载波技术，它采用正交的子载波来传输数据，使用离散傅里叶变换来实现信号的调制与解调。其良好的性能使得它在很多领域得到了广泛的应用，越来越得到人们的广泛关注，其原因在于 OFDM 系统存在如下的主要优点：

对抗频率选择性衰落或窄带干扰，并通过将各个子信道联合编码，产生子信道间的频率分集作用，从而使系统的整体性能得以提高。在单载波系统中，单个衰落或干扰能够导致整个通信链路失败，但是在多载波系统中，仅仅有很小一部分载波会受到干扰，而且可以对这些子信道可采用纠错码来进行纠错。

频谱利用率高：OFDM 系统使用正交的子载波作为子信道，极大地提高了频谱利用率，而且当子载波的数量越多，其利用率越高。

把高速数据流进行串并转换转化为低速数据流，并采用插入循环前缀的方法，消除了 ISI 造成的不利影响，甚至可以不使用均衡器，减小了接收机内均衡的复杂程度。

OFDM 系统可通过调整子信道数量来实现上、下行链路中不同的传输速率。

易于和其他多种接入方式结合。OFDM 易于与空时编码、智能天线、干扰抑制等技术结合，最大限度的提高物理层信息传输的可靠性。

2.3.2 OFDM 技术的不足

由于 OFDM 系统内存在有多个正交子载波，其输出信号是多个子信道信号的叠加，所以与单载波系统相比，存在以下的缺点：

(1) 较高的峰值平均功率比 (PAR: Peak to Average Power Ratio): 由于多载波系统输出的是多个子信道信号的叠加，如果多个信号的相位一致，则得到的叠加信号的功率就会远大于信号的平均功率，导致出现较大的 PAR。如果接收机内的放大器不能满足信号的变化，则会带来信号畸变，使叠加的信号频谱发生变化，从而导致各子信道间的正交性遭到破坏，相互干扰，破坏系统性能。

(2) 对频率偏差和相位噪声影响很敏感：由于子信道的频谱相互重叠，所以对于它们之间的正交性提出了严格的限制。接收机本地振荡器和发射机载波频率之间的偏差，或者是多普勒频移的影响，都会破坏各子载波之间的正交性，仅 1% 的频偏就能使信噪比下降 30db。

2.4 本章小结

本章首先介绍了地面无线广播信道的基本特征，包括多径时延扩展与频率选择性衰落、多普勒频移与时间选择性衰落。随后介绍了 OFDM 技术的基本原理及其关键技术，包括利用 IFFT/FFT 实现 OFDM 的系统框图和实现原理、以及 OFDM 系统实现的关键技术，包括循环前缀、调制解调方式、同步技术、PAR 问题等，最后简单介绍了 OFDM 系统的优缺点。

与一般的多载波传输技术相比，OFDM 技术允许各个子载波之间频谱部分重叠，只要满足子载波之间相互正交的原则，就可以从混叠的子载波上分离出数据信息，使得频谱利用率大大提高。对于频率选择性衰落信道，通过在子载波上使用纠错编码技术获得频率分集。

由于上述优点，很多无线高速数据通信标准中都使用了 OFDM 技术^{[13][14]}，如欧洲的数字音频广播（DAB）、数字视频广播（DVB）、WIMAX、LTE 等。

第三章 OFDM 同步技术

通信系统中,同步问题直接关系到双方能否正常通信。对于 OFDM 系统来说,同步的要求更高,实现也更复杂。OFDM 信号是以符号的形式处理的,接收端首先必须进行时间同步来确定 OFDM 符号的起始位置,保证 FFT 解调能够找到正确的开始位置。其次,通信的双方可能会由于本地载波振荡器不稳定而发生频率偏移,或者由于多普勒效应导致双方频率偏差,会破坏 OFDM 子载波之间的正交性,导致子载波之间相互干扰,降低系统的性能。与单载波系统相比,OFDM 符号包含循环前缀,符号周期长,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^{[15][16]}。

3.1 OFDM 系统同步的基本原理

OFDM 系统中的同步包括符号同步、载波同步、样值定时同步和样值频率同步,如图 3.1 所示,其中,符号同步和样值定时同步只引起接受符号相位的旋转,而载波同步和样值频率同步则会破坏子载波之间的正交性,给系统带来信噪比的损失。所以在 OFDM 系统中,载波同步和样值频率同步是同步问题的关键。

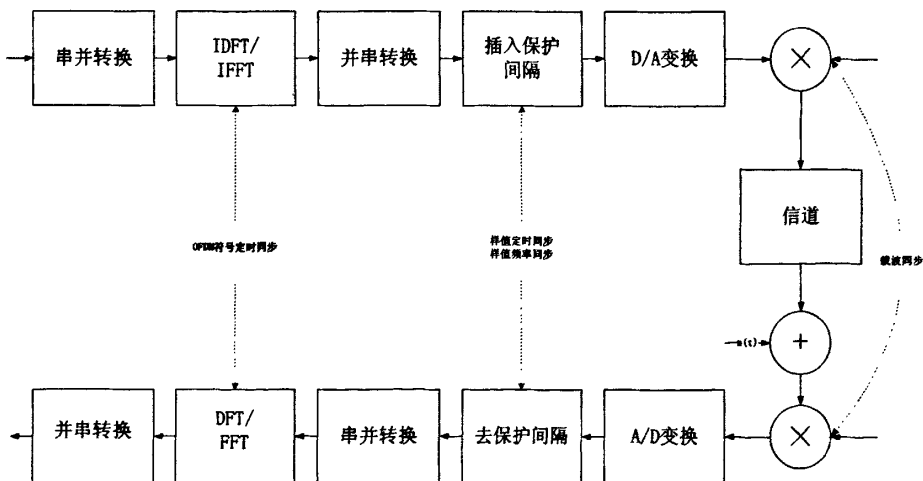


图 3.1 OFDM 系统中的同步

OFDM 的同步过程可以分为捕获和跟踪两个阶段。同步捕获是指建立同步,尽快地进行偏差变量估计,在比较宽的范围内捕获到参数,又要使补偿后各偏差变量的偏差限定在一个非常小的范围内。跟踪阶段是指维持同步,能够锁定并执行跟踪任务,针对各偏差随机部分所引起的抖动,需要对它们随时进行调整,获得更高精度的同步。

同步的实现步骤一般分为：粗同步、细同步。粗同步实现的是把较大的初始偏差减小到较小的范围，而不需要实现完全精确的同步；而细同步是要把各偏差的剩余误差进一步的减小。

3.2 同步误差对 OFDM 系统的影响

3.2.1 定时偏差

OFDM 定时同步需要解决的问题是确定每个 OFDM 符号的起点,以便确定 FFT 窗口的位置。OFDM 系统采用循环前缀结构,将每个符号的最后 L 个采样点复制到该符号的最前端,因此对于定时误差不敏感。在时偏不引起码间干扰的情况下,定时偏差的影响相当于各子载波信号星座图上的相位旋转。

假设接收端完成了载波频率同步与采样频率同步,符号定时偏差为 θ (采样间隔归一化),则 FFT 窗口中含有第 i 个符号的 $N-\theta$ 个样点和第 $i+1$ 个符号的 θ 个样点。在接收端,FFT 变换之后的数据为:

$$\begin{aligned} Y_{i,k} &= \left(\sum_{n=0}^{N-\theta-1} r_{i,n+\theta} + \sum_{n=0}^{\theta-1} r_{i+1,n} \right) e^{-j2\pi nk/N} + W_k \\ &= \sum_{n=0}^{\theta-1} (r_{i+1,n} - r_{i,n}) e^{-j2\pi nk/N} + \sum_{n=0}^{N-1} r_{i,n} e^{-j2\pi nk/N} e^{-j2\pi\theta k/N} + W_k \\ &= H_{i,k} X_{i,k} \bullet e^{-j2\pi\theta k/N} + I_k + W_k \end{aligned} \quad (3-1)$$

其中 $I_k = \sum_{n=0}^{N-1} r_{i,n} e^{-j2\pi nk/N} e^{-j2\pi\theta k/N}$; W_k 功率谱密度为 N_0 的复高斯白噪声。

从上式可以看出,定时误差 θ 使接收信号的相位旋转了 $2\pi\theta k/N$,同时引入了符号间干扰。

3.2.2 载波频率偏差

在单载波系统中,载波频率偏差只会对接收信号造成一定的衰减和相位旋转,可通过均衡技术来消除。但对于多载波系统来说,载波频率偏差会导致子信道间产生干扰。

在 OFDM 系统中,若载波的频率频率偏差是子载波间隔的整数倍(整数倍频偏),则子载波之间仍可保持正交性,但会使频率采样值发生偏移,导致系统不能

正常工作。如果载波频偏不是子载波间隔的整数倍，将会破坏子载波之间的正交性，导致子信道间的干扰，严重影响系统的性能。理论分析表明，当恢复得到的载波与发射机载波频率的偏差在子载波间隔 1%以内时，载波偏差对系统的影响可忽略。

假设 OFDM 系统中，第 i 个符号周期内输入的原始数据符号序列为 $\{a_{0,i}, a_{1,i}, \dots, a_{N-1,i}\}$ ，经过 IDFT 变换之后为：

$$b_{k,i} = \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} a_{l,i} \exp\left(\frac{j2\pi kl}{N}\right) \quad (3-2)$$

OFDM 发射机的输出信号为：

$$x(t) = \exp(j2\pi f_c t) \sum_{k=0}^{N-1} b_{k,i} p\left(t - \frac{kT}{N}\right) \quad (3-3)$$

其中 f_c 为载波频率， $p(t)$ 为发射机使用的成形低通滤波器的冲击响应。假设在接收端存在 Δf_c 的频偏，则

$$y(t) = \exp(j2\pi \Delta f_c t + \theta_0) \sum_{k=0}^{N-1} b_{k,i} q\left(t - \frac{kT}{N}\right) \quad (3-4)$$

其中 $q(t)$ 为发射机低通滤波器与接收机带通滤波器相乘所得到的组合冲击响应， θ_0 是接收机本地振荡器的相位与射频载波相位之差。假设在抽样时刻 kT/N ， $q(t)$ 能够满足奈奎斯特准则，对 $y(t)$ 在 $t = kT/N$ 时刻进行抽样，得到：

$$y_{k,i} = \exp(j\theta_0) b_{k,i} \exp\left(\frac{j2\pi \Delta f_c T}{N}\right) \quad (3-5)$$

根据 DFT 公式 $z_{m,i} = \sum_{k=0}^{N-1} y_{k,i} \exp\left(-\frac{j2\pi km}{N}\right)$ ，把 $y_{k,i}$ 和 $b_{k,i}$ 代入，得到：

$$z_{m,i} = \frac{1}{N} \exp(j\theta_0) \sum_{l=0}^{N-1} a_{l,i} \sum_{k=0}^{N-1} \exp\left(\frac{j2\pi k(l-m+\Delta f_c T)}{N}\right) \quad (3-6)$$

由 $\sum_{k=0}^{N-1} a^k = \frac{1-a^N}{1-a}$ 和 $1 - \exp(j2\theta) = -j2 \sin \theta \exp(j\theta)$ ，化简上式为：

$$\begin{aligned} z_{m,i} &= \frac{1}{N} \exp(j\theta_0) \sum_{l=0}^{N-1} a_{l,i} \sum_{k=0}^{N-1} \left(\exp\left(j2\pi \left(\frac{l-m+\Delta f_c T}{N}\right)\right) \right)^k \\ &= \frac{1}{N} \exp(j\theta_0) \sum_{l=0}^{N-1} a_{l,i} \frac{1 - \exp(j2\pi(l-m+\Delta f_c T))}{1 - \exp\left(j2\pi \left(\frac{l-m+\Delta f_c T}{N}\right)\right)} \\ &= \frac{1}{N} \exp(j\theta_0) \sum_{l=0}^{N-1} a_{l,i} \frac{-j2 \sin(\pi(l-m+\Delta f_c T)) \exp(j\pi(l-m+\Delta f_c T))}{-j2 \sin \pi \left(\frac{l-m+\Delta f_c T}{N}\right) \exp\left(j\pi \left(\frac{l-m+\Delta f_c T}{N}\right)\right)} \\ &= \frac{1}{N} \exp(j\theta_0) \sum_{l=0}^{N-1} a_{l,i} \frac{\sin(\pi(l-m+\Delta f_c T))}{\sin\left(\pi \frac{l-m+\Delta f_c T}{N}\right)} \exp\left(j\pi \left(1 - \frac{1}{N}\right)(l-m+\Delta f_c T)\right) \quad (3-7) \end{aligned}$$

如果 $\Delta f_c = 0$, $z_{m,j} = \exp(j\theta_0) a_{m,j}$, ($m = 0, \dots, N-1$), 则得到的结果仅仅受是到了相位偏差因子 θ_0 的影响。如果 $\Delta f_c \neq 0$, 则会发生信道间干扰, 每个子信道的输出要取决于所有的输入数据符号, 将会对系统性能造成很大的影响。

一般在载波频偏估计中, 将频率偏移划分为两部分分别进行估计: 整数倍频偏估计和小数倍频偏估计。整数倍频偏是指频率偏差为子载波间隔整数倍的频偏部分; 小数倍频偏是指除了整数倍频偏以外, 频率偏差小于子载波间隔 $1/2$ 的频偏部分。其中, 整数部分会导致子载波位置的移动, 解调出的数据发生移位, 从而产生误码; 而分数部分则会破坏子载波之间的正交性, 产生 ICI, 严重破坏系统的性能。

3.2.3 采样时钟偏差

接收端的抽样周期需要与实际的 OFDM 样点时间间隔一致, 才能够正确的接收到 N 个样点, 恢复原先的数据。但在实际中, 由于振荡器不稳定, 采样时钟会有一定的偏差, 如果是时变的定时偏差, 将会导致接收机跟踪时变的相位变化; 如果是样值频率偏差, 则会导致 FFT 周期的偏差, 破坏子载波之间的正交性, 产生 ICI, 严重破坏接收机的接收性能。

假设发送端的采样频率为 f , $f = 1/T$, 接收端采样频率为 $f + \Delta f$, Δf 表示接收机和发射机之间的采样频偏。设发送的第 m 个 OFDM 符号的复包络为:

$$x_m(t) = \sum_{k=0}^{N-1} X_m(k) \exp(j2\pi kt / T_u) \quad (3-8)$$

其中 $X_m(k)$ 为第 m 个 OFDM 符号周期内, 第 k 个子载波上的发送信号; T_u 为有用符号周期; 在接收端, 对接收信号

$$y(t) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} x_m(t - mT_u) + n(t) \quad (3-9)$$

进行采样, 其中 $n(t)$ 为加性高斯白噪声。

假设 δ_k 为由于采样频率误差, 在接收第 n 个 OFDM 符号期间插入或者删除的

样值个数, 通常取 $\{-1, 0, 1\}$, $\delta = \sum_{k=0}^m \delta_k$ 。

令 $X_{m,k} = X_m(k) \exp\left(j2\pi \frac{k(mN + \delta)}{N} \left(\frac{f}{f + \Delta f}\right)\right)$, 则经过 FFT 解调之后的输出为:

$$Y_m(n) = X_{m,k} I_{n,n} + \sum_{k=0, k \neq n}^{N-1} X_{m,k} I_{k,n} + n_m(n) \quad (3-10)$$

$$\text{其中, } I_{k,n} = \frac{\sin\left[\pi\left(\frac{kf}{f+\Delta f} - n\right)\right]}{\sin\left[\pi\left(\frac{kf}{f+\Delta f} - n\right)/N\right]} \exp\left[j\pi\left(1 - \frac{1}{N}\right)\left(\frac{kf}{f+\Delta f} - n\right)\right]$$

则由式(3-10)可以看出 FFT 解调之后的输出 $Y_m(n)$ 包含两部分: 第一部分是发送信号的有用信息经过相位旋转和衰减之后的信息; 第二部分是由于采样定时同步偏差而造成的信道间干扰。

3.3 OFDM 系统中的同步技术

同步的方法包括: 通过能量估计的方式初步完成帧同步, 用发送的特定参考频率的方法实现载波同步等。对于 OFDM 系统来说, 同步的要求包括在极短的时间里捕获有效信号的帧头, 精确定位信号的起始位置, 同时估计出接收端和发射端的频率偏差并纠正, 把频率偏差减到最小, 除此之外, 同步还要提供自动功率控制, 信道估计和均衡所需的信息。成熟的同步方案还需要考虑同步带来的计算量, 系统的信噪比以及峰均功率比等问题。

理论上, 一个带有频偏的复数序列和其经过延时的序列进行复相关, 其结果的幅度可以帮助实现符号同步, 其相位可以到频偏的估计值。数学模型为:

$$y = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{j2\pi\Delta f_c n/N} \cdot x^*(n-N) e^{-j2\pi\Delta f_c (n-N)/N} = \sum_{n=0}^{N-1} |x(n)|^2 e^{i2\pi\Delta f_c N_g/N} \quad (3-11)$$

其中, N_g 为延时的取样点数, N 为序列长度, Δf_c 为频偏系数。由上面分析知, 根据序列相关性的相关峰值位置确定符号同步, 频偏则可以根据下式得到:

$$\Delta f_c = \frac{N}{N_g} \frac{\text{Angle}(y)}{2\pi} \quad (3-12)$$

其中 $\text{Angle}(y)$ 的取值范围为 $[-\pi, \pi]$, Δf_c 的估计范围为 $\left[-0.5 \frac{N}{N_g}, 0.5 \frac{N}{N_g}\right]$ 。

现有的 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序列的相关同步; 从是否具有导频结构来分, 有导频辅助同步法和自同步; 从实现的形式上, 可以分为利用信号自身的相关特性的同步和接收信号与本地信号相关的同步; 从同步判决量来看, 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分析, 如果定时估计的相关值可以直接用于频偏估计, 该算法就称为定时和频偏联合估计算法; 如果定时同步后的相关值不能直接用于频偏估计, 需要重新计算频偏值, 该算法就是定时和频

偏非联合估计。接下来主要介绍基于循环前缀的相关同步和基于训练序列的相关同步的算法和仿真分析。

3.3.1 基于循环前缀的最大似然估计算法^[17]

3.3.1.1 最大似然估计算法

由于 OFDM 符号具有循环前缀的结构，同步的实现可以考虑使用相隔为 N 的两个接收样本点之间的相关性。如果这两个样本点中，一个属于循环前缀部分，另一个属于循环前缀的拷贝信息部分，则两部分的相关性会比较大；如果一个属于循环前缀部分，另一个不属于其拷贝信息，两者的相关性就比较小。基于循环前缀的同步算法就是基于这个思想。实际中通常采用的是最大似然估计算法。

假设接收端接收到的信号为 $y(m)$ ：

$$y(m) = X(m) \exp[j2\pi m \Delta f / N + \theta_0] + N_n(m) \quad (3-13)$$

其中 $N_n(m)$ 为零均值高斯噪声的采样值。设 OFDM 符号的定时偏差为 θ ，忽略采样的相位偏差，将接收信号表示为：

$$y(m+\theta) = X(m+\theta) \exp[j2\pi(m+\theta)\Delta f T / N + \theta_0] + N(m+\theta) \quad (3-14)$$

其中 Δf 为载波频率间隔。频率偏差归一化为 $\varepsilon = \Delta f T$ ，连续观察 $2N+L$ 个接收的采样值，并把它们记做 $[y_1, y_2, \dots, y_{2N+L}]^T$ ，如下图所示：

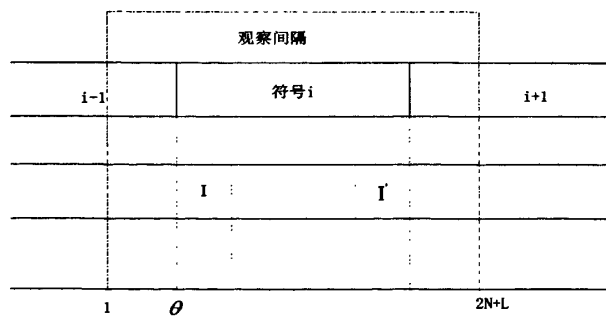


图 3.2 最大似然估计算法观察区间

从图 3.2 可知，观察区间中必然存在一个完整的 OFDM 符号，只是由于信道延迟使得其起始位置不知道。定义

$$I = \{\theta, \theta+1, \dots, \theta+N-1\}, I' = \{\theta+N, \theta+N+1, \dots, \theta+N+L-1\} \quad (3-15)$$

为相距为 N 点的 L 个采样点，则可知：

对于 $k \in I$ ，复相关的结果 $E[y^*(k)y(k+m)]$ 存在以下几种情况：

$$(1) \text{ 当 } m=0 \text{ 时, } E[y^*(k)y(k+m)] = \sigma_s^2 + \sigma_n^2$$

$$(2) \text{ 当 } m=N \text{ 时, } E[y^*(k)y(k+m)] = \sigma_s^2 e^{j2\pi\epsilon}$$

$$(3) \text{ 当 } m \text{ 为其他值时, } E[y^*(k)y(k+m)] = 0$$

其中, σ_s^2 为数据信号的平均功率, σ_n^2 为加性高斯白噪声的平均功率。在一定的 θ 和 ϵ 的情况下, $2N+L$ 个观察值的概率密度函数 $f(y|\theta, \epsilon)$ 的对数定义为关于 θ 和 ϵ 的对数似然函数。利用相关性, 对数似然函数可以写为:

$$\begin{aligned} \Lambda(\theta, \epsilon) &= \log f(y|\theta, \epsilon) \\ &= \log \left(\prod_{k \in I} f(y(k), y(k+N)) \prod_{k \in I} f(y(k)) \right) \\ &= \log \left(\prod_{k \in I} \frac{f(y(k), y(k+N))}{f(y(k))f(y(k+N))} \prod_k f(y(k)) \right) \end{aligned} \quad (3-16)$$

其中 $f(\bullet)$ 表示概率密度函数, 用于表示一维和二维分部。由于 $\prod_k f(y(k))$ 是所有 k 的乘积项, 而且 $y(k)$ 的实部虚部相互独立, 所以 $\prod_k f(y(k))$ 独立于 θ 和 ϵ , 对估计不起作用, 可以省去。而 θ 和 ϵ 的最大似然估计就是求最大化 $\Lambda(\theta, \epsilon)$ 时的 θ 和 ϵ , 所以式 (3-16) 可变为

$$\Lambda(\theta, \epsilon) = \log \left(\prod_{k \in I} \frac{f(y(k), y(k+N))}{f(y(k))f(y(k+N))} \right) \quad (3-17)$$

式 (3-17) 的分母是两个一维的复高斯分布, 分子是一个二维的复高斯分布, 利用前面所述的复相关性可以得到:

$$f(y(k)) = \frac{\exp \left\{ -\frac{|y(k)|^2}{\sigma_s^2 + \sigma_n^2} \right\}}{\pi(\sigma_s^2 + \sigma_n^2)} \quad (3-18)$$

$$f(y(k+N)) = \frac{\exp \left\{ -\frac{|y(k+N)|^2}{\sigma_s^2 + \sigma_n^2} \right\}}{\pi(\sigma_s^2 + \sigma_n^2)} \quad (3-19)$$

$$f(y(k), y(k+N)) = \frac{\exp \left\{ -\frac{|y(k)|^2 + |y(k+N)|^2 - 2\rho \operatorname{Re} \{ \exp(-j2\pi\epsilon) y^*(k)y(k+N) \}}{(\sigma_s^2 + \sigma_n^2)(1-\rho^2)} \right\}}{\pi^2 (\sigma_s^2 + \sigma_n^2)^2 (1-\rho^2)}$$

(3-20)

其中, ρ 是 $y(k)$ 和 $y(k+N)$ 相关系数的模值:

$$\rho = \frac{E[y(k)y^*(k+N)]}{\sqrt{E[|y(k)|^2]E[|y(k+N)|^2]}} = \frac{\sigma_s^2}{\sigma_s^2 + \sigma_n^2} = \frac{SNR}{SNR + 1} \quad (3-21)$$

将式 (3-18)、(3-19)、(3-20) 代入 (3-17), 进而可以化简变为:

$$\Lambda(\theta, \varepsilon) = |\gamma(\theta)| \cos(-2\pi\varepsilon + \angle\gamma(\theta)) - \rho\phi(\theta) \quad (3-22)$$

其中

$$\gamma(n) = \sum_{k=n}^{n+N-1} y^*(k)y(k+N)$$

$$\phi(n) = \frac{1}{2} \sum_{k=n}^{n+N-1} [|y(k)|^2 + |y(k+N)|^2]$$

$$\rho = \frac{E[y(k)y^*(k+N)]}{\sqrt{E[|y(k)|^2]E[|y(k+N)|^2]}} = \frac{\sigma_s^2}{\sigma_s^2 + \sigma_n^2} = \frac{SNR}{SNR + 1}$$

其中: \angle 表示复数的幅角, ρ 是相关系数的幅值。

对于载波频偏 ε 来说, 要使得式子 (3-22) 的似然函数取得最大值, 必须满足:

$$\cos(-2\pi\varepsilon + \angle\gamma(\theta)) = 1 \quad (3-23)$$

则有:

$$-2\pi\varepsilon + \angle\gamma(\theta) = 2n\pi \quad (3-24)$$

其中, n 为任意整数。

则载波频偏 ε 可以估计为:

$$\hat{\varepsilon}_{ML}(\theta) = \frac{1}{2\pi} \angle\gamma(\theta) - n \quad (3-25)$$

则式 (3-22) 可以变为:

$$\Lambda(\theta, \varepsilon) = |\gamma(\theta)| - \rho\phi(\theta) \quad (3-26)$$

所以 θ 和 ε 的联合最大似然估计为:

$$\hat{\theta}_{ML} = \arg \max_{\theta} \{ |\gamma(\theta)| - \rho\phi(\theta) \} \quad (3-27)$$

$$\hat{\varepsilon}_{ML} = \frac{1}{2\pi} \angle\gamma(\hat{\theta}_{ML}) - n \quad (3-28)$$

从最大似然估计算法推到过程我们可以得到最大似然估计算法的实现框图如图 3.3 所示:

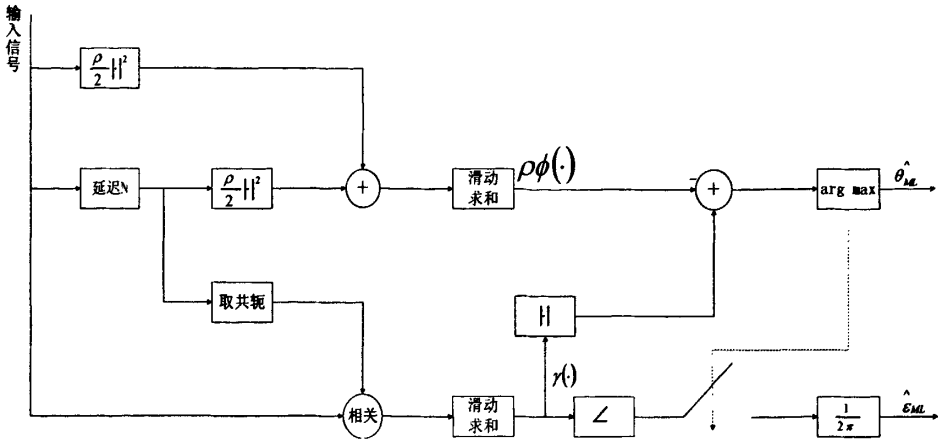


图 3.3 最大似然估计算法实现框图

从式 (3-21) 和式 (3-22) 可以看出：只有循环前缀中的样值个数^[18]和由 SNR 表示的相关系数 ρ 两个量对似然函数有影响，前者在接收端是已知的，后者由系统确定。由式 (3-22) 可知，估计得到的频偏值有无数多，且彼此相差都为整数，所以本方法不能用来估计整数倍频偏，只适用于确定小数倍频偏的估计。

3.3.1.2 算法仿真与分析

基于上面的算法介绍，可以得到如图 3.4 所示的基于循环前缀的定时和频偏估计的仿真图。

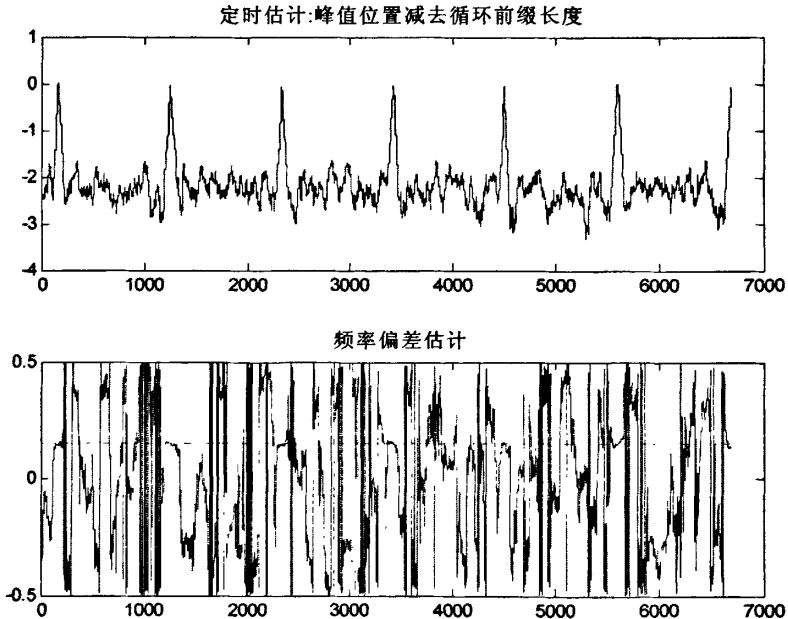


图 3.4 最大似然估计算法仿真

其中参数设置为：在高斯白噪声信道条件下，连续检测 7 个符号，OFDM 符号长度为 1024，循环前缀长度 64，信噪比为 10dB，归一化频偏值为 0.15。在图中，横坐标表示采样点数，纵坐标分别表示得到的相关值和估计得到的频偏值。上图的曲线为似然函数最大值对应的时间估计 $\hat{\theta}_{ML}$ ，其准确位置等于峰值位置减去循环前缀的长度；下图为对应得到的频偏估计曲线。从上图中可以看出，最大似然算法的定时估计曲线峰值明显，而且在峰值对应的时刻上，频偏估计曲线的取值非常接近实际的归一化频偏只 0.15，从而可以获得系统的初始同步。

如果实际的系统信噪比较大，则可以将最大似然估计算法中的 ρ 设置为 1，即可以得到最小均方误差估计 (MMSE) 的方法，其公式为：

$$\hat{\theta}_{MMSE} = \arg \max_{\theta} \{|\gamma(\theta)| - \phi(\theta)\} \quad (3-29)$$

实现框图同最大似然估计算法，取 ρ 为 1 即可。

如果假设实际系统中各符号功率基本不变，即式 (3-23) 中第二项相当于常数，则不影响估计结果，所以可以得到符号同步的最大相关估计 (MC) 算法为：

$$\hat{\theta}_{MC} = \arg \max_{\theta} \{|\gamma(\theta)|\} \quad (3-30)$$

频偏估计为

$$\hat{\varepsilon}_{MC} = \frac{1}{2\pi} \angle \gamma(\hat{\theta}_{MC}) \quad (3-31)$$

可以得到相对应的结构框图如图 3.5 所示：

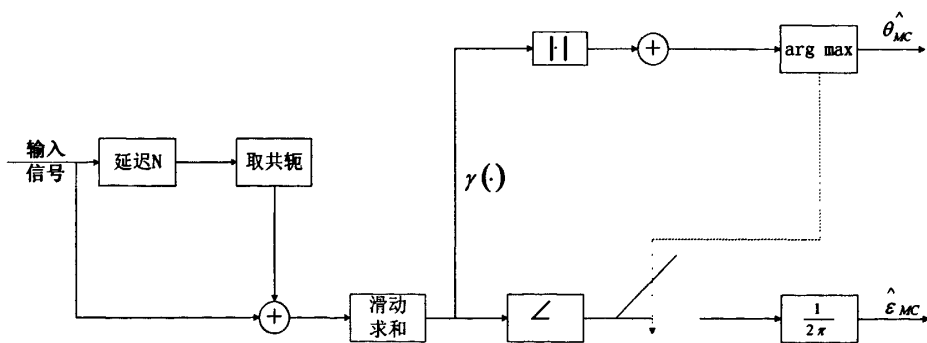


图 3.5 最大相关估计实现框图

由图 3.5 可知，最大相关估计算法的实现复杂度非常小，只需要对接收序列进行滑动求和，确定相关结果的最大位置，就可以估计出符号的起始位置。

3.3.2 基于训练序列的同步算法

基于训练序列的同步^{[19][20]}需要在 OFDM 符号帧的开始插入训练符号，主要是

由不同的 PN 序列结构来实现同步。训练序列通常置于 OFDM 符号前或者由 OFDM 符号构成的帧的前部，利用它可同时完成同步要求和信道估计的要求^[21]。Schmidl 算法^[22]是一种比较经典的 OFDM 同步算法，基本思想是：使用两个特殊的训练序列进行定时和频偏估计。其中，利用第一个训练序列经过多载波调制之后得到的训练符号所具有的前半部分样值和后半部分样值对应相等的特性进行符号定时估计和小数频偏估计，然后利用第一个训练序列和第二个训练序列之间的差分关系来得到整数倍频偏估计。

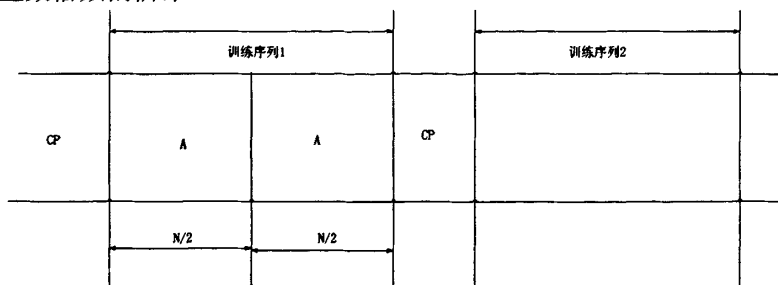


图 3.6 Schmidl 算法使用的训练序列结构

图 3.6 就是 Schmidl 算法使用的训练序列结构示意图。其中，训练符号 1 时域的前后两部分是相同的，可以用来实现定时同步，并计算小数倍频偏，训练符号 2 用来进行整数倍频偏估计。训练符号 1 的产生可以通过在偶频率上传输 PN 序列，而在奇频率上传输“0”来实现。或者是在发送端进行 $N/2$ 点的 IFFT 变换来得到 $N/2$ 个时域样点，并对其进行一次重复，即可以得到训练符号 1。对于训练序列 2，在其奇频率上传输一个 PN 序列进行信道估计，偶频率上传输一个与训练序列 1 偶频率上传输的 PN 序列具有差分关系的 PN 序列，把两个训练序列第 k 个子载波上传输的 PN 码的差分关系记做 v_k ，PN 序列的选择不会影响同步算法的性能。

3.3.2.1 定时同步

在经过信道传输、接收端下变频采样之后，训练符号 1 的前半部分样点与后半部分对应的样点除了载波频偏引起的相位差外是相同的，则前半部分样点的共轭乘以后半部分对应的样点，就可以消除信道函数的影响，使得到的结果具有近似的相位 $\phi = \pi T \Delta f$ ，其中 $T = N \Delta t$ 为 OFDM 符号的时间长度， Δt 是采样间隔， Δf 是实际的频偏。在训练符号 1 的起始处，每个成对的样值的积将具有近似相同的相位 ϕ ，它们和的幅度是个较大的值。定义

$$P(d) = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} \left[y^*(d+n) \cdot y\left(d+n+\frac{N}{2}\right) \right] \quad (3-32)$$

其中 $y(t)$ 为接收信号。则可以递推得到

$$P(d+1) = P(d) + \left[y^* \left(d + \frac{N}{2} \right) \bullet y(d+N) \right] - \left[y^* (d) \bullet y \left(d + \frac{N}{2} \right) \right] \quad (3-33)$$

其中, d 为对应于 N 样值窗口中的第一个样值的时间指示数, 这个窗口在时域内滑动, 搜索训练符号 1。假设 N 样值窗口中的第二部分的总能量为

$$R(d) = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} \left| y \left(d+n+\frac{N}{2} \right) \right|^2 \quad (3-34)$$

定义定时度量函数为

$$M(d) = \frac{|P(d)|^2}{(R(d))^2} \quad (3-35)$$

当对训练序列做相关时, $M(d)$ 将会出现峰值, 当 $M(d)$ 大于设定的门限或者取得最大值的时候, 可以获得同步, 并以峰值点为起点进行符号定时

$$\hat{d} = \arg \max_d M(d) \quad (3-36)$$

3.3.2.2 频偏估计

由于训练符号 1 前后两半的相位差为

$$\phi = \pi T \Delta f \quad (3-37)$$

可以用来估计相位差为:

$$\hat{\phi} = \text{angel} \left(P \left(\hat{d} \right) \right) \quad (3-38)$$

其中 $\text{angel} \left(P \left(\hat{d} \right) \right)$ 表示 $P \left(\hat{d} \right)$ 的幅角主值。

如果 $\left| \hat{\phi} \right|$ 的值小于 π , 则可得到频偏估计为:

$$\hat{\Delta f} = \frac{\hat{\phi}}{\pi T} \quad (3-39)$$

此时不需要利用第二个训练符号偶频率上传输的 PN 序列进行整数倍频偏的估计。否则, 实际的频偏值为:

$$\frac{\phi}{\pi T} + \frac{2z}{T} \quad (3-40)$$

其中, z 为整数。上式中的 $\frac{\phi}{\pi T}$ 可以利用式 (3-39) 来估计。然后接收端对训练符

号 1 和 2 采样以后的样点乘以 $\exp(-j2t\hat{\phi}/T)$, t 为采样点对应的时刻, 使样点数据中只存在整数倍频偏 $\frac{2z}{T}$ 。再对训练序列 1 和 2 分别做 FFT 变换, 假设得到的数据分别为 $\hat{x}_{1,k}$ 和 $\hat{x}_{2,k}$, 由于整数倍频偏的存在, FFT 解调后的数据是发送端原始数据的移位, 所以收发端的差分关系 v_k 也同样会移动 $2z$ 。定义

$$B(2z) = \frac{\left| \sum_{k \in X} \hat{x}_{1,k+2z} v_k^* \hat{x}_{2,k+2z} \right|^2}{2 \left(\sum_{k \in X} \left| \hat{x}_{2,k} \right|^2 \right)^2} \quad (3-41)$$

则整数倍的频偏估计为

$$\hat{2z} = \arg \max_{2z} [B(2z)] \quad (3-42)$$

所以系统总的频偏估计值为

$$\Delta \hat{f} = \hat{2z} + \hat{\varepsilon}_1 \quad (3-43)$$

其中, $\hat{\varepsilon}_1$ 为小数倍频偏。

从以上的分析, 可以得出 Schmidl 算法的实现框图如图 3.7 所示:

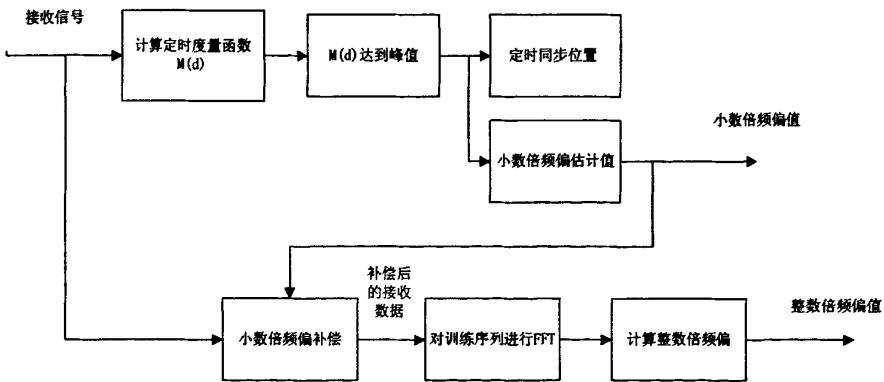


图 3.7 Schmidl 算法的实现框图

3.3.2.3 仿真分析

图 3.8 是对 Schmidl 算法在不同信噪比下相关峰值估计的仿真图。仿真参数设置为: 载波总数为 512, 循环前缀长度为 32。从图中可以看出, 在不同信噪比情况下, 峰值估计的大小有差别, 信噪比越高, 信道条件越好, 峰值越明显, 估计

越准确。该算法的相关曲线容易出现“峰值平台”，给符号定时带来困难。可以从图中看出，在理想信道下（信噪比为零），“峰值平台”的宽度等于循环前缀的长度³²。

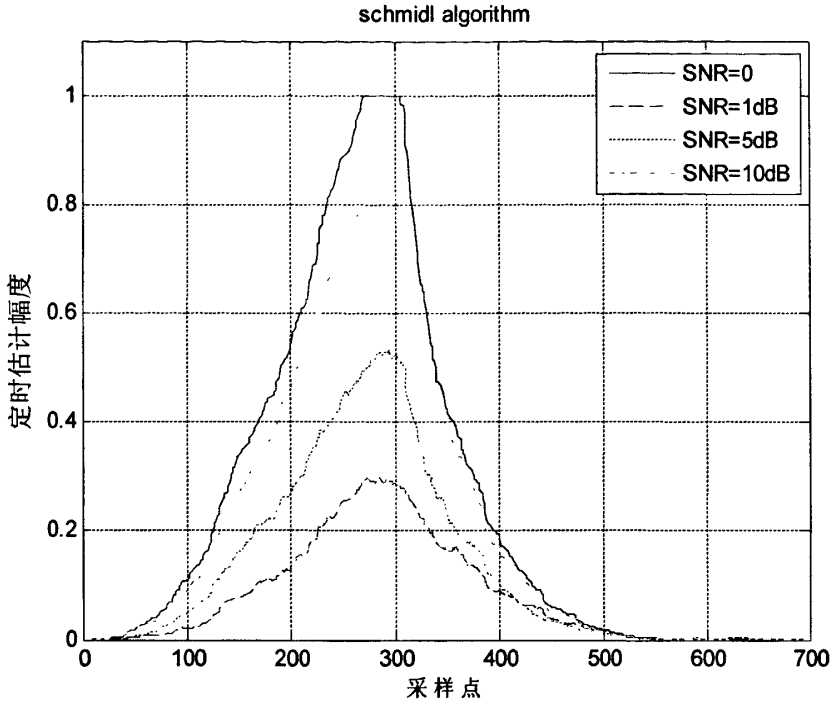


图 3.8 Schmidl 算法在不同信噪比下相关峰值估计

H.Minn 等人在 Schmidl 算法的基础上，对符号结构做了进一步的改进，在实现复杂度和同步的性能方面都有很大的改善。

3.4 本章小结

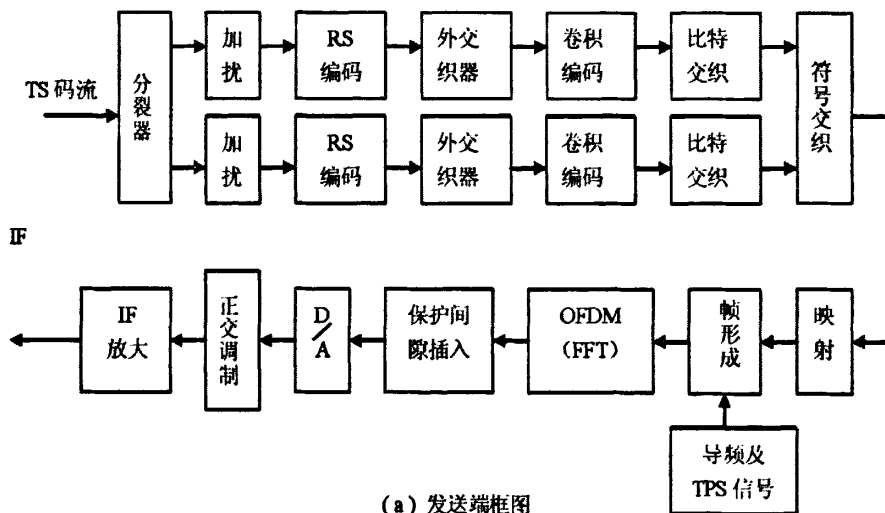
本章主要介绍 OFDM 系统的同步算法的原理，以及算法性能的仿真。首先，介绍了 OFDM 系统同步的分类，包括定时同步^[23]、载波同步^[24]、采样钟同步，以及各种同步对系统性能的影响，接下来介绍了 OFDM 系统中同步技术原理，重点介绍了基于循环前缀的最大似然估计算法及其算法仿真，随后简要介绍了最大似然估计的简化算法，最小均方误差估计和最大相关估计。最后还介绍了基于训练序列同步的原理以及 Schmidl 算法，包括定时估计和频偏估计^{[25][26]}的实现，并对其相关峰估计进行了 MATLAB 仿真和分析。

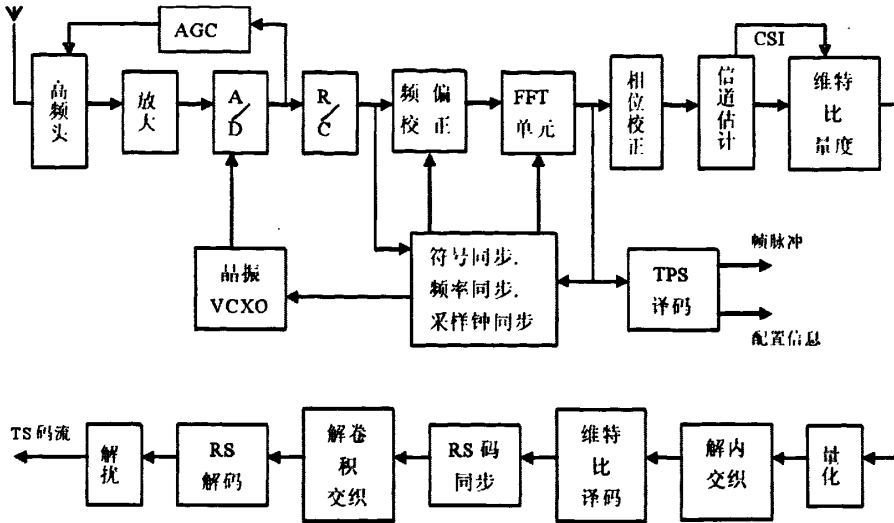
第四章 DVB-T 系统及其同步技术

数字视频广播 (DVB: Digital Video Broadcast) 的主要目标是找到某一种对所有传输媒体都适合的数字电视技术和系统, 设计原则是使系统能够灵活地传输 MPEG-2 视频、音频和其它数据信息, 使用统一地 MPEG-2 传送比特流复用, 使用统一地服务信息系统, 使用统一的加扰系统(可有不同的加密方式), 使用统一的 RS 前向纠错系统, 最终形成一个统一的数字电视标准。DVB 标准按传播途径可以分为 3 类: DVB-T (地面数字电视广播标准)、DVB-C (有线数字电视标准) 和 DVB-S (卫星广播数字电视)。

4.1 DVB-T 系统的介绍

欧洲 DVB-T 标准传输系统采用了编码的正交频分复用技术 (COFDM: Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing), 发送端和接收端的框图如图 4.1 所示:





(b) 接收端框图

图 4.1 DVB-T 系统框图

在发送端，根据高低优先级，分离器将复用器输出的码流分为两个独立的 MPEG 流，然后每路信号通过各自的扰码器、RS 编码器、外交织器、卷积编码器和比特交织器完成信道编码，再通过映射器将编码后的码流映射到信号的星座上，最后再经过频域交织、OFDM 频谱形成、IFFT、插入保护间隔完成信号的正交调制，输送到中频，再从天线发送出去。

在接收端，从天线接收下来的数据经过高频头变为中频模拟信号，放大后经 A/D 转换为数字信号。其中 A/D 采样钟受晶振 VCXO 控制，采样钟偏移由采样钟同步部分估计得到。A/D 转换后的数据一路做 AGC 检测去控制高频头的输出，一路经 R/C 变换成 FFT 所需要的复信号。

同步部分利用时域保护间隔和频域发端插入的带内一致导频，估计并跟踪确定时域 FFT 窗口位置，同时估计由于收发上下变频引起的频偏，经过频偏控制单元跟踪频偏，送到数字频偏校正单元，对数据流进行频偏校正。

经频偏校正后的数据流在 FFT 单元做 OFDM 解调。解调后的频域信号由频率同步模块和 TPS 译码模块分别得到频域符号类型和帧同步头位置，同时符号同步模块估计得到 FFT 窗位置偏差带来的线性增长的相位偏转值，频率、采样钟同步模块估计得到定时、频偏、模拟器件引起的公共相位偏转，对这两种相位进行校正。校正后的数据经过信道估计和均衡处理之后，消除多径信道的影响，然后经过维特比度量、量化，进入解码过程：解内交织、维特比译码、RS 码同步、解卷积交织、RS 译码、解扰，最后得到 TS 码流。

4.1.1 DVB-T 系统信号帧结构

DVB-T 系统的传输帧结构采用了分层帧结构，一个帧结构包括 4 个 OFDM 符号帧，一个符号帧包括 68 个 OFDM 符号。每个符号由 $K=1075$ (2K 模式) 或者 $K=6817$ (8K 模式) 个子载波组成，以 T_s 符号持续时间发射。其中符号周期包括：保护间隔 T_g 和有用数据部分 T_u ，对应 $N_s=N+N_g$ 个样点。系统提供四种可选的保护间隔时隙，分别为有用数据长度的：1/4、1/8、1/16 和 1/32。其他参数可参考表 4.1、表 4.2。

表 4.1 DVB-T 系统 2K、8K 模式下的系统参数

OFDM 参数	8K 模式	2K 模式
载波数	6817	1705
载波数 K_{min}	0	0
载波数 K_{max}	6816	1704
有用符号期	896 μ s	224 μ s
载波间隔 $1/T_u$	1,116Hz	4,464Hz
信道带宽	7.61MHz	7.61MHz

表 4.2 符号周期和保护间隔有关参数

模 式	8 K 模式				2 K 模式			
	1/4	1/8	1/16	1/32	1/4	1/8	1/16	1/32
保护时隙 Δ / T_u								
有用符号期 T_u	8192*T 896uS				2048*T 224uS			
保护时隙 Δ	2048*T 224uS	1024*T 112uS	512*T 56uS	256*T 28uS	512*T 56uS	256*T 28uS	128*T 14uS	64*T 7uS
符号期 $T_s = T_u + \Delta$	10240T 1120uS	9216*T 1008uS	8704*T 952uS	8448*T 924uS	2560*T 280uS	2304*T 252uS	2176*T 238uS	2112*T 231uS

发送端的 OFDM 信号为:

$$S(t) = \text{Re} \left\{ e^{j2\pi f_c t} \cdot \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{l=0}^{67} \sum_{k=k_{\min}}^{k_{\max}} c_{m,l,k} \cdot \Psi_{m,l,k}(t) \right\} \quad (4-1)$$

其中

$$\Psi_{m,l,k}(t) = \begin{cases} e^{j2\pi k'(t - T_g - lT_s - 68mT_s)} & (l + 68m) \cdot T_s \leq t \leq (l + 68m + 1) \cdot T_s \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (4-2)$$

k 为载波数, k' 为中心载波 f_c 位置对应的相随子载波编号, l 为符号数, m 为传输帧数, T_s 为发送的符号周期, T_u 为有用符号周期, T_g 为保护周期, f_c 为射频中心频率, $c_{m,l,k}$ 为第 m 帧的 l 符号的第 k 个子载波的复数调制值。

由式(4-1)可以得到系统发送信号的复基带等效信号为:

$$x(t) = \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{l=0}^{67} \sum_{k=k_{\min}}^{k_{\max}} c_{m,l,k} \cdot \Psi_{m,l,k}(t) \quad (4-3)$$

系统中除了数据单元以外, 还包括导频和传输参数信令 (TPS) 单元。导频分为连续导频和离散导频, 可辅助系统进行同步和信道估计。DVB-T 传输的每一帧信号中都包含一个完整的 TPS 参数, 共 68 比特, 编号从 0 到 67。TPS 用于传递传输方案的信息参量, 包括: 调制模式、高层信息、保护间隔、传输模式等信息。

4.1.2 DVB-T 系统中的导频结构

在传输的 DVB-T 信号中, 包含离散导频和连续导频, 它们的调制信息和位置是已知的, 导频上调制的信息来源于伪随机序列 (PRBS: Pseudo Random Binary Sequence), 并且是在提升的功率电平上发射的。

4.1.2.1 PRBS 序列发生器

PRBS 序列发生器的结构如图 4.2 所示, 其生成多项式为 $x^{11} + x^2 + 1$ 。PRBS 序列是一串 0、1 序列 w_{k_c} , 在每个符号初始化一次, 从第一个有效子载波开始, 每一个有效子载波对应一位随机序列。

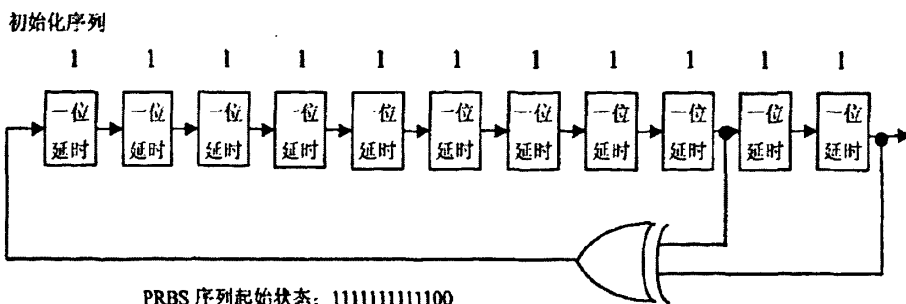


图 4.2 PRBS 序列发生器

4.1.2.2 离散导频

协议中规定的离散导频的调制公式为：

$$\begin{cases} \text{Re}\{c, l, k_{sc}\} = \frac{4}{3} \times 2 \times \left(\frac{1}{2} - w_{k_{sc}}\right) \\ \text{Im}\{c, l, k_{sc}\} = 0 \end{cases} \quad (4-4)$$

其中 c 表示帧号， l 表示 OFDM 符号， k_{sc} 表示离散导频对应的子载波编号。 k_{sc} 可以用下面的结合表示：

$$k_{sc} \in \{k_{\min} + 3(l \bmod 4) + 12p\} \quad (4-5)$$

其中 p 为正整数， $k_{sc} \in [k_{\min}, k_{\max}]$ 。由式 (4-5) 可知：每个符号中离散导频的位置是不固定的，符号内部相邻导频的距离为 12，相邻符号间的偏移为 3，所以离散导频每 4 个 OFDM 符号重复一次，如图 4.3 所示：

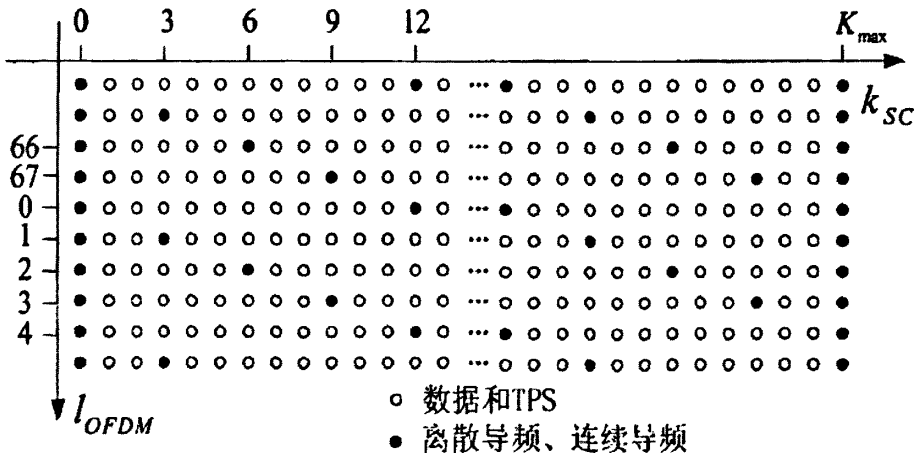


图 4.3 离散导频位置

4.1.2.3 连续导频

连续导频的调制方式和离散导频一样，它们的发送功率都为 $E\left[|c,l,k_{sc}|^2\right] = \frac{16}{9}$ ，数据单元的发送功率为 1。但是连续导频在每个符号中的位置是固定的，在 2K 模式下，连续导频之间的相互距离不唯一，其所在的子载波编号为：

$$k_{sc} \in \left\{ \begin{array}{l} 0, 48, 54, 87, 141, 156, 192, 201, 255, 279, 282, 333, 432, 450, \\ 483, 525, 531, 618, 636, 714, 759, 765, 780, 804, 873, 888, \\ 918, 939, 942, 969, 984, 1050, 1101, 1107, 1110, 1137, \\ 1140, 1146, 1206, 1269, 1323, 1377, 1491, 1683, 1704 \end{array} \right\} \quad (4-6)$$

4.1.3 DVB-T 系统传输模型

根据第二章关于无线信道传输特性的介绍，只考虑小尺度衰落带来的影响，对系统使用的信道模型进行分析。假设发送的基带信号是 $x(t)$ ，载波频率为 f_c ，可以得到调制后的信号为：

$$s(t) = x(t)e^{j2\pi f_c t} \quad (4-7)$$

考虑到在传输过程中遇到多径时延的影响，以及幅度衰落和多普勒频移，则接收端得到的信号为：

$$y(t) = \sum_{i=0}^{L-1} h_i x(t - \tau_i) e^{j2\pi f_c(t - \tau_i)} e^{-2\pi f_{D,i} t} \quad (4-8)$$

其中 $f_{D,i}$ 为第 i 条路径上的多普勒频移。解调后变为：

$$Y(t) = y(t)e^{-j2\pi f_c t} = \sum_{i=0}^{L-1} h_i x(t - \tau_i) e^{-j2\pi(f_c \tau_i + f_{D,i} t)} \quad (4-9)$$

再考虑到信道中加性噪声 $w(t)$ 的影响，以及在解调中可能有本地振荡器引入的相位噪声 $\varphi(t)$ ，则式 (4-6) 可以变为下式：

$$Y(t) = \left\{ \sum_{i=0}^{L-1} h_i x(t - \tau_i) e^{-j2\pi(f_c \tau_i + f_{D,i} t)} + w(t) \right\} e^{j\varphi(t)} \quad (4-10)$$

对上式以 T_s 为采样间隔进行采样，有：

$$Y(n) = \left\{ \sum_{i=0}^{L-1} h_i x(n - n_i) e^{-j2\pi(f_c n_i + f_{D,i} n)} + w(n) \right\} e^{j\varphi(n)} \quad (4-11)$$

其中 $n_i = \frac{\tau_i}{T_s}$ 。所以可以得到信道的传输函数为：

$$G[n] = \left\{ \sum_{i=0}^{L-1} h_i x(n-n_i) e^{-j2\pi(f_c n_i + f_D n)} + w(n) \right\} e^{j\phi(n)} \quad (4-12)$$

4.2 DVB-T 系统同步算法^[27]

由于 DVB-T 系统是典型的 OFDM 系统，所以在实际传输中，它的同步模块的实现必须考虑到以下三种同步误差的影响：符号定时偏差、载波偏差、采样钟偏差。假设接收端已经得到了接收信号的传输模式和保护间隔的类型，结合 DVB-T 系统的循环前缀和导频结构的特点，对上述三种同步误差的估计算法分别进行分析。

4.2.1 符号定时粗同步和小数倍载波频偏联合估计

4.2.1.1 算法原理

符号定时同步的过程分为粗同步和精同步两个阶段，本部分介绍符号粗同步。假设符号到达时间有 θ 样点的时延，归一化载波频率偏差为 Δf ，传输信道为高斯白噪声信道，采样时钟的偏差很小，则可以得到接收信号为：

$$r_n = s_{n-\theta} \exp(j2\pi\Delta f n / N) + w_n \quad (4-13)$$

其中 s_n 为经过 IFFT 变换以后的数据序列， w_n 为高斯白噪声。

在 DVB-T 系统中， s_n 中的循环前缀中包含有关符号偏移和频率偏移的信息，可用来进行相关参数的估计。下面根据第三张介绍的 OFDM 同步算法中的基于循环前缀的最大似然估计算法进行分析。

在接收序列中选取如图 4.4 所示的 $2N+L$ 个样点

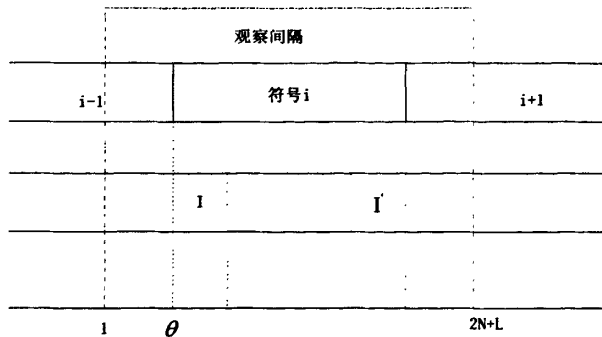


图 4.4 接收序列 $2N+L$ 个样点示意图

运用第三章介绍的基于循环前缀的最大似然估计算法,可推导出:定时偏差 θ 和载波频率偏差 Δf 的对数似然函数可以表示为:

$$\Lambda(\theta, \Delta f) = |\gamma(\theta)| \cos(-2\pi\Delta f + \angle\gamma(\theta)) - \rho\phi(\theta) \quad (4-14)$$

其中 $\angle\gamma(\theta)$ 表示复数 $\gamma(\theta)$ 的相位; $\gamma(\theta)$ 为连续 N_g 个相距为 N 个样点直接的相关和;式(4-14)第一项为 $\gamma(\theta)$ 的加权模值,大小与频率偏差的有关;第二项为独立于频率偏差项,取决于信噪比的大小。

$$\gamma(\theta) = \sum_{i=\theta}^{\theta+N_g-1} r_i \dot{r}_{i+N} \quad (4-15)$$

$$\phi(\theta) = \frac{1}{2} \sum_{i=\theta}^{\theta+N_g-1} (|r_i|^2 + |r_{i+N}|^2) \quad (4-16)$$

只考虑载波频偏 Δf 的影响,为使式(4-14)最大, Δf 必须满足:

$$\cos(-2\pi\Delta f + \angle\gamma(\theta)) = 1 \quad (4-17)$$

则频偏估计可表示为:

$$\hat{\Delta f} = \frac{\angle\gamma(\theta)}{2\pi} - n \quad (4-18)$$

其中 n 为任意整数。

此时,式(4-14)可以表示为:

$$\Lambda(\theta, \Delta f) = |\gamma(\theta)| - \rho\phi(\theta) \quad (4-19)$$

所以,对应的最大似然估计为:

$$\hat{\theta} = \arg \max_{\theta} \{|\gamma(\theta)| - \rho\phi(\theta)\} \quad (4-20)$$

$$\hat{\Delta f} = \frac{\angle\gamma(\hat{\theta})}{2\pi} - n \quad (4-21)$$

4.2.1.2 仿真与算法性能分析

根据以上介绍的算法,则得到最大似然估计算法用于 DVB-T 系统 2K 模式下进行符号粗同步的似然曲线图如图 4.5 所示。具体的参数设置为:连续发送 4 个长度为 2048 的 OFDM 符号,循环前缀长度为 256,信噪比大小为 SNR=5。图 4.5a 为定时估计结果,图 4.5b 为频偏估计的结果。可以看出,在图 4.5a 定时估计幅度取最大值的时候,在图 4.5b 相对应的采样点上能估计出载波频偏值为 0.108。

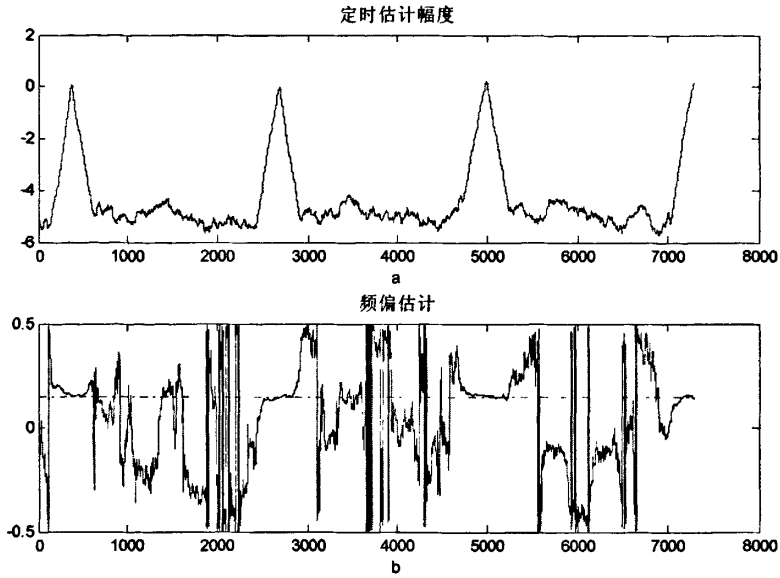


图 4.5 最大似然估计算法用于时偏和频偏的估计示意图

为比较在不同信噪比情况下, 该算法对于符号定时估计的影响, 我们让同一组信号分别经过不同的信噪比传输, 然后对接收信号分别进行相关检测, 得到的相关峰值检测曲线如图 4.6 所示, 从图中可以看出, 在不同信噪比情况下, 该算法都能检测到比较明显的峰值。

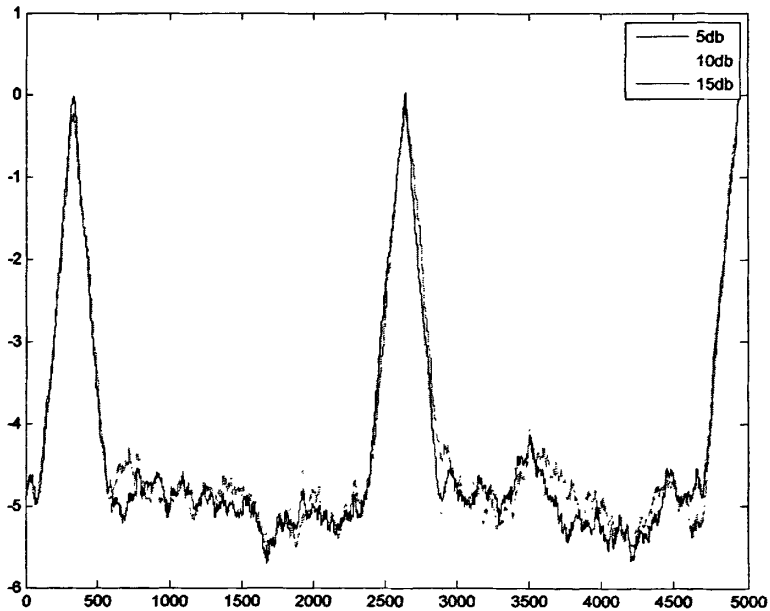


图 4.6 不同信噪比情况下, 最大似然算法检测的峰值曲线

4.2.2 符号定时精同步与采样定时同步

由于时域的符号同步偏差和采样定时偏差在频域中都表现为复数信号相位的旋转，所以我们对符号同步偏差和采样定时偏差进行联合估计。

假设符号粗同步之后还存在剩余的符号偏差 T_d ，并设采样定时偏差为 Δt ，而且都已经相对于采样周期进行了归一化，则 OFDM 符号定时偏差的示意图如图 4.7 所示：

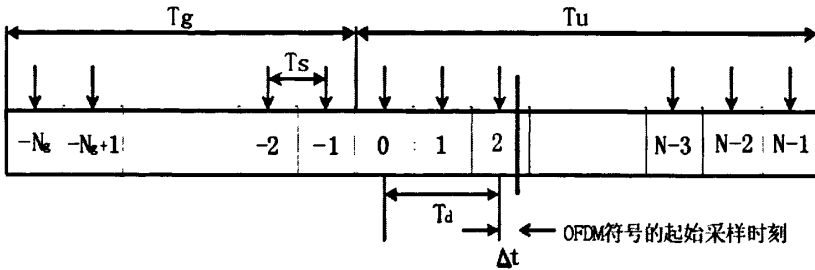


图 4.7 OFDM 符号定时偏差示意图

定义时间同步误差为：

$$t = T_d + \Delta t \quad (4-22)$$

在频域中，符号同步偏差和采样定时偏差对 OFDM 符号中第 m 个子载波上的信号产生附加相位偏移分别为：

$$\phi_{m1} = \frac{2\pi m}{T_u} \cdot T_d \quad (4-23)$$

$$\phi_{m2} = \frac{2\pi m}{T_u} \cdot \Delta t \quad (4-24)$$

如果存在频率同步误差 Δf ，则它引起的频域相位误差为 $2\pi\Delta f T_s$ ，所以可得到对同一个 OFDM 符号内第 k_1 和 k_2 个子载波产生的相位联合相位偏差分别为：

$$\phi_{k_1} = \frac{2\pi k_1 t}{T_u} + 2\pi\Delta f T_s + \phi_0 \quad (4-25)$$

$$\phi_{k_2} = \frac{2\pi k_2 t}{T_u} + 2\pi\Delta f T_s + \phi_0 \quad (4-26)$$

第 k_1 和 k_2 个子载波之间的相位差为：

$$\Delta\phi = \phi_{k_2} - \phi_{k_1} = \frac{2\pi(k_2 - k_1)t}{T_u} \quad (4-27)$$

令 $\Delta k = k_2 - k_1$, 表示子载波之间的间隔。从式 (4-27) 可以看出: 与两个子载波之间的相位偏差有关是参数包括包括: 子载波之间的间隔、符号同步偏差和采样定时偏差。因此可以得到 t 的估计值为:

$$\hat{t} = \frac{T_s \Delta \phi}{2\pi \Delta k} = \hat{T}_d + \hat{\Delta t} \quad (4-28)$$

由于 DVB-T 系统中存在导频结构, 而且它们的位置已知, 因此可以利用符号内导频子载波之间的相位差来估计时间同步误差。

通常采用较大的导频子载波间隔来估计精同步位置时, 估计的范围比较小, 但是结果精确; 采用较小子载波间隔估计时, 估计范围比较大, 但是估计结果的准确性会变差。实际应用中, 应该根据不同的信道环境和阶段, 来选择比较合适的子载波间隔来获得更优的性能。

由于信号中连续导频之间的间距是不定的, 而离散导频是周期性的, 周期为 12, 因此采用离散导频来实现。为减小突发错误的可能性, 通过式 (4-27)、式 (4-28), 计算多个导频位置 t 的估计值, 并对其求平均值可以得到:

$$\hat{t}_{average} = \frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} \hat{t}_l \quad (4-29)$$

其中 \hat{t}_l 为第 l 组估计值。

将 $\hat{t}_{average}$ 进行分解, 得到整数部分 T_d 和小数部分 Δt 的估计值分别为:

$$\hat{T}_d = \text{integer} \left(\hat{t}_{average} \right) \quad (4-30)$$

$$\hat{\Delta t} = \text{fraction} \left(\hat{t}_{average} \right) \quad (4-31)$$

其中 $\text{integer}(t)$ 表示取 t 的整数部分, $\text{fraction}(t)$ 表示取 t 的小数部分。

4.2.3 整数倍载波频偏估计

在 OFDM 信号中存在整数倍频偏的子载波频谱结构如图 4.8 所示:

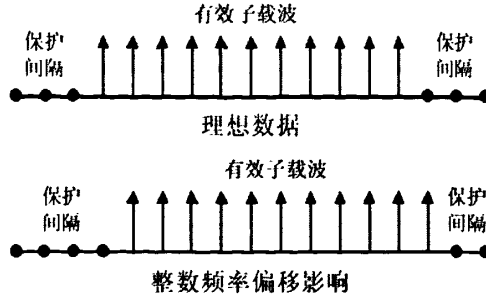


图 4.8 整数倍频偏对载波频谱的影响

前面提到的最大似然估计算法在符号粗同步估计的同时,可以估计出小数倍频偏,但是整数倍频偏不能估计出来,下面介绍一种整数倍频偏的估计算法。

我们利用连续导频来实现整数倍频偏的估计。由于连续导频在 OFDM 符号内位于相同的子载波上,当相邻两个符号对应的数据进行相关时,导频位置的相关结果会比较大,而非导频位置的相关结果会很小。我们可利用这一结果,结合频域的最大似然估计理论来估计出连续到导频的位置,从而得到整数倍频偏结果。

假设发送端发送的相邻两个 OFDM 符号的表示式为 $S_l(k)$ 和 $S_{l+1}(k)$,并且只考虑符号定时偏差 θ 、信道传输特性 $H_l(k)$ 的影响,则接收到的 OFDM 符号分别为:

$$R_l(k) = S_l(k)H_l(k)e^{j2\pi\theta k/N} \quad (4-32)$$

$$R_{l+1}(k) = S_{l+1}(k)H_{l+1}(k)e^{j2\pi\theta k/N} \quad (4-33)$$

假设信道变化比较缓慢,则近似的有 $H_l(k) = H_{l+1}(k)$,对式(4-32)和(4-33)进行相关运算,则可以得到:

$$R_l(k)R_{l+1}^*(k) = S_l(k)S_{l+1}^*(k)H_l(k)H_{l+1}^*(k) \quad (4-34)$$

其中 $H_l(k)H_{l+1}^*(k)$ 近似为实数,当 k 为导频子载波时, $S_l(k)S_{l+1}^*(k)$ 虚部为零。所以当抽取相关的为导频子载波值时,将会得到一个比较明显的峰值,此时 k 就是相关运算得到的实际导频子载波的位置,而在 DVB-T 系统中,连续导频在 OFDM 符号中的位置是确定的,两者之间的差值就是所求的整数倍频偏的估计值。

按照式(4-35)计算得到:

$$w_{pilot} = \sum_{k=1}^m |S_l(p_k)S_{l+1}^*(p_k)| \quad (4-35)$$

其中 m 是信道中的导频个数, p_k 是没有频率误差时第 k 个导频所处的位置, w_{pilot} 为所有导频点的复相关和。根据上面的分析,在符号周期内,对每一个可能的到频点,都求出其相对应的 w_{pilot} ,在符号周期进行滑动求和,当其取得最大值时,就能够得到正确的导频位置。

4.3 本章小结

本章主要讨论了 DVB-T 系统及其同步算法。首先介绍了 DVB-T 标准,包括系统的实现、具体的参数和信号的帧结构,重点介绍了其中的离散导频和连续导频,包括其实现、传输方式及特点等;接下来在其帧结构的特点基础之上,分析了系统同步的算法问题,包括对符号定时粗同步、小数倍载波频偏估计、整数倍载波频偏估计、符号精同步、采样钟同步采用的算法的讨论和分析,并对符号定时粗同步和小数倍载波频偏估计的算法进行了 MATLAB 仿真。

第五章 DVB-T 系统同步主要模块设计与实现

根据同步实现的速度和精度，将 DVB-T 系统的同步过程分为捕获和跟踪两个阶段。同步捕获阶段主要完成符号定时粗同步、小数倍载波频偏估计和整数倍频偏估计等工作；跟踪阶段主要进行符号精同步、采样钟同步和剩余频偏估计等工作。根据第四章介绍的 DVB-T 系统同步算法的分析，可得到 DVB-T 系统的同步工作流程图和实现结构框图如图 5.1 和图 5.2 所示：

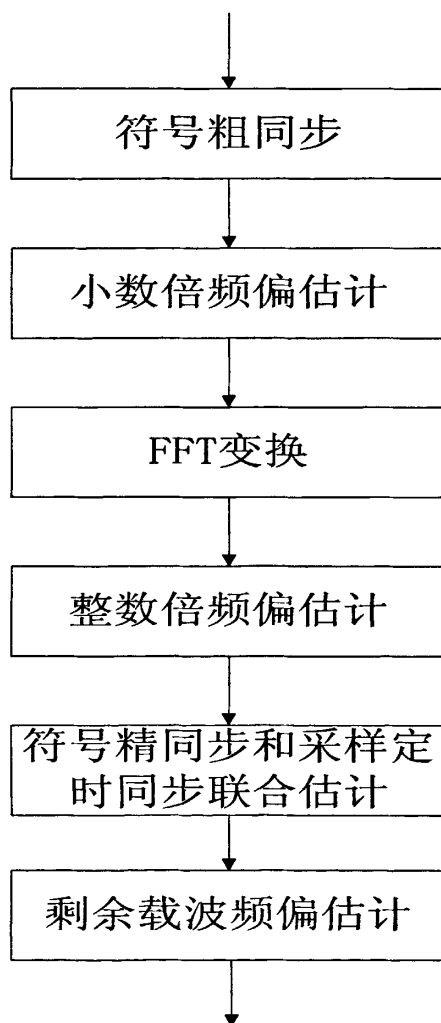


图 5.1 DVB-T 系统同步工作流程图

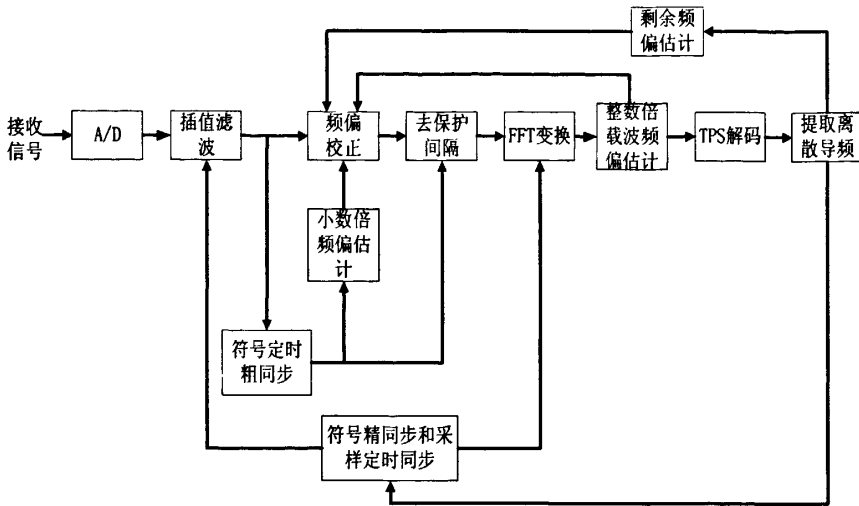


图 5.2 DVB-T 系统同步实现框图

在图 5.2 中，接收信号经过 A/D 采样和插值滤波之后，首先利用 DVB-T 信号时域的循环前缀结构，采用基于循环前缀的粗同步方法估计出粗同步的位置，粗略确定 FFT 变换的窗口位置，并根据估计到的粗同步的位置来进行小数倍频偏的估计。然后在小数倍频偏补偿和 FFT 窗口确定之后，去掉 OFDM 符号的循环前缀，数据经过 FFT 解调之后，利用频域插入的连续导频估计整数倍频偏并补偿到频偏校正单元。对信号进行 TPS 解码之后，再利用 OFDM 符号内和符号间的离散导频结构进行符号定时精同步与采样定时同步的联合估计，并进行剩余频偏的估计，把估计误差反馈到时域相应单元。接下来分别介绍各个模块的设计与实现^{[28][29]}。

5.1 符号粗同步模块

5.1.1 符号粗同步模块结构

在系统的同步中，对于符号同步的实现，以 FFT 为界限，分为符号粗同步和精同步两步实现。在 FFT 之前实现粗同步，对输入的时域基带信号进行相关运算；FFT 之后，在频域实现符号精同步。

粗同步具体实现为：在捕获过程中，首先设置长度为 $2N+L$ 的滑窗，在滑窗内检测相距为 N 、长度为保护间隔 L 两段数据段的相关运算峰值，根据峰值最大的位置来确定符号的起始位置，并根据得到的同步位置计算小数倍频偏的估计值，来控制直接数字频率合成器的参数来调整接收机的载波频偏。我们把小数倍载波频偏的估计在此处一起实现，具体的计算过程在后续详细介绍。根据第四章的算法分析，可以得到符号粗同步模块硬件实现框图如图 5.3 所示。

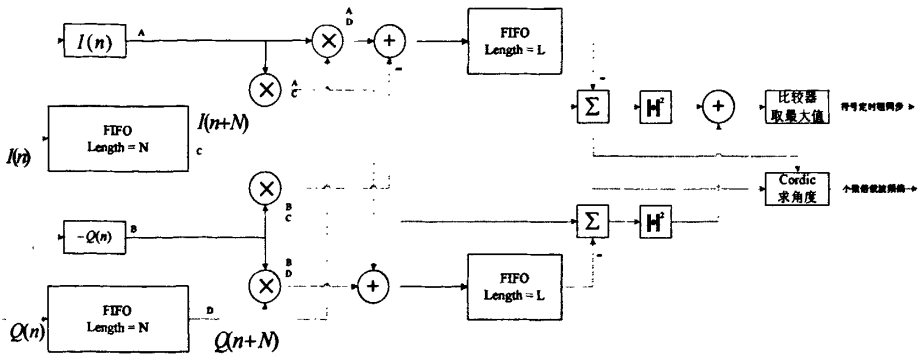


图 5.3 符号粗同步模块结构图

5.1.2 粗同步模块的实现

实现过程以 2K 模式，循环前缀的长度 $L=128$ 为例进行说明。

如图 5.3 中所示，输入数据 $I(n)$ 和 $Q(n)$ 分别为接收信号经过下变频后的基带信号的实部和虚部，模块的输出为符号定时同步和小数倍频偏估计结果。由于需要对相距为 N ($N=2048$) 点的数据进行滑动相关运算，所以在此采用深度为 2048 的 FIFO 缓存 N 个有效 IQ 数据，用计数器来控制 FIFO 数据的读写。当 IQ 有效信号为高时计数器 counter (初始为 0) 加 1，直到 2047，拉高 FIFO 读信号，之后每输入一对 IQ 数据，FIFO 输出一对延时了 2048 个有效数据时钟的 IQ 数据。

相关运算流程为：设经过 2048 点延时后 FIFO 的输入数据为 $A + jB$ ，对其进行共轭运算 $A - jB$ ，FIFO 的输出数据为 $C + jD$ ，则这两对数据相距的点数就等于 N 。其相关运算需要 4 个乘法器和 2 个加法器，按照图 5.3 所示的操作，可以得到：

$$(C + jD) \cdot (A + jB)^* = (AC + BD) + j(AD - BC) \quad (5-1)$$

为了得到长度为 $L=128$ 的两段数据段的相关运算峰值，本文采用一种简化的硬件实现方式，利用 FIFO 来完成 128 对数据的累加并减少加法运算的次数，将每次 128 对数据的相关运算的 127 次加法降低为 1 次加法运算和一次减法运算。

$$\begin{aligned} Correlation &= \sum_{n=0}^{127} \{ [I(n)I(n+N) + Q(n)Q(n+N)] + j[I(n)Q(n+N) - Q(n)I(n+N)] \} \\ &= \{ I(0)I(N) + Q(0)Q(N) \} + j \{ I(0)Q(N) - Q(0)I(N) \} \\ &+ \sum_{n=1}^{128} \{ [I(n)I(n+N) + Q(n)Q(n+N)] + j[I(n)Q(n+N) - Q(n)I(n+N)] \} \\ &- \{ I(128)I(128+N) + Q(128)Q(128+N) \} + j \{ I(128)Q(128+N) - Q(128)I(128+N) \} \end{aligned} \quad (5-2)$$

据此可以得出，先对开始的 128 个相关值 $AC + BD$ 和虚部 $AD - BC$ 分为两路进

行处理，一路数据输入到长度为 $L=128$ 的 FIFO 中，另外一路输入到累加器中进行累加，此时相当于完成了 128 对相关值的累加

$$SUM = \sum_{n=1}^{128} \{ [I(n)I(n+N) + Q(n)Q(n+N)] + j[I(n)Q(n+N) - Q(n)I(n+N)] \} \quad (5-3)$$

接下来 FIFO 每输入一对相关值的实部和虚部

$\{ [I(0)I(N) + Q(0)Q(N)] + j[I(0)Q(N) - Q(0)I(N)] \}$ ，都将输出一对延时了 128 个时钟的对应相关值

$\{ [I(128)I(128+N) + Q(128)Q(128+N)] + j[I(128)Q(128+N) - Q(128)I(128+N)] \}$ ，依据递推公式 (5-3)，每一对 IQ 输入的同时都将完成两段数据段 ($L=128$) 的相关运算，大大降低了实现过程的复杂度和资源需求，并极大的提高了运算速度，实现了输入即输出的流水处理。

最后需要完成粗同步模块两步最关键的处理——同步判决和求小数倍载波频偏：

a、对累加器中得到的实部和虚部结果分别进行平方，结果送入加法器，相加的结果再送入比较器中，和比较器中存储的相关峰门限进行比较，以判决是否同步，如果同步则输出同步信号。

b、在比较器输出的同步信号驱动下，将相关运算的实部

$$\sum_{n=0}^{127} [I(n)I(n+N) + Q(n)Q(n+N)] \text{ 和虚部 } \sum_{n=0}^{127} [I(n)Q(n+N) - Q(n)I(n+N)] \text{ 输入到}$$

CORDIC 角度计算模块（该模块的实现将在下文中详细描述），求取小数倍载波频偏。

在该模块实现中，引入了长度等于循环前缀 L 的 FIFO 对相关之后的实部和虚部结果进行存储，虽然增加了数据存储的空间，但是累加器后续的计算只需要简单的一次加法和一次减法操作即可以完成相关结果的求和，大大降低了实现和计算的复杂度。

5.1.3 时序仿真及分析

具体实现中，除了时钟和复位信号以外，输入为数据实部 `dataI_IN` 和虚部 `dataQ_IN` 分别为 10 比特有符号数据，小数位位宽为 3，输出为相关峰输出指示 `o_FRAME_HEAD`，位宽为 1，归一化小数倍频偏结果 `o_Frequency`，位宽为 20。符号粗同步模块在 Quartus II 7.2 下的资源消耗如图 5.4 所示。

```

Flow Status                Successful - Mon Dec 22 17:19:36 2008
Quartus II Version        7.2 Build 151 09/28/2007 SJ Full Version
Revision Name             Symbol_Sync_DVBT
Top-level Entity Name     Symbol_Sync_DVBT
Family                    Stratix II
Device                    EP2S130F1020C3
Timing Models             Final
Met timing requirements   Yes
Logic utilization         1 %
    Combinational ALUTs   765 / 106,032 (< 1 %)
    Dedicated logic registers 1,337 / 106,032 (1 %)
Total registers           1337
Total pins                66 / 743 (9 %)
Total virtual pins        0
Total block memory bits   45,872 / 8,747,840 (< 1 %)
DSP block 9-bit elements  24 / 504 (5 %)
Total PLLs                0 / 12 (0 %)
Total DLLs                0 / 2 (0 %)

```

图 5.4 符号粗同步模块的资源消耗

时序仿真结果如图 5.5、图 5.6、图 5.7、图 5.8 所示。

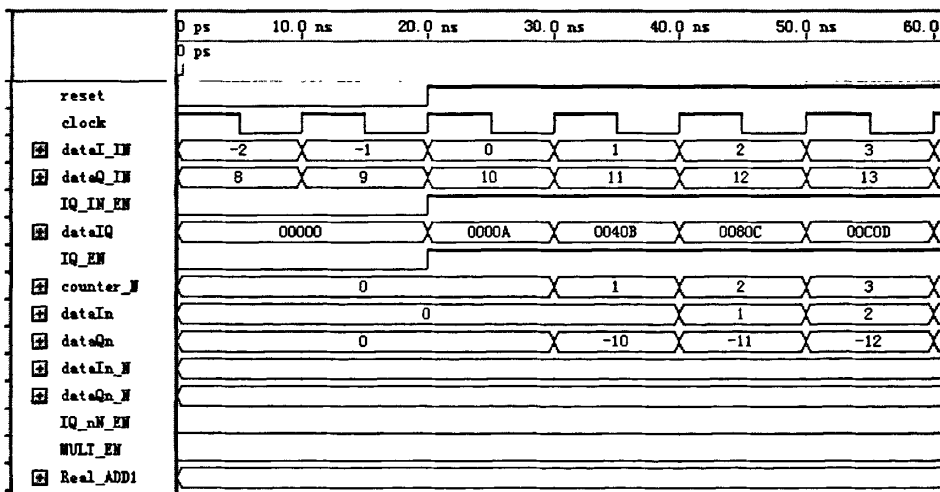


图 5.5 符号粗同步模块时序仿真图(一)

在图 5.5 中，当 reset 信号为低时，该模块停止工作；当 reset 信号置高位时，输入数据的实部 dataI_IN 和虚部 dataQ_IN 到 FIFO 中，计数器 counter_N 开始计数，每输入一组数据，计数器值增加一。

如图 5.6 所示，信号不断输入，计数器值继续增加，当计数器的计数值增加到 2047 的时刻，使能信号 IQ_nN_EN、MULT_EN 分别置高位，FIFO 读信号有效，之后每输入的一组 IQ 信号，和 FIFO 中输出的 IQ 数据进行相关运算，此时，128 对数据相关运算的计数信号 counterL (初始为零) 开始计数，每进行一次相关运算，counterL 的值增加一。

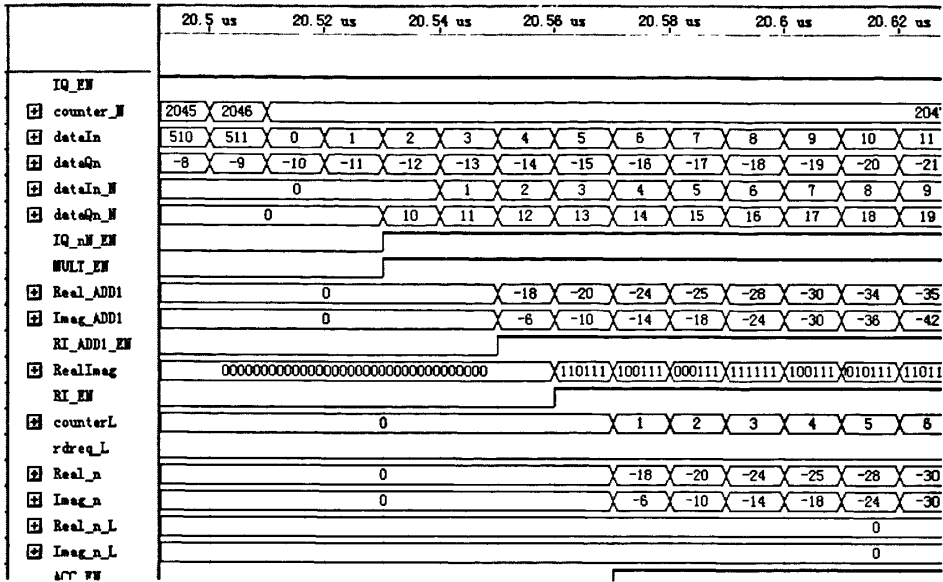


图 5.6 符号粗同步模块时序仿真图 (二)

当 counterL 的值增加到 127 的时候, 则等于完成一次 128 对数据的相关运算。输入的数据继续进行上述的运算, 每当完成一次 128 对数据的相关运算之后, 得到的结果和比较器中存储的值比较, 当找到相关峰的位置时, 使能信号 GET_CP 拉高, 符号同步的指示信号 o_FRAME_HEAD 置为高位, 如图 5.7 所示。此时根据得到的相关峰值位置, 把对应的峰值数据输入到小数倍频偏估计模块, 进行小数倍频偏的估计, 当频偏输出使能信号 o_FREQ_EN 置为高位时, 输出小数倍频偏的估计结果, 如图 5.8 所示, 输出的频偏估计值为-1137。

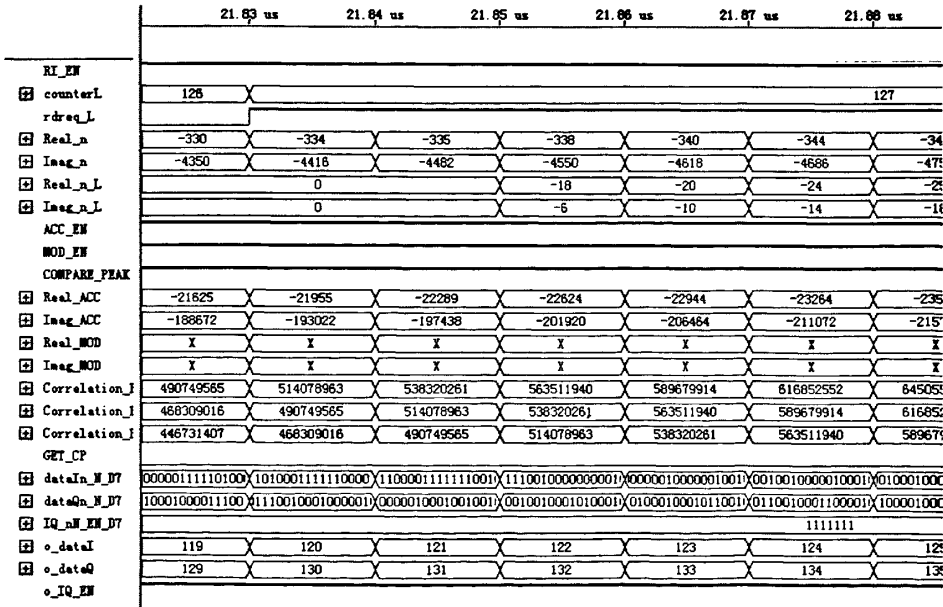


图 5.7 符号粗同步模块时序仿真图 (三)

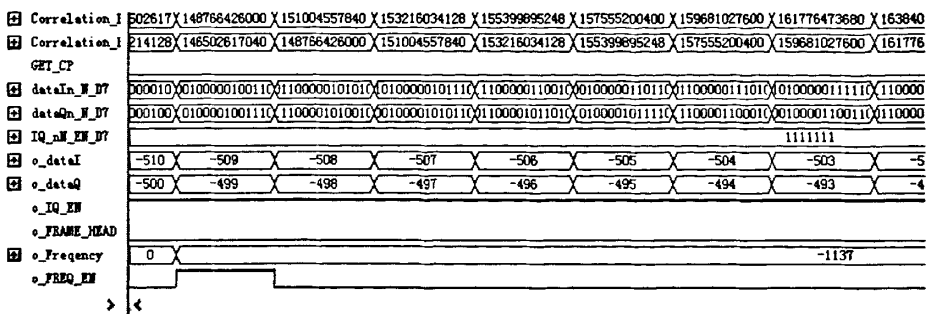


图 5.8 符号粗同步模块时序仿真图（四）

5.2 小数倍载波频偏估计模块幅角计算

在进行符号粗同步过程中，我们可以得到小数倍载波频偏的估计值，但是需要对数据进行反正切运算来求复数的幅角。幅角计算的实现方法一般有查表法和坐标旋转数字算法^{[30][31][32]}（CORDIC: Coordinate Rotational Digital Computer）。查表法是将复数的实部和虚部相除，得到角度的正切值，然后将其作为地址到 ROM 中去查表找到相应的角度，实现原理图如图 5.9 所示。查表法不能兼顾速度、精度、实现复杂度的要求，需要较大的 ROM 资源，而且在求反正切做除法运算时速度慢。本文利用 CORDIC 算法来计算这个幅角，下面介绍其基本原理和实现过程。

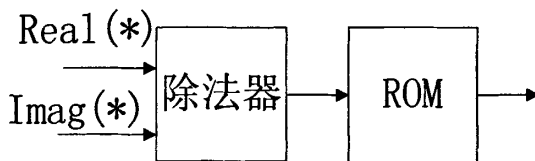


图 5.9 查表法求幅角框图

5.2.1 CORDIC 算法原理

CORDIC 算法的基本思想是用一系列与运算基数相关的角度的不断偏摆，从而逼近所需旋转的角度。从广义上来说，CORDIC 算法是一个数值计算逼近的方法，这些固定的角度与运算基数有关，运算只有移位和加减运算，可以通过其不同的实现形式（圆周模式、双曲线模式、线性模式）来实现包括乘法、除法、平方根、正余弦、反正切运算等。

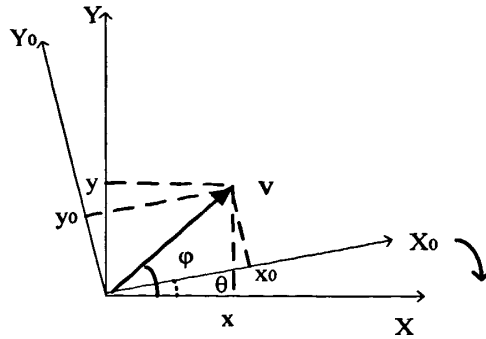


图 5.10 CORDIC 算法原理图

在图 5.10 所示的直角坐标系 X_0Y_0 中，取矢量 v 的模值为 γ ，幅角为 φ ，则：

$$\begin{cases} x_0 = \gamma \cdot \cos \varphi \\ y_0 = \gamma \cdot \sin \varphi \end{cases} \quad (5-4)$$

当矢量 v 逆时针旋转角度 θ ，等效于直角坐标系顺序旋转了相同的角度 θ ， XY 为旋转后的坐标系，则有：

$$\begin{cases} x = \gamma \cdot \cos(\varphi + \theta) \\ y = \gamma \cdot \sin(\varphi + \theta) \end{cases} \quad (5-5)$$

将式 (5-4) 代入式 (5-5) 中，可以得到：

$$\begin{cases} x = \cos \theta \cdot (x_0 - y_0 \tan \theta) \\ y = \cos \theta \cdot (y_0 + x_0 \tan \theta) \end{cases} \quad (5-6)$$

同理，如果当矢量 v 顺时针旋转角度 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：

$$\begin{cases} x = \cos \theta \cdot (x_0 + y_0 \tan \theta) \\ y = \cos \theta \cdot (y_0 - x_0 \tan \theta) \end{cases} \quad (5-7)$$

5.2.2 CORDIC 算法计算幅角

CORDIC 算法由 Walther 将其扩展到了双曲坐标，把圆周旋转、双曲旋转和直线旋转统一到了同一个 CORDIC 迭代方程中，得到了通用迭代公式，如式 (5-8) 所示：

$$\begin{cases} x_{n+1} = x_n - md_n y_n 2^{-\sigma(n)} \\ y_{n+1} = y_n + d_n x_n 2^{-\sigma(n)} \\ z_{n+1} = z_n - d_n e(n) \end{cases} \quad (5-8)$$

其中参数 m 、 d_n 、 $\sigma(n)$ 和 $e(n)$ 取决于具体应用。当进行反正切运算时, 几个参数的取值为 $m=1$ 、 $\sigma(n)=n$ 和 $e(n)=\arctan(2^{-n})$ 为常数预先存储在 ROM 中。比如对于一定的初值, 如 $x_0=a, y_0=b, z_0=0$, 可以通过合理的选择 d_n 来使得 y_n 趋于 0, 则有 $z_n = \arctan(b/a)$, 而 d_n 的取值与式 (5-9) 所示的迭代公式有关:

$$\begin{cases} x_{n+1} = x_n - d_n y_n 2^{-n} \\ y_{n+1} = y_n + d_n x_n 2^{-n} \\ z_{n+1} = z_n - d_n \arctan(2^{-n}) \\ d_n = \text{sign}(x_{n-1}) \cdot \text{sign}(y_{n-1}) \end{cases} \quad (5-9)$$

当系统完成符号的定时粗同步之后, 得到峰值最大值位置的数据为:

$$r(d) = x_0 + j \cdot y_0 \quad (5-10)$$

则定义:

$$\varphi_0 = \arctan \left[\frac{y_0}{x_0} \right] \quad (5-11)$$

下面介绍 φ_0 的具体迭代过程, 矢量旋转时, 取逆时针旋转为正, 顺时针旋转为负:

(1) 第一次迭代: 根据 y_0 的大小来决定 φ_0 的旋转角度, 如果 $y_0 \geq 0$, 则将 φ_0 旋转 $-\frac{\pi}{2}$, 取 $d_0 = -1$; 如果 $y_0 < 0$, 则将 φ_0 旋转 $\frac{\pi}{2}$, 取 $d_0 = 1$ 。旋转之后的新矢量的坐标为 (x_1, y_1) , 幅角表示为 φ_1 。则旋转 $-\frac{\pi}{2}$ 和 $\frac{\pi}{2}$ 之后的幅角和坐标分别如式

(5-12) 和式 (5-13) 所示:

$$\begin{cases} \varphi_1 = \varphi_0 - \frac{\pi}{2} \\ x_1 = y_0 \\ y_1 = -x_0 \end{cases} \quad (5-12)$$

$$\begin{cases} \varphi_1 = \varphi_0 + \frac{\pi}{2} \\ x_1 = -y_0 \\ y_1 = x_0 \end{cases} \quad (5-13)$$

(2) 第二次迭代: 如果 $y_1 \geq 0$, 则将 φ_1 旋转 $-\arctan[\frac{1}{2^0}]$, 取 $d_1 = -1$; 如果 $y_1 < 0$,

则将 φ_1 旋转 $\arctan[\frac{1}{2^0}]$, 取 $d_1 = 1$ 。旋转后得到的新矢量坐标为 (x_2, y_2) , 幅角表示

为 φ_2 。则旋转 $-\arctan[\frac{1}{2^0}]$ 和 $\arctan[\frac{1}{2^0}]$ 之后的幅角和坐标分别如式 (5-14) 和式

(5-15) 所示:

$$\begin{cases} \varphi_2 = \varphi_1 - \frac{\pi}{4} \\ x_2 = x_1 + y_1 \cdot \frac{1}{2^0} \\ y_2 = y_1 - x_1 \cdot \frac{1}{2^0} \end{cases} \quad (5-14)$$

$$\begin{cases} \varphi_2 = \varphi_1 + \frac{\pi}{4} \\ x_2 = x_1 - y_1 \cdot \frac{1}{2^0} \\ y_2 = y_1 + x_1 \cdot \frac{1}{2^0} \end{cases} \quad (5-15)$$

(3) 第 n 次迭代: 如果 $y_{n-1} \geq 0$, 则将 φ_{n-1} 旋转 $-\arctan[\frac{1}{2^{n-2}}]$, 取 $d_{n-1} = -1$; 如果 $y_{n-1} < 0$, 则将 φ_{n-1} 旋转 $\arctan[\frac{1}{2^{n-2}}]$, 取 $d_{n-1} = 1$ 。旋转后得到的新矢量坐标为 (x_n, y_n) , 幅角为 φ_n 。则旋转 $-\arctan[\frac{1}{2^{n-2}}]$ 和 $\arctan[\frac{1}{2^{n-2}}]$ 之后的幅角和坐标分别如式 (5-16) 和式 (5-17) 所示:

$$\begin{cases} \varphi_n = \varphi_{n-1} - \arctan \frac{1}{2^{n-2}} \\ x_n = x_{n-1} + y_{n-1} \cdot \frac{1}{2^{n-2}} \\ y_n = y_{n-1} - x_{n-1} \cdot \frac{1}{2^{n-2}} \end{cases} \quad (5-16)$$

$$\begin{cases} \varphi_n = \varphi_{n-1} + \arctan \frac{1}{2^{n-2}} \\ x_n = x_{n-1} - y_{n-1} \cdot \frac{1}{2^{n-2}} \\ y_n = y_{n-1} + x_{n-1} \cdot \frac{1}{2^{n-2}} \end{cases} \quad (5-17)$$

从上述迭代过程可知, 在第 n 次迭代之后, 会得到 $d_0 d_1 \cdots d_{n-1}$, 初始的幅角 φ_0 可表示为:

$$\varphi_0 = -\left(d_0 \cdot \frac{\pi}{2} + \sum_{k=1}^{n-1} d_k \cdot \arctan \frac{1}{2^{k-1}}\right) \quad (5-18)$$

即幅角 φ_0 已经映射为 $d_0 d_1 \dots d_{n-1}$ ，则可以在允许的误差范围之内，通过 $d_0 d_1 \dots d_{n-1}$ 查表得到幅角 φ_0 的值。

5.2.3 具体实现和时序仿真分析

根据上面介绍的算法原理迭代实现，可得到基于 CORDIC 算法的求幅角结构框图如图 5.11 所示，其中，控制器由计数器实现，主要完成系统时序的控制。在初始化时，根据输入选择初始化值；控制选择器选择确定的 X, Y 进行计算；输出计数器的计数值，控制移位寄存器的移位和 ROM 表的取值；当迭代的 Y 值输出为 0 时，控制电路输出得到幅角值。在实现中，迭代次数设为 19，输入带符号数 X_{in} 、 Y_{in} 和 Z_{in} 位宽都为 16，小数位位宽为 7，输出角度值 $angle_out$ 位宽为 12，小数位位宽为 3。

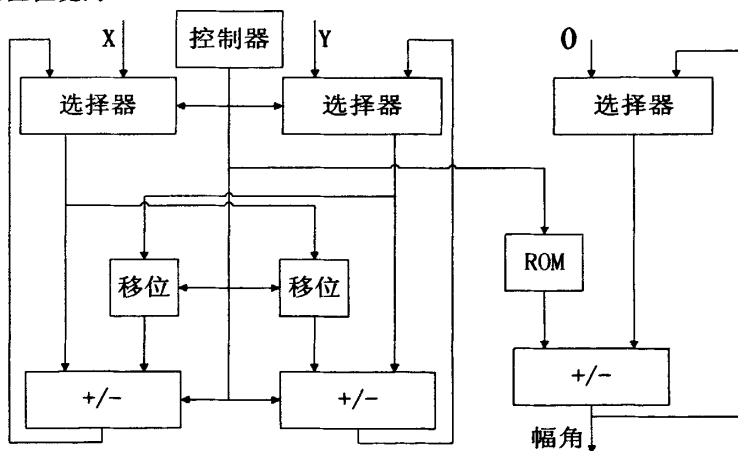


图 5.11 基于 CORDIC 算法的求幅角结构框图

该模块在 Quartus II 7.2 下的时序仿真图如图 5.12、5.13 所示。

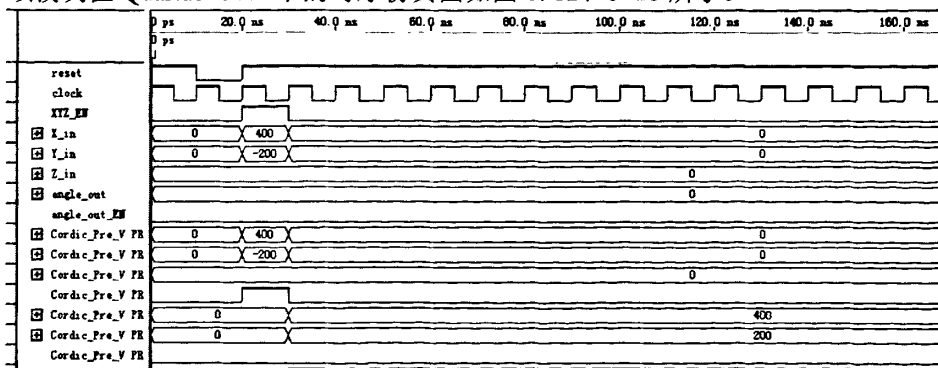


图 5.12 CORDIC 模块时序仿真图 (一)

在图 5.12 中,当 reset 信号从低电平跳变为高电平时,输入使能信号 XYZ_EN 有效,输入信号 X_in 、 Y_in 和 Z_in 进行上述的迭代运算。

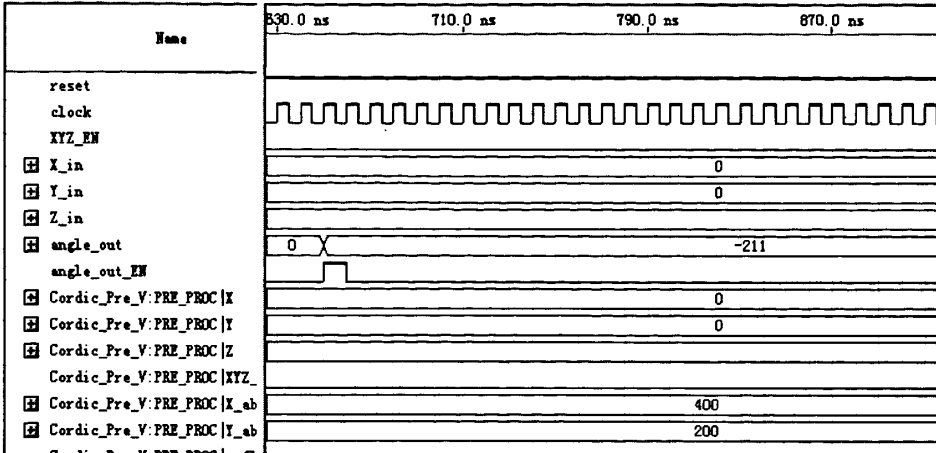


图 5.13 CORDIC 模块时序仿真图(二)

在图 5.13 中,当角度输出使能信号 $angle_out_EN$ 置为高电平时,则信号 $angle_out$ 输出得到的角度值。在图示的仿真中,输入信号 X_in 、 Y_in 和 Z_in 分别为 400、-200 和 0,理论上该输入 (-0.5) 对应的角度值为 -26.565 ,仿真输出 $angle_out$ 的结果为 -211,除以 8 (小数位位宽为 3) 得到结果为 26.375,和真实值之间误差为 0.19。同样,当输入 (X_in, Y_in, Z_in) 分别为 $(200, 400, 0)$ 、 $(-400, -200, 0)$ 、 $(-200, 400, 0)$, $angle_out$ 的输出分别 509、-1229、931,和理论值相差都比较小。该模块的资源消耗比较小,具体资源消耗如图 5.14 所示,该模块在 Quartus II 7.2 下生成的电路图如图 5.15 所示:

```

Flow Status                Successful - Mon Dec 22 12:02:06 2008
Quartus II Version         7.2 Build 151 09/26/2007 SJ Full Version
Revision Name              Cordic_arctan
Top-level Entity Name     Cordic_arctan
Family                     Stratix II
Device                     EP2S130F1020C3
Timing Models              Final
Met timing requirements    Yes
Logic utilization          < 1 %
  Combinational ALUTs     471 / 106,032 (< 1 %)
  Dedicated logic registers 469 / 106,032 (< 1 %)
Total registers            469
Total pins                 64 / 743 (9 %)
Total virtual pins        0
Total block memory bits   360 / 8,747,840 (< 1 %)
DSP block 9-bit elements  0 / 504 (0 %)
Total PLLs                 0 / 12 (0 %)
Total DLLs                 0 / 2 (0 %)

```

图 5.14 CORDIC 模块资源消耗

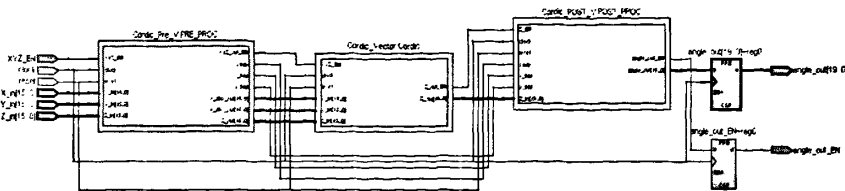


图 5.15 CORDIC 模块电路图

CORDIC 算法是一个无限迭代无限逼近待估计值的一个算法，由于要满足无线通信的实时性和可实现在行，迭代次数是一个很重要的参数，迭代的次数不够，会造成估计的误差比较大；迭代次数太高，使得算法的复杂度增加，所耗的时间也增加，很难得满足无线通信的实时行要求。在具体的应用中，根据实际情况，选择合适位宽和迭代次数，达到最佳性能。

5.3 符号定时精同步与采样定时同步模块

符号定时精同步与采样定时同步在 TPS 信令解调之后进行，其中 TPS 解调会给出信号的传输模式、保护间隔、星座映射等信息，并得到当前帧号以及离散导频的位置，输入符号精同步模块的数据为 TPS 提取出的离散导频和有效信号。首先需要抽取频域的离散导频信号，离散导频的位置是隔 12 个子载波均匀分部的，每 4 个 OFDM 符号循环一次。然后计算不同到频点之间的相位偏差，并求平均，最后分别取整数部分和小数部分，就可以得到符号定时精同步和采样定时同步的值。模块实现框图如图 5.16 所示：

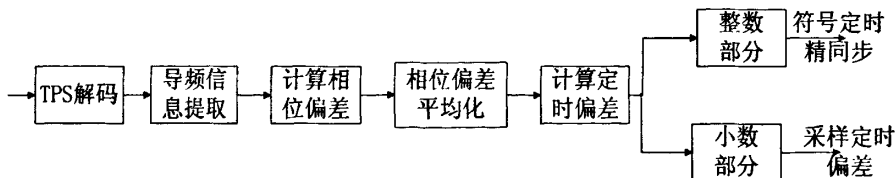


图 5.16 符号定时精同步与采样定时同步模块框图

5.4 整数倍频偏估计模块

整数倍载波频偏在频域进行，而且是在已经完成小数倍频偏的估计和补偿的基础上进行的。由前面介绍的整数倍载波频偏的估计算法，需要先缓存一个 OFDM 符号的数据，然后对这个符号的数据和接下来的符号数据在频域进行采样，之后进行相关求和运算。

整数倍频偏估计框图如图 5.17 所示：符号粗同步之后，经过 FFT 变换，首先

缓存一个符号的数据，然后根据连续导频位置的索引，抽取相对应的点的数据进行相关运算，并累加之后取模，接下来根据移位操作模块，改变相关运算提取的样点，进行相关运算，累加取模之后，和上一次得到的数据进行比较取最大值。重复此过程，根据得到的最大值的位置索引，结合系统中导频的位置索引就可以得到整数倍频偏的估计值。

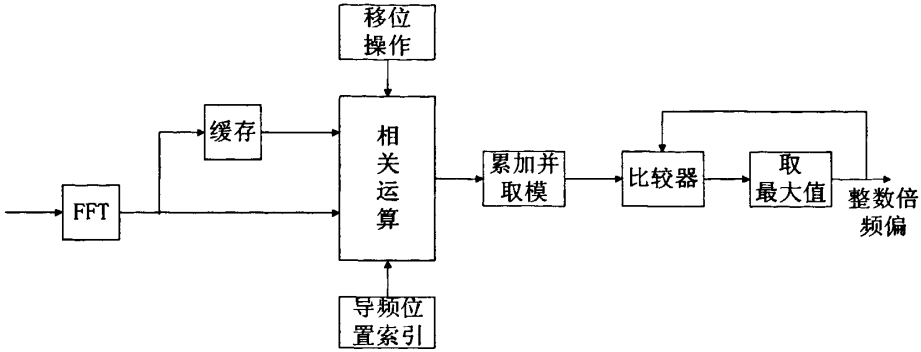


图 5.17 整数倍频偏估计框图

5.5 剩余载波频偏的跟踪

在完成整数倍和小数被载波频偏估计和补偿之后，进入频偏的跟踪阶段。虽然此时剩余的载波频偏 Δf_R 很小，但是由于频偏引起的相位偏转具有累积效应，经过一段时间后，时域信号附加的相位偏转也是很大的，而且系统中可能存在的多普勒频域也会使载波频偏发生漂移，所以有必要对剩余载波频偏进行跟踪和校正，将其控制在一定的范围内，不至于影响系统性能。

首先，逐个符号估计出剩余频偏 $\hat{\Delta f}_R$ ，接着使用环路滤波器减小其抖动，再将其和先前估计出的整数被频偏和小数倍频偏一起送入频偏校正单元进行补偿，之后的数据再经过 FFT 以后进行剩余频偏的估计，不断重复，来实现频偏的跟踪，使得频率偏差控制在较小的范围之内，具体的实现过程如图 5.18 所示。

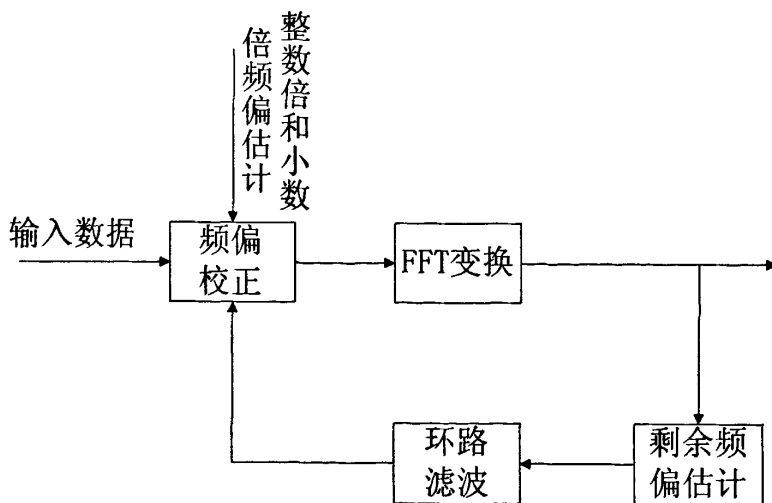


图 5.18 剩余载波频偏的跟踪

5.6 本章小结

在前面章节 DVB-T 系统的分析和同步算法研究的基础上，本章完成了 DVB-T 系统同步主要模块的设计问题。首先确定了同步系统的工作流程和整体的结构，然后分别介绍了符号粗同步模块、小数倍载波频偏估计模块、整数倍频偏估计模块、符号定时精同步与采样定时同步模块、剩余载波频偏的跟踪等模块的实现结构，并给出了各个模块的结构框图。重点描述了符号粗同步模块的实现过程和仿真分析，详细介绍了小数倍载波频偏估计模块中幅角计算的 CORDIC 算法的实现过程，并在 Quartus II 7.2 下分析了该算法的资源消耗和时序。

结束语

DVB-T 是目前最主要的数字电视地面传输标准之一,是一种采用 COFDM 调制技术的典型 OFDM 系统。OFDM 系统的频谱利用率高,抗多径干扰能力强,但存在较高的 PAR,且同步误差敏感等问题。本文在深入理解 OFDM 原理和同步技术的基础上,对 DVB-T 系统同步的设计和实现进行了研究。主要工作包括:

(1) 简单介绍了无线信道的传输特性和 OFDM 技术的基本原理,对现有的 OFDM 同步技术进行了总结,重点介绍了基于循环前缀的最大似然算法和基于训练序列的同步算法,并对算法进行了 MATLAB 仿真分析。

(2) 针对 DVB-T 系统信号的帧结构,对系统各个部分同步的实现方法进行了分析和总结,主要包括符号粗同步、小数倍载波频偏估计、整数倍频偏的估计、采样钟同步,并对符号粗同步和小数倍频偏估计算法进行 MATLAB 仿真,验证了其在不同信噪比下检测到的峰值比较明显,算法实用性强。

(3) 完成了系统同步模块的整体设计,给出了各个模块的实现结构。编写 Verilog 代码,实现符号粗同步模块和小数倍载波频偏估计模块,并且在 Quartus II 7.2 下进行仿真验证,功能正确,且模块资源消耗比较小。

还需要进一步研究的内容:

(1) 继续完善系统其他模块的设计与实现,从整个系统进行优化研究,尽可能实现模块复用,降低实现的复杂度。

(2) 作为典型的 OFDM 系统,DVB-T 系统中的子载波数比较多,系统的峰平比问题更严重,需要给予足够的重视。

致谢

万分荣幸进入优秀的信道编码实验室，遇上我的导师李颖教授。在此，我将我最深的敬意、最诚挚的谢意和最真诚的祝福献给我的导师李颖教授。在我研究的过程中，对研究领域的无知，对课题的困惑，对项目实现方案的不解等等都能在李老师百忙中得到他亲自的具有强烈启发性的指导，使我在研究工作中得以快速的成长。在这里，我衷心地感谢您，并祝您和您的家人永远幸福！

特别感谢王新梅教授，王老师深厚的学术造诣、严谨的治学态度、孜孜不倦的钻研精神为学生树立良好的榜样。王老师倡导自由、开放的学术氛围和每周一次的学术讨论使我受益匪浅。

感谢白宝明教授，在学习上给我耐心的指导和莫大的帮助。白老师渊博的学术知识和平易近人的品格给我留下了深刻的印象，也给我树立了学习的榜样。

感谢郭旭东老师，是郭老师带我接触了 LDPC 码，并经常在学习工作中鼓励我、启发我，对我帮助很大。在此，我也要將我最诚挚的谢意献给你，祝福郭老师和李老师，和你们聪明可爱的亮亮小朋友，祝福你们全家幸福。

感谢信道编码实验室的孙蓉博士、童胜博士、郑贱平博士、张美玲博士、孙岳博士、刘景美博士、李学远博士、陈超博士、谢红梅博士、林伟博士、邵军虎博士、周林博士、施玉晨博士、崔俊云博士、宋光辉硕士、刘传梅硕士、张洁硕士、黎晒硕士、张弓硕士、李磊硕士、靳凡硕士、张玉凯硕士，与你们朝夕相处，对我帮助很大。

感谢和我朝夕相处了 7 年多的好兄弟罗彬、陈东、宋春涛、师晓晔、何庆涛、候满、常杰、段小亮、高志远、王博一、张帆，我们一路走来，衷心感谢你们在学习和生活上对我的帮助。

感谢寝室朝夕相处了 2 年多的王宁硕士、叶宝艺硕士，谢谢你们对我的帮助。

深深感谢我的父母、姐姐、小姨和所有亲人，感谢你们多年来含辛茹苦的养育和关怀，帮我克服学习和生活中遇到的各种困难，顺利完成学业。在以后的工作和生活中，我会更加努力，不辜负你们的期望。

最后，感谢所有的朋友和关心、帮助我的人，祝你们永远幸福、快乐。

参考文献

- [1] ETSI EN 300 744.“Digital Video broadcasting(DVB):Framing structure,channel coding and modulation for digital terrestrial television”,2001.01.
- [2] 中华人民共和国国家质量监督检验检疫总局中国国家标准化管理委员会, GB20600-2006, 数字电视地面广播阐述系统帧结构、信道编码和调制, 北京: 中国标准出版社, 2006.
- [3] 欧美电视广播的前景-欧美电视标准之战, 电子工程专辑, 2001. 1.
- [4] 吴奕彦, Bernard Caron, Pierre Bouchard 等, 地面数字电视传输系统的比较: ATSC 8-VSB、DVB-T COFDM 和 ISDB-T BST-OFDM, 加拿大通信研究中心.
- [5] 吴奕彦, 用于地面广播的两种传输系统性能比较, 电视技术, 1999. 9.
- [6] 郑继禹, 林基明, 同步理论及技术, 北京: 电子工业出版社, 2003. 3.
- [7] 朱正为, 基于 OFDM 的数字电视地面广播的信道模型及信道状态信息的提取, 西南科技大学学报, 2004.
- [8] Bernard Sklar.“Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems Part I:Characterization”.IEEE Communications Magazine, July 1997. pp:90-100.
- [9] 胡睿, 李晓梅, 陈浩. 抗多径干扰技术在数字地面广播中的应用. 广播电视与制作, 2001. 11.
- [10] 张海滨, 正交频分复用基本原理与关键技术, 北京: 国防工业出版社, 2006, 6-7.
- [11] 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.
- [12] 汪裕民, OFDM 关键技术与应用, 第一版, 北京: 机械工业出版社, 2007. 1.
- [13] 侯自强, 从 WIMAX 到 LTE: 不同宽带无线接入技术殊途同归, 电信科学, 2005(10): 18-21.
- [14] 张建华, 蔡鹏, 苏苓, OFDM-4G 核心的物理传输技术, 2005(2): 89-92.
- [15] M.Gudmundson and P.O.Anderson . Adjacent channel interference in an OFDM system. Proc. Vehicular Tech. Conf. 1996 , MAY , pp.918-922.
- [16] T.Pollet , M.Van Bladel, and M.Moeneclaey.BER sensitivity of OFDM systems to carrier frequency offset and wiener phase noise. IEEE Trans. Commun.1995 ,Feb,vol(43). pp. 191-193.
- [17] 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.
- [18] 陈晨, 李建东, 李夏等, OFDM 码元定时和频率偏差估计中的最佳相关长度分析, 西安电子科技大学学报, 2003, 30(5): 640-644.
- [19] 聂永萍, 何先刚, 张忠培, “基于 PN 序列的 OFDM 频偏估计与时间同步探讨”, 重庆大学学报, 2003, 26(11): 74-79.

- [20] Stefan A.Fechtel.OFDM Carrier and Sampling Frequency Synchronization and it's Performance on Stationary and Mobile Channels,IEEE transactions on consumer electronics,Vol.46,No.3,Aug,2000.
- [21] Meng-Han Hsieh,Che-Ho Wei.A Low-Complexity Frame Synchronization and Frequency offset Compensation Scheme for OFDM system over Fading Channels,IEEE Transactions on Vehicular Technology,Vol48,1999.
- [22] T.M. Schmidl and D.C. Cox. Robust Frequency and Timing Synchronization for OFDM. IEEE Trans.Comm., vol.45, No.12, pp.1613-1621, Dec.1997.
- [23] 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.
- [24] P.H.Moose."A technique for OFDM Frequency offset correction".IEEE Trans Commun.vol.42,No.10,1994.
- [25] Navid Lashkarian and Sayfe Kiaei."Class of cyclic-based estimators for frequency-offset estimation of OFDM systems".IEEE Transactions on Communications, no.12,pp. 2139-2149, Dec 2000.
- [26] Dong Seog Han,Jae Hyun Seo,Jung Jin Kim.Fast Carrier Frequency Offset Compensation in OFDM Systems,IEEE transactions on Consumer Electronics, Vol.47,No.3,Aug,2001.
- [27] J.Echavarri,M.E.Woodward and S.k.Barton.A comparison of Time and Frequency Synchronization Algorithms for the European DVB-T System,IEEE VTC'99,678-682.
- [28] 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。
- [29] 田耕, 徐文波, 张延伟, 无线通信 FPGA 设计, 第一版, 北京: 电子工业出版社, 2008, 2。
- [30] 李滔, 韩秋月, 基于流水线 CORDIC 算法的三角函数发生器[J], 电子技术应用, 1999, (6): 45-49。
- [31] 王曛来, 杨春玲, 双模式 CORDIC 算法的 FPGA 实现, 哈尔滨工业大学, 2008, 4。
- [32] WALTHER J S. A unified algorithm for elementary functions[C]. AFIPS Spring Joint Computer Conference. 1971,38: 379-385.