

摘 要

中国地面数字电视广播标准 GB20600-2006 是基于时域同步—正交频分复用 (TDS-OFDM) 系统的。在该系统中, 伪随机 (PN) 序列代替循环前缀做为保护间隔插入经过反傅立叶 (IDFT) 变换的信号块中。因此, 由于该系统中的信号没有循环特性, 所以用于传统的循环前缀—正交频分复用 (CP-OFDM) 系统的简单的信道估计和均衡方法不再适用于 TDS-OFDM 系统。在本文中, 首先介绍了 GB20600-2006 标准的信号帧结构, 并且指出了这一标准的优点。接着, 本文给出一个信道估计和均衡的详细步骤, 其中信道估计基于时域相关和迭代干扰消除技术, 均衡方法采用了帧体信号循环化重构技术。最后, 给出 GB20600-2006 标准的信道估计和均衡的仿真结果。通过仿真结果, 对信道估计和均衡算法的有效性和可行性进行了分析和验证。

关键字: 时域同步—正交频分复用 信道均衡 信道估计
数字电视地面广播传输系统

ABSTRACT

China digital television terrestrial broadcasting standard GB20600-2006 is based on TDS-OFDM (Time-Domain Synchronous orthogonal Frequency Division Multiplexing) systems. In this system, pseudonoise (PN) sequences, rather than cyclic prefixes, are inserted as guard interval between consecutive inverse discrete Fourier transformed (IDFT) symbol blocks. So, due to non-cyclic property of this system's signal, the simple channel estimation and equalization techniques for conventional cyclic prefixed OFDM (CP-OFDM) can not be applied to TDS-OFDM. Firstly, this paper introduces the signal block structure of the GB20600-2006 standard, and points out the advantages of this standard. Then, this thesis presents a detail step of a channel estimation and equalization method. Channel estimation depends on time domain correlation and iterative interference cancellation techniques, while equalization adopts the frame body cyclic restoration technique in the presented method. Finally, the simulation results about channel estimation and equalization based on GB20600-2006 system is given. The simulation results confirm the validity and feasibility of these channel estimation and equalization approaches.

Key word: TDS-OFDM Channel Estimation Channel Equalization
Digital Television Terrestrial Broadcasting Transmission System

学位论文创新性声明

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，本人承担一切的法律责任。

本人签名： 蒋伟

日期： 2007.3.14

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。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。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： 蒋伟

日期： 2007.3.14

导师签名： 葛建华

日期： 2007.3.14

第一章 绪 论

随着数字时代的到来,全世界都在向数字时代过渡,数字电视也不例外:数字电视为人们提供了更多的服务,譬如:业务信息服务、电子节目指南等等,人们可以点播自己想看的节目,另外数字电视可以方便对用户进行管理,而且商业运用模式灵活多样,具有更好的图象和话音质量,和其他的业务融合非常容易。面对数字电视广阔的应用前景,和巨大的商业价值,掌握其核心技术并且对其技术进一步完善和提高就成了现阶段对技术人员的一个迫切要求。

1.1 数字电视背景与发展

数字电视(Digital television)是指采用数字信号广播图像和声音的新型电视系统。它从节目采编、压缩、传输到接收电视节目的全过程都采用数字信号处理。

1.1.1 数字电视发展史

- 1948年,电视信号数字化(理论与实践开始);
- 1980年,国际电联(现ITU-R)提出601建议(4:2:2,即数字电视基础建议);
- 1982年,德国ITT研制出一套PAL接收机中使用的数字处理芯片;
- 1991年春,公布JPEG《静止图像编码建议》(草案);
- 1991年秋,公布MPEG-1《活动图像及其伴音编码建议》(草案);
- 1993年初,万燕VCD机在我国大陆上市;
- 1994年夏,美国Direc. TV开始数字卫星(SDTV)直接广播;1994年中秋,欧洲公布DVB《数字视频广播标准》(草案);包括DVB-S和DVB-C, DVB-T,随后又制订了系列标准;
- 1996年底,美国“联邦通信委员会”(FCC)批准数字电视标准。此间1994年春第一轮四个方案测试结束,成立“大联盟”(GA);1995年春第二轮测试结束并与秋季制订DTV(数字电视广播)(草案);1997年4月初,美国FCC会议作出两项重要决定:(1)NTSC向DTV过渡的日程表(2006年底);(2)电视地面广播的政策(含频谱规定);
- 1998年秋(圣诞节前),DTV包括普通标准数字电视广播SDTV和高清晰度数字电视广播HDTV在美国市场启动。

1.1.2 数字电视的分类

1. 按信号传输方式分类：可分为地面无线传输(地面数字电视)、卫星传输(卫星数字电视)、有线传输(有线数字电视)三类。
2. 按产品类型分类：可分为数字电视显示器、数字电视机顶盒、一体化数字电视接收机。
3. 按清晰度分类：可分为低清晰度数字电视(图像水平清晰度大于 250 线)、标准清晰度数字电视(图像水平清晰度大于 500 线)、高清晰度数字电视(图像水平清晰度大于 800 线, 即 HDTV)。
4. 按显示屏幕幅型分类：可分为 4:3 幅型比和 16:9 幅型比两种类型。
5. 按扫描线数(显示格式)分类：可分为 HDTV 扫描线数(大于 1000 线)和 SDTV 扫描线数(600~800 线)等。

1.1.3 数字电视的优点

和传统的模拟电视相比, 数字电视有下列显著优点:

1. 信号杂波比和连续处理的次数无关。电视信号经过数字化后是用若干位二进制的两个电平来表示, 因而在连续处理过程中或在传输过程中引入杂波后, 其杂波幅度只要不超过某一额定电平, 通过数字信号再生, 都可能把它清除掉, 即使某一杂波电平超过额定值, 造成误码, 也可以利用纠错编、解码技术把它们纠正过来。所以, 在数字信号传输过程中, 不会降低信噪比。而模拟信号在处理和传输中, 每次都可能引入新的杂波, 为了保证最终输出有足够的信噪比, 就必须对各种处理设备提出较高信噪比的要求。模拟信号要求 $S/N > 40\text{dB}$, 而数字信号只要求 $S/N > 20\text{dB}$ 。模拟信号在传输过程中噪声逐步积累, 而数字信号在传输过程中, 基本上不产生新的噪声, 也即信噪比基本不变。
2. 可避免系统的非线性失真的影响。而在模拟系统中, 非线性失真会造成图像的明显损伤。
3. 数字设备输出信号稳定可靠。因为数字信号只有“0”、“1”两种电平, “1”电平的幅度大小只要满足处理电路中可以通过制定门限值识别出是“1”电平即可, 并不需要严格等于 0 或者是 1。
4. 易于实现信号的存储, 并且存储时间与信号的特性无关。近年来, 大规模集成电路(半导体存储器)的发展, 可以存储多帧的电视信号, 从而实现使用模拟技术不可能达到的处理功能。例如, 使用帧存储器可以实现帧同步和制式转换等处理, 获得各种新的电视图像特技效果。

5. 由于采用数字技术,方便与计算机配合实现设备的自动控制和调整。
6. 数字技术可实现时分多路复用,充分利用信道容量,利用数字电视信号中行、场消隐时间,可实现文字多工广播(Teletext)。
7. 压缩后的数字电视信号经过数字调制后,可进行开路广播,在设计的服务区内(地面广播),观众将以极大的概率实现“无差错接收”(发“0”收“0”,发“1”收“1”),收看到的电视图像及声音质量非常接近演播室质量。
8. 可以合理地利用各种类型的频谱资源。以地面广播而言,数字电视在今后能够采用“单频率网络”(single frequency network)技术,大大提高了系统容量。例如1套电视节目仅占用同1个数字电视频道而覆盖全国。此外,现有的6MHz模拟电视频道,可用于传输1套数字高清晰度电视节目或者4-6套质量较高的数字常规电视节目,或者16-24套与家用VHS录像机质量相当的数字电视节目。
9. 在同步转移模式(STM)的通信网络中,可实现多种业务的“动态组合”(dynamic combination)。在数字高清晰度电视节目中,经常会出现图像细节较少的时刻。这时由于压缩后的图像数据量较少,可插入其它业务,如电视节目指南、传真、电子游戏软件等,而不必插入大量没有意义的“填充比特”。
10. 很容易实现加密/解密和加扰/解扰技术,便于专业应用(包括军用)以及广播应用,特别是开展各类收费业务。
11. 具有可扩展性、可分级性和互操作性,便于在各类通信信道特别是异步转移模式(ATM)的网络中传输,也便于与计算机网络连通。
12. 可以和计算机“融合”而构成一类多媒体计算机系统,成为未来“国家信息基础设施”(NII)的重要组成部分。

1.2 国内外数字电视技术

1.2.1 传输系统中的关键技术

传输系统的关键技术在于调制方式的选择、载波同步、定时恢复和信道估计。

1、调制方式的选择:单载波或多载波

采用单载波调制技术的系统对于加性高斯白噪声(AWGN)信道有更强的抵抗性,更高的频谱效率,更低的峰-均功率比和对脉冲噪声的更高的可靠性;但在抵抗长延时静态和动态多径失真方面的性能很弱。而多载波调制对多径干扰具有很好的免疫力,只要保护间隔大于信道的时域展宽,就能克服由于信道多径所带来的码间串扰。但同时多载波调制对同步误差比较敏感,同步性能不好会导致接收机性能明显下降,所以多载波需要更准确的同步算法。而且OFDM多载波调制的峰-均功率比较大。

2、时间频率同步技术

接收机设计的主要问题是有效实现载波频率和时间频率的同步。要求能够保证在比较宽的范围内捕捉到同步参数，并得到足够的同步精度。

ATSC 采用 8VSB 调制技术，为了同步，信号中加入段同步和长度为 511 的场同步信号。在该系统中加入一个小的导频信号，有助于接收机载波的恢复，但是付出的代价是增加了 0.3dB 的信号功率。

DVB-T 系统，不少同步算法基于 OFDM 信号中的保护前缀，还有一部分同步算法是利用在频域内加入训练序列（即子载波导频信号）在频域上实现同步的。很多 DVB-T 信道估计为了提高同步的准确性都采用迭代逼近算法，这样就存在一个收敛误差和收敛时间的问题^[24-35]。

我国数字电视国家标准中，利用扩频序列 PN 在时域上进行同步。因为只有扩频系统可以在负信噪比下工作，其抗干扰能力极强。由于使用扩频码，使其具有了扩频通信的优越性能：时钟同步方法简单有效（相关滤波器）、载波恢复速度快、精度高、信号捕获时间短、能够抵抗多径干扰和衰落。采用高效的时域同步方法是 TDS-OFDM 区别于其他系统的最显著的特征^{[27][37]}。

3、信道估计和均衡

地面数字电视广播信道是一个频率选择性的衰落信道，在长时间内是时变系统，但在一帧时间长度内可以看作为一个线性时不变系统。

美国 ATSC 8-VSB 单载波系统必须使用复杂的信道均衡器来进行信道估计，消除多径干扰，达到良好的效果，但是均衡滤波器的抽头数量很大。目前常用带反馈的 256 抽头 IIR 滤波器（64 抽头前馈和 192 判决抽头反馈），采用 LMS（最小均方）算法，用二进制训练序列来调节滤波器抽头，降低均衡器输出误差，对快速动态回波用盲均衡进行信道跟踪。复杂的信道均衡器大大增加通信系统的复杂度和成本，而且均衡器对时延较短的回波效果较好，时延较大的效果就比较差，同时对回波时延的变化比较敏感。

DVB-T 系统采用频域插入导频，利用频域插值来进行信道估计。多径衰落信道可以看成是时间和频率上的一个二维信号。进行信道估计时，使用导频信号对信道在时域和频域的不同点上进行采样，只要采样频率在时域和频域上满足 Nyquist 抽样准则，则利用采样插值即可得到整个信道的频率响应值。这就是频率插值的原理，它可以看成是单载波系统中导频符号辅助调制（Pilot Symbol Assisted Modulation）的推广。但该算法进行一次全信道估计需要连续 4 个 OFDM 符号，估计时间长，对随时间快速变化的信道的跟踪性能不好。

在我国国标 GB20600-2006 中，利用时域插入序列，使用时域冲激响应信道估计算法，算法简单有效，信道估计准确，而且高斯噪声和时变信道对信道估计的影响小，可跟踪变化更快的信道。

综上所述，我国国家数字电视地面广播标准和其他 DTTB 标准相比，在载波同步、

定时恢复和信道估计等关键传输技术方面具有一定的优越性。

1.2.2 我国数字电视的关键技术优势

下面将分六个方向阐述我国 GB20600-2006 标准与国外标准相比,在结构和功能上的特点^[36]。

(1) 分级的帧结构

超帧号(SFN)与超帧群号(SFGN)一起被编码到超帧的第一个帧群头中。SFGN 被定义为超帧群发送的日历日期,超帧群以一个自然日为周期进行周期性重复,它被编码为下行线路超帧群中一个超帧的第一个帧群头中的前两个字节。在太平洋标准时间(PST)或北京时间 00:00:00AM,物理信道帧结构被复位并开始一个新的超帧群。GB20600-2006 系统的物理信道是周期的,并且可以和绝对时间同步,从而可使接收机在需要的时候才开机。这意味着接收机可以设计成只有接收所需信息时才进入接收状态,从而达到省电的目的。

(2) 传输效率或频谱效率高^{[23][41]}

传输效率在多载波技术和单载波技术进行比较时被认为是多载波的弱点,欧洲 DVB-T 中,用于同步和信道估计的导频载波数量约占总载波数的 10%;GB20600-2006 系统的 PN 同步序列放在 OFDM 保护间隔中,既作为帧同步,又作为 OFDM 的保护间隔,节省了频带带宽。

(3) 抗多径能力强

OFDM 多载波和单载波系统比,OFDM 系统更具有抗多径干扰的性能。由于 GB20600-2006 的保护间隔中插入已知的 PN 序列,接收端很容易准确探测,并估计信道特性。时域同步的正交频分复用系统借助时域和频域综合处理的方法,在多径延迟长度超过 PN 保护间隔的情况下,GB20600-2006 仍能工作。这一点,将在第四章给出计算方法,第五章给出仿真的结果。可以看到,在超出 PN 保护间隔的时候,可以通过增加一个到两个窗口,采用窗口相关值加权抵消得到准确的信道估计。从第五章结果看出,只要信道时延长度不超过 PN 的长度,都可以将多径信道准确的估计出来并将其抵消掉。

(4) 适于移动接收

移动接收时存在多普勒效应和遮挡干扰,使传输信道具有随时间变化的特性。GB20600-2006 信道估计仅取决于 OFDM 的当前信号,而 DVB-T 系统的信道估计需要 4 个连续的 OFDM 符号,因此,DVB-T 系统在移动情况下,需要考虑 4 个 OFDM 符号的信道变化影响。而 GB20600-2006 只需要考虑 1 个 OFDM 符号的信道变化影响。其次,由于 GB20600-2006 外码和内码构成纠错编码器,其后连接一个帧间时域卷积交织器和帧内频域交织器,其中时域交织器有四种深度,可更好的支持移动接收。所以 GB20600-2006 更适合于移动接收,其移动特性优于 DVB-T 系统。

(5) 系统同步快

系统同步速度很快,这也是 TDS-OFDM 最显著的优点之一。GB20600-2006 是靠 PN 序列进行同步的,仅在时域进行,信号捕获时间约为几十个微秒,相当于相邻 PN 序列的时间间隔。而 DVB-T 的同步技术实现复杂,信号捕获时间需要上百微秒。GB20600-2006 帧同步信号采用 Walsh Code 随机序列,能实现多基站识别,它包含前同步,PN 序列和后同步。对于一个信号群中的不同信号帧,有不同的帧同步信号,可利用帧同步对信号帧进行识别。GB20600-2006 系统的同步时间约为 5ms,而其它几个数字电视标准的同步时间都在 100ms 以上;并且,由于使用 PN 码,抗干扰能力强,可在-20dB 信噪比下可靠同步。在第五章,给出了系统帧同步的计算公式,并进行了仿真,可以看到,系统可以在一个 PN 间隔之内,通过接收信号和本地 PN 时域相关峰值找到系统帧开始的地方。快速而准确地找到 FFT 窗口开始位置。

(6) 易于构筑单频网^{[39][40]}

DVB-T 需要借助传输层信号格式进行单频网同步,其实现技术复杂。GB20600-2006 的物理帧格式以整秒为单位,能够直接用于单频组网的同步,实现设备简单,建网成本低。

SFN 接收信号是不同的发送器发送信号的叠加,如果一个或几个发送器信号很差,其他的发送器信号仍然可以接收到。接收分集往往需要很大的 RF 电路和很高的复杂度^[43]。所以导致器件很大,而且功耗很大,因而实际上不太可行。和接收分集相比,发送分集能够在稍微增加接收机复杂度的情况下大大提高分集增益。所以是发送分集是更加适合,也更经济的方法。由于这些优点,发送分集在近几年受到人们广泛的重视^[44-49]。

1.2.3 我国数字电视技术存在的问题

由于我国数字电视采用 TDS-OFDM 系统,所以仍然存在 OFDM 不可避免的一些缺点。并且,由于 TDS-OFDM 没有在信号数据部份采用循环前缀而是在保护间隔的地方插入了时域 PN 序列,所以在接收端需要克服 PN 序列引入的干扰。

(1) 易受载波频率偏差的影响

OFDM 要求各个子载波之间互相正交,但是正交性在实际应用中很容易受到各种因素的影响。例如,由于收发端的载波频率不匹配,引起接收信号在频域内发生偏移,这样子载波间就会存在能量的“泄漏”,导致子载波间的正交性遭到破坏,从而引入频道干扰(ICI),使得系统的误码率性能恶化。

(2) 高的峰均功率比

由于 OFDM 系统发送的信号是多个子载波上的信号的叠加,当多个信号同相相加时,会导致叠加信号的瞬时功率很大,远远大于信号的平均功率,造成极高的峰值平均功率比,这将要求系统内的一些部件,例如功率放大器、A/D、D/A 转换器

等具有很大的线性动态范围,增加了设备的代价。而反过来,这些部件的非线性会对动态范围较大的信号产生非线性失真,所产生的谐波会造成信道间的相互干扰,从而影响 OFDM 系统的性能。

(3) 符号间干扰

由于我国数字电视标准 GB20600-2006 的帧结构是, PN 后直接跟数据信号,所以并没有象 DVB-T 那样,有一个循环前缀 CP 头。在接收端去掉 PN 后,就相当于一个 ZP-OFDM 系统。由于有用数据信号部份没有 CP 的保护,在多径的影响下数据信号就会受到 PN 序列的干扰,为了去掉这个干扰,并且能使用简单的频域均衡算法,需要多加一个干扰抵消器,来进行信号的循环化重构(具体方法见第四章)。由于实际信道和估计出的多径信道有一定的误差,因此,在利用信道估计值进行干扰抵消和循环化重构中,也肯定会产生误差。而且由于有信道高斯白噪声的存在,干扰抵消可能将引入很多的噪声,在低信噪比的情况下,会导致系统性能恶化。

1.3 本文的研究价值及主要工作

本文主要研究了数字电视地面广播传输系统的信道估计和均衡部份,分析了基于 TDS-OFDM 系统的我国数字电视地面传输标准和国际三大数字电视地面标准的信道估计和均衡部份的异同。并且针对不同的信道时延给出了具体的信道估计方法。并且分析估计性能和均衡效果。最后,为了得到更好的多径信道估计值,对信道初始估计值的计算公式进行了改进。

本文的工作有:

- (1) 从公式推导和性能仿真两方面给出了国家数字电视地面广播系统信道估计的性能。并对三种多径信道进行讨论。
- (2) 在文献[13]和[22]给出的方法上,对参数进一步优化。提出一种比较有效的信道初始估计值的估计方法。可以更加精确的得到信道初始估计值。
- (3) 使用循环化重构的方法,对信号进行补偿,使其重新满足卷积特性,这样可以和 DVB-T 一样,使用简单的单抽头频域均衡算法,对信号进行均衡。
- (4) 查阅了大量的文献,发现我国数字电视地面广播标准 GB20600-2006 可以结合多天线的空时编码技术,如空时编码 STBC 等。本文由于时间问题,没有仿真实现,但是对于高速率的数字电视传播系统,引入多天线空时编码技术确实能够在没有明显增大计算复杂度的前提下,大大提高系统性能^{[38][39]}。

论文章节具体安排如下:第二章对我国数字电视地面广播标准和国际三大数字电视地面广播标准的特点,以及各自采用的技术进行分析,比较。并介绍了我国数字电视地面广播系统的基本帧结构,调制方式。第三章讲述无线信道特点,并给出分析和仿真。

在仿真中列举了多径信道和多普勒对信号的影响。第四章着重介绍针对我国国家数字电视地面广播标准的信道估计方法,并且根据信道时延大小,分别对小于 PN 序列前缀 165; 超出 165 小于 PN 长度 255; 大于 PN 长度 255, 三种信道时延长度给出对应的信道估计方法。并介绍基于循环化重构的信号频域均衡的算法。在第五章中给出三种不同信道时延下的信道估计均方误差(MSE)和误码率(BER)曲线,对文中提出的估计和均衡算法的性能进行了分析比较,并且对信道算法进行了改进。

第二章 我国数字电视地面标准

本章论述了自主知识产权的数字电视标准 GB20600-2006 以及三大国际数字电视标准的技术特点。对 GB20600-2006 的关键技术特点进行了深入浅出的分析, 并将 GB20600-2006 标准和国际上的三大标准进行了比较。通过技术特点的比较, 给出了 GB20600-2006 与国际三大标准相比的性能上的改进。

2.1 现有的国外三种地面数字电视标准

2.1.1 美国 ATSC 数字电视标准

1996 年美国高级电视系统委员会 (Advanced Television Systems Committee, ATSC) 针对高清晰电视固定接收需求制定了地面数字电视传输标准。采用格形编码的八电平残留边带 (Trellis-Coded 8-Level Vestigial Side-Band, 8-VSB) 调制系统, 能可靠地在 6MHz 的电视信道中传输 19.4Mbit/s, 经 RS 编码达到 21.35Mbit/s。其图象分辨率为普通电视的 5 倍。加入 0.3dB 导频 (用于系统辅助载波恢复) 和段同步 (用于系统时钟同步和信道编码, 纠错保护措施), 使系统具有良好的噪声门限 (14.9dB)。

2.1.2 欧洲 DVB-T 数字电视标准

欧洲电信协会 ETSI 于 1997 年 6 月正式提出欧洲数字电视视频地面广播 (Digital Video Broadcasting-Terrestrial, DVB-T) 标准, 即欧洲标准 (EN), 是三者中应用最为广泛和灵活的。采用编码正交频分复用 (Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing, COFDM) 技术。其发送数据包含图象、伴音、附加数据, 总的有效数据率为 25.088Mbit/s, 经 RS 纠错编码后总的有效数据率为 27.017Mbit/s。穿插的导频功率比数据功率高 3dB。

2.1.3 日本 ISDB-T 数字电视标准

1998 年日本无线电工商业协会 (Association of Radio Industries and Businesses, ARIB) 公布了日本地面综合业务数字广播 (Terrestrial Integrated Service Digital Broadcasting, ISDB-T), 该标准在欧洲的 DVB-T 为原型的基础上, 加入自己的频带分段传输 (Bandwidth Segmented Transmission, BST) 方式。因日本电视射频带宽为 6MHz, 所以载波数和载波间隔与 DVB 有所差别。和欧洲方案相比, 主要的不同在于接收方面,

增加了部分接收 (Partial Reception) 和分层传输 (Hierarchical Transmission)。ISDB-T 于 2001 年与 ATSC, DVB-T 一起成为国际电联推荐标准。它与 DVB-T 系统类似, 只是在应用上可传送多种信息。这里我们就不再多加阐述。

4. 三大标准市场占有比例

目前, 采用美国 ATSC 标准的 6 个国家和地区, 已有两家经过技术比较研究后决定推出; 而采用欧洲的 DVB-T 标准的国家或地区达到 33 个。图 2.1 给出全球使用不同数字电视标准的比例分布图。

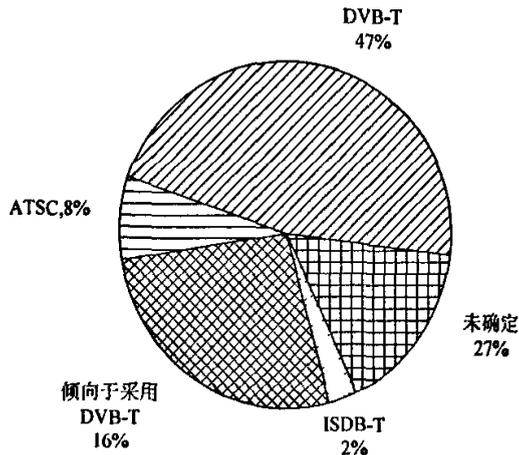


图 2.1 全球采用不同地面传输数字电视标准的国家与地区分布比例

2.2 我国数字电视标准 GB20600-2006

2006 年 7 月 30 日, 国家标准管理委员会发布重大消息称, 具有自主知识产权的中国数字电视地面广播传输系统标准 (GB20600-2006) 的传输系统帧结构、信道编码和调制方案, 于 2006 年 8 月 18 日正式批准成为强制性国家标准, 2007 年 8 月 1 日起实施。

GB20600-2006 标准是由国家组织的数字电视特别工作组负责起草, 由全国广播电视标准化技术委员会规划并测试, 国家质量监督检验检疫总局、国家标准化管理委员会批准发布。

该标准支持高清晰度电视、标准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需要。该标准实现了时域同步等关键技术的创新, 形成了多项有自主知识产权的专利技术, 突破性的取得了单、多载波调制技术的融合, 是我国自主创新的一项新的重要成果。通过测试发现, 基于该标准的系统, 性能好, 频谱利用率高, 可扩展性强, 适应我国城乡不同应用需求。

数字电视地面广播系统是国家广播电视技术体系的重要组成部分。它与卫星数字电视广播系统和有线数字电视广播系统以及辅助系统等协同为受众提供全面的覆盖, 是我国广播电视综合覆盖网中的重要部分。该标准的正式颁布, 将推动我国广播电视事业快

速、有序地向数字化过渡，促进我国电视产业的优化升级和可持续发展，为更好的满足广大人民群众的需要发挥积极作用。

2.3 我国 GB20600-2006 系统描述

2.3.1 系统综述

本标准定义了 48.5MHz-862MHz 频段中，每 8MHz 数字电视频带内，地面数字电视广播无线传输信号的规范。

地面数字电视广播无线传输是新一代广播电视系统的重要组成部分，不但必须具有支持传统电视广播服务的基本功能，而且还要具有适应新一代广播电视服务的可扩展功能。地面数字电视广播系统支持固定（含室内、外）接收和移动接收两种模式。在固定接收模式下，可以提供标准数字电视业务、高清晰度电视业务、数字声音广播业务、多媒体广播和数据服务业务；在移动接收模式下，可以提供标准数字电视业务、数字声音广播业务、多媒体广播和数据服务业务。

地面数字电视广播系统支持多频网和单频网两种组网模式，可根据应用业务的特性和组网环境，选择不同的传输模式和参数。支持多业务的混合模式，达到业务特性与传输模式的匹配，实现业务运营的灵活性和经济性。

2.3.2 系统结构

地面数字电视广播系统发送端完成从 MPEG-TS 传送码流到地面电视信道传输信号的转换。输入数据码流经过扰码器（随机化）、前向纠错编码（FEC），然后进行比特流到符号流的星座映射，再进行交织后形成基本数据块，基本数据块与系统信息组合（复用）后并经过帧体数据处理形成帧体，帧体与相应的帧头（PN 序列）复接为信号帧（组帧），经过基带后处理形成输出信号（8MHz 带宽内）。该信号经变频形成射频信号（48.5MHz-862MHz 频段范围内）。

本系统的发送端如图 2.2 所示。

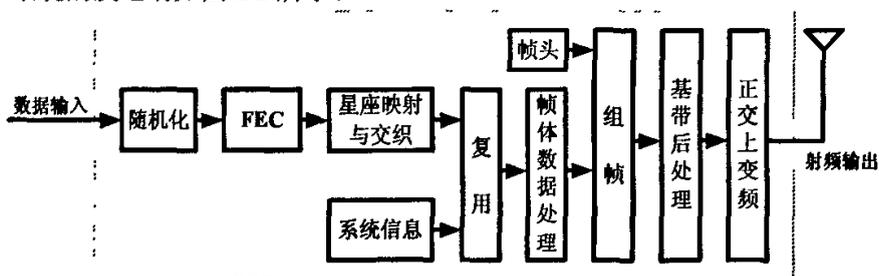


图 2.2 发送端原理框图

数据输入接口符合GB/T 17975.1标准。

射频输出接口符合SJ/T 10351标准。

2.3.3 系统数据帧的定义

复帧结构

本系统的数据帧结构如图 2.3 所示，是一种四层结构。其中，一个基本帧称为信号帧，信号帧由帧头和帧体两部分组成。超帧定义为一组信号帧。分帧定义为一组超帧。帧结构的顶层称为日帧（Calendar Day Frame, CDF）。信号结构是周期的，并与自然时间保持同步。

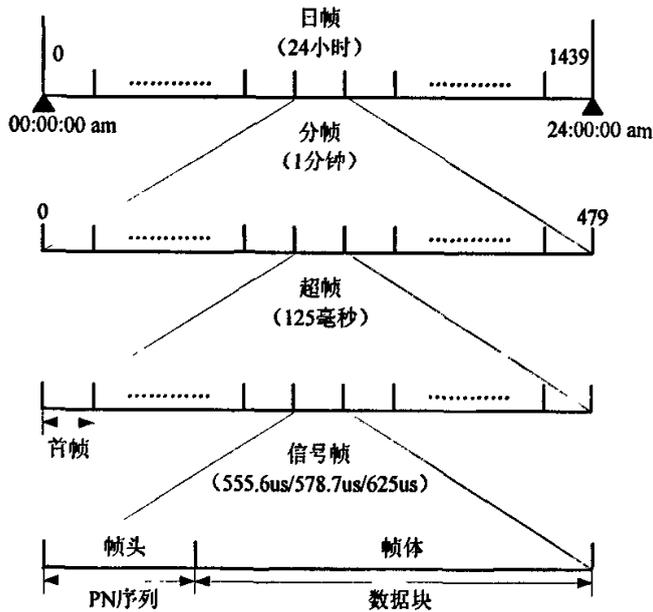


图2.3 分级复帧结构

信号帧

信号帧是系统帧结构的基本单元，一个信号帧由帧头和帧体两部分时域信号组成。帧头和帧体信号的基带符号率相同（7.56 Msps）。

· 帧头部分由 PN 序列构成，帧头长度有三种选项。帧头信号采用 I 路和 Q 路相同的 4QAM 调制。

帧体部分包含 36 个符号的系统信息和 3744 个符号的数据，共 3780 个符号。

超帧

超帧的时间长度定义为 125 毫秒，8 个超帧为 1 秒，这样便于与定时系统（例如 GPS）校准时间。

超帧中的第一个信号帧定义为首帧，由系统信息（4.5.3 节）的相关信息指示。

分帧

一个分帧的时间长度为 1 分钟，包含 480 个超帧。

日帧

日帧以一个公历自然日为周期进行周期性重复，由 1440 个分帧构成，时间为 24 小时。在北京时间 00:00:00 AM 或其它选定的参考时间，日帧被复位，开始一个新的日帧。

2.3.4 信号帧的结构与组成

信号帧结构

一个基本帧称为信号帧，信号帧由帧头和帧体两部分组成，为适应不同应用，定义了三种可选帧头长度。三种帧头所对应的信号帧的帧体长度和超帧的长度保持不变。对于下图 2.4a 的帧结构，每 225 个信号帧组成一个超帧；对于下图 2.4b，每 216 个信号帧组成一个超帧；对于下图 2.4c，每 200 个信号帧组成一个超帧。

信号帧包含帧头和帧体两个部分，根据帧头的不同，有三种结构。

帧头 (420 个符号) (55.6us)	帧体(含系统信息和数据)(3780 个符号)(500us)
--------------------------	-------------------------------

a) 信号帧结构 1

帧头 (595 个符号) (78.7us)	帧体(含系统信息和数据)(3780 个符号)(500us)
--------------------------	-------------------------------

b) 信号帧结构 2

帧头 (945 个符号) (125us)	帧体(含系统信息和数据)(3780 个符号)(500us)
-------------------------	-------------------------------

c) 信号帧结构 3

图2.4 信号帧结构

帧头

帧头模式 1

帧头模式 1 采用的 PN 序列定义为循环扩展的 8 阶 m 序列。可出一个 Fibonacci 型线性反馈移位寄存器实现，经“0”到+1 值及“1”到-1 值的映射变换为非归零的二进制符号。

长度为 420 个符号的帧头信号 (PN420)，由一个前同步、一个 PN255 序列和一个后同步构成。前同步和后同步定义为 PN255 序列的循环扩展。LFSR 的初始条件值确定所产生的 PN 序列的相位。在一个超帧中共有 225 个信号帧。每个超帧中各信号帧的帧头采用不同相位的 PN 信号作为信号帧识别符。

产生序列 PN255 的线性反馈移位寄存器 (LFSR) 的生成多项式定义为：

$$G_{255}(x)=1+x+x^5+x^6+x^8 \quad (2-4)$$

该 8 比特 LFSR 的初始相位参考附录 C^[3]，在每个超帧开始时复位。

产生该最大长度的伪随机二进制序列的结构如下图 2.5 所示。

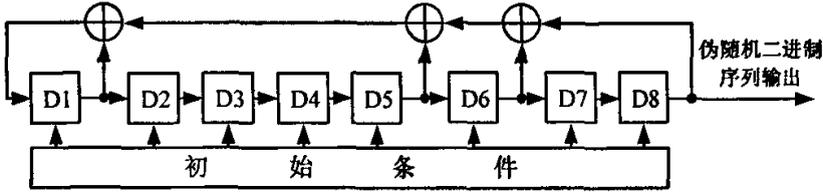


图2.5 8阶m序列生成结构

基于该 LFSR 的初始状态，可产生 255 个不同相位的 PN420 序列，从序号 0 到序号 254。本标准选用其中的 225 个 PN420 序列，从序号 0 到序号 224。对应于每个超帧中的 225 个信号帧，每个信号帧的帧头采用不同相位的 PN420 信号作为信号帧识别符。为了尽量减小相邻序号的相关性，经过计算机优化选择，形成的信号帧序号序列和 LFSR 的初始状态可以参见文献[3]中表 2。

PN420 在 PN255 序列前填充 82 个符号作为前同步，后面填充 83 个符号作为后同步。

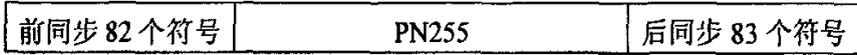


图2.6 PN420 结构

帧头模式 2

帧头模式 2 采用 10 阶最大长度的伪随机二进制序列（m 序列的截短），帧头信号的长度为 595 个符号，是长度为 1023 的 m 序列的前 595 个码片。

该最大长度的伪随机二进制序列由 10 比特的移位寄存器组产生。该最大长度的伪随机二进制序列的生成多项式为：

$$G_{1023}(x) = 1 + x^3 + x^{10} \tag{2-5}$$

该 10 比特的移位寄存器组的初始相位为：000000001，在每个信号帧开始时复位。产生该最大长度的伪随机二进制序列的结构如下图 2.7 所示。

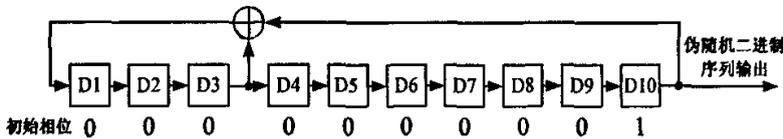


图2.7 10阶m序列生成结构

由上图产生的伪随机序列的前 595 码片，经“0”到+1 值及“1”到-1 值的映射变换为非归零的二进制符号。在一个超帧中共有 216 个信号帧。每个超帧中各信号帧的帧头采用相同的 PN 序列。

帧头信号的平均功率与帧体信号的平均功率相同。

帧头模式 3

帧头模式 3 采用的 PN 序列定义为循环扩展的 9 阶 m 序列。可由一个 Fibonacci 型线性反馈移位寄存器实现，经“0”到+1 值及“1”到-1 值的映射变换为非归零的二进制符号。

长度为 945 个符号的帧头信号(PN945)，其中 945 个符号由一个前同步、一个 PN511 序列和一个后同步构成。前同步和后同步定义为 PN511 序列的循环扩展。LFSR 的初始

条件值确定所产生的 PN 序列的相位。在一个超帧中共有 200 个信号帧。每个超帧中各信号帧的帧头采用不同相位的 PN 信号作为信号帧识别符。

长度为 511 的 PN 序列的生成多项式定义为：

$$G_{511}(x)=1+x^2+x^7+x^8+x^9 \quad (2-6)$$

PN945 在 PN511 序列前填充 217 个符号作为前同步，后面填充 217 个符号作为后同步。

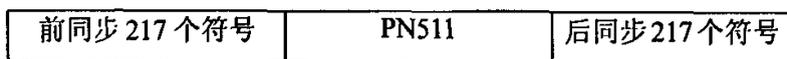


图 2.8 PN945 结构

系统信息

系统信息为每个信号帧提供必要的解调和解码信息，包括符号映射方式、LDPC 编码的码率、交织模式信息、帧体信息模式等。本系统中预设了 64 种不同的系统信息模式，并采用扩频技术传输。这 64 种系统信息在扩频前可以用系统信息由 6 个信息比特 ($S_5S_4S_3S_2S_1S_0$) 来表示，其中 S_5 为 MSB，定义如下：

第 3~0 比特 ($S_3S_2S_1S_0$)：编码调制模式。

表 2.1 系统信息第 3~0 比特定义

第 3~0 比特 ($S_3S_2S_1S_0$)	表示含义
0000	奇数编号的超帧的首帧指示符号
0001	4QAM, LDPC 码率 1
0010	4QAM, LDPC 码率 2
0011	4QAM, LDPC 码率 3
0100	32QAM, LDPC 码率 1
0101	4QAM-NR, LDPC 码率 1
0110	4QAM-NR, LDPC 码率 2
0111	4QAM-NR, LDPC 码率 3
1000	32QAM, LDPC 码率 2
1001	16QAM, LDPC 码率 1
1010	16QAM, LDPC 码率 2
1011	16QAM, LDPC 码率 3
1100	32QAM, LDPC 码率 3
1101	64QAM, LDPC 码率 1
1110	64QAM, LDPC 码率 2
1111	64QAM, LDPC 码率 3

第 4 比特 (S_4)：交织信息。

表 2.2 系统信息第 4 比特定义

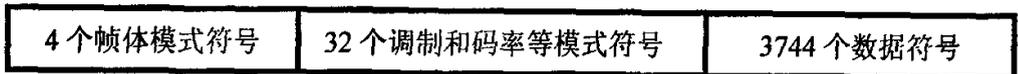
第 4 比特	表示含义
0	交织模式 1
1	交织模式 2

第 5 比特 (S_5): 保留。

该 6 比特扩频前的系统信息将采用扩频技术成为 32 比特长的系统信息矢量, 即用长度为 32 的 WALSH 序列和长度为 32 的随机序列来映射保护。

通过以下步骤, 可以得到 64 个 32 比特长的系统信息矢量, 通过文献[3]附录 F 将 2^6 种系统信息与这 64 个系统信息矢量一一对应, 对于传输的任何一种系统模式, 通过文献[3]附录 F 可以得到需要在信道上传输的 32 比特长的系统信息矢量。具体 32 个 32 位长的 Walsh 矢量产生方法参见文献[3]。

该 36 个系统信息符号通过复用模块与信道编码后的数据符号复合成帧体数据, 其复用结构为: 36 个系统信息符号连续的排列于帧体数据的前 36 个符号位置, 如图 2.9 的结构:



系统信息 (36 个符号) + 数据 (3744 个符号)

图 2.9 帧体信息结构

2.3.5 帧体数据处理

映射后 3744 个数据符号复接系统信息后, 形成帧体, 用 C 个子载波调制, 占用的 RF 带宽为 7.56MHz, 时域信号块长度为 500 微秒。

C 有两种模式: $C=1$ 或 $C=3780$ 。

令 $X(k)$ 为对应帧体信息的符号。

当 $C=1$ 时, 生成的时域信号可表示为:

$$FBody(k) = X(k) \quad k = 0, 1, \dots, 3779 \quad (2-10)$$

在载波数 $C=1$ 模式下, 作为可选项, 对帧头和帧体经过组帧后形成的基带数据在 ± 0.5 符号速率位置插入双导频, 两个导频的总功率相对数据的总功率为 -16dB。插入方式为从帧的第一个符号开始, 在奇数符号上加上 $(1+j0)$, 在偶数符号上加上 $(-1+j0)$ 。

当 $C=3780$ 时, 相邻的两个子载波间隔为 2kHz, 对帧体信息符号 $X(k)$ 进行频域交织 (根据附录 E^[3] 给出的输入与输出符号的地址关系表进行), 得到 $X(n)$, 然后按下式进行变换得到时域信号:

$$FBody(k) = \frac{1}{\sqrt{C}} \sum_{n=1}^C X(n) e^{j2\pi \frac{kn}{C}} \quad k = 0, 1, \dots, 3779 \quad (2-11)$$

2.3.6 信号基带后处理

基带后处理（成型滤波）采用平方根升余弦（Square Root Raised Cosine, SRRC）滤波器进行基带脉冲成形。SRRC 滤波器的滚降系数 α 为 0.05。

平方根升余弦滤波器频率响应表达式如下式所示：

$$P(f) = \begin{cases} 1 & |f| \leq (1-\alpha)/2T, \\ \left\{ \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos \left(\frac{\pi[(2T_s|f|)-1+\alpha]}{2\alpha} \right) \right\}^{\frac{1}{2}} & (1-\alpha)/2T_s < |f| \leq (1+\alpha)/2T_s, \\ 0 & |f| > (1+\alpha)/2T_s, \end{cases} \quad (2-12)$$

其中 T_s 为输入信号的符号周期（ $1/7.56 \mu\text{s}$ ）， α 为平方根升余弦滤波器滚降系数。

第三章 无线信道模型

在通信传输中，想要在系统的接收端取得较好的信号检测性能，首先必须对信道引入的干扰有深刻的理解和认识。文献[4]-[11]描述了最近 30 年来不同的移动信道建模方法。其中最著名的是 Clarke^[4]和其简化模型 Jakes^[5]。这两个模型广泛地用于 Rayleigh 衰落信道的仿真中。但是，Jakes 模型是一个确定性模型，不宜用于具有频率选择性的非相关衰落波形信道。所以在文献[5] -[8]中描述了一些基于 Jakes 模型的修正模型。文献[11]提出对低频率振荡器引入随机相位偏移的方法来对无线信道进行模拟。本章专门就无线信道中多径和多普勒频移对信号的影响进行探讨，并采用抽头延迟线 TDL 模型方法来模拟实际多径信道。

3.1 建立无线信道的问题

在设计无线信道的时候必须考虑如下三个问题：

- 1、信道产生的衰落和信号的功率损失：接收信号的信噪比（SNR）是否能够使接收机检测到传输的信号。
- 2、信号失真：信号失真能否被预先检测出来或抵消掉，以保证在接收端可以恢复出发送信号。
- 3、时变性：对于上述的两种无线信道特征（SNR 和信号失真），接收机能否快速的跟上信道变化的速度。

一个完整的无线信道模型应该提供 SNR，信号失真以及时变参数的信息。为了解决上面的三个问题，可以将无线信道模型分成三部分进行讨论和研究：

- 信道的传输损耗
- 频率选择性信道的脉冲响应
- 时变信道的脉冲响应

本章着重讨论频率选择性信道和时变信道对信号产生的影响。

3.2 多径和多普勒的影响

多径和多普勒在时域和频域上对发送端发送的信号产生影响，严重时，会导致信号功率互相抵消，信号波形产生畸变，导致在接收端不能正确解调出正确的信号。

3.2.1 多径信道的影响

在无线信道环境下，一个信号从发送端传输到接收端可能要经过好几条不同路径如图 3.1 所示：

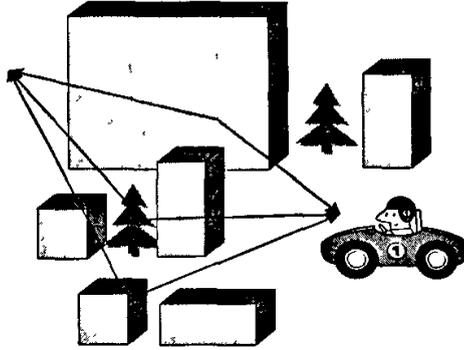


图3.1 多径传播

令 $s(t)$ 为传输信号，那么接收信号可以表示如下：

$$y(t) = \sum_{i=1}^L a_i s(t - \tau_i), \quad \tau_1 \leq \tau_2 \leq \tau_3 \leq \dots \leq \tau_L \quad (3-1)$$

这里 L 为信道多径个数。

Λ: 当 $s(t)$ 为单频率或正弦信号时：

如果 $s(t)$ 为单频率或正弦信号，则可将传输信号 $s(t)$ 表示为 $s(t) = e^{j\omega t}$ ，则接收信号为：

$$y(t) = \sum_{n=1}^L a_n e^{j\omega(t - \tau_n)} = H(\omega) e^{j\omega t}, \quad H(\omega) = \sum_{n=1}^L a_n e^{-j\omega \tau_n} \quad (3-2)$$

$H(\omega)$ 定义为多径传输函数。

假如设定 7 条多径，并分别设定这 7 条多径的到达时间，经过仿真可以发现，接收信号的幅度随着角频率变化。对于某些频率，7 条路径相互抵消，产生一个幅度值较小的 $|H(\omega)|$ ，而在某些频率，7 条路径又相互叠加产生了一个幅度值较大的 $|H(\omega)|$ 。这种现象，就是多径效应。由于有多径效应导致不同频率的衰落不同，即多径衰落是频率的函数。图 3.3 就是 7 条多径对应不同角频率衰落下相互抵消、叠加后的多径传输函数的幅度值。

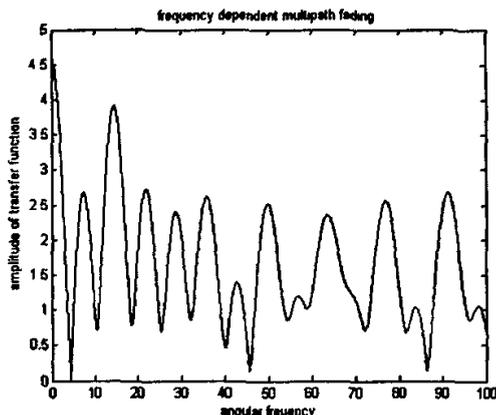


图3.2 对应不同角频率衰落的多径传输函数的幅度

多径信道传输函数取决于发送机和接收机所处的相对位置，同样信号幅度和到达时间也受发送机和接收机所处的位置的影响。

例如：考虑一个 2 条路径的多径信道模型，一条为直视路径（LOS）一条为反射路径。设发送天线的高度为 h_t ，接收天线的高度为 h_r ，收发两端的水平距离为 d 。

从图 3.3 中可以得到直视路径（LOS）距离为：

$$r_{LOS} = \sqrt{d^2 + (h_t - h_r)^2} \tag{3-3}$$

反射路径距离：

$$r_{REF} = \sqrt{d^2 + (h_t + h_r)^2} \tag{3-4}$$

则，传输函数为：

$$\begin{aligned} H(d) &= \frac{b_{LOS}}{r_{LOS}} e^{j\omega r_{LOS}/c} + R \frac{b_{REF}}{r_{REF}} e^{j\omega r_{REF}/c} \\ &= \frac{b_{LOS}}{r_{LOS}} e^{j2\pi r_{LOS}/\lambda} + R \frac{b_{REF}}{r_{REF}} e^{j2\pi r_{REF}/\lambda} \end{aligned} \tag{3-5}$$

其中 R 为反射系数， b_{LOS} ， b_{REF} 为天线特征函数，正比于传输功率。为了方便，选择 $b_{LOS} = 1$ ， $b_{REF} = 1$ 和 $R = -1$ 。因此上式改为：

$$H(d) = \frac{1}{r_{LOS}} e^{j2\pi r_{LOS}/\lambda} - \frac{1}{r_{REF}} e^{j2\pi r_{REF}/\lambda} \tag{3-6}$$

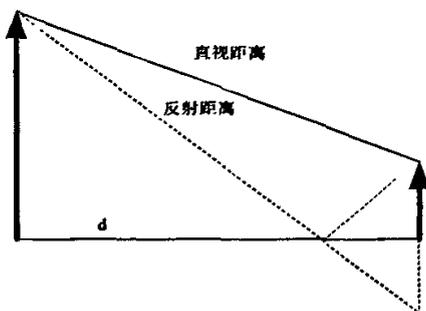


图3.3 两径模型

假设： $f = 1\text{GHz}$ ， $\lambda = c/f = 0.3\text{m}$ ，令 $h_t = 10\text{m}$ ， $h_r = 2\text{m}$ ，针对上述 2 条多径的情况，对不同的收、发机之间的相对距离进行仿真，得到收发端之间不同距离对应的信道衰落值的仿真结果，如图 3.4 所示。

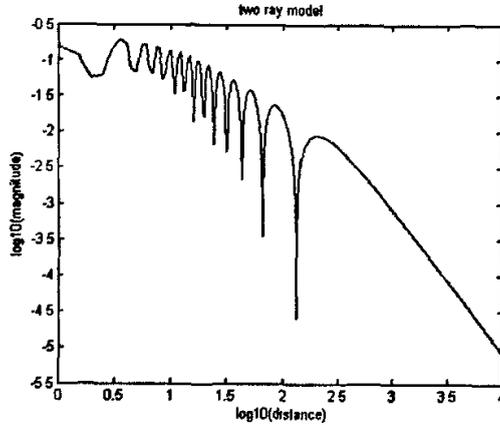


图3.4 两径情况下的幅度衰落

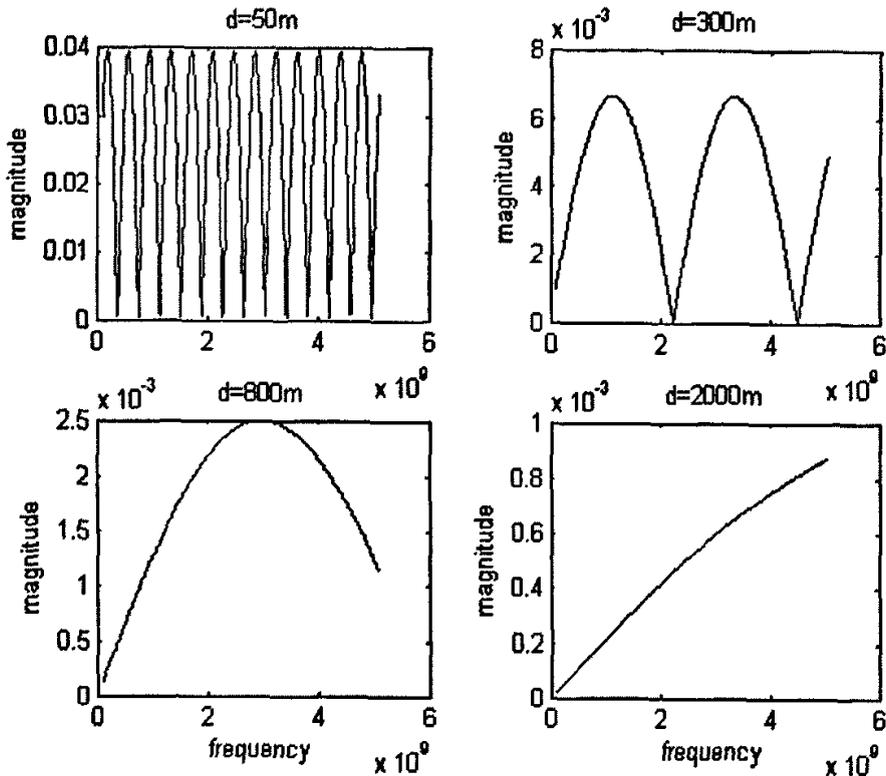


图3.5 不同距离下不同频率的幅度衰落

从图 3.4 和图 3.5 中，可以得到如下结论。多径衰落的频率特征和收发端位置有关。从图中可以看到，相邻两个深度衰落间的距离为 $1/TD$ ， TD 为两条多径的传输时延差：

$$TD = \frac{r_{REF} - r_{LOS}}{c}$$

B: 当信号 $S(t)$ 为多音信号

如式(3-2)所示, 无线传输信道的传输函数可以表示如下:

$$H(\omega) = \sum_{n=1}^L a_n e^{-j\omega\tau_n} \quad (3-7)$$

a_n 和 τ_n 分别是第 n 条路径的幅度和时间延迟。对于多音信号, 信道输出可以写成:

$$y(t) = \sum_{n=1}^L a_n s(t - \tau_n) \quad (3-8)$$

这里信号 $s(t)$ 包含多种频率。

$$s(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (3-9)$$

$S(\omega)$ 为 $s(t)$ 的频谱。

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) e^{-j\omega t} dt \quad (3-10)$$

$y(t)$ 可以写成:

$$Y(\omega) = H(\omega)S(\omega) = \sum_{n=1}^L a_n S(\omega) e^{-j\omega\tau_n} \quad (3-11)$$

这里为了讨论方便, 将传送信号指定为方波, 脉冲宽度为 $5\mu s$ 。

1、时域分析:

利用 Matlab 建立一个发送信号和接收信号的时域波形图。并设计两个时延大小不同的信道, 进行仿真。

$$\text{Case1: } \tau_n : [0, 1\mu s, 2\mu s, 3\mu s, 4\mu s, 5\mu s]$$

$$\text{Case2: } \tau_n : [0, 0.1\mu s, 0.2\mu s, 0.3\mu s, 0.4\mu s, 0.5\mu s]$$

发送信号的波形如图 3.6 所示。仿真结果由图 3.7 所示。通过图 3.7 可以发现多径信道导致信号产生形变。时延较小的信号波形只是在信号边界处, 有一些小的毛刺, 而时延较大的, 信号的波形发生了严重的畸变。时延越大, 信号形变也越大, 即信号的形变和信道时延的大小成正比。

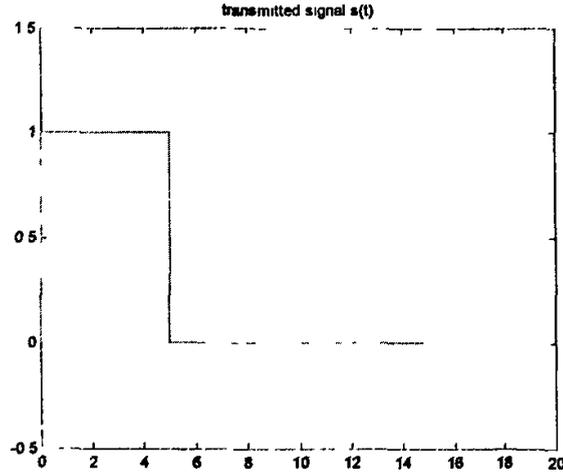


图3.6 发送信号波形

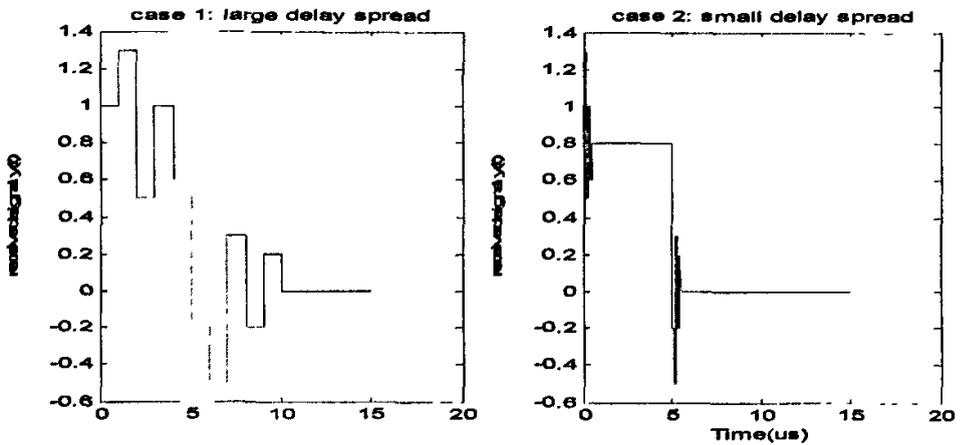


图3.7 两种多径时延情况下的接收信号波形

2、频域分析

使用 Matlab，产生一个发送信号并用傅立叶变换到频域，同样对两条不同多径时延的信道用傅立叶变换到频域，如图 3.8 所示。由式 (3-10) 可以得到信号的频谱。用式 (3-2) 可以得到信道传输函数，最后 (3-11) 用来计算输出信号频谱。

如图 3.8 给出了输入信号频谱和两个信道传输函数第一行为幅度函数值，第二行为相位函数值。横坐标为归一化频率。对于信道 2 (图 3.8 最右边一列)，传输函数的幅度基本平坦而其相位在归一化频率区间内基本为线型的。所以信道 2 引入的信号曲变比较小，而这种信道称之为平坦衰落信道。对于信道 1 (图 3.8 中间一列)，传输函数的幅度不平坦；相位也不是线型的。所以信道 1 将会导致产生更多的信号曲变而这种信道称之为频率选择性衰落信道。

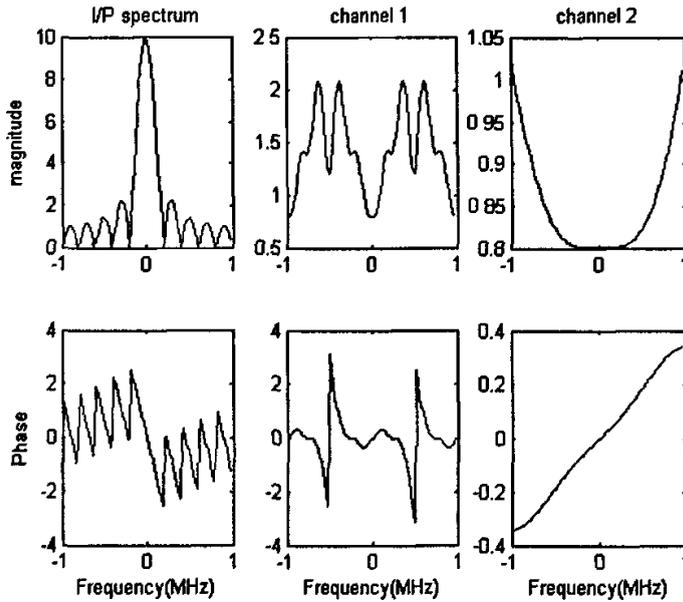


图3.8 输入信号频谱和两条多径的频谱

从图 3.8 可以看出，信道传输函数频率变化的大小和信道时延成正比。信道时延大将会导致传输函数的快变化。

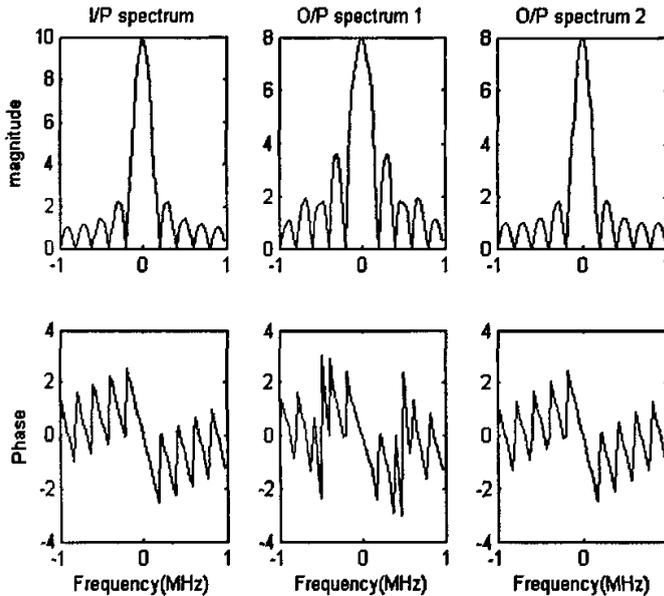


图3.9 输入信号频谱和经过两条不同多径的输出信号频谱

图 3.9 为输入信号频谱和经过上述两不同同时延的多径的信道输出信号的频谱。图中的第一排为幅度函数值，第二排为相位函数值。对于信道 2 的输出信号频谱（最右边一列）和输入信号频谱非常相似，因此，信道 2 对信号只产生了微小的曲变，这种信

道称为平坦衰落信道的。对于信道 1，信道输出信号的频谱和输入信号频谱不太一样，因此，信道 1 引入更多的信号曲变，这种信道称为有频率选择性。

在图 3.10 中给出了以频率为自变量，在不同时延下的信道传输函数值变化情况。在时延为 $0.2\mu\text{s}$ 时，变化周期为 5MHz 。同样，对于时延为 $1\mu\text{s}$ ， $5\mu\text{s}$ ， $10\mu\text{s}$ 时，信道传输函数的变化周期分别为 1MHz ， 0.2MHz ， 0.1MHz 。信道时延越大，信道传输函数的频率变化越快。

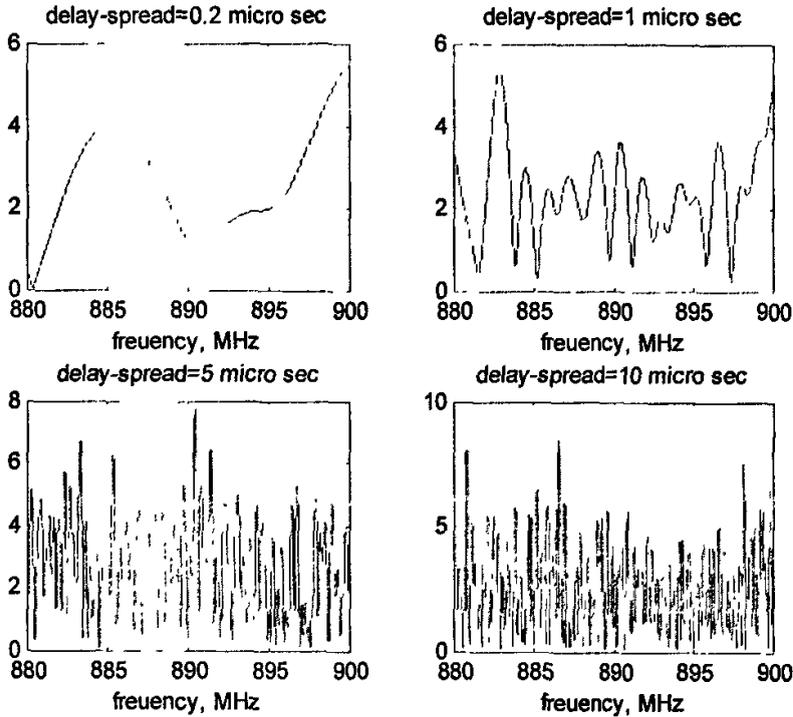


图3.10 4种不同延迟情况下的多径传输函数的绝对值

3.2.2 多普勒效应和多径信道的影响:

A: 多普勒频率偏移 (无多径情况):

将无线电波的速率和频率分别表示为 c 和 f 。定义相同相位的一个层面为波阵面。例如：一个从一个静止的信源发出一个球面波 $e^{j2\pi f(r/c-t)}/r$ 。相位为 $2\pi f(r/c-t)$ ，为一个常数，假定为 a 。在任意时刻 t ，波阵面半径为 $r=c(t+a/2\pi f)$ ，如图 3.11 所示。

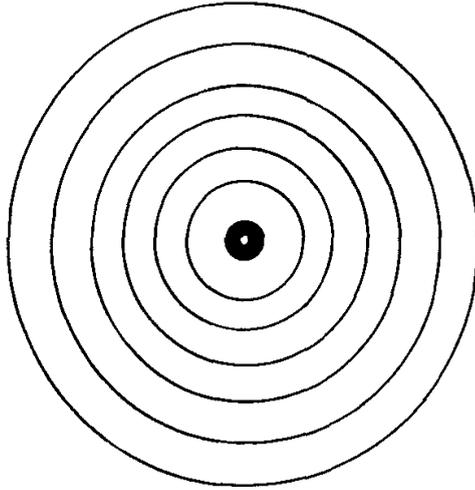


图3.11 静止波源的波阵面

两个相邻的波阵面定义为： $2\pi f(r/c-t) = a$ 和 $2\pi f(r'/c-t) = a - 2\pi$ 。由于 $e^{ja} = e^{j(a-2\pi)}$ ，定义波长为 2 个波阵面的距离，所以 $\lambda = r' - r = c/f$ 。

(1) 移动的信源（无多径）

多普勒频率偏移是由信源的移动导致的。当一辆车响着汽笛从远处向我们开过来，再从我们面前开向远方，我们听见汽笛的声音是不同的。这是因为声音发出的源（汽车）相对我们是在运动的。当汽车驶向我们的时候，当信源移近的时候，信源到信宿的距离变短即波长被压缩，导致汽笛发出的信号波频率升高；而移远时，相对于信宿信号波长被拉伸，即汽笛发出的信号波频率降低。如图 3.12 所示：

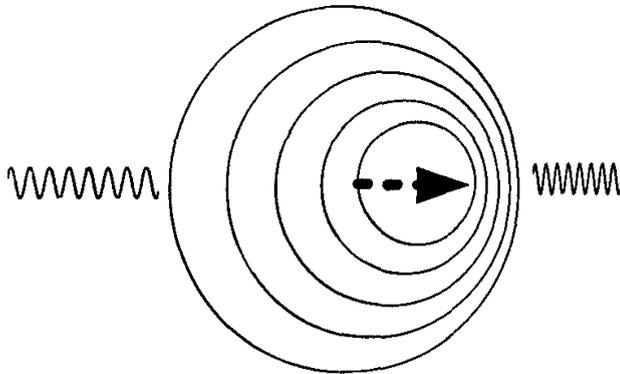


图3.12 移动信源的多普勒频率偏移

同样的，如果信源静止而信宿移动的话，接收到的无线电波也会有频率偏移。现在假设有一个信源以速度 v 移近信宿。将信源表示为 $t=0$ 且 $r=0$ 。在 $t=0$ 的地方， $r=0$ 为球心位置。最近的波阵面在 $t=1/f$ 。如图 3.12 所示，由于发送源以速度 v 移动，则信源中心在 $t=1/f$ 时 $r=v/f$ ，换句话说，第二个波阵面发出时球心的位置在 $r=v/f$ 处。因此，在信宿检测到的波长将被一系列 v/f 压缩，等价波长为：

$$\lambda_v = \lambda - v/f = c/f - v/f \quad (3-12)$$

相对应的等效频率为:

$$f_v = c/\lambda_v = \frac{c}{c/f - v/f} = f \frac{1}{1 - \frac{v}{c}} \approx f(1 + \frac{v}{c}) \quad (3-13)$$

则多普勒频率偏移为:

$$f_v - f \approx f(\frac{v}{c}) \quad (3-14)$$

(2) 移动的信宿 (无多径)

当信号源静止, 在 $t=0$ 处的两个相邻波阵面的距离为 λ 。这个波阵面的传播速度为 c 。如果信宿以速度 v 朝信源方向移动, 则信源信宿的相对速度为 $v+c$, 因此, 信宿通过一个波长的时间为:

$$t_v = \lambda/(c+v) = (c/f)/(c+v) \quad (3-15)$$

等效频率为:

$$f_v = 1/t_v = \frac{c+v}{c/f} = f(1 + \frac{v}{c}) \quad (3-16)$$

因此, 多普勒频率偏移为:

$$f_v - f \approx f(\frac{v}{c}) \quad (3-17)$$

(3) 移动信源和移动信宿 (无多径)

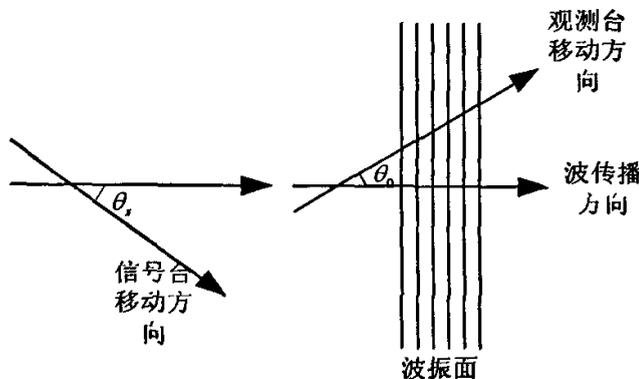


图3.13 平面波接收

当信源信宿的距离增加时, 球形波阵面在接收端逐渐变成平面波。令 θ_o 为无线电波传输方向和信宿移动方向的夹角。类似的, 令 θ_s 为无线电波传输方向和信源移动方向上的夹角。如图 3.13 所示。

设信宿的速率为 v_o , 信源速率为 v_s 。对于移动信源的情况, 等效波长为:

$$\lambda_v = \lambda - v_s \cos \theta_s / f = c/f - v_s \cos \theta_s / f \quad (3-18)$$

由于波阵面的等效速率为 $c + v_o \cos \theta_o$ ，则需要：

$$t = \frac{\lambda_v}{c + v_o \cos \theta_o} \quad (3-19)$$

对于信宿从一个波阵面到相邻波阵面。如果速率为 v_s 和 v_o 远远小于 c ，多普勒频偏为：

$$\begin{aligned} f_{s+o} &= \frac{1}{t} = \frac{c + v_o \cos \theta_o}{\lambda_v} = \frac{c + v_o \cos \theta_o}{c/f - v_s \cos \theta_s / f} = f \frac{1 - v_o \cos \theta_o / c}{1 - v_s \cos \theta_s / c} \\ &\approx f(1 + v_o \cos \theta_o / c)(1 + v_s \cos \theta_s / c) \approx f(1 + v_o \cos \theta_o / c + v_s \cos \theta_s / c) \end{aligned} \quad (3-20)$$

因此，多普勒频率偏移由信源的移动与/或信宿的移动导致的。

$$\Delta f = f_v - f \approx f \left(\frac{v_s \cos \theta_s + v_o \cos \theta_o}{c} \right) \quad (3-21)$$

对于信号 $s(t)$ ，其频率谱为：

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) e^{-j\omega t} dt \quad (3-22)$$

有频率偏移 Δf ，则新的信号变为：

$$s_{\Delta f}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega + 2\pi\Delta f) e^{j\omega t} dt \quad (3-23)$$

如果 $s(t)$ 为单频信号，则 $s_{\Delta f}(t) = e^{j2\pi(f+\Delta f)t}$ 。

B: 多普勒和多径信道对单音信号的影响：

如图 3.1 所示，多径信号从信源以不同的发射角发射，以不同入射角到达。因此，每一条径的多普勒频移通常都不同。为了方便起见，使用相对速率 v 来代替式(3-20)中的 v_s 和 v_o ，由于 \cos 的变化范围为 -1 到 1，则最大多普勒频移为：

$$\pm f_D = f \frac{v}{c} \quad (3-24)$$

当没有多普勒影响的情况下，接收信号为：

$$y(t) = H(\omega) e^{j\omega t}, H(\omega) = \sum_{n=1}^N a_n e^{-j\omega \tau_n} \quad (3-25)$$

这里, N 为多径条数。 a_n , τ_n 分别表示第 n 条路径的幅度和时延。当有多普勒影响情况下, $\omega_n = 2\pi f_n$, $|f_n| \leq f_D$, 为第 n 条多径的多普勒频移。接收信号为:

$y(t) = H(\omega, t)e^{j\omega t}$, 这里

$$H(\omega, t) = \sum_{n=1}^N a_n e^{-j\omega\tau_n + j\omega_n t} \quad (3-26)$$

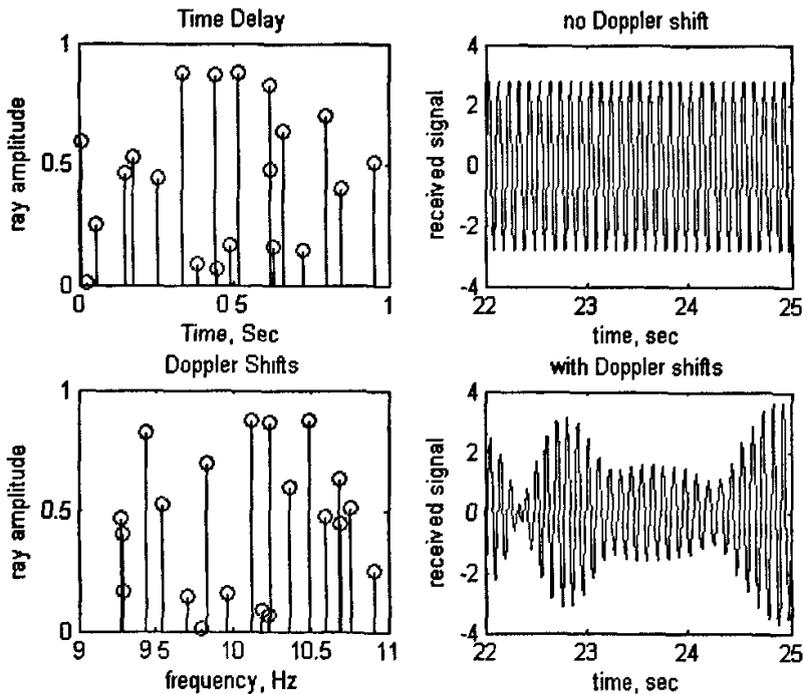


图3.14 多径和多普勒效应

图 3.14 中分别给出了 20 条随机产生的多径, 和一个频率等于 10Hz 的单频率信号。在图 3.14 右上方是没有多普勒频移情况下接受信号的时域波形, 右下方是有多普勒频移情况下接受信号的时域波形。没有多普勒频移时(右上角图), 从图中可以看到接收信号仍然为一个单频率信号。信号没有变形。而当引入多普勒频率偏移的情况时(右下角图)可以看到信号时域波形明显变形, 并且形状随着时间的改变而改变。时变信号包络的变化率正比于多普勒频率扩展。大的多普勒扩展产生信号包络时变速率加快。

图 3.15 给出 4 种不同多普勒频率扩展情况下接收信号的波形。从图中可以看出, 在多普勒频率扩展为 $\Delta f = 0.01\text{Hz}$ 时, 时变周期为 100 秒。同样当多普勒扩展分别为 0.05 Hz, 0.1 Hz, 0.5Hz 时, 时变周期分别为: 20 秒, 10 秒, 2 秒。

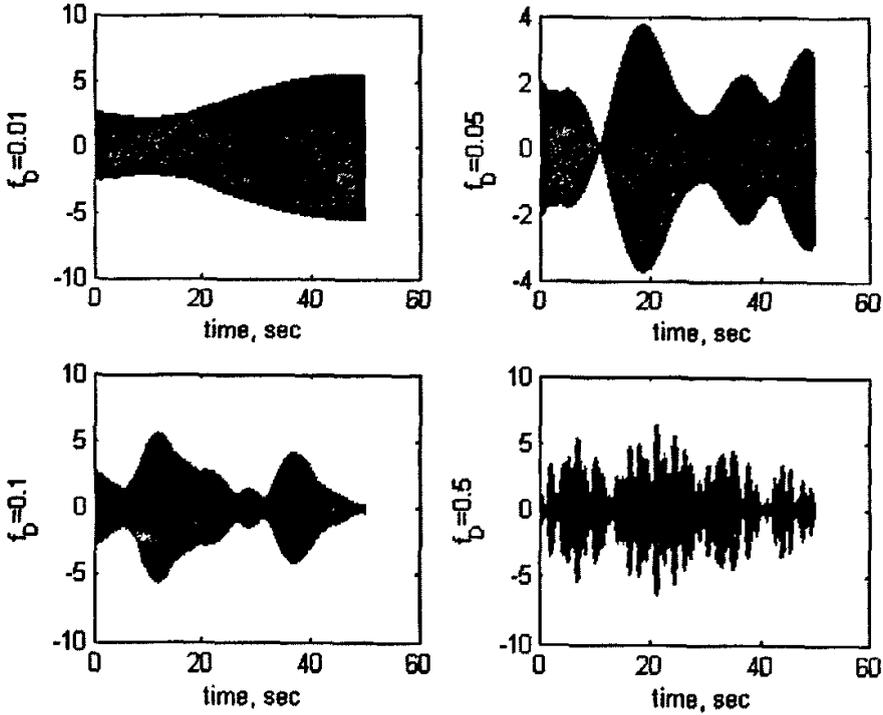


图3.15 不同多普勒扩展的时域单音信号波形

C: 多普勒和多径信道对多音信号的影响:

在时变（即有多普勒影响）多径信道环境下，接收信号为：

$$y(t) = H(\omega, t)e^{j\omega t}, \text{ 这里 } H(\omega, t) = \sum_{n=1}^N a_n e^{-j\omega\tau_n + j\omega_n t} \text{ 为时变谱。考虑一个含多频率}$$

分量的信号。 $s(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega)e^{j\omega t} d\omega$ ，接收信号的时变谱为 $S(\omega)H(\omega, t)$ ，则接收

信号的时域表示为：

$$\begin{aligned} y(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega)H(\omega, t)e^{j\omega t} d\omega = \sum_{n=1}^N a_n \left(\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega)e^{j\omega(t-\tau_n) + j\omega_n t} d\omega \right) \\ &= \sum_{n=1}^N a_n \left(\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega)e^{j\omega(t-\tau_n)} d\omega \right) e^{j\omega_n t} \approx \sum_{n=1}^N a_n s(t - \tau_n) e^{j\omega_n t} \end{aligned} \quad (3-27)$$

例如：

假设多径信道（6条）幅度值： $a_n = [1, 0.3, -0.8, 0.5, -0.4, 0.2]$ ；

设 case1 和 case3 有小多普勒偏移： $\omega_n = [0, 2\text{Hz}, 10\text{Hz}, 6\text{Hz}, 8\text{Hz}, 4\text{Hz}]$ ；

设 case2 和 case4 有大多普勒偏移： $\omega_n = [0, 20\text{Hz}, 100\text{Hz}, 60\text{Hz}, 80\text{Hz}, 40\text{Hz}]$ ；

设 case1 和 case3 有大多径时延: $\tau_n = [0, 1\mu s, 2\mu s, 3\mu s, 4\mu s, 5\mu s]$;

设 case2 和 case4 有小多径时延: $\tau_n = [0, 0.1\mu s, 0.2\mu s, 0.3\mu s, 0.4\mu s, 0.5\mu s]$;

假设发送信号频率为-1MHz 到 1MHz, 两个观测时间分别为 $t_0 = 0$ 秒和 20 秒。

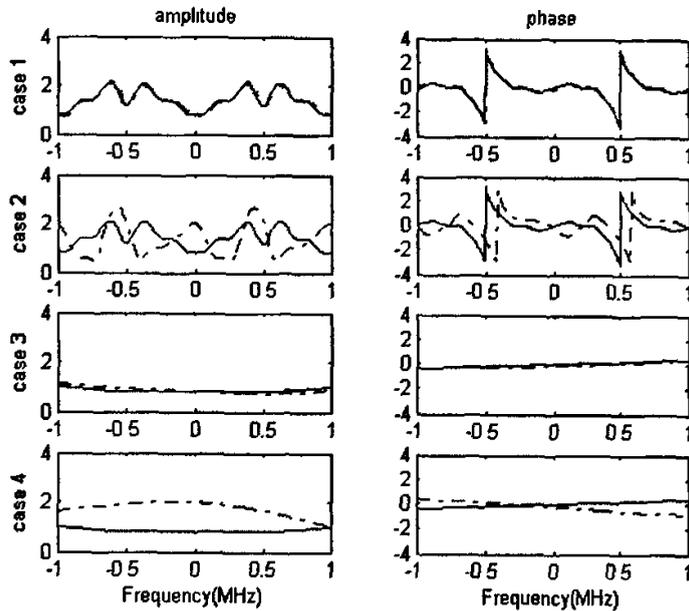


图3.16 4种不同情况下的信号的频率

*虚线(实线)表示 $t_0 = 20$ ($t_0 = 0$)

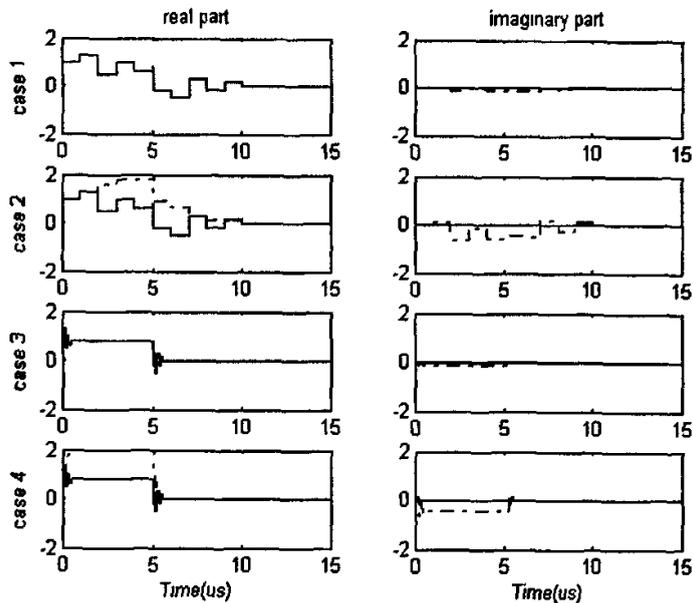


图3.17 4种不同情况下的信号的时域波形

*虚线(实线)表示 $t_0 = 20$ ($t_0 = 0$)

由图 3.16 给出的信号频谱可以看出,多普勒频率偏移大导致频率的变化快。多普勒频率扩展越大,接收信号频率的变化也越快。由图 3.17 给出的信号时域波形可以看出,大的时延导致更多的时域信号波形曲变(如 case1, 2)。较大的多普勒扩展导致信号随时间变化加快(如 case2, 4)。

3.3 信道仿真重要参数

在进行衰落信道仿真时,有两个最重要的参数,即均方根时延扩展和多普勒带宽。

3.3.1 均方根时延扩展

最大时延扩展和均方根时延扩展是反映多径效应严重程度的重要指标。(最大)时延扩展 T_{\max} 表示在此延迟时间以外接收功率 $p(\tau)$ 很小,均方根的时延扩展 σ_τ 定义为:

$$\sigma_\tau = [\langle \tau^2 \rangle - \langle \tau \rangle^2]^{1/2} \quad (3-28)$$

$\langle x \rangle$ 表示 x 的时间平均值,而

$$\langle \tau^k \rangle = \frac{\int \tau^k p(\tau) d\tau}{\int p(\tau) d\tau} \quad (3-29)$$

当时延扩展与数字通信系统的符号周期在同一量级或大于它时,延迟的多径分量将在不同的符号间隔到达并引起码间干扰,这将对 BER 性能造成负面影响,这等价于信道的时变传递函数的带宽小于信号带宽。在这种情况下,信道具有带限滤波器的性质,这也就是上面 3.2 节中提到的频率选择性。

如果信道没有频率选择性,则最大的时延扩展要远远小于符号周期 T_s , 即

$$T_{\max} \ll T_s \quad \text{或} \quad \sigma^2 < 0.1T_s \quad (3-30)$$

在非频率选择的情况下,所有的延迟多径分量到达的时间段仅为一个符号时间的一小部份。在这种情况下,信道可以用单一路径来建模。输入-输出关系可以表示为乘法。即:

$$y(t) = c(\tau, t) \bullet x(t) \quad (3-31)$$

对于频率选择性信道

$$T_{\max} \gg T_s \quad \text{或} \quad \sigma^2 > 0.1T_s \quad (3-32)$$

输入-输出关系为如下卷积

$$y(t) = c(\tau, t) \otimes x(t) \quad (3-33)$$

\otimes 为卷积运算, $c(\tau, t)$ 为信道冲击响应。

$$c(\tau, t) = \sum_{k=1}^N a_k(t) \delta(\tau - \tau_k(t)) \quad (3-34)$$

$a_k(t)$ 和 $\tau_k(t)$ 为 t 时刻第 k 条路径的复衰减和延迟。

3.3.2 多普勒带宽

对信道冲击响应函数做相关:

$$R_{cc}(\tau_1, \tau_2, a) = E\{c^*(\tau_1, t)c(\tau_2, t+a)\} \quad (3-35)$$

在大多数的多径信道中, 假设对应于不同延迟 (即不同路径) 的衰减和相位偏移不相关。由这种不相关散射 (Uncorrelated Scattering, US) 假设, 有

$$R_{cc}(\tau_1, \tau_2, a) = R_{cc}(\tau_1, a)\delta(\tau_1 - \tau_2) \quad (3-36)$$

式 (3-36) 体现了广义平稳和不相关散射两方面的假设, 它经常被称为衰落的 WSSUS 模型。用相关函数 $R_{cc}(\tau, a)$ 来表示自相关, 则有

$$R_{cc}(\tau, a) = E\{c^*(\tau, t)c(\tau, t+a)\} \quad (3-37)$$

对自相关函数做傅里叶变换, 可以得到衰落信道的频域模型, 用功率谱密度表示为

$$S(\tau, \lambda) = F\{R_{cc}(\tau, a)\} = \int_{-\infty}^{\infty} R_{cc}(\tau, a)\exp(-j2\pi\lambda a)da \quad (3-38)$$

$S(\tau, \lambda)$ 称为信道的散射函数, 是一个有两个自变量的函数, 其中一个为时域变量 (延迟), 另一个为频率变量, 即多普勒频率变量。散射函数以延迟和多普勒频率的函数形式, 给出了一个信道平均功率输出的度量, 指示了信道特性作为时间的函数变化 (衰落) 的快慢。如果多普勒带宽 B_d 于信号的带宽 B_s 在同一数量级上, 则信道特性变化 (衰落) 的速率与符号的速率相当, 这样的信道称为快衰落, 否则信道称为慢衰落。因此:

$$B_d \ll B_s = 1/T_s \quad (\text{慢衰落信道})$$

$$B_d \gg B_s = 1/T_s \quad (\text{快衰落信道})$$

如果信道是慢衰落, 则可以采用瞬时值的方法对信道仿真以获得性能评估。否则, 必须直接仿真出信道状况的动态变化。

3.4 建立离散多径信道的 TDL 模型

在计算机进行仿真时, 抽头间隔 (即时延差 $\tau_n - \tau_{n-1}$) 必须表示为采样周期的整数倍。因此, 采样周期必须比最小的延迟差要小, 这可能会导致过高的采样率和无法承受的计算负担。针对这个问题, 可以采用建立均匀抽头间隔的延时抽头线 (TDL) 模型来解决。

式 (3-39) 给出均匀间隔的 TDL 模型的抽头增益的计算方法:

$$\tilde{g}_n(t) = \sum_{k=1}^N a_k(t) \text{sinc}\left(\frac{\tau_k}{T} - n\right) = \sum_{k=1}^N a_k(t) \beta(k, n) \quad (3-39)$$

T 为采样间隔。 $\beta(k, n)$ 的包络随 $|n|$ 的增大而减小。因此, 抽头的数目可以缩减到

$|n| \leq m$, 其中 m 满足: $m \gg T_{\max}/T$ 。当最大的延时扩展 T_{\max} 不超过 3~4 个符号间隔时, 需要的抽头数目就不需要超过 20 个 ($-m < n < m, m=10$)。

抽头增益的产生如图 3.18 所示。从一组 N 个独立的、零均值复高斯白噪声过程开始, 对它们滤波来产生合适的多普勒频谱。接下来对这些变量按比例缩放, 产生所需的功率曲线。最后按式 (3-39) 做变换后产生抽头增益。注意在图 3.18 中仅仅显示 N 条路径中的两条。

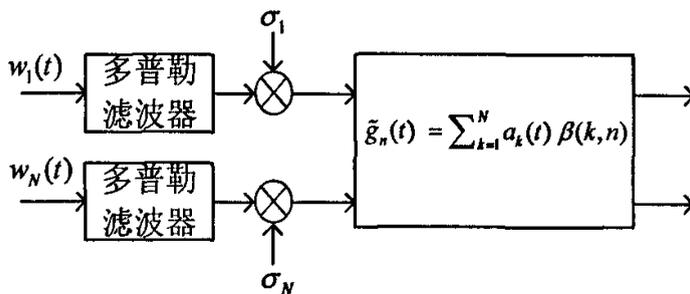


图3.18 产生多径信道抽头增益的框图

在实际仿真中也可以参考通信仿真中一些给定的经典信道参数, 将这些信道参数用上述的萨函数进行加窗处理以后得到的抽头增益值, 来作为本文仿真中所需要的信道。

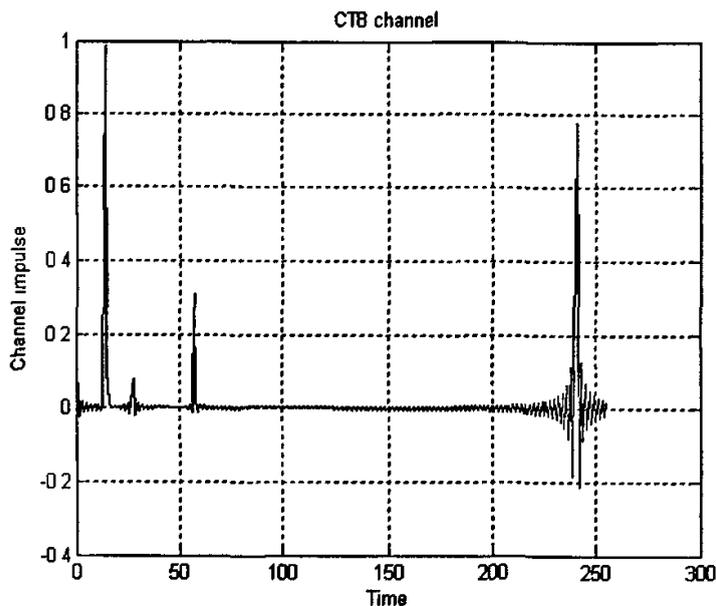


图3.19 CT8 信道模型

图 3.19 为使用上述方法得到的 CT8 信道模型。这个模型在后面, 对信道进行估计和对信号进行均衡中会用到。

第四章 TDS-OFDM 系统下的信道估计及均衡

本章将各种数字电视地面广播标准的信道估计及均衡技术进行了简单介绍,对比。给出了针对我国国家数字电视地面广播标准 GB20600-2006 的信号帧结构的信道估计及均衡方法。

4.1 地面数字电视广播的信道估计

4.1.1 各种数字电视地面广播系统的信道估计算法

数字电视地面广播频道在 VHF/UHF 内,是目前使用最多的频段。这一传输信道的质量相当恶劣。电视信号传输信号的频带宽达几兆赫兹,由于加性噪声、同频干扰、多径传输等线性失真,很难保证其频率响应在整个传输频带上是基本平坦的。因此,这是一个频率选择性的衰落信道。在这样恶劣的传输信道上又要获得较好的接收性能,必须使用准确的信道估计来进行信道补偿。无论单载波或多载波系统,目前一般采用导频信号进行信道估计,即数据辅助(DA)的方式进行信道估计。与此相对应的是使用盲估计(Blind Estimation)方法。盲估计可以不必发送特殊的训练序列,从而提高系统频谱效率,但是该方法需要在接收到足够多的数据情况下才可能得到可靠的估计值。对于无线移动通信系统,由于信道是时变的,需要大量数据这就限制了盲信道估计的使用。因此,无线移动通信的信道估计一般要借助于一定的导频(训练序列)来完成。

目前进行信道补偿采取的措施分两大类:时域均衡和频域均衡,以及它们两者的结合。ATSC 为单载波(SC)系统,它采用时域均衡器来进行信道均衡,也就是不估计信道冲击响应而是直接得到信道冲击响应的逆向量,用这个逆向量对接收信号进行补偿;DVB-T 和 ISDB 为多载波(MC)系统,采用 OFDM 调制并通过频域进行信道补偿;GB20600-2006 标准也采用的是多载波调制系统,它在收端使用窗口内循环相关算法得到信道冲激响应,接着在频域上完成信道补偿。由于 GB20600-2006 标准的帧结构中,每一个 OFDM 数据信号块前均插入一个 PN 序列,所以能够很快的更新信道估计值,能够较好地适应时变信道。当然,这是以增加一定的计算量来进行循环化重构来实现的。

DTTB 系统的信道估计算法

地面无线信道是一个时变的频率选择性衰落信道,信道估计要跟踪上时变信道的变化,就需要训练序列以某种连续的方式插入到发送列表中。根据时域和频域的采样定理,导频信息的插入速率要与相应的多普勒扩展和信道的时域扩展相适应,在时域和频域上

分别满足：

$$f_{d\max} = \frac{1}{2N_f T} \quad \tau_{\max} = \frac{T_u}{N_f}$$

式中 T 为帧周期， T_u 为 FFT 信号的时间长度， N_f 是在时域方向上的间隔， $f_{d\max}$ 是最大多普勒频率； N_f 为 OFDM 的子载波间隔， τ_{\max} 为最大的信道时间展宽。不同的 DTTB 系统使用不同的导频信号，并针对所采用的导频实现相应的信道估计算法。

ATSC 系统

美国 ATSC 8-VSB 单载波系统必须使用复杂的信道均衡器来进行信道估计，消除多径干扰，有达到良好的效果，均衡滤波器的抽头数量巨大。目前常用带反馈的 256 抽头 IIR 滤波器（64 抽头正馈和 192 判决抽头反馈），采用 LMS（最小均方）算法，用发送信号帧 Field sync 部分^[1] 的二进制训练序列来调节滤波器抽头，降低均衡器输出误差。DFE 反馈输入是不含有噪声的已判决数据，因此它能更好的抵消后向 ISI，提高输出端的信噪比。在结构上判决反馈均衡器包含两部分：前向滤波器和后向滤波器，用来抵消前向和后向的 ISI。其结构如图 4.1 所示。

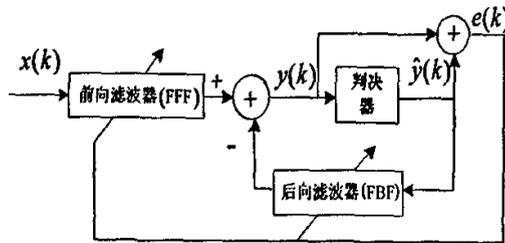


图4.1 ATSC 采用的 DFE 均衡器结构

DVB 系统

欧洲的 DVB-T 多载波系统是在 OFDM 频谱中插入导频信号来进行信道估计的。它规定了分散导频(scattered pilot)和连续(comtinuous pilot)导频。连续导频在每个 COFDM 符号中的位置都是固定的，散布导频的位置在不同 COFDM 符号中有所不同，但以 4 个 COFDM 符号为周期循环。对于 OFDM 系统，多径衰落信道可以看成是时间和频率上的一个二维信号。DVB-T 系统的信道估计通常是在频率和时域上分别进行插值滤波来实现。如图 4.2 所示。

解调后的 OFDM 信号 $Y(l, k)$ (FFT 之后) 在频域可以表达为：

$$Y(l, k) = H(l, k)X(l, k) + N(l, k)$$

其中 l 代表 OFDM 子载波 (频域) 序号， k 为信号 OFDM 码元序号 (时域)。 $H(l, k)$ 为信道传递函数， $X(l, k)$ 为发送信号，而 $N(l, k)$ 为窄带高斯白噪声。由于导频信号已知，通过除法运算可得到导频位置的信道传递函数的估计值 $\hat{H}_p(l, k)$ ，接着对 $\hat{H}_p(l, k)$ 在频域和时域插值滤波得到整个信道传递函数的估计值 $\hat{H}(n, k)$ ，插值函数与具体采用的估计方法有关。

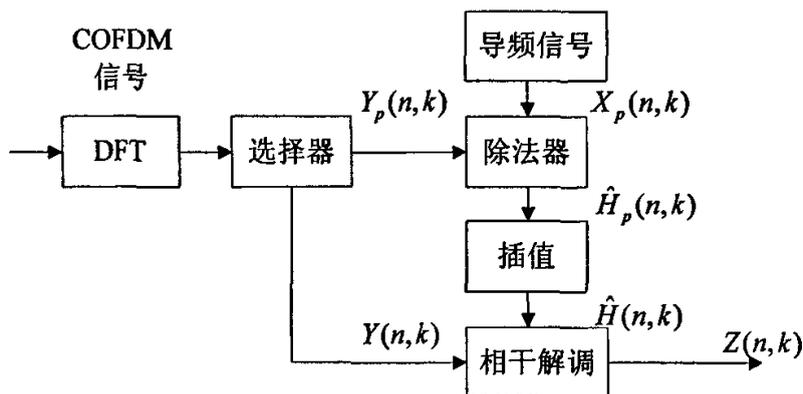


图4.2 DVB 系统信道估计

GB20600-2006 系统

在 GB20600-2006 系统中虽然也采用了 OFDM 多载波调制技术，但与欧洲 DVB 的 COFDM 不同，该系统使用了称为时域同步正交频复用（TDS-OFDM）的调制技术，它既具有 OFDM 能够有效对抗多径的优点，又避免了欧洲 COFDM 同步时间较长的缺点。在 TDS-OFDM 中没有插入 OFDM 导频信号，而是利用了扩频通信中的扩频技术，插入时域 PN 扩频信号作为时域同步，同时利用 PN 序列进行帧同步、频率同步、时间同步、信道估计和跟踪相位噪声等。

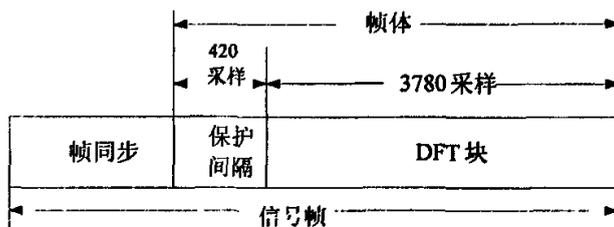


图4.3 GB20600-2006 标准的信号帧结构

GB20600-2006 标准信号帧如图 4.3 所示，它由两部分组成：帧同步头和帧体。帧同步头包含长度为 255 的 PN 序列；帧体为一个 OFDM 块，该 OFDM 块可进一步分成长度为 420 的保护间隔和长度为 3780 的 DFT 块。帧同步头和帧体的基带符号率相同，规定为 7.56MSps，帧同步采用 BPSK 调制得到稳定的同步。采用的信道估计使用已知的 PN 序列和接收的 PN 序列进行时域相关得到，它将各采样点的噪声进行了线性平均，从而提高了 S/N，达到改善信道估计的效果。

设定子载波 k 携带的数据为 X_k ，发送端平方根升余弦（Square Root Raised Cosine, SRRC）滤波器为 $SRRC_{tx}$ ，物理信道冲激响应为 $h(t)$ ，接收的数据经过 FFT 后表示为：

$$\begin{aligned} R_k &= FFT[IFFT(X_k) * SRRC_{tx} * h(t) * SRRC_{rx}] \\ &= X_k FFT(SRRC_{tx}) FFT(h(t)) FFT(SRRC_{rx}) \end{aligned}$$

由上式可以看到，接收数据 R_k 由于 SRRC 滤波器和物理信道而产生失真。帧同步

中的 PN 码经过相同的 SRRC 滤波器和信道, 经 FFT 运算后可表示为:

$$\begin{aligned} P_k &= \text{FFT}[(PN * \text{SRRC}_{tx} * h(t) * \text{SRRC}_{rx}) \otimes PN] \\ &= \text{FFT}(PN \otimes PN) \text{FFT}(\text{SRRC}_{tx}) \text{FFT}(h(t)) \text{FFT}(\text{SRRC}_{rx}) \end{aligned}$$

其中 \otimes 表示相关运算, 采用的 PN 码为 m 序列, 又称最大长度序列, 其自相关函数具有类似白噪声自相关函数的性质, 从而 $\text{FFT}(PN \otimes PN)$ 可以看成是一个常数。

因此, 可以使用 P_k 来补偿 R_k :

$$\hat{X}_k \approx R_k / P_k = X_k$$

其中 \hat{X}_k 为均衡后的数据, 以上估计算法如图 4.4 所示。

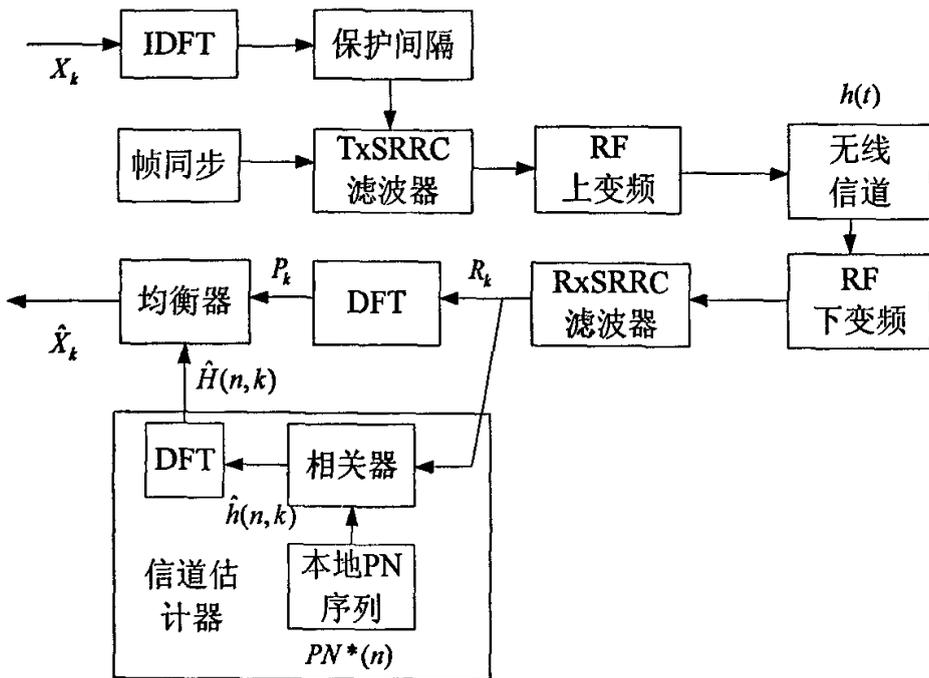


图4.4 GB20600-2006 标准信道估计框图

由于实际 GB20600-2006 标准系统可能存在载波频率偏差和高斯噪声, 为了减小噪声对信道估计的影响, 丢弃了时域冲激响应中的较小的估计值, 其作用相当于时域滤波, 当前采用的丢弃门限值为冲激响应中最大估计值的 5%。这一方法, 也称作渗漏技术 (Leak Technique)。

4.1.2 信道估计的准确性

ATSC 采用均衡器技术进行信道估计, 当信道响应的扩展长度在判决反馈 (DFE) 的调节范围内时, 与 DVB 的信道均衡相比, DFE 算法对噪声具有更高的抑制能力, 从而其信道估计准确性更高。但因为 ATSC 训练系列插入的速度慢, 不能根据该序列对较

快的动态信道进行均衡，所以只能用盲均衡的方法进行；同时均衡器仅对时延较短的回波效果较好，当时延较长时效果比较差，并且对回波时延的变化较为敏感，此时信道估计的准确性就明显下降了。

GB20600-2006 标准和 DVB-T 都采用 OFDM 技术，每个传输符号的持续时间被延长了 N 倍，远远大于一般典型多径反射的延时散布。而且为了防治载波间的正交性不被破坏，OFDM 还插入一个保护间隔 Δ ，只要回波时延不超过 Δ ，就可以消除回波干扰，因此在常延迟信道环境下 GB20600-2006 标准和 DVB-T 比 ATSC 信道估计更准确。GB20600-2006 标准采用时域冲激响应算法进行信道估计，利用扩频技术将高斯白噪声进行了线性过滤；DVB-T 通常采用频率插值，而接收端的信号受高斯白噪声影响，所以从单次信道估计的精度而言，GB20600-2006 标准性能远远优于 DVB-T 系统。DVB-T 信道估计的损失为 2dB，而 GB20600-2006 标准信道估计的损失在 PN 码长度为 255 时只有 0.2dB，在长度为 511 时将会更小。

4.1.3 信道估计的实现复杂度

为了达到良好的效果，ATSC 需要的均衡器抽头数量巨大。256 抽头的 DFE 滤波器抵消的多径回波仅为 $20\mu\text{s}$ 左右，其中包括前向滤波 64 个抽头，后向滤波 192 抽头。又想抵消 $85\mu\text{s}$ 的回波，需要 1024 个抽头。计算复杂度高。

GB20600-2006 标准和 DVB-T 的 OFDM 调制天生就有可以抵抗多径失真的能力，能抵抗 0dB 的回波。因此，不需要或用简单的均衡器就可以。DVB-T 采用了插入导频同步方式，一般需要迭代算法进行信道估计和系统同步，实现复杂；GB20600-2006 标准采用时域同步算法，只需要在收端做相关处理，实现简单。而且 GB20600-2006 标准系统的 FFT 算法效率更高^[50]，DVB-T 的 OFDM 载波数不能进行因数分解，只能在通过增补零点，在采用 2 的整数次幂来进行 FFT 计算，这样就降低了运算效率。

4.1.4 信道估计的跟踪速度

ATSC 均衡器使用发送信号帧中 Field sync 部分来调节滤波器抽头，完成对信道的跟踪，从 ATSC 信号帧结构可知，该信道估计每 24ms 更新一次，对快速动态回波则只能使用盲均衡。同时 DFE 要正常工作，需要系统保证一定的信噪比（错误判决小于 10%），信道变化不可太快，以确保被解调的数据能过比较接近正确值。这就限制了均衡器的跟踪速度。

DVB-T 完成一次全信道估计需要连续 4 个 OFDM 符号(1.024ms)，而 GB20600-2006 标准的信道估计采用时域同步方法，不象 DVB-T 需要迭代处理和几帧平均，只需要进行相关检测就行，其简单精度高，每一信号帧都能进行全信道估计，跟踪传输数据的变

化。GB20600-2006 标准信号帧的持续时间为 $600 \mu\text{s}$ ，因此其跟踪速度是 DVB 的 2 倍，是 ATSC 的 48 倍。

4.2 信道估计训练序列的开销

为了计算简单，忽略 RS、卷积码、头信息、保护间隔等部分对传输效率的影响，而只考虑进行信道估计的导频信息对传输效率的影响。

在 TDS-OFDM 中，TDS-OFDM 的帧同步 PN 序列长度为 255，帧体为长度为 3780 个符号的 DFT 块，故信道估计的开销为： $420/(3780+420) \approx 10\%$ 。而在 DVB-T 中，每个 OFDM 符号的子载波为 1705 (2k 模式) 和 6817 (8k 模式)，其中的插入导频包括分散导频、连续导频和 TPS 附加信息，其相应的有效数据子载波数分别为 1512 (2k 模式) 和 6048 (8k 模式)。这样不考虑 TPS 导频的开销时，DVB-T 用于信道估计目的的导频载波数量占总载波的 10%。

TDS-OFDM 采用时域 PN 序列，在收端利用相关算法，得到信道冲击相应。与 ATSC 和 DVB-T 系统相比，TDS-OFDM 信道估计算法受到高斯噪声和时变信道估计的影响更小，正确性更高；算法实现简单，复杂度更低；信道估计刷新速度快，能完成对变化更快信道的跟踪。从而证明 TDS-OFDM 信道估计更适应地面数字电视广播信道传输。

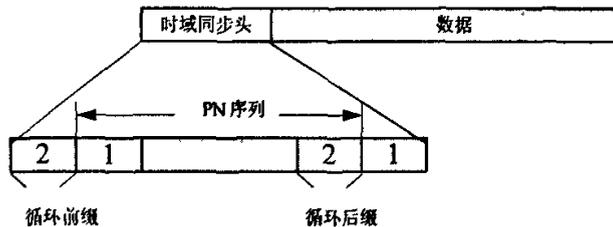


图4.5 TDS-OFDM 典型帧结构

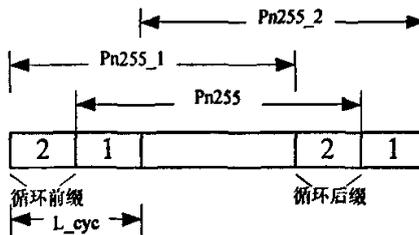


图4.6 时域同步头的 PN 序列

图 4.5 给出了 TDS-OFDM 的典型帧结构。可以看到 TDS-OFDM 是在每两个 OFDM 信息数据帧之间的保护间隔里面插入时域 PN 序列。这与 DVB-T 系统的帧结构有很大

区别。DVB-T 帧结构是在保护间隔里插入循环前缀。图 4.6 为插入的 PN 序列的示例图。给出了 PN 序列结构。PN 序列本身的长度为 255，在 PN 序列前用 PN 序列最后 83 个符号填充，并将 PN 序列前 82 个符号填充在 PN 序列的后面，使得整个 PN 序列的长度为 420。可以看出这里 PN 序列相当于有一个长度为 165 的前缀，这样就可以抵抗最大多径时延不超过 165 的多径干扰。

4.3 不同最大多径时延的信道估计

不同的多径时延，对接收信号的干扰不同，因而采用信道估计的方法也不同。因为需要考虑到 PN 序列的循环前缀长度只有 165。一旦超过这一循环前缀，接收到的信号与本地 PN 进行循环相关就会产生混迭，而导致无法正确地估计出信道冲击响应值。下面本节就将信道以时延长度大小划分为三种情况，分别进行讨论。

本文采用基于 PN 循环相关的信道估计方法，分两步进行：

- (1) 利用本地已知 PN 序列与接收数据时域循环相关检测。
- (2) 利用迭代干扰消除法进行干扰消除。

假设信道是一个广义平稳的非相关散射下的多径时变瑞利衰落信道，它的脉冲响应为：

$$h(\tau, t) = \sum_{m=0}^{L-1} a_m \delta(t - \tau_m) \quad (4-1)$$

其中 a_m 为第 m 条多径的幅度， τ_m 为第 m 条多径的延时， L 为多径数。设发射信号为 $s(t)$ ，则接收信号为

$$y(t) = s(t) * h(\tau, t) + n(t) = \sum_{m=0}^{L-1} a_m s(t - \tau_m) + n(t) \quad (4-2)$$

其中 * 表示卷积。

令 $t = nT$ ， $\tau = kT$ ， T 为采样间隔，经过采样（下面为了方便，省去 T ）得到

$$y(n) = \sum_{m=0}^{L-1} a_m s(n - k_m) + n(n) \quad (4-3)$$

若已知 PN 序列为 $p(n)$ ($0 \leq n \leq M-1$)。与接收信号 $y(n)$ 作相关。利用式 (4-3) 的结果可以得到

$$\begin{aligned} R_{py}(n) &= \sum_{i=0}^{M-1} p(i) y(n+i) = \sum_{i=0}^{M-1} p(i) \left[\sum_{m=0}^{L-1} a_m s(n+i-k_m) + n(n+i) \right] \\ &= \sum_{m=0}^{L-1} a_m \sum_{i=0}^{M-1} p(i) s(n+i-k_m) + \sum_{i=0}^{M-1} p(i) n(n+i) \quad i, n = 0, \dots, M-1 \end{aligned} \quad (4-4)$$

如果发送的信号为 PN 序列，且满足

$$s(n+i-k_m) = p((n+i-k_m)_M) \quad n, i = 0, 1, \dots, M-1 \quad (4-5)$$

M 为 255, 表示 PN 序列本身长度 (不含循环前缀, 后缀), $(\bullet)_M$ 表示为对 M 取模。这样对式 (4-4) 重写如下

$$\begin{aligned} R_{py}(n) &= \sum_{m=0}^{L-1} a_m \sum_{i=0}^{M-1} p(i)p((n+i-k_m)_M) + R_{pn}(n) \\ &= \sum_{m=0}^{L-1} a_m R_{pp}(n-k_m) + R_{pn}(n) \quad i, n = 0, \dots, M-1 \end{aligned} \quad (4-6)$$

R_{pp} 是本地 PN 序列的字相关函数, R_{pn} 为本地 PN 序列和噪声的互相关函数。如果 R_{pp} 为理想的 δ 函数 (冲激响应函数), 那么 R_{py} 即为信道的时域冲激响应。然而, PN 序列在 BPSK 映射方式下, 循环自相关值为

$$R_{pp}(n) = \sum_{i=0}^{M-1} p(i)p((n+i)_M) = \begin{cases} M, n=0 \\ -1, n \neq 0 \end{cases} \quad n = 0, \dots, M-1 \quad (4-7)$$

可见 PN 序列的循环自相关并不是理想的 δ 函数, 在非零位置处并不是处处为零, 因而通过相关检测会引入额外的旁瓣干扰, 降低了信道估计的精度, 因而需要利用迭代干扰消除方法。显然, 峰值大的相关序列受到峰值小的相关序列的干扰比较小。因而可根据峰值从大到小依次消除旁瓣干扰。消除干扰的步骤如下:

(1) 首先找到 $R_{py}(n)$ 中的最大相关峰值 $\hat{a}(k_0)$ 。 k_0 为相关峰值的位置。用下面的方程式将旁瓣干扰减去

$$R_{py}^{(1)}(n) = R_{py}(n) + \frac{\hat{a}(k_0)}{M} \quad n = 0, \dots, M-1, n \neq k_0 \quad (4-8)$$

(2) 然后找到第二大峰值 $\hat{a}(k_1)$, 并将它从 $R_{py}^{(1)}(n)$ 中减去。一般情况下, 当去掉最大的几个相关峰值后, 可以得到比较令人满意的信道冲激响应估计值了。 (i 为迭代次数)

$$\hat{h}(n) = R_{py}^{(i)}(n) \quad n = 0, \dots, L-1 \quad (4-9)$$

上述推导有一个非常重要的前提, 就是必须满足式 (4-5), 即 PN 序列必须有循环特性。如图 4.6 所示, PN 保护间隔最前面 L_{cyc} 个采样点可以看成 PN255_2 的循环嵌缀。但是, 如果信道延迟大于 L_{cyc} , 则循环特性被破坏。所以, 根据信道延迟长度的不同, 信道估计算法也不同。

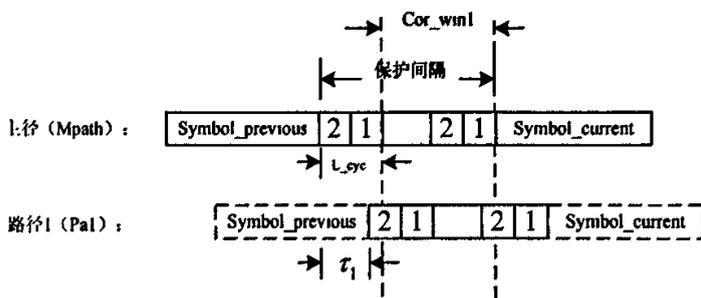
4.3.1 时延 $0 \leq L < 165$ 的情况

图4.7 最大多径时延小于 165 情况

首先讨论当 $L \leq L_{cyc} = 165$ 时, 对信道进行估计的方法。假设系统精确同步, 将第一条径设为主径 (Main_path)。注意, 如果主径不是第一条多径, 这里介绍的方法同样有效。令 path1 为信道时延为 τ_1 ($0 \leq \tau_1 \leq 165$) 的多径。

在 Cor_win1 窗口内, 对针对 PN3 做相关。

$$R_{Cor_win1}(n) = \sum_{i=0}^{M-1} pn_3(i)y((n+i)_M) \quad n=0,1,\dots,M-1 \quad (4-10)$$

pn_3 表示 PN3 序列。由于式 (4-5) 成立, 所以 (4-10) 可以写成如下形式。

$$R_{Cor_win1}(n) = \sum_{m=0}^{L-1} a_m R_{pp}(n-k_m) + R_{pn}(n) \quad n=0,\dots,M-1 \quad (4-11)$$

这样得到信道估计 $\hat{h}(n)$:

$$\hat{h}(n) = Cor_reshape(R_{Cor_win1}(n)) \quad n=0,\dots,M-1 \quad (4-12)$$

函数 $Cor_reshape(\bullet)$ 表示采用式 (4-8)、(4-9) 的旁瓣消除法。

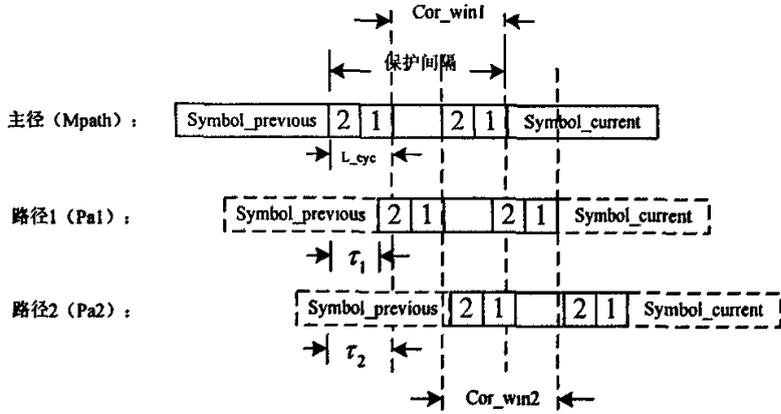
4.3.2 时延 $165 \leq L < 255$ 的情况

图4.8 最大多径时延大于165小于255情况

当 $L_{cyc} < L < 255$ 时,路径1(Pa1)、路径2(Pa2)代表的多径时延分别为 $0 \leq \tau_1 < 165$, $165 \leq \tau_2 < 255$, 将相关窗口表示为: 'Cor_win1', 这时候, 方程(4-5)不再满足。这时候的相关结果会包含前一 OFDM 数据符号, 从而引入干扰。这种干扰将会以随机噪声的形式降低信道的估计精确度。为了得到正确的信道估计, 要首先去掉这些干扰。

干扰消除方法: 将接收信号进行硬判决然后重新映射再 IFFT 变换到时域, 为了方便, 将重建的 'Symbol_previous' 和 'Symbol_current' 信号分别表示为: 's_previous' 和 's_current'。

具体的估计计算步骤如下:

- 1) 假设 $\hat{h}^{(0)}(n), n=0, \dots, L-1$, 即由前一帧得到的信道初始估计值, 's_previous' 是前一 OFDM 数据符号的重构信号。先设 $s_{current}=0$, 0 表示 $1 \times N$ 的零矢量。
- 2) 定义:

$$h_2(n) = \begin{cases} \hat{h}^{(0)}(n), & 165 \leq n < L-1 \\ 0, & 0 \leq n < 165 \text{ 与 } L \leq n < 255 \end{cases} \quad (4-13)$$

$$D(n) = \begin{cases} \hat{s}_{previous}, & 0 \leq n < N \\ PN, & N \leq n < N+420 \\ \hat{s}_{current}, & N+420 \leq n < 2N+420 \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (4-14)$$

这里 $N=3780$, 即 OFDM 数据帧长度。

$$C_1(n) = \sum_{\tau=0}^{255-1} h_2(\tau) D(n-\tau), n=0, \dots, 2N+420+254 \quad (4-15)$$

式(4-16)将路径2产生的多径噪声从接收信号中减去。式(4-17)在窗口 Cor_win1 中进行循环卷积, 式(4-18)进行更新信道估计值:

$$y^{(1)}(n) = y(n) - C_1(n + N + 165), n = 0, \dots, 254 \quad (4-16)$$

$$R_{Cor_win1}(n) = \sum_{i=0}^{M-1} P_{PN_255_2}(i) y^{(1)}((n+i)_M), n = 0, \dots, M-1 \quad (4-17)$$

$$\hat{h}^{(1)}(n) = \begin{cases} Cor_reshape(R_{Cor_win1}(n)), & 0 \leq n < 165 \\ \hat{h}^{(0)}(n), & 165 \leq n < L-1 \end{cases} \quad (4-18)$$

用 $\hat{h}^{(1)}(n)$ 进行信道均衡，接着再利用判决得到信号比特值重新进行映射 IFFT 变换得到时域信号 $s_current$ 。

3)

$$h_1(n) = \begin{cases} \hat{h}^{(1)}(n), & 0 \leq n < 165 \\ 0, & 165 \leq n < 255 \end{cases} \quad (4-19)$$

$$C_2(n) = \sum_{\tau=0}^{255-1} h_1(\tau) D(n-\tau), n = 0, \dots, 2N + 420 + 254 \quad (4-20)$$

为了估计超出 L_cyc 的那部分信道，这里另外再设一个窗口 ‘Cor_win2’。从 Cor_win2 中减去主径 (Mpath) 和路径 1 (Pa1)。

$$y^{(2)}(n) = y(n) - C_2(n + N + 255), n = 0, \dots, 254 \quad (4-21)$$

在 Cor_win2 窗口内进行循环相关计算。

$$R_{Cor_win2}(n) = \sum_{i=0}^{M-1} P_{PN_255_2}(i) y^{(2)}((n+i)_M), n = 0, \dots, M-1 \quad (4-22)$$

信道估计更新为：

$$\hat{h}^{(2)}(n) = \begin{cases} \hat{h}^{(1)}(n), & 0 \leq n < 165 \\ Cor_reshape(R_{Cor_win2}(n-90)), & 165 \leq n < L-1 \end{cases} \quad (4-23)$$

这时，整个信道估计被更新。用更新后的信道估计值对信号重新进行均衡，并将均衡后的信号再进行一次硬判决，判决结果经过映射、IFFT，得 ‘s_current’ 更新值。接着，将 $\hat{h}^{(2)}(n)$ 的值赋给 $\hat{h}^{(0)}(n)$ ，重复步骤 2，3。经过几次迭代（一般仅需要 2，3 次），整个过程收敛，最后输出信道估计值和判决信号值。

在步骤 2，3 中，需要知道信道估计初始值 $\hat{h}^{(0)}(n)$ ， $s_previous$ ，但实际中没有这些初始值。为了得到 $\hat{h}^{(0)}(n)$ ，需对信道做粗略估计。如上文论述的，在 Cor_win1 窗口中进行相关会受 Pa2 中 OFDM 信号的干扰。这个干扰相对于 Pa2 产生的相关增益（最小为 L_cyc ）来说很小，所以可以用“渗漏”法去掉。即，如果相关值小于某一门限值，则将该点相关值赋为 0。这里的门限值可由仿真得到。

$Pn255$ 的相关增益为 255，对于路径时延为 τ ， $165 \leq \tau < 255$ 的路径而言相对的相关增益只有 $420 - \tau$ ，所以这里应该引入一个相关尺度处理，及相关峰值幅度乘以一个加权系数： $\frac{255}{420 - \tau}$ ，接着进行相关整形： $Cor_reshape(\cdot)$ ，得到信道粗估计 $\hat{h}^{(0)}(n)$ 。用信道粗估计值，可对前一 OFDM 符号重构为时域信号 $s_previous$ 。

4.3.3 时延 $255 \leq L < 420$ 的情况

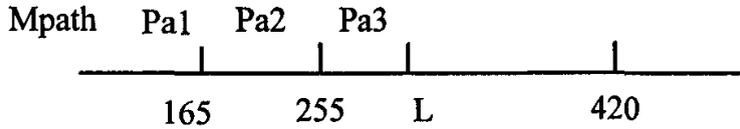


图4.9 多径的时间示意图

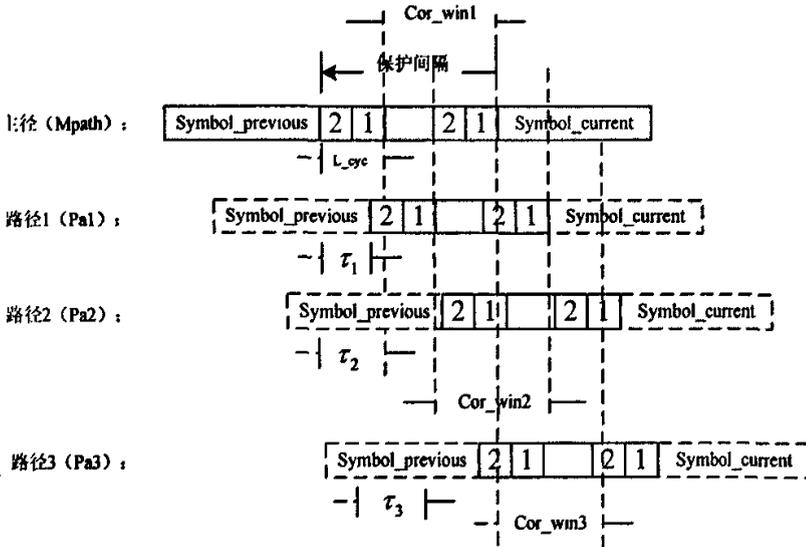


图4.10 最大多径时延大于 255 小于 420 情况

Pa1, Pa2, Pa3, 分别对应不同时延 τ_1, τ_2, τ_3 , $0 \leq \tau_1 < 165, 165 \leq \tau_2 < 255, 255 \leq \tau_3 < 420$, Cor_win1 受到 Pa2, Pa3 的干扰。由于 τ_3 大于相关长度, 使得情况变得更加复杂。Pa3 引入的干扰不但是类噪声干扰, 而且还有在 $\tau_3 - 255$ 处的寄生相关峰值。这一寄生相关峰值将会是系统检测出原来不存在的多径, 并引入比噪声更大的估计误差。

1) 令 $s_current=0$, 假定 $\hat{h}^{(0)}(n), s_previous$ 已知。

$$h_{12}(n) = \begin{cases} \hat{h}^{(0)}(n), & 0 \leq n < 255 \\ 0, & 255 \leq n < 420 \end{cases} \quad (4-24)$$

$$h_{23}(n) = \begin{cases} \hat{h}^{(0)}(n), & 165 \leq n < L \\ 0, & 0 \leq n < 165, \text{ 和 } L \leq n < 420 \end{cases} \quad (4-25)$$

$$h_{13}(n) = \begin{cases} \hat{h}^{(0)}(n), & 0 \leq n < 165, \text{ 和 } 255 \leq n < L \\ 0, & 165 \leq n < 255, \text{ 和 } L \leq n < 420 \end{cases} \quad (4-26)$$

$$C_{23}(n) = \sum_{\tau=0}^{255-1} h_{23}(\tau)D(n-\tau), n=0, \dots, 2N+420 \quad (4-27)$$

将 Pa2, Pa3 从 Cor_win1 中除去:

$$y^{(1)}(n) = y(n) - C_{23}(n + N + 165), n = 0, \dots, 254 \quad (4-28)$$

$$R_{Cor_win1}(n) = \sum_{i=0}^{M-1} P_{PN_255_2}(i) y^{(1)}((n+i)_M), n = 0, \dots, M-1 \quad (4-29)$$

$$\hat{h}^{(1)}(n) = \begin{cases} Cor_reshape(R_{Cor_win1}(n)), & 0 \leq n < 165 \\ \hat{h}^{(0)}(n), & 165 \leq n < L-1 \end{cases} \quad (4-30)$$

用 $\hat{h}^{(1)}(n)$ 进行均衡, 判决, 映射, IFFT 得 $s_current$ 。

2) 从 Cor_win1 中去掉 $Mpath, Pa1, Pa3$ 。

$$C_{13}(n) = \sum_{\tau=0}^{255-1} h_{13}(\tau) D(n-\tau), n = 0, \dots, 2N + 420 \quad (4-31)$$

$$y^{(2)}(n) = y(n) - C_{13}(n + N + 255), n = 0, \dots, 254 \quad (4-32)$$

$$R_{Cor_win2}(n) = \sum_{i=0}^{M-1} P_{PN_255_2}(i) y^{(2)}((n+i)_M), n = 0, \dots, M-1 \quad (4-33)$$

$$\hat{h}^{(2)}(n) = \begin{cases} \hat{h}^{(1)}(n), & 0 \leq n < 165, 255 \leq n < L \\ Cor_reshape(R_{Cor_win2}(n-90)), & 165 \leq n < 255 \end{cases} \quad (4-34)$$

从 Cor_win3 中, 去掉 $MPath, Pa1, Pa2$

$$C_{12}(n) = \sum_{\tau=0}^{255-1} h_{12}(\tau) D(n-\tau), n = 0, \dots, 2N + 420 \quad (4-35)$$

$$y^{(3)}(n) = y(n) - C_{12}(n + N + 255), n = 0, \dots, 254 \quad (4-36)$$

$$R_{Cor_win3}(n) = \sum_{i=0}^{M-1} P_{PN_255_2}(i) y^{(3)}((n+i)_M), n = 0, \dots, M-1 \quad (4-37)$$

信道估计更新:

$$\hat{h}^{(3)}(n) = \begin{cases} \hat{h}^{(2)}(n), & 0 \leq n < 255 \\ Cor_reshape(R_{Cor_win3}(n-255)), & 255 \leq n < 420 \end{cases} \quad (4-38)$$

当信道估计更新完毕, 再次对 OFDM 符号进行均衡。然后将 $\hat{h}^{(3)}(n)$ 的值赋给 $\hat{h}^{(0)}(n)$, 即更新 $\hat{h}^{(0)}(n)$ 。重复步骤 2, 3。在开始进行信道估计的时候, 假定 $\hat{h}^{(0)}(n)$, $s_previous$ 已知。所以要对 $\hat{h}^{(0)}(n)$, $s_previous$ 进行初始状态粗估计。

信道初始估计主要在窗口 1, 和窗口 3 中进行相关操作。在 Cor_win1 中相关结果会受到 $Pa2, Pa3$ 影响, 用“渗漏”(leak)技术, 可部分消除类噪声干扰。但 $Pa3$ 仍导致一个寄生相关峰值, 这可用 Cor_win3 中的相关结果进一步去掉该寄生相关峰噪声。在没有去掉 $Mpath, Pa1, Pa2$ 之前, 接收端 Cor_win3 窗口相关结果包含严重干扰, 但这些干扰为类噪声干扰, 可以通过使用“渗漏”法去掉。使用 Cor_win3 窗口至少可以找到时延位于采样点 255, 420 之间的多径信道。粗信道估计表达式如下:

$$\hat{h}^{(0)}(n) = \begin{cases} Z_{Cor_wm1}(n) - Z_{Cor_wm3}(n) \frac{165-n}{255} & 0 \leq n < 165 \\ Z_{Cor_wm1}(n) \frac{255}{420-n} & 165 \leq n < 255 \\ Z_{Cor_wm3}(n-255) & 255 \leq n < 420 \end{cases} \quad (4-39)$$

其中:

$$Z_{Cor_wm1}(n) = Cor_reshape(leak(R_{cor_wm1}(n))) \quad (4-40)$$

$$Z_{Cor_wm3}(n) = Cor_reshape(leak(R_{cor_wm3}(n))) \quad (4-41)$$

4.4 利用信道冲激响应进行频域均衡

这里采用循环化重构的方法。设接收到的第 P 帧的同步头为 G_p , 数据为 D_p , 第 $P+1$ 帧时域同步头为 G_{p+1} , 数据为 D_{p+1} 。

(1) 由信道估计出的冲激响应 h 确定最长多径长度 L , 对第 P 个 OFDM 符号的前 $L-1$ 个数据消除时域同步头的干扰。

设发送端插入的本地同步头为 $Guard_s$, 经过相关估计得到信道冲激响应 h , 则第 P 帧时域同步头经过多径信道后为:

$$Guard_r = Guard_s * h \quad (4-42)$$

而落入数据段的位 $Guard_r$ 的后 $L-1$ 项, 记为 G_{L1} , 通过下式可消除时域同步头引入的影响。

$$R_p(k) = \begin{cases} D_p[k] - G_{L1}[k] & k = 1, 2, \dots, L-1 \\ D_p[k] & k = L, \dots, N \end{cases} \quad (4-43)$$

(2) 根据第 $P+1$ 帧 OFDM 符号时域同步头的前 $L-1$ 个数据求出第 P 帧 OFDM 最后 $L-1$ 个数据的 ISI, 加到第 P 帧数据的前 $L-1$ 项中。

假设信道在两个相邻的 OFDM 符号内不变, 则在第 $P+1$ 个符号中的时域同步头受到前一帧最后 $L-1$ 个数据的 ISI 干扰可以表示为:

$$Guard_r = Guard_s * h \quad (4-44)$$

$$G_{L2}[k] = Guard_r[k] \quad k = 2, \dots, L-1 \quad (4-45)$$

$$D_2[k] = G_{p+1}[k] - G_{L2}[k] \quad (4-46)$$

最后将 $D_2[k]$ 加到第 P 帧的 OFDM 数据前 $L-1$ 项即完成循环化重构。

$$R_p(k) = \begin{cases} D_p[k] - G_{L1}[k] + D_2[k] & k = 1, 2, \dots, L-1 \\ D_p[k] & k = L, \dots, N \end{cases} \quad (4-47)$$

令 $X(n)$ 为循环化重构的信号, \hat{h} 为信道估计值。则频域均衡后的 OFDM 符号 S 为:

$$S = FFT(X) / FFT(\hat{h}) \quad (4-48)$$

这里需要注意一点是,进行循环化重构就是是需要将本帧数据信号前一 PN 的干扰去掉,并且,加上本帧数据信号对下一 PN 的干扰。在不考虑信道加性白噪声的情况下,使用式(4-43)~(4-47),完全可以将 OFDM 信号块进行循环化重构,使其满足 FFT 循环卷积特性。但是,由于信号叠加了加性高斯白噪声,所以,在信噪比 SNR 比较低的情况下,叠加在数据信号和 PN 上的噪声干扰很大,大大超出了循环化重构对系统性能的贡献。在仿真中可以看到,当信噪比低于 10dB 的情况下使用循环化重构反而会导致系统性能恶化。

第五章 信道估计均衡仿真及其算法改进

5.1 仿真环境的设计及构造

在实验室的条件下，对基于 TDS-OFDM 系统的国家数字电视地面广播系统 GB20600-2006 的信道均衡部份进行了仿真。在现在的仿真阶段本文只添加了随机噪声和静态多径。设定观测的信噪比为-5dB—30dB。采用的多径信道为 TU、TC8、SFN，其具体参数分别参见表 5.1、表 5.2、表 5.3。采用 4QAM 调制。帧同步采用式 (5-1)，(5-2) 所示的方法。下面所得到的所有结果均在假设系统理想同步前提下得到。

5.2 信道估计仿真结果

图 5.1 是在无多径情况下的误码率曲线，这样比较方便和有多径信道情况下做对比。

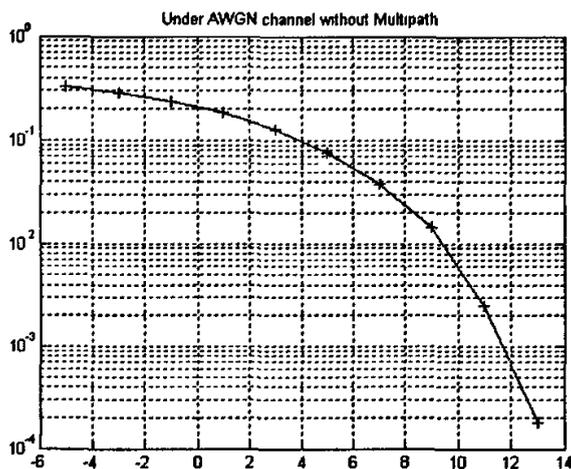


图5.1 无多径信道影响下的误码率曲线

在开始进行信道估计之前先进行简单的帧同步估计，首先 $\Lambda_1(n, a)$ 可以得到信号的大致冲击响应，而 $\Lambda_2(n)$ 可以得到大致的开始同步定位的时间范围。 ρ 为一个大于 1 的正整数调节系数，使用这一调节系数的目的是为了在信噪比较低时，使得归一化峰值的数值增大以便于观察，它对估计器性能并无影响，这里设定为 16。

在 $\Lambda_2(n)$ 找到范围后，可以对相应位置的 $\Lambda_1(n, a)$ 相关峰值进行检测，将在给定范围内的值，与一个事先根据仿真界定的门限值进行比较。当超过这一界定门限的值的时候，认为已经找到数据帧的起始位置。

$$\Lambda_1(n, a) = \frac{\left| \sum_{i=1}^M r(n-i-L_{post})PN^*(n-i-a) \right|^2}{\left(\sum_{i=1}^M |r(n-i-L_{post})PN^*(n-i-a)| \right)^2} \quad (5-1)$$

$$\Lambda_2(n) = \frac{1}{\rho L_{post}} \sum_{k=0}^{L_{post}-1} \left[|r(n-k) - r(n-k-N_s - N_i)|^2 \right] \quad (5-2)$$

将 $\Lambda_1(n, a)$ 和 $\Lambda_2(n)$ 分别绘制如下:

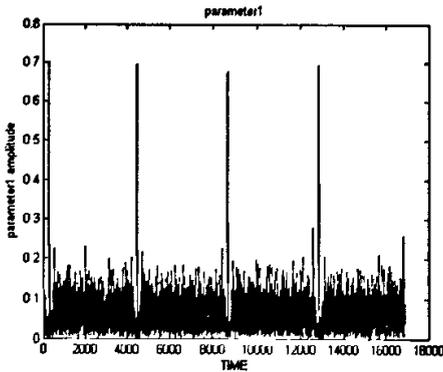


图5.2 $\Lambda_1(n, a)$ 参数随时间的变化

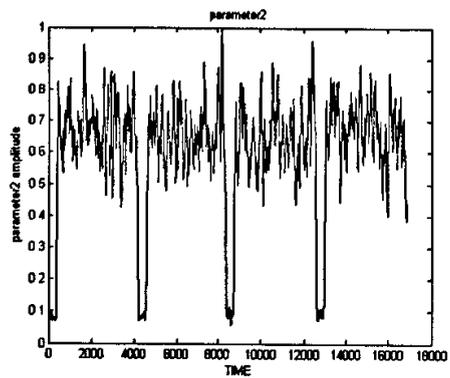


图5.3 $\Lambda_2(n)$ 参数随时间的变化

这里进行信道估计和均衡都是建立在定时和频率同步完全精确的前提下。

发送的信号在通过多径信道后, 信号星座图的幅度和相位都会受到影响, 而导致在接收端, 信号星座图发生混叠, 使得判决器无法进行正确地判决。如图 5.4 所示, 星座图已经严重变形混叠, 无法正确分辨出原始的信号。而经过均衡后的信号星座图, 如图 5.5, 可以清楚的看到信号星座点分开了, 这时就可以通过寻找最小欧氏距离的方法进行星座图译码。

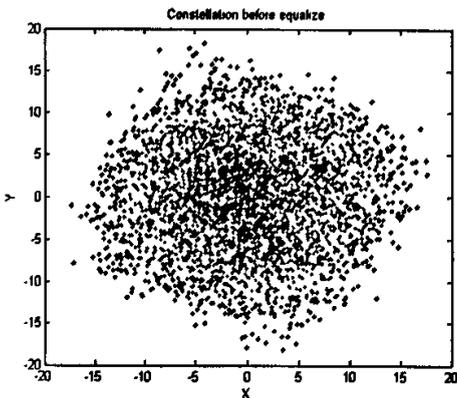


图5.4 均衡前星座图

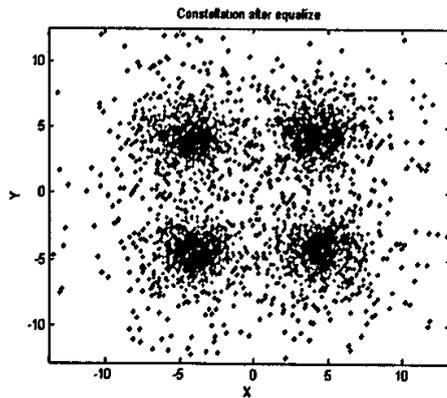


图5.5 均衡后星座图

下面将分别对三种不同时延分布的信道模型进行信道估计和均衡仿真, 在表 5.1、表 5.2、表 5.3 里分别给出信道时延时间和抽头增益。并且采用 3.4 节给出的 TDL 信道

模型建立方法得到这里仿真中所用到的信道。

图 5.6 到图 5.8 为 TU 信道下的仿真信道冲击响应, 误码率, 信道估计均方误差。

图 5.9 到图 5.11 为 CT8 信道下的仿真信道冲击响应, 误码率, 信道估计均方误差。

图 5.12 到图 5.14 SFN 信道下的仿真信道冲击响应, 误码率, 信道估计均方误差。

可以计算出 $165/420 \times 55.6 \mu s = 21.8 \mu s$, 即 PN 序列的循环前缀长度为 $21.8 \mu s$ 。一旦超过这一长度, 就必须采用 4.3.2 中介绍的窗口相关值加权抵消措施, 否则 PN 循环相关会产生混叠, 从而不能得到正确的信道估计值。

表5.1 TU(Typical Urban) 信道模型

	Tap1	Tap2	Tap3	Tap4	Tap5	Tap6	Uint
Delay	0	0.2	0.5	1.6	2.3	5	us
Power	-3	0	-5	-6	-8	-10	dB

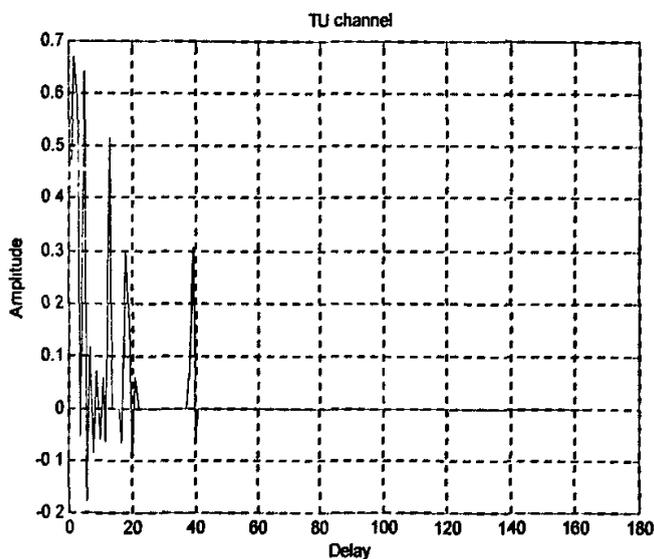


图5.6 TU 信道下的信道估计值

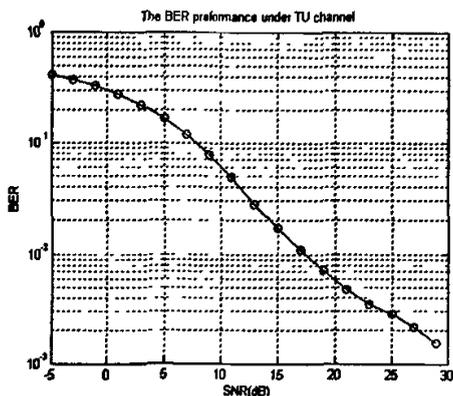


图5.7 TU 信道下的误码率曲线图

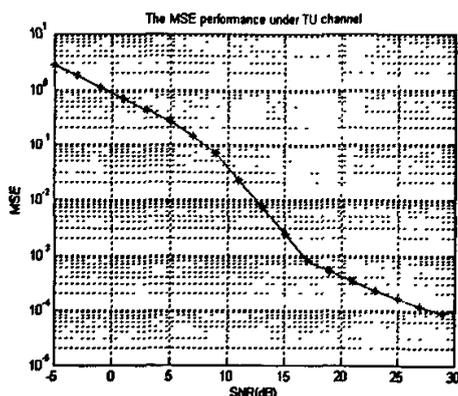


图5.8 TU 信道下的信道估计误差

由表 5.2 可知, CT8 信道在时延 $30\ \mu\text{s}$ 处有一条 0dB 的多径信道, 这条多径信道对系统影响很大, 但是利用第四章给出的窗口 1 和 2, 对窗口中得到的相关峰值加权相减。可以分别计算出时延小于 $21.8\ \mu\text{s}$ 的信道冲击响应估计值, 和时延大于 $21.8\ \mu\text{s}$ 的信道冲击响应估计值。然后将这两段冲击响应值组合起来, 就可以得到时延为 $30\ \mu\text{s}$ 内的信道冲击响应估计值。

表 5.2 CT8 (China Test8) 信道

	Tap1	Tap2	Tap3	Tap4	Tap5	Tap6	Uint
Delay	0	-1.8	0.15	1.8	5.7	30	us
Power	0	-18	-20	-20	-10	0	dB

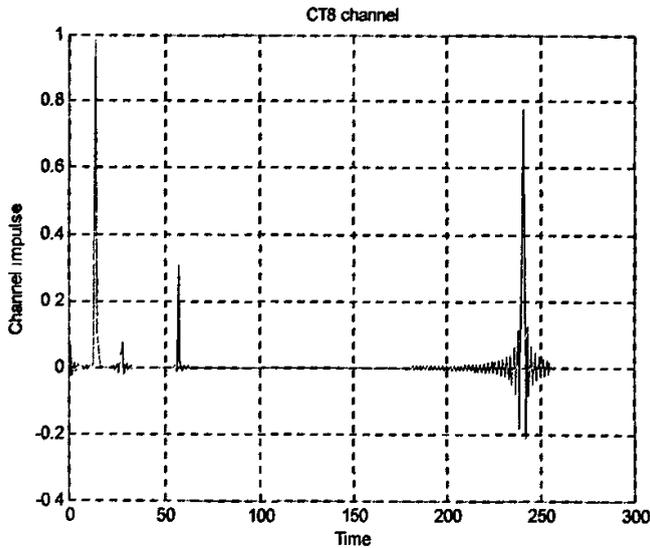


图 5.9 CT8 信道下的信道估计值

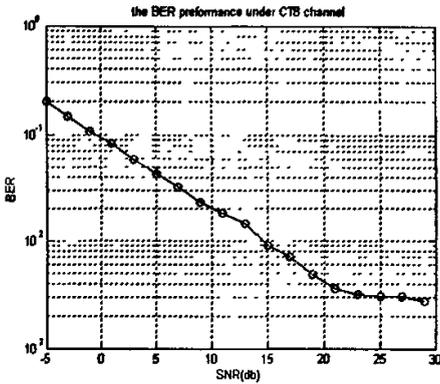


图 5.10 CT8 信道下的误码率曲线图

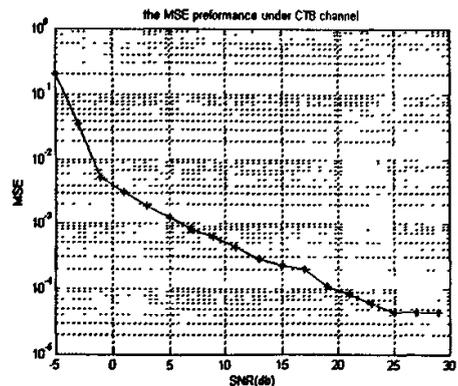


图 5.11 CT8 信道下的信道估计误差

由表 5.3 可以看到, SFN 信道在时延 $52\ \mu\text{s}$ 处有一条 -1dB 的多径信道, 这条多径信道对系统影响同样可以利用第四章给出的窗口 1、2 和 3, 对窗口中得到的相关峰值加权

相减。可以分别计算出时延小于 $21.8 \mu s$ 的信道冲击响应估计值，和时延大于 $21.8 \mu s$ 小于 $33.8 \mu s$ 的信道冲击响应估计值，和时延大于 $33.8 \mu s$ 的信道冲击响应估计值。然后将这三段冲击响应值组合起来，就可以得到时延为 $55.6 \mu s$ 内的信道冲击响应估计值。从图 5.12 可以看到，信道估计可以非常准确地估计出信道冲击响应值。

表5.3 SFN (Single Frequency Network) 信道

	Tap1	Tap2	Tap3	unit
Delay	0	19	52	us
Power	0	-5	-1	dB

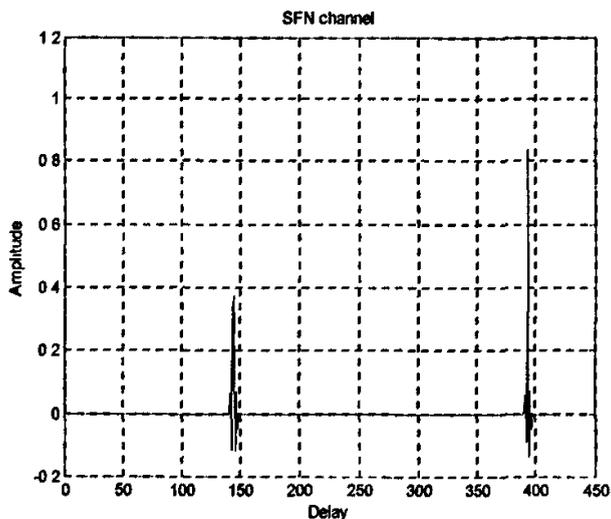


图5.12 SFN 信道下的信道估计值

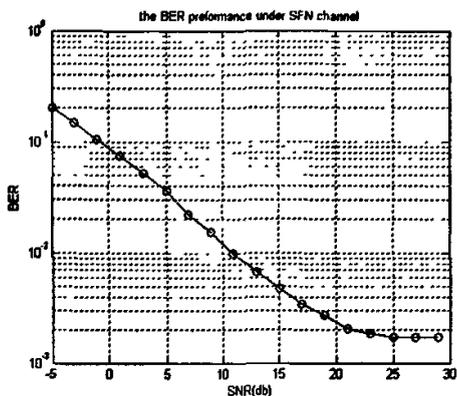


图5.13 SFN 信道下的误码率曲线图

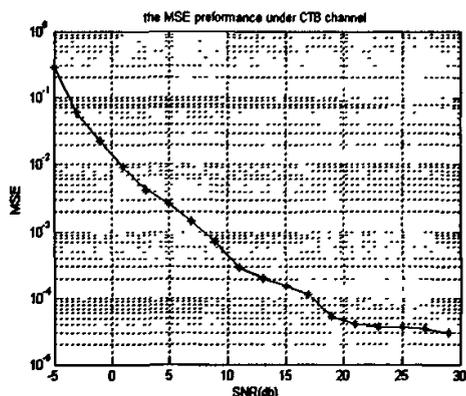


图5.14 SFN 下的信道估计误差

5.3 仿真中的改进

1. 对信道做一个平均, 来提高性能。设前一次估计的信道冲击响应为 $\hat{H}_{next}(f)$, 当前 PN 估计到的信道冲击响应为 $\hat{H}_{cur}(f)$, 可以使用如文献[21]提到的加权的方法。当前的信道冲击响应估计值为:

$$\tilde{H}(f) = \beta \hat{H}_{cur}(f) + (1 - \beta) \hat{H}_{next}(f) \quad (5-3)$$

加权系数 $\beta \in [0.5, 1]$ 。它的取值取决于 SNR 和多普勒频率偏移: 如果 SNR 减小, 或者多普勒频移较大的情况下, β 的取值近似为 1。定性的看可以解释为, 当信噪比较大或者多普勒频移大时, 信道的噪声较大, 信道随时间变化快, 则上一次进行的信道估计对本次系统得到的当前信道估计值的贡献就小。

2. 对于信道初始估计值的改进

对于信道初始估计, 可以进行如下改进, 并且可以在仿真中得到证明, 改进的信道初始估计值更能够逼近信道冲击响应值。

A: 在 $0 \leq n < 165$, 由于 PN 序列的循环特性, 所以较为准确地估计信道冲击相应。

B: 在 $165 \leq n < 255$, 由于有信道时延超过 165 (PN 循环前缀长度) 的多径信道, 所以在窗口 `cor_win1` 上估计出的信道冲击相应必然被 $L > 165$ 的多径影响, 从而使得对于 $L > 165$ 的信道冲击相应估计值有偏差, 在这里可以用下面方程:

$$\hat{h}^{(0)}(n) = \begin{cases} \text{Cor_reshape}(R_{\text{cor_win1}}(n)), & 0 \leq n < 165 \\ \text{Cor_reshape}(R_{\text{cor_win1}}(n)) * (255 / (420 - n)), & 165 \leq n < L - 1 \end{cases} \quad (5-4)$$

来得到信道初始估计值, 这就是文献[14]中给出的方法。这里还有另外一种方法, 即:

$$\hat{h}^{(0)}(n) = \begin{cases} \text{Cor_reshape}(R_{\text{cor_win1}}(n)), & 0 \leq n < 165 \\ \text{Cor_reshape}(R_{\text{cor_win2}}(n - 90))_M, & 165 \leq n < L - 1 \end{cases} \quad (5-5)$$

式 (5-4), 和 (5-5) 基本上结果一致。

C: 在 $255 \leq n < 420$, 文献[14]中用了两个窗口给出信道初始估计值, 但是仿真中可以看到, 在 $255 \leq L < 420$ 时, 使用文献中给出的方法, 由于 PN 序列的循环前缀特性, 会在 `cor_win3` 中引入 $0 \leq L < 165$ 的多径信道的冲击响应, 而导致有错误的信道冲击相应估计值, 将原本不存在的多径当成多径计算出来。文献中的信道初始估计值公式:

$$\hat{h}^{(0)}(n) = \begin{cases} \frac{Z_{\text{Cor_win1}}(n) - Z_{\text{Cor_win3}}(n) \frac{165 - n}{255}}{255} & 0 \leq n < 165 \\ \frac{Z_{\text{Cor_win1}}(n) \frac{255}{420 - n}}{255} & 165 \leq n < 255 \\ Z_{\text{Cor_win3}}(n - 255) & 255 \leq n < 420 \end{cases} \quad (5-6)$$

针对上述问题, 将方程进行如下改进:

$$\hat{h}^{(0)}(n) = \begin{cases} Z_{Cor_win1}(n) - Z_{Cor_win3}((n)_M) \frac{165-n}{255} & 0 \leq n < 165 \\ Cor_reshape(R_{cor_win2}(n-90)_M), & 165 \leq n < 255 \\ Z_{Cor_win3}(n-255) - Z_{Cor_win1}(n) \frac{n-255}{255}, & 255 \leq n < 420 \end{cases} \quad (5-7)$$

3. 在使用式 (5-5) 或 (5-7) 对信道进行完初始估计之后, 可以对信号进行均衡判决, 得到信号的判决后的值, 再将判决后的没有噪声的信号值, 带回重新开始信道估计。反复迭代 2, 3 次。MSE 收敛, 得到精确的估计值。具体方法在 4.3.2 和 4.3.3 节中有比较详细的推导。
4. 在信道均衡中, 使用 LMS 算法, 将信号判决后的值和判决前相减得到信号误差, 使用这个信号误差对频域均衡中的信道频率传输函数 $H(f)$ 进行调整, 迭代多次后, 能够使 $H(f)$ 收敛。也可以提高信号判决准确度。
5. 利用 STBC 进行多天线分集, 可以大大提高系统性能。由于时间关系, 笔者没有给出仿真的结果, 但是在文献[42]-[47]中, 可以发现, 使用 STBC 空间分集, 可以在接收端信号处理复杂度增加不大的情况下大大提高系统性能。

第六章 结束语

GB20600-2006 标准，是一种基于 TDS-OFDM 系统的宽带高速传输标准。TDS-OFDM 系统具有有效的对抗多径效应、消除符号间干扰、对抗频率选择性衰弱以及提高信道利用率等诸多优点，因而被指定为国家强制性数字电视标准。

本文在 TDS-OFDM 系统模型的基础上，重点研究了数字电视国家标准的数据帧格式及其 PN 前缀。并根据其前缀的伪随机特性，用循环卷积，迭代反馈，旁瓣抵消等方法进行信道估计。在信号均衡技术中，采用循环化重构的方法，对信号数据部分进行循环重构，使其重新满足 IDFT 的循环卷积特性。从而采用单抽头的简单频域均衡得到满意的信号均衡效果。

由于时间有限，这里只是在信道估计初始值的设定上进行了改进，在信道估计和信号判决中仍然借用迭代译码的方法。但是在迭代译码中，PN 前缀已经丢弃，其实 PN 序列中还有部分信息可以利用。

在定时中，对于到达时间在主径前面过多的前向信道，不能很好的找出这一多径。换句话说就是可能引入相位噪声。这个也是需要特别注意的地方。

基于 TDS-OFDM 系统的 GB20600-2006 标准支持的重要特性有：高信息量、高度灵活的操作模式、高度灵活的频率规划和覆盖范围。可以通过选择不同的调制方案，支持固定、便携、步行或移动接收；能够通过分级调制，支持分级业务；能够通过选择不同保护间隔的工作模式，构建半径为 16 公里或 36 公里以内覆盖范围的单频网。此外，GB20600-2006 还能支持不同的多媒体业务应用，例如：HDTV、SDTV、数据广播、互联网、消息传送等；也能支持多个传送网络协议，易于和其它的广播和通信系统接口。对于便携终端，它还支持低功耗模式和手机看电视功能以及支持多种不同速率的工作模式。在今后的几年中，在我国逐步开播地面数字电视实践中，GB20600-2006 的优越性将进一步得到验证和完善。

参考文献

- [1] Advanced Television Systems Committee. ATSC Digital Television Standard. 1995
- [2] Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television. ETSI EN v.1.4.1 Jan. 2001
- [3] 针对国家数字电视地面广播传输系统帧结构信道编码和调制技术要求(征求意见稿)
- [4] R. H. Clarke, "A statistical theory of mobile-radio reception," *Bell Syst. Tech. J.*, pp. 957-1000, July-Aug. 1968.
- [5] W. C. Jakes, *Microwave Mobile Communications*: Wiley, 1974. reprinted by IEEE Press in 1994.
- [6] P. Dent, G. E. Bottomley, and T. Croft, "Jakes fading model revisited," *Electron. Lett.*, vol. 29, no. 13, pp. 1162-1163, June 1993.
- [7] M. Patzold and F. Laue, "Statistical properties of Jakes' fading channel simulator," *Proc. IEEE VTC'98*, pp. 712-718, 1998.
- [8] Y. X. Li and X. Huang, "The generation of independent Rayleigh faders," *Proc. IEEE ICC'00*, pp. 41-45, 2000.
- [9] Y. B. Li and Y. L. Guan, "Modified Jakes model for simulating multiple uncorrelated fading waveforms," *Proc. IEEE ICC'00*, pp. 46-49, 2000.
- [10] G. L. Stuber, *Principles of Mobile Communication*, 2nd ed. New York: Kluwer Academic, 2001.
- [11] M. F. Pop and N. C. Beaulieu, "Limitations of sum-of-sinusoids fading channel simulators," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 49, pp. 699-708, Apr. 2001.
- [12] Lin Gui, ZhiYong Zou, BingSheng Wu, PeiLiang Qiu, Kuang Wang. A novel fast algorithm of channel estimate[J]. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, Nov, 2001, 47(4).
- [13] Bower Song, Lin Gui, Yunfeng Guan and Wenjun Zang. On channel estimation and equalization in TDS-OFDM based terrestrial HDTV broadcasting system. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, Vol.51, No.3, AUG.2005:790-797
- [14] B. Muquet, Z. Wang, G.B. Giannakis, M. de Courville, and P. Duhamel, *Cyclic-Prefixed or Zero-Padded Multicarrier Transmissions?*, submitted to *IEEE Transactions on Communications*.
- [15] Y. Li, L. J. Cimini Jr, and N. R. Sollenberger, Robust channel estimation for OFDM systems with rapid dispersive fading channels, *IEEE Trans. Commun.*, 46(7), 1998:

902-917.

- [16] F. Tufvesson, M. Faulkner, and O. Edfors, "Time and frequency synchronization for OFDM using PN-sequence preambles," Proc. IEEE VTC, pp. 2203–2207, Sept. 1999.
- [17] 郑紫微, 杨知行, 朱义胜, 潘长勇, 存在非线性失真和相位噪声影响的 CP-OFDM 与 TDS-OFDM 数字电视地面广播传输系统的性能分析; 电子学报 2004 年 10 月第 10 期
- [18] Jintao Wang, Changyong, Jun Wang, Zhixing Yang, "Performance Improvement of a Transmitter Diversity Scheme for TDS-OFDM System Proceedings of ISCIT2005", pp.964-967, Sept, 1999.
- [19] 李仓峰, 张海亮, 赵行波, 周祖成, 张浩; 一种基于 DMB-T 的车载数字电视终端的设计与实现; 电视技术 2005 年第 12 期 28–31
- [20] 宋瑜 数字广播 (DAB/DMB) 接收系统; 西部广播电视 2002 年第 9 期 pp.31-34.
- [21] Lin Gui, ZhiYong Zou, BingSheng Wu, PeiLiang Qiu and Kuang Wang; "A Novel Fast Algorithm Of Channel Estimate"; IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vol. 47, No. 4, November 2001. pp. 838-846.
- [22] Zi-Wei Zheng, ZhiXing Yang, ChangYong Pan, and Yi-Sheng Zhu, Synchronization and Channel Estimation for TDS-OFDM Systems. IEEE 2003 pp1228-1233.
- [23] Z. W. Zheng, Z. X. Yang, C. Y. Pan, and Y. S. Zhu, "Cutoff Rate and Outage Probability Performance Comparisons Between DVB-T and DMB-T Systems Under Mobile Multipath Channels," IEEE Trans. Broadcasting, vol. 49, pp. 390-397, Dec. 2003.
- [24] J. J. V. D. Beek, M. Sandell, and P. O. Borjesson, "ML estimation of timing and frequency offset in ofdm systems," IEEE Trans. Signal Proc., vol. 45, pp. 1800–1805, Jul. 1997.
- [25] T. M. Schmidl and D. C. Cox, "Robust frequency and timing synchronization for ofdm," IEEE Transactions on Commun., vol. 45, pp. 1613–1621, Dec. 1997.
- [26] B. Yang, K. Letaief, R. Cheng, and Z. Cao, "Timing recovery for OFDM transmission," IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 18, pp. 2278–2290, Nov. 2000.
- [27] F. Tufvesson, M. Faulkner, and O. Edfors, "Time and frequency synchronization for OFDM using PN-sequence preambles," Proc. IEEE VTC, pp. 2203–2207, Sept. 1999.
- [28] Jun Wang, Zhi-Xing Yang, Chang-Yong Pan, Meng Han, Lin Yang. "A Combined Code Acquisition and Symbol Timing Recovery Method for TDS-OFDM" IEEE TRANSACTIONS ON BROADCASTING, VOL. 49, NO. 3, SEPTEMBER 2003
- [29] D.Lee and K.Cheun, "A new symbol timing recovery algorithm for OFDM systems," IEEE Trans. On Consum.Electronics, Vol.43, No.3, Aug 1997, pp.767-775

- [30] M.Speth, F.Classen and H.Meyr, "Frame synchronization of OFDM systems in frequency selective fading channels," Proc. Vehicular Tech. Conf., Phoenix, Arizona, USA, May 1997, pp. 1807-1811
- [31] M.Speth, D.Daeche and H.Meyr, "Minimum overhead burst synchronization for OFDM based broadband transmission," Proc. Globale Telecom. Conf., Sydney, Australia, Nov 1998, pp.2777-2782
- [32] F.Classen and H.Meyr,"Synchronization algorithms for an OFDM system for mobile communication," ITG-Fachtagung, Oct,26-28,1994, pp.105-113
- [33] Timothy M. Schmidl and Donald C. Cox. "Robust Frequency and Timing Synchronization for OFDM".IEEE Transactions on Communications,Vol.45, No.12, December 1997.
- [34] Yun Hee Kim, Young Kwon Hahm, Hye Jung Jung, Icho Song, "An Efficient Frequency Offset Estimator for Timing and Frequency Synchronization in OFDM Systems"1999
- [35] H. Minn, M.Zeng, and V. K. Bhargava. "On Timing Offset Estimation for OFDM systems". IEEE Communications Letters, Vol.4, No.7, July 2000.
- [36] 徐博 数字电视技术分析 中国有线电视 1007-7022(2006)13-1251-04
- [37] 王军 阳辉 DMB-T 第二代信道接收专用芯片的实用设计与实现 信息终端 No. 3 2006 285 pp31-33
- [38] Jian Fu, Chang-Yong Pan, Zhi-Xing Yang, and Lin Yang, "Low-Complexity Equalization for TDS-OFDM Systems Over Doubly Selective Channels" IEEE TRANSACTIONS ON BROADCASTING, VOL. 51, NO. 3, SEPTEMBER 2005.
- [39] Jian-Tao Wang, Jian Song, Jun Wang, Chang-Yong Pan, Zhi-Xing Yang, and Lin Yang, "A General SFN Structure With Transmit Diversity for TDS-OFDM System", IEEE TRANSACTIONS ON BROADCASTING, VOL. 52, NO. 2, JUNE 2006.
- [40] A. Ligeti and J. Zander, "Minimal cost coverage planning for single frequency networks," IEEE Trans. Broadcasting, vol. 45, no. 1, pp. 78-87, Mar. 1999.
- [41] Z. Yang, L. Tong, and L. Yang, "Outage probability comparison of CP-OFDM and TDS-OFDM for broadcast channels," in Proc. IEEE GLOBECOM'02, Nov. 2002, pp. 594-598.
- [42] T. S. Rappaport, Wireless Communications. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1996.
- [43] Mobile DVB-T using antenna diversity receivers, G. Faria. (2001). <http://www.broadcastpapers.com> [Online].
- [44] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," IEEE J. Select Areas in Communications, vol. 16, no. 8, pp. 1451-1458, Oct. 1998.

-
- [45] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank, "Space-time block codes from orthogonal designs," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 45, no. 5, pp. 1456–1467, Jul. 1999.
- [46] K. F. Lee and D. B. Williams, "A space-frequency transmitter diversity technique for OFDM systems," in *Proc. IEEE GLOBECOM'00*, San Francisco, 2000, pp. 1473–1477.
- [47] Y. Gong and K. B. Letaief, "An efficient space-frequency coded OFDM system for broadband wireless communications," *IEEE Trans. Communications*, vol. 51, no. 11, pp. 2019–2029, Nov. 2003.
- [48] H. Jafarkhani, "A quasiorthogonal space-time block code," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 49, pp. 1–4, Jan. 2001.
- [49] W. Su and X.-G. Xia, "Signal constellations for quasiorthogonal spacetime block codes with full diversity," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 50, no. 10, pp. 2331–2347, Oct. 2004.
- [50] Z.-X. Yang, Y.-P. Hu, C.-Y. Pan, and L. Yang, "Design of a 3780-Point IFFT processor for TDS-OFDM," *IEEE Trans. Broadcasting*, vol. 48, no. 1, pp. 57–61, Mar. 2002.

致 谢

衷心感谢我的导师葛建华教授！葛老师在我的研发工作和论文设计给予了悉心的关怀和帮助，葛老师深厚的理论基础以及丰富的实践经验令我受益匪浅，严谨的治学作风、严密的思维方式、丰富的研究开发经验和忘我的工作作风，给我留下深刻的印象，使我终身受益。

感谢李新国，刘刚，宫丰奎，郭漪等博士的日常交流和学术上的指导。感谢李红军、钱峰、季彦呈、董亚萍、韩春雷、冯利民、刘文选、陈穗光、郭辉等同学。在项目研发及论文撰写期间，他们给了我很多的帮助。我永远难忘那些我们在一起共同学习、共同奋斗过的时光！

最后，我还要由衷地感谢我的父母和各位亲友！他们为我创造了良好的条件，在生活上和学习上给予了我无比的支持和鼓励。没有这些支持和鼓励我无法开始我的研究生生涯，并完成我的学位论文。在我每一步研究学习中，他们都在我身后给予了我最大的支持与关怀。

在读期间的研究成果

- [1] 蒋佳, 葛建华, 袁敏, “DMB-T 与国际三大数字电视标准浅析”, 中国新通信, 2006 年 10 月第 19 期
- [2] 李红军, 蒋佳, “一种低复杂度的 STBC 译码算法”, 无线电通信技术, 2007 年第 5 期
- [3] 齐志强, 蒋佳, “DAB 接收机的样机设计”, 今日电子, 2006 年 12 月, 总第 160 期
- [4] 袁敏, 朱晓明, 蒋佳, “3G 短波高速数据传输的 DSP 实现”, 2006 年西安电子科技大学研究生学术年会