



北京大學

# 博士研究生學位論文

題目：導頻輔助的塊傳輸技術

---

姓名：焦現軍

學號：10107807

院系：信息科學與技術學院電子學系

專業：通信與信息系統

研究方向：無線通信

導師姓名：項海格 教授

二〇〇六年五月

# 版权声明

任何收存和保管本论文各种版本的单位和个人，未经本论文作者同意，不得将本论文转借他人，亦不得随意复制、抄录、拍照或以其他方式传播。否则，引起有碍作者著作权之问题，将可能承担法律责任。

# 导频辅助的块传输

焦现军

北京大学

信息科学与技术学院

通信与信息系统专业

工学博士学位论文

导师：项海格 教授

2006年5月

## **Pilot Assisted Block Transmission**

By

JIAO Xianjun

A Dissertation Submitted to the

School of Electronics Engineering and Computer Science,

**PEKING UNIVERSITY**

for the degree of

**Doctor of Engineering**

in

Communication and Information system

Directed by

Professor XIANG Haige

May 2006

**摘要：**

导频辅助的块传输 (PABT -- Pilot Assisted Block Transmission) 是一种宽带无线通信数据传输方式, 它将数据符号分组组成块进行传送, 并在各块中放置一定量的导频符号, 接收机根据每个块中的导频符号完成对信道的实时估计, 再根据估计得到的信道信息完成对块中的数据符号的检测。在无线广播、移动通信、无线网络等现代宽带通信系统中, 传输信道是时变和多径的, 采用 PABT 技术是一种合理的选择, 对 PABT 通信系统进行研究具有重要的理论和实际意义。本文总结概括了 PABT 的信号结构, 对其中的关键技术做了研究, 同时也研究了 PABT 信号结构的两类系统: 导频数据时分的 PABT 系统、导频数据频分的 PABT 系统。本文的主要内容包括:

1. 总结概括了 PABT 的信号结构, 由此出发得到多种 PABT 信号格式。信号格式分为导频和数据时分、导频和数据频分两大类。导频和数据时分的信号格式包含四种更基本的信号格式: “PN 导频+单载波数据”、“PN 导频+OFDM 数据”、“OFDM 导频+单载波数据”、“OFDM 导频+OFDM 数据”。导频和数据频分的信号格式即传统的频域插入导频的 OFDM 系统信号格式。上述信号格式按照保护间隔(循环前缀、补零后缀等)形式不同可进一步细分。这些格式不但涵盖了现有宽带系统, 也包含目前所没有开展研究的新信号格式。归纳了 PABT 接收机关键技术: 信道估计、均衡检测、迭代干扰消除以及提高梳状导频 OFDM 系统保护间隔利用效率的技术。
2. 总结研究了现有各种信道估计方式, 信道估计过程分为信道估计预处理、信道估计、信道估计后处理三步。研究了两种信道时域冲激响应估计算法: 滑动相关算法和循环相关算法, 以及两种信道频响估计算法: 剪切相加频域信道估计算法和补零频域信道估计算法。提出了一种新的基于伪噪声 (PN - Pseudo Noise) 序列循环相关的信道估计算法, 与现有算法性能相近但复杂度低。提出了一种新的信道估计后处理算法, 它的思想为只保留信道估值中集中了绝大多数能量的若干强径响应, 其余径视为噪声并置零, 从而提高了信道估计性能, 且无现有算法的“平台效应”。

3. 总结了循环前缀、补零后缀的块传输的时域均衡和频域均衡,论证了时域块均衡与频域块均衡的等效性。研究分析了补零后缀的块传输的两种频域最小均方误差 (MMSE – Minimum Mean Square Error) 均衡算法:直接频域处理和剪切相加频域处理算法。并研究了两种频域算法的简化近似 MMSE 均衡算法。简化算法的复杂度大大低于严格 MMSE 算法,在约束长度  $7$ , [171 133],  $1/2$  速率卷积码和随机交织情况下比严格 MMSE 算法的性能损失只有  $0.1\text{dB}$  左右。
4. 对于导频和数据时分的 PABT 系统,研究了导频和数据时分且无保护间隔的 PABT 系统中的迭代干扰消除技术,提出了一种固定导频符号的简化干扰消除算法。将迭代干扰消除算法成功用于新型无保护间隔“OFDM 导频+OFDM 数据块”、“OFDM 导频+单载波数据块”数据块传输系统。仿真验证它们能够工作在高速移动宽带通信的环境下 ( $800\text{MHz}$  频段,移动速度  $130\text{km/h}$ ,多普勒频率  $100\text{Hz}$ ),在信道冲激响应较短时(例如 DVB-T 便携接收信道),误码性能可逼近带保护间隔的参照系统,同时具有更高的数据传输率。
5. 对于导频和数据频分的 PABT 系统,本文提出了一种比现有“循环前缀 OFDM”(CP-OFDM)系统拥有更高导频功率效率的导频后缀 OFDM 系统 (PP-OFDM – Pilot Postfixing OFDM)。而现有补零后缀 OFDM (ZP-OFDM – Zero Padding OFDM)为 PP-OFDM 的特例。对 PP-OFDM 的导频功率最优分配进行了详细研究,并得到了最优分配解析解。由于 PP-OFDM 导频功率效率更高,信道估计性能更好,在  $1/4$  保护间隔条件下系统误码性能比传统 CP-OFDM 提高约  $1\text{dB}$ 。

**关键词:** 导频辅助的块传输 (PABT)、正交频分复用 (OFDM)、信道估计、频域均衡、迭代干扰消除

## ***Pilot Assisted Block Transmission (PABT)***

*JIAO Xianjun* (Communication and Information system)

Directed by *Prof. XIANG Haige*

### *Abstract:*

Pilot Assisted Block Transmission (PABT) is a transmission scheme suitable for broadband wireless communication. In this scheme, data are grouped into separated blocks, in which pilot are inserted. Receiver gets channel state information (CSI) based on observation of received pilot in real time and makes demodulation according to CSI. Considering the time variety and frequency selective characters of broadband wireless channel in modern wireless broadcasting, mobile and wireless network system, PABT is a reasonable choice. In this thesis, a uniform signal framework of PABT is summarized based on investigations of existing broadband systems, and two kinds of PABT system are presented under the framework: pilot and data are in time division multiplexing form; pilot and data are in frequency division multiplexing form. Researches on key technologies and systems of PABT are carried out. This thesis include:

1. A uniform signal framework of PABT is summarized, and many signal formats are presented under the framework. Those formats are classified into two kinds: pilot and data are in time division multiplexing form; pilot and data are in frequency division multiplexing form. In the first kind, there are four basic formats: “PN (Pseudo Noise) pilot + SC (Single Carrier) data”, “PN pilot + OFDM data”, “OFDM pilot + SC data”, “OFDM pilot + OFDM data”. The second kind is referred to traditional OFDM systems with frequency domain pilot in fact. In addition, with different form of guard interval, for example CP (Cyclic Prefix), ZP (Zero Padding)..., more signal formats can be created. The formats include not only most existing systems but also new systems. Key

technologies of PABT are discussed under the framework, which are: Channel Estimation (CE), Equalization, Iterative Interference Canceling and guard interval signal design for higher efficiency.

2. All kinds of CE algorithm are studied and summarized. The procedure of CE is separated into three steps: pre-process, channel estimate, post-process. Two algorithms of estimating time domain channel impulse response (CIR) are studied, which are move correlation and circular correlation. Two algorithms of estimating channel frequency response are also studied, which are frequency domain estimation after “cut-and-add” and zero padding frequency domain estimation. A new CE algorithm based on PN pilot with circular correlation is proposed. The new CE algorithm has almost the same performance with existing algorithm, but the complexity of new algorithm is much lower than that of existing algorithm. A new post-process algorithm is also proposed, which leads to visible performance gain compared to CE without post-process. The idea of new post-process algorithm is that certain number of strong path is reserved and other paths are removed as noise. The performance of new post-process algorithm has no “floor” phenomenon, which is a drawback of existing algorithm.
3. Time domain equalization (TDE) and frequency domain equalization (FDE) of CP/ZP block are summarized and studied. TDE and FDE are proved to be equivalent. Two MMSE (Minimum Mean Square Error) FDE algorithms are studied: direct FDE and FDE after “cut-and-add” pre-process. Quasi-MMSE FDE algorithm is studied. The complexity of quasi-MMSE algorithm is much lower than that of strict-MMSE algorithm, and performance degradation is only about 0.1dB, when 7, [171 133], 1/2 convolution code and random interleaver are employed.
4. Iterative interference canceling algorithm is studied in the situation that pilot and

data are in time division multiplexing form and without guard interval. A simplified algorithm is proposed for situation where pilots are invariant. As applications of iterative interference canceling, “OFDM pilot + SC data” and “OFDM pilot + OFDM data” PABT system is studied. Simulation shows that two systems are suitable for broadband wireless communication with high mobility (moving speed 130km/h; doppler frequency 100Hz in 800MHz band). When CIR is short, for example DVB-T portable reception channel, performance of new systems can approach that of reference system with guard, which needn't interference canceling, and new systems have higher bit rate.

5. In the situation that pilot and data are in time division multiplexing form, a new PP-OFDM (Pilot Postfixing - OFDM) scheme is proposed as a modification of traditional CP-OFDM. Replacing CP signal with PP signal in guard interval ensures that PP-OFDM has higher efficiency of utilizing pilot power than CP-OFDM. ZP-OFDM can be derived from PP-OFDM. Pilot power allocation is studied in PP-OFDM, and analytic result is derived. When 1/4 guard interval is adopted, PP-OFDM has about 1dB performance gain compared with CP-OFDM.

**Key words:** PABT (Pilot Assisted Block Transmission); OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing); Channel Estimation; Frequency Domain Equalization; Iterative Interference Canceling

## 目 录

<b>第 1 章 绪论</b> .....	<b>1</b>
1.1 PABT 研究背景 .....	1
1.1.1 应用背景 .....	1
1.1.2 技术背景 .....	3
1.1.2.1 信道估计技术.....	3
1.1.2.2 数据均衡技术.....	4
1.1.2.3 保护间隔信号形式 .....	5
1.2 论文工作与主要贡献 .....	6
1.3 论文的组织.....	7
<b>第 2 章 PABT 系统概述</b> .....	<b>9</b>
2.1 引言.....	9
2.2 信道模型 .....	9
2.3 现有典型系统.....	10
2.3.1 OFDM 系统.....	10
2.3.2 单载波频域均衡系统 .....	15
2.3.3 小结.....	17
2.4 PABT 信号结构 .....	18
2.4.1 导频和数据的复用方式.....	18
2.4.2 信号制式 .....	19
2.4.3 保护间隔形式.....	19
2.4.4 小结.....	21
2.5 PABT 中的关键技术.....	22
2.6 小结.....	24
<b>第 3 章 PABT 中的信道估计研究</b> .....	<b>25</b>
3.1 引言.....	25
3.2 信道估计的系统模型 .....	26
3.2.1 信道估计概述.....	26
3.2.2 收发信号模型.....	26
3.3 信道估计算法研究.....	27
3.3.1 基于“PN+CP”的信道估计算法 .....	27
3.3.1.1 PN+CP 循环相关信道估计.....	28
3.3.1.2 PN+CP 频域信道估计 .....	30
3.3.2 基于“PN+ZP”的信道估计算法 .....	31
3.3.2.1 PN+ZP 滑动相关信道估计.....	32
3.3.2.2 PN+ZP 补零频域信道估计 .....	34
3.3.2.3 PN+ZP 循环相关信道估计.....	37

3.3.2.4	PN+ZP 剪切相加频域信道估计 .....	38
3.3.3	基于“OFDM+CP”的信道估计算法 .....	39
3.3.4	基于“OFDM+ZP”的信道估计算法 .....	39
3.3.5	信道估计迭代后处理算法 .....	40
3.3.6	小结 .....	43
3.4	信道估计性能仿真结果和分析 .....	45
3.4.1	无后处理时的原始信道估计性能 .....	45
3.4.2	使用信道估计后处理时的信道估计性能 .....	46
3.5	信道估计算法复杂度对比 .....	48
3.6	信道估计小结 .....	50
<b>第 4 章</b>	<b>PABT 中的线性块均衡技术研究 .....</b>	<b>51</b>
4.1	引言 .....	51
4.2	线性块均衡的系统模型 .....	51
4.2.1	线性块均衡概述 .....	51
4.2.2	收发信号模型 .....	52
4.3	线性块均衡算法研究 .....	54
4.3.1	时域均衡 .....	54
4.3.2	频域均衡 .....	55
4.3.2.1	对剪切相加后循环卷积接收信号 $z$ 的频域均衡 .....	55
4.3.2.2	对直接接收信号 $y$ 的频域均衡 .....	56
4.3.3	时域和频域均衡的等效性研究 .....	58
4.3.3.1	剪切相加后时域均衡和频域均衡的等效性研究 .....	59
4.3.3.2	对直接接收信号 $y$ 时域均衡和频域均衡的等效性研究 .....	59
4.3.4	小结 .....	60
4.4	线性块均衡性能仿真结果 .....	60
4.5	各种均衡方式计算复杂度对比 .....	64
4.6	线性块均衡小结 .....	65
<b>第 5 章</b>	<b>导频数据时分的 PABT 系统仿真研究 .....</b>	<b>67</b>
5.1	引言 .....	67
5.2	系统模型和迭代干扰消除算法 .....	68
5.2.1	导频数据时分无保护间隔块传输概述 .....	68
5.2.2	导频可变的收发信号模型和迭代干扰消除算法 .....	69
5.2.2.1	导频可变的收发信号模型 .....	69
5.2.2.2	单块迭代干扰消除算法 .....	71
5.2.2.3	多块连续迭代干扰消除算法 .....	72
5.2.3	导频固定的收发信号模型和迭代干扰消除算法 .....	74
5.2.3.1	导频固定的收发信号模型 .....	74
5.2.3.2	单块迭代干扰消除算法 .....	75
5.2.3.3	多块连续迭代干扰消除算法 .....	76

5.2.4	小结.....	77
5.3	参照系统—ZP 块传输模型和接收算法.....	78
5.3.1	ZP 块传输总体模型.....	78
5.3.2	ZP 块传输系统收发信号模型.....	79
5.3.3	ZP 块传输系统单块接收处理算法.....	79
5.3.4	ZP 块传输系统多块连续接收处理算法.....	79
5.4	迭代干扰消除仿真研究.....	80
5.4.1	单块迭代干扰消除研究.....	80
5.4.2	多块连续迭代干扰消除研究—静态信道.....	82
5.4.3	多块连续迭代干扰消除研究—时变信道.....	90
5.4.4	迭代干扰消除仿真研究小结.....	95
5.5	接收机同步算法.....	96
5.5.1	本地滑动相关同步算法.....	96
5.5.2	延迟相关同步算法.....	98
5.5.3	同步算法小结.....	99
5.6	系统级仿真研究小结.....	99
<b>第 6 章</b>	<b>PP-OFDM 系统.....</b>	<b>101</b>
6.1	引言.....	101
6.2	PP-OFDM 系统模型.....	102
6.2.1	PP-OFDM 发送和接收处理概述.....	102
6.2.2	PP-OFDM 发送信号和接收信号模型.....	103
6.3	PP-OFDM 信道估计算法.....	105
6.4	PP-OFDM 均衡解调算法.....	108
6.5	PP-OFDM 导频功率最优分配.....	109
6.5.1	从信道估计角度：导频功率的内部分配.....	110
6.5.2	从系统性能角度：导频功率的二维最优分配.....	111
6.5.3	导频功率分配的两个一维次最优解.....	115
6.6	PP-OFDM 的同步.....	117
6.7	误码性能仿真结果.....	119
6.8	PP-OFDM 小结.....	122
<b>第 7 章</b>	<b>工作总结与展望.....</b>	<b>123</b>
7.1	本文工作总结.....	123
7.2	展望.....	125
	<b>参考文献.....</b>	<b>126</b>
	<b>攻读博士学位期间论文发表情况.....</b>	<b>134</b>

---

攻读博士学位期间参与的科研工作 .....	135
致 谢 .....	136
北京大学学位论文原创性声明和使用授权说明 .....	137
学位论文使用授权说明 .....	137

# 第1章 绪论

随着无线互联网、无线多媒体等数据业务对通信速率需求的不断增长，无线通信系统已全面进入宽带化阶段。宽带无线通信中的信道具有多径和时变的特点<sup>[1]-[2]</sup>。信道中的多径会引起发送信号自身的混叠，即符号间串扰（ISI — Inter Symbol Interference），表现在频域即为频率选择性衰落。信道的时变则要求接收机必须对信道进行实时测量，以便随时处理多径对信号的影响。导频辅助的块传输（PABT -- Pilot Assisted Block Transmission）技术是一种用于在时变多径信道中传输数据的技术，它将发送数据在时间上分为一个个块进行传送，并在每个块中用时分或频分的方式插入一定量的导频信号，接收机根据每个块中的导频信号完成对信道的实时测量，根据测得的信道信息完成对数据的接收处理。实际上，目前在宽带无线通信中得到广泛应用的带循环前缀的正交频分复用<sup>[3]-[12]</sup>（CP-OFDM – Cyclic prefixing - Orthogonal Frequency Division Multiplexing）系统即为一种导频和数据频分方式的 PABT 系统。本文主要研究的就是 PABT 技术的相关问题。

本章接下来首先介绍 PABT 的研究背景，而后介绍论文所做工作和主要贡献，最后给出后续各章节的内容安排。

## 1.1 PABT 研究背景

### 1.1.1 应用背景

从 1901 年英国人马可尼的第一封越洋电报拍发成功开始，人类进入了无线通信的时代。自那时以来，人们为了使无线通信系统更加方便快捷、速率更高作了大量努力。时至今日，遍布全球的光纤与卫星网络已将世界各地的无线通信网络连接在一起，为地球上的人们随时随地互相进行通信提供了有力支撑。随着空间探测的蓬勃展开，无线通信网络甚至已经扩展到了星际。

在各种各样的无线通信应用中，无疑陆地无线通信是与人们的日常生活联系最为紧密的。从二十世纪七十年代贝尔实验室提出了蜂窝的概念至今，陆地无线

通信系统得到了极大的发展,信号及处理技术经历了从模拟到数字的转变,通信业务也从最初的只支持语音发展到目前的宽带数据业务、多媒体业务。纵观陆地无线通信技术的发展情况,我们可将陆地无线通信系统分为三大类:第一类是移动通信系统<sup>[17]-[21]</sup>,由传统的语音电话服务发展而来;第二类是无线网络系统<sup>[4]-[7]</sup>,<sup>[22]-[25]</sup>,作为地面计算机网络的拓展或互联;第三类是电视无线广播系统<sup>[8]-[16]</sup>,它为最广大的用户提供低成本的视频信息广播。移动通信系统目前已经经历了三代发展。第一代移动通信系统为仅支持话音通信的模拟系统,典型代表为美国的 AMPS 系统。第二代移动通信系统的典型代表为欧洲的 GSM、美国的 IS-95 系统,均为采用数字调制解调技术的数字系统,除了支持话音通信外还支持最高速率 14.4kbps 的数据通信。第三代移动通信系统的典型代表为欧洲的 WCDMA、美国的 CDMA-2000 和中国的 TDS-CDMA,除了支持话音通信外还支持最高速率 2Mbps 的数据通信。而第四代移动通信的目标为支持高达 100Mbps (高速移动)和 1Gbps (静止或低速状态)数据传输速率,目前正在世界范围内开展研究。无线网络系统近年来发展迅速,甚至已经成为移动通信系统的有力竞争者。目前应用较多的无线局域网系统有 IEEE 802.11<sup>[4][5]</sup>系列和欧洲的 HiperLAN/2<sup>[6]</sup>,两者均可支持超过 50Mbps 的数据传输率,主要用于小范围热点地区的无线接入,移动性方面仅支持静止或低速移动情况。主要的无线城域网系统有 IEEE 802.16<sup>[7]</sup>系列,可支持超过 100Mbps 的数据传输速率,主要用于城域范围内的“最后一公里”接入,另外专门针对移动应用的无线城域网版本 802.16e 也正在研究和制订当中。和前两类系统不同,电视广播系统是普及最早但是数字化进程开始最晚的系统,这与电视广播服务受众面广以及在公共事业中的应用定位有关,目前数字电视广播正在世界范围内快速发展,尤以在欧洲应用的最为广泛,典型的代表系统有欧洲的 DVB-T<sup>[8]-[12]</sup>、美国的 ATSC 和日本的 ISDB-T<sup>[13]-[15]</sup>,均支持超过 20Mbps 的每频道广播数据率,并且可实现大区域覆盖,另外中国的数字电视广播标准也在研究和制订当中。

上面已投入使用或正在研究中的第四代移动通信、无线网络以及数字电视广播系统由于通信数据率高,信号带宽变大,信道往往呈现频率选择性,同时移动性会造成信道的时变,因此这些系统都面临如何实时的测量信道,并处理频率选择性对信号造成的影响问题,即信道估计和数据均衡问题。实际上,这些系统无

一例外的采用在发送信号中放入一定量导频信号的办法,接收机基于导频做信道估计,并根据信道信息对数据进行均衡解调,他们都属于 PABT 范畴内的系统。本文从以上各系统中抽象出这种导频辅助的块传输架构并加以研究,正是试图在当前宽带无线通信迅速发展的背景下做一些有意义的工作。

作为对 PABT 进行研究的技术背景,下面分别对信道估计技术、数据均衡技术和保护间隔信号形式问题加以介绍。

## 1.1.2 技术背景

### 1.1.2.1 信道估计技术

信道估计是通信系统获取信道信息的手段,是正确解调数据的前提条件,在通信系统中占有关键地位,无论是以前的窄带系统还是高速发展中的宽带系统,均有着大量关于信道估计技术的研究文献<sup>[26]-[62]</sup>。研究较多的信道估计方法大致可分为两类:基于导频的信道估计<sup>[26]-[59]</sup>方法和盲估计<sup>[60]-[62]</sup>方法。在基于导频的信道估计方法中,发送一段接收端已知的导频信号,接收端通过观测经信道传输后的接收信号来获得信道信息。它的优点是收端的估计算法简单,可实时进行,缺点是导频信号需占用一定的功率、频带/时间资源,降低了系统的数据传输效率。盲估计方法则无需发送接收端已知的信号,而是直接发送要传输的数据信号,接收端通过对大量接收信号的统计获得接收信号的统计量,再根据发送的数字调制信号的统计特点即可估计出信道信息。盲估计的优点是无需导频信号,可提高数据传输效率,但是收端的估计算法复杂度高,并且需积累较多的接收信号才能获得较精确的信道信息,往往获得的信息具有一定模糊度,需额外的已知信息或方法来消除。考虑到信道的时变特性以及接收机成本,目前盲估计算法仍大都停留在理论研究阶段,并不实用。现有的或研究中的大多数系统宁愿付出一定的代价来发送导频信号,以使接收端信道估计可以简单、可靠、实时的完成。本文所研究的信道估计技术均是基于导频的。

在早期的窄带无线系统中,由于所需的数据率较低,因而发送符号周期长,信号带宽窄,信道对信号呈现平衰落<sup>[1]-[2]</sup>,即发送符号到达接收机时仅有幅度和相位的变化,符号间并不会产生混叠。这时只需要简单的在发送数据流中分散的

插入一些已知符号，接收端观测这些已知符号的幅度和相位即可完成信道估计，此即在平衰落条件下被广泛研究的 PSAM 系统<sup>[26]-[30]</sup>。

发展到宽带无线系统后，由于发送符号周期变的很短，信号带宽变宽，信道对信号呈现频率选择性衰落<sup>[1]-[2]</sup>，符号间串扰（ISI – Inter Symbol Interference）十分严重。一般将频率选择性多径信道等效为一个 FIR 滤波器，刻画信道信息已不能用一个复数增益来表示，而是需要以一个复数向量来表示信道的冲激响应。此时发送单个已知符号已不能估计出完整信道信息，而是需要发送一段至少与信道冲激响应等长的序列来估计信道的冲激响应，一般用以探测信道的序列都具有类似噪声的特性，即伪噪声（PN — Pseudo-Noise）序列<sup>[32]-[35]</sup>，收端利用 PN 序列良好的自相关特性，用相关的方法来获得信道冲激响应。信道估计也可以用频域方法完成，即发送不同频率的单频，接收端测量各个频率上的响应得到信道的整个频域响应，将频域响应变换到时域便得到了信道冲激响应。频域测量经常用扫频方法来完成<sup>[31]</sup>。

以上的信道估计方法中没有对信道冲激响应的统计特性做任何假设，实际上信道的冲激响应往往具有“稀疏”性，即冲激响应中的大部分能量集中于少数较强的路径上，其余路径上的响应很小。这种稀疏性在频域表现为相邻频点上的信道响应不会突变，往往具有较强的相关性。充分利用信道的这种稀疏统计特性可进一步提高信道估计的精度<sup>[117]</sup>。

### 1.1.2.2 数据均衡技术

在接收端，数据均衡的作用是根据信道信息恢复发送的原始调制符号，从而使正确的解调、解码成为可能。在窄带系统中，由于信道仅引起发送符号幅度和相位的变化，因此均衡只需要进行和信道相反的相位旋转和幅度缩放即可恢复原始调制符号。宽带系统中，信道除了带来各发送符号本身的幅度与相位变化外，还带来严重的 ISI，因此均衡变得更加复杂和困难，这方面有着大量研究文献<sup>[64]-[68]、[86]-[88]、[116]</sup>。

对多径引起的 ISI 进行均衡，早期的大量研究集中于自适应均衡器<sup>[64]、[116]</sup>，自适应均衡器在电话线调制解调器中获得了成功应用。在无线宽带系统中，这种自适应均衡器的实现遇到了困难。由于宽带系统的数据率高达几十甚至上百兆比

特每秒,符号周期变短,对均衡器速度提出了较高的要求。对于覆盖范围可达公里甚至十公里量级的移动通信和电视广播系统,信道多径时延扩散经常可达到几百个符号周期,此时为了消除 ISI 要求均衡器阶数达到千量级,均衡器抽头系数的计算负担急剧上升。均衡器速度和阶数带来的困难使人们不得不寻求更好的通信方式。OFDM 系统的出现使得上述均衡困难迎刃而解<sup>[3]、[64]、[67]</sup>,OFDM 系统通过将宽带信道分解为许多并行窄带子信道来实现通信,由于每个窄带子信道上的均衡极为简单,因而整个系统复杂度较低。OFDM 系统对宽带信道的分解是通过传送大量低速调制的子载波来实现的,大量子载波的并行调制传输可用 IFFT 实现,相应的,接收端的可用 FFT 运算来实现对大量子载波并行处理,十分利于硬件实现,因此 OFDM 系统成为最先获得广泛应用的宽带无线系统。受到 OFDM 系统的启发,人们也为遇到均衡困难的单载波系统发展了频域均衡技术 (SC-FDE – Single Carrier Frequency Domain Equalization)<sup>[65]–[68]</sup>:接收端先用 FFT 将接收信号变换到频域,进行低复杂度的逐频点均衡后再通过 IFFT 变回时域进行解调,单载波频域均衡技术的出现使单载波系统重新回到宽带通信的舞台。实际上在无线城域网 (IEEE 802.16) 系统中就同时支持 OFDM 与单载波两种方式。

### 1.1.2.3 保护间隔信号形式

对于经典的 OFDM 或 SC-FDE 系统,基本传输单元为块状形式。若各个块直接连续传输,那么信道的多径效应会导致各个块之间在相邻处相互干扰,因此一般在各个块之间引入足够长的保护间隔以避免多径带来的块间干扰 (IBI – Inter Symbol Interference)。保护间隔内的信号形式大致分为两种:循环前缀 (Cyclic Prefix)<sup>[3]、[64]、[67]</sup>与补零后缀 (Zero Padding)<sup>[89]–[92]</sup>。CP 为块末尾一段的复制,ZP 则意味着保护间隔内不发送任何信号,留下一段空白的传输时间。CP 信号一般在数据解调前被接收机丢弃,因此 CP 中所包含的数据和导频能量对于数据解调来说是一种浪费。ZP 形式也未能充分利用保护间隔时间传输有用能量,而接收机对信号进行处理时又不得不引入保护间隔内的信道噪声<sup>[89]–[92]</sup>。以上种种不足促使人们考虑,能否在保护间隔内发送一段接收机可利用的能量,以使系统达到更高的效率。

## 1.2 论文工作与主要贡献

本文总结概括了 PABT 的信号结构, 对其中的关键技术做了研究, 同时也研究了 PABT 信号结构的两类系统: 导频数据时分的 PABT 系统、导频数据频分的 PABT 系统。主要工作如下:

- (1) 总结概括了 PABT 的信号结构, 由此出发得到多种 PABT 信号格式。信号格式分为导频和数据时分、导频和数据频分两大类。导频和数据时分的信号格式包含四种更基本的信号格式: “PN 导频+单载波数据”、“PN 导频+OFDM 数据”、“OFDM 导频+单载波数据”、“OFDM 导频+OFDM 数据”。导频和数据频分的信号格式即传统的频域插入导频的 OFDM 系统信号格式。上述信号格式按照保护间隔(循环前缀、补零后缀等)形式不同可进一步细分。这些格式不但涵盖了现有宽带系统, 也包含目前所没有开展研究的新信号格式。归纳了 PABT 接收机关键技术: 信道估计、均衡检测、迭代干扰消除以及提高梳状导频 OFDM 系统保护间隔利用效率的技术。信道估计技术的作用是根据接收导频信号估计信道冲激响应, 均衡检测的作用是对接收数据作处理, 消除多径给数据带来的影响。迭代干扰消除用于导频和数据时分且无保护间隔的情况, 其作用是消除多径引起的导频和数据间的干扰, 使信道估计和均衡检测能够正常进行。OFDM 系统保护间隔中的循环前缀造成能量浪费, 因此研究高效的保护间隔信号将是有意義的。
- (2) 总结研究了现有各种信道估计方式, 将信道估计过程分为信道估计预处理、信道估计、信道估计后处理三步。信道估计预处理主要采用剪切相加操作, 该操作可把线性卷积形式的接收信号变为循环卷积形式的接收信号。研究了两种信道时域冲激响应估计算法: 滑动相关算法和循环相关算法, 以及两种信道频响估计算法: 剪切相加频域信道估计算法和补零频域信道估计算法。提出了一种新的基于伪噪声(PN - Pseudo Noise)序列循环相关的信道估计算法, 与现有算法性能相近但复杂度低。提出了一种新的信道估计后处理算法, 它能有效利用实际多径信道的“稀疏”特性, 在尽可能的保留多径响应信息的同时又可去除大量噪声, 从而提高信道估计性能。新的后处理算法无现有算法的“平台效应”。
- (3) 总结了循环前缀、补零后缀的块传输的时域均衡和频域均衡。从频域均衡表

达式推导出了时域均衡表达式,从而论证了时域块均衡与频域块均衡的等效性。研究分析了补零后缀的块传输的两种频域最小均方误差 (MMSE – Minimum Mean Square Error) 均衡算法:直接频域处理和剪切相加频域处理算法。并研究了两种频域算法的简化近似 MMSE 均衡算法。简化算法的复杂度大大低于严格 MMSE 算法,在约束长度  $T$ ,  $[171\ 133]$ ,  $1/2$  速率卷积码和随机交织情况下比严格 MMSE 算法的性能损失只有 0.1dB 左右。

- (4) 对于导频和数据时分 PABT 系统,研究了导频和数据时分且无保护间隔的 PABT 系统中的迭代干扰消除技术,提出了一种固定导频符号的简化干扰消除算法。在干扰消除中采用数据解码前硬判决,复杂度低,利于工程实用。将迭代干扰消除算法成功用于新型无保护间隔“OFDM 导频+OFDM 数据块”、“OFDM 导频+单载波数据块”数据块传输系统。仿真验证它们能够在高速移动宽带通信的环境下 (800MHz 频段,移动速度 130km/h,多普勒频率 100Hz),在信道冲激响应较短时 (例如 DVB-T 便携接收信道<sup>[8]</sup>),误码性能可逼近带保护间隔的参照系统,同时具有更高的数据传输率。
- (5) 对于导频和数据频分的 PABT 系统,本文在传统的 CP-OFDM 研究基础上提出了一种拥有更高导频功率效率的导频后缀 OFDM 系统—PP-OFDM (PP – Pilot Postfixing)。PP-OFDM 系统的保护间隔中不再发送 CP-OFDM 中的循环前缀,而是从总导频功率中以 PP 信号的形式分配部分功率到保护间隔中,保护间隔中的 PP 信号可在接收机处与 OFDM 系统中原有的导频信号相干合并,从而提高了导频功率效率。PP-OFDM 的特殊设计使它并不需要干扰消除操作。现有的补零后缀 OFDM (ZP-OFDM -- Zero Padding OFDM) 为 PP-OFDM 的特例。对 PP-OFDM 的导频功率分配进行了详细理论研究,并得到了最优分配解析解。由于 PP-OFDM 导频功率效率更高,信道估计性能更好,在  $1/4$  保护间隔条件下系统误码性能比传统 CP-OFDM 提高约 1dB。

### 1.3 论文的组织

论文的主要内容集中于第 2~6 章:第 2 章介绍了目前常用的对时变频率选择性多径信道的建模方法,以及现有的典型宽带无线通信系统,并在现有宽带系统的基础上总结提出了 PABT 信号结构及其关键技术。本章将 PABT 分为两大类:

导频数据时分的系统和导频数据频分的系统。第 3 章研究 PABT 中的信道估计技术，提出了一种新的基于伪噪声 (PN -- Pseudo-Noise) 序列循环相关的信道估计算法，和一种新的信道估计后处理算法。第 4 章研究 PABT 中的数据均衡技术，证明了时/频域均衡的等效性，研究了简化的频域近似最小均方误差 (MMSE - Minimum Mean Square Error) 均衡算法。第 5 章研究导频和数据时分方式的 PABT 系统，在应用第 3、4 章研究成果的基础上，第 5 章重点研究了无保护间隔时的干扰消除技术，提出了一种导频固定时的简化干扰消除算法，并对干扰消除算法在时变多径信道下的收敛特性、稳态性能做了详细研究。第 6 章研究导频和数据频分方式的 PABT 系统，在对现有典型的频分方式 PABT 系统—梳状导频 CP-OFDM 研究的基础上，提出了一种新的频分方式 PABT 系统—PP-OFDM，并研究了 PP-OFDM 中的导频功率最优分配问题。第 7 章为论文工作总结与展望。

## 第2章 PABT 系统概述

### 2.1 引言

PABT 导频辅助的块传输 (PABT -- Pilot Assisted Block Transmission) 技术十分适合于在时变多径信道中传输数据,因而是一种适合于宽带无线通信的传输技术。PABT 将发送数据在时间上分为一个个块进行传送,并在每个块中用时分或频分的方式插入一定量的导频信号,接收机根据每个块中的导频信号完成对信道的实时测量,根据测得的信道信息完成对数据的接收处理。现有或正在研究的宽带无线通信系统很多都属于 PABT 系统。但本文的主要工作并不局限于某种具体的宽带系统,而是试图站在一个更高的角度研究一般意义的 PABT 技术,这些技术可用于现有的 PABT 系统或未来可能出现的 PABT 系统中,因此本文的 PABT 可看作是一大类无线宽带系统的总合与抽象。本章将从现有的属于 PABT 范畴的典型系统出发,总结出 PABT 的信号结构,此信号结构涵盖了现有的许多宽带系统,也可自然引伸出一些目前没有的宽带系统形式。

本章的内容安排如下:首先介绍宽带无线通信的信道模型,这是研究工作的基础;而后介绍现有的几种典型系统,并从 PABT 的角度分析其特征;接着抽象出 PABT 信号结构;最后归纳出此信号结构下所需的接收机关键技术。

### 2.2 信道模型

宽带无线通信信道的一个典型特征就是多径传播,从发射机辐射的发送信号经过环境物的反射,散射,绕射等效应沿不同的传播路径到达接收端,使得接收信号呈现频率选择性衰落特性<sup>[1]-[2]</sup>。信道的另外一个典型特征是时变特性<sup>[1]-[2]</sup>,它由通信台、环境物的移动共同引起。对这种多径衰落信道进行数学建模是一切研究工作的基础,这方面已有大量研究文献。本文采用目前最常用的 Jakes 模型<sup>[83]-[84]</sup>。

信道的时变冲激响应可表示为  $g(\tau, t) = \sum_k g_k(t) \delta(\tau - \tau_k)$ , 其中  $g_k(t)$  为第  $k$  径的时变复增益;  $\tau_k$  为第  $k$  径的时延;  $\delta(\cdot)$  为单位冲激函数。在 Jakes 模型中  $g_k(t)$

为复高斯随机过程,其自相关函数  $R(t_1 - t_2) = J_0(2\pi f_{D_{\max}}(t_1 - t_2))$ , 其中  $J_0(x)$  为零阶贝塞尔函数,  $f_{D_{\max}}$  为最大多普勒频率。一般情况下  $f_{D_{\max}}$  与移动台速度  $v$  有如下关系:  $f_{D_{\max}} = vf_c/c$ ;  $f_c$  为载波频率,  $c$  为光速。

数字通信系统中为了研究方便,一般将整个通信系统等效为复信号基带模型<sup>[1], [116]</sup>。由于基带采样总是等间隔的,而信道多径时延为模拟量,有可能不是基带采样间隔的整数倍,这时可用 sinc 插值的办法将具有实际时延分布的冲激响应等效为等间隔采样的基带冲激响应(假设系统具有理想矩形带限特性)<sup>[83]-[84]</sup>, 如式(2.1)所示(暂时忽略时变因素  $t$ )

$$h_l = \sum_k g_k \cdot \text{sinc}\left(\frac{\tau_k}{T_s} - l\right); \quad -L_1 < l < L_2 \quad (2.1)$$

其中,  $T_s$  为系统基带采样周期;  $\text{sinc}(x) = \frac{\sin(\pi x)}{\pi x}$  是理想矩形频响对应的时域波形;  $l$  为整数,  $L_1$  和  $L_2$  的取值应足够大,以使得截断无限长 sinc 函数带来的误差尽可能的小。表述方便起见,今后将式(2.1)的响应序列  $h_{-L_1}, h_{-L_1+1}, \dots, h_{L_2}$  记做下标从零开始的序列  $h_0, h_1, \dots, h_L$ , 其中  $L = L_1 + L_2$ 。将离散冲激响应写做向量  $\mathbf{h} = (h_0, h_1, \dots, h_L)^T$ ;  $L = L_1 + L_2$  (本文中的向量若无特殊说明均为列向量,上标 T 表示转置)。本文设定在单个导频和数据范围内信道时变很小,因此下面的讨论中一般将忽略时变因素  $t$ 。实际上针对具体应用的系统设计总能使得此假设成立。但是信道仍然有可能在若干块之后发生显著变化,能够跟踪并适应这种信道时变则是 PABT 系统应该具有的功能。

## 2.3 现有典型系统

### 2.3.1 OFDM 系统

OFDM 技术由于成功避免了高数据率大时延情况下的单载波时域均衡难题,先于单载波系统在宽带无线通信系统中获得广泛应用,例如数字电视广播系统 DVB-T<sup>[8]</sup>, 无线局域网系统 HiperLAN/2<sup>[6]</sup>、IEEE 802.11<sup>[4], [5]</sup>, 无线城域网系统

IEEE 802.16<sup>[7]</sup>。下面我们就来介绍现有的 OFDM 系统。

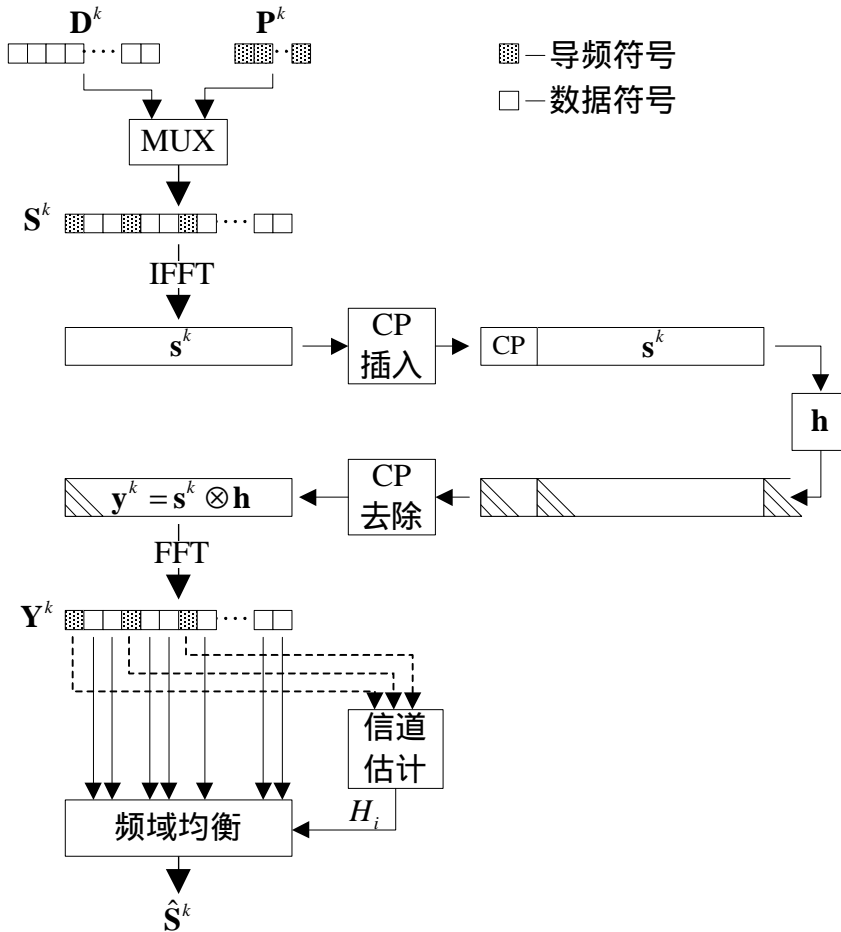


图 2.1 CP-OFDM 系统框图

图 2.1 为 CP-OFDM 系统框图，图中画出了第  $k$  个 CP-OFDM 块的处理流程。调制好的数据符号  $D_0^k, D_1^k, D_2^k \dots$  和导频符号  $P_0^k, P_1^k, P_2^k \dots$  按一定导频插入图样复接为发送频域符号块  $\mathbf{S}^k = (S_0^k, S_1^k, S_2^k \dots)^T$ ，而后经 IFFT 变为时域发送 OFDM 符号  $s^k$ ，如式(2.2)。

$$\mathbf{s}^k = \mathbf{F}_M^H \mathbf{S}^k \tag{2.2}$$

其中， $\mathbf{F}_M$  表示归一化 FFT 矩阵（假设频域符号块  $\mathbf{S}^k$  长为  $M$ ），其第  $m$  行  $n$  列元素为： $\frac{1}{\sqrt{M}} \exp\left(-j \cdot m \cdot n \cdot \frac{2\pi}{M}\right)$ ；上标  $\mathbf{H}$  表示共轭转置； $\mathbf{F}_M^H$  表示归一化  $M \times M$  IFFT 矩阵。

时域 OFDM 符号  $s^k$  在发往信道前加上循环前缀 (CP)，在接收机处首先去除

CP，得到  $\mathbf{s}^k$  与信道冲激响应  $\mathbf{h}$  循环卷积形式的时域接收信号  $\mathbf{y}^k$ ：

$$\mathbf{y}^k = \mathbf{s}^k \otimes \mathbf{h} + \mathbf{w} = \begin{pmatrix} h_0 & 0 & \mathbf{M} & \mathbf{M} & \mathbf{O} & \mathbf{M} & h_1 \\ h_1 & h_0 & \mathbf{M} & \mathbf{M} & \mathbf{M} & h_L & \mathbf{M} \\ \mathbf{M} & h_1 & \mathbf{O} & \mathbf{M} & \mathbf{M} & 0 & h_L \\ h_L & \mathbf{M} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{M} & \mathbf{M} & 0 \\ 0 & h_L & \mathbf{M} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & 0 & \mathbf{M} \\ \mathbf{M} & 0 & \mathbf{O} & \mathbf{M} & \mathbf{O} & h_0 & 0 \\ 0 & \mathbf{M} & \mathbf{M} & \mathbf{O} & \mathbf{M} & h_1 & h_0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_0^k \\ s_1^k \\ \mathbf{M} \\ s_m^k \\ \mathbf{M} \\ \mathbf{M} \\ s_{M-1}^k \end{pmatrix} + \mathbf{w} = \mathbf{C}_h \mathbf{s}^k + \mathbf{w} \quad (2.3)$$

其中， $\mathbf{h}$  为信道冲激响应； $\otimes$  表示循环卷积； $\mathbf{w}$  为信道中的加性高斯白噪声，方差为  $\sigma_w^2$ 。与信道冲激响应的循环卷积可表示为左乘循环卷积矩阵  $\mathbf{C}_h$ ， $\mathbf{C}_h$  为信道冲激响应元素构成的  $M \times M$  方阵，形式如式(2.3)所示。

对时域接收信号  $\mathbf{y}^k$  进行 FFT 变换得到频域接收信号  $\mathbf{Y}^k$ ：

$$\mathbf{Y}^k = \mathbf{F}_M \mathbf{y}^k = \mathbf{F}_M (\mathbf{C}_h \mathbf{s}^k + \mathbf{w}) = \mathbf{F}_M \mathbf{C}_h \mathbf{F}_M^H \mathbf{S}^k + \mathbf{F}_M \mathbf{w} = \text{diag}(\mathbf{H}) \mathbf{S}^k + \mathbf{W} \quad (2.4)$$

其中， $\text{diag}(\cdot)$  表示以括号中向量作为对角线的对角阵； $M \times 1$  信道频响向量  $\mathbf{H}$  是冲激响应的傅氏变换： $\mathbf{H} = \sqrt{M} \cdot \mathbf{F}_M \mathbf{h}$ ， $\mathbf{h}$  长度不足  $M$  时应补零到  $M$ ； $\mathbf{W}$  为  $M \times 1$  频域噪声向量。上式的推导用到了循环卷积矩阵可被左乘 FFT 矩阵右乘 IFFT 矩阵对角化的性质。

显然，式(2.4)的分量形式为：

$$Y_i^k = H_i \cdot S_i^k + W_i, i=0,1,2 \dots M-1 \quad (2.5)$$

当  $S_i^k$  对应频域导频符号时，由式(2.5)可估计第  $i$  个频点处的信道响应如下：

$$\hat{H}_i = Y_i^k / S_i^k, i=0,1,2 \dots M-1 \quad (2.6)$$

通过对导频位置处信道响应进行插值的方法，可得到所有频点处的信道响应，常用的插值方法有：零阶插值、线性插值、变换域插值<sup>[51]</sup>、MMSE 插值<sup>[47]</sup>等。图 2.2 为零阶插值示意图，图 2.3 为线性插值示意图，横轴为频点下标，纵轴为频点响应。

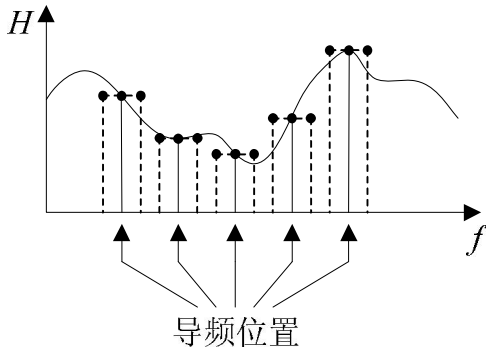


图 2.2 零阶插值示意图

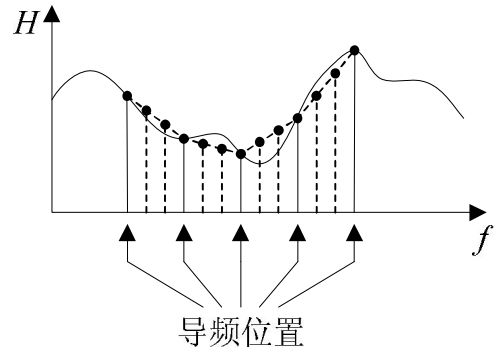


图 2.3 线性插值示意图

有了各频点处的信道频响估值，对频域接收数据进行频域 ZF 均衡（式(2.7)）或 MMSE 均衡<sup>[9]</sup>（式(2.8)）可得发送数据符号的估值（设数据频点下标为  $j$ ）：

$$\hat{S}_j^k = Y_j^k / H_j, i=0,1,2...M-1 \quad (2.7)$$

$$\hat{S}_j^k = H_j^* \cdot Y_j^k / (|H_j|^2 + \sigma_w^2), i=0,1,2...M-1 \quad (2.8)$$

上面是单个 OFDM 块发送接收举例。实际通信系统一般要连续发送若干 OFDM 块，这时频域导频符号在时频二维频点格状图上会呈现一定的分布图样，此分布图样一般可分为梳状（comb-type）<sup>[37]</sup>和块状<sup>[38]</sup>两种形式，如图 2.4（梳状）和图 2.5（块状）所示。图中横轴为频点下标  $i$ ，纵轴为 OFDM 块下标  $k$ ，图中的每一行对应着一个用以生成 OFDM 块的频域符号块。

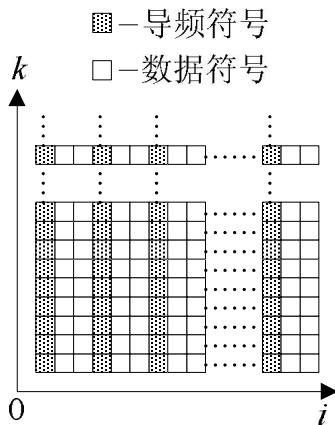


图 2.4 梳状导频图样

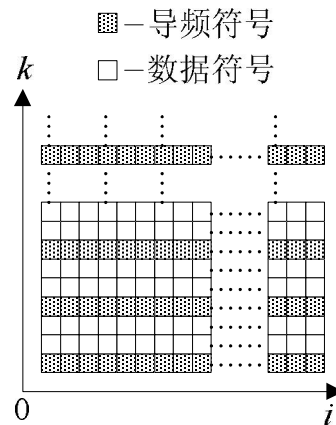


图 2.5 块状导频图样

从频域来看，梳状导频图样中导频和数据所占用的频点互不重叠，在整个时间范围内它们在频域都是分离的，经 IFFT 变换后导频子载波和数据子载波在时域会叠加在一起，即频域分离，时域重叠。而块状导频图样中，导频和数据占用的频点完全重叠，但是各自占用不同的时间段，即时域分离，频域重叠。这两种

导频图样对应的时域信号示意图如图 2.6(梳状导频)和图 2.7(块状导频)所示。

- ▣-导频子载波
- 数据子载波

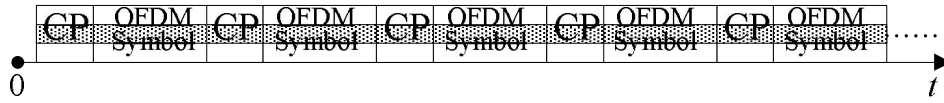


图 2.6 梳状导频图样对应的时域信号

- ▣-导频子载波
- 数据子载波

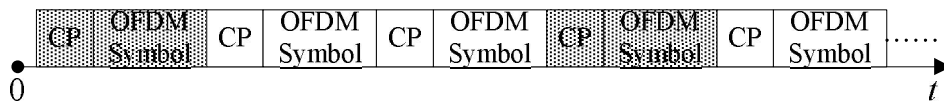


图 2.7 块状导频图样对应的时域信号

根据上述分析,从导频和数据的复用关系来看,我们也可以将梳状导频的 OFDM 系统看作导频和数据频分的系统,将块状导频的 OFDM 系统看作导频与数据时分分的 OFDM 系统。

国内的一种数字电视广播方案 DMB-T<sup>[69]-[82]</sup>,采用的也是导频和数据时分方式的 OFDM 系统,与上面的块状导频 OFDM 系统的不同之处在于:DMB-T 中将 OFDM 符号的 CP 替换为 PN 导频序列,导频序列和 OFDM 符号均无任何形式前/后缀保护,如图 2.8 所示。

- ▣-导频序列
- 数据子载波

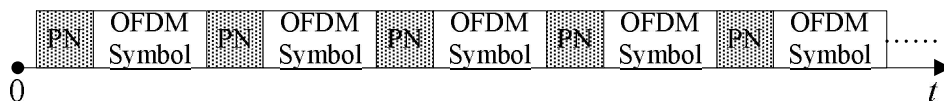


图 2.8 导频和数据时分的 DMB-T 系统时域信号

DMB-T 接收机根据 PN 导频序列完成信道估计<sup>[69]-[73]</sup>,而后对 OFDM 符号进行均衡解调,由于导频和数据均无任何形式的保护,因此信道多径将导致他们在接收端相互干扰,接收端必须将此干扰设法消除<sup>[69]</sup>,才能使信道估计和解调顺利进行。

除了上面介绍的带有 CP 的 OFDM 系统或不带任何前/后缀的 OFDM 系统外。文献<sup>[89]</sup>中提出了一种在发射时将 CP 换作补零后缀 (Zero Padding) 的 OFDM 系

统，它的时域信号示意图如图 2.9 所示。

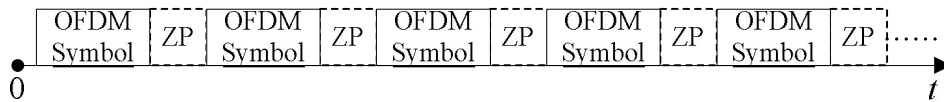


图 2.9 ZP-OFDM 时域信号

接收端可以通过“剪切相加”<sup>[89]、[70]</sup>操作将接收 OFDM 符号恢复为和 CP-OFDM 相同的循环卷积形式（如图 2.10 所示），而后按照传统 CP-OFDM 的方式解调。

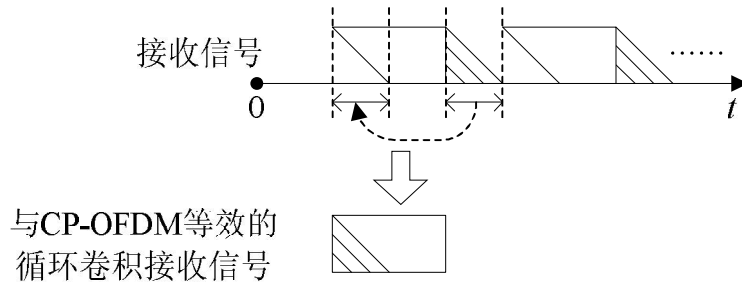


图 2.10 ZP-OFDM 剪切相加预处理

由上图可看出，剪切相加操作将额外的引入保护间隔内的噪声，因而 ZP 也并非一种对保护间隔的很好利用方式。

对于 ZP-OFDM 也可先进行时域均衡<sup>[89]</sup>，而后再通过 FFT 变换到频域解调，这种处理方法中也将引入保护间隔内的噪声。

### 2.3.2 单载波频域均衡系统

由于宽带系统中单载波时域均衡遇到困难，人们提出了单载波频域均衡（SC-FDE – Single Carrier - Frequency Domain Equalization）技术<sup>[64]-[68]</sup>，复杂度比时域均衡大为降低，因此单载波技术又重新回到宽带无线通信的舞台，成为 OFDM 技术的有力竞争者。无线城域网系统 IEEE 802.16<sup>[7]</sup>中的数据格式就既有 OFDM 形式又有单载波形式。下面我们就来介绍单载波频域均衡技术。

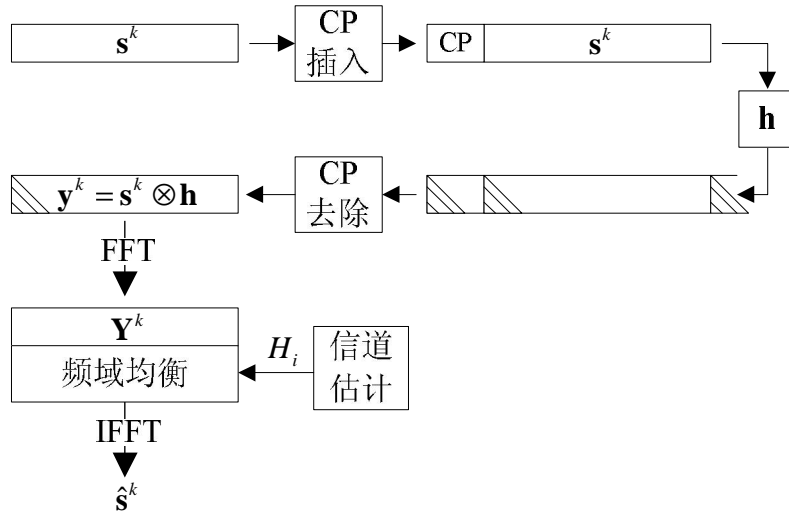


图 2.11 SC-FDE 系统框图

图 2.11 为 SC-FDE 系统框图，图中画出了第  $k$  个单载波块的处理流程。调制好的数据符号组成时域数据符号块  $\mathbf{s}^k = (s_0^k, s_1^k, s_2^k \dots)^T$ ，加入 CP 后发往多径信道。在接收机处首先去除 CP，得到  $\mathbf{s}^k$  与信道冲激响应  $\mathbf{h}$  循环卷积形式的时域接收信号  $\mathbf{y}^k$ ：

$$\mathbf{y}^k = \mathbf{s}^k \otimes \mathbf{h} + \mathbf{w} = \mathbf{C}_h \mathbf{s}^k + \mathbf{w} \quad (2.9)$$

其中， $\mathbf{h}$  为信道冲激响应； $\otimes$  表示循环卷积； $\mathbf{w}$  为信道中的加性高斯白噪声，方差为  $\sigma_w^2$ 。与信道冲激响应的循环卷积可表示为左乘循环卷积矩阵  $\mathbf{C}_h$ ， $\mathbf{C}_h$  为信道冲激响应元素构成的  $M \times M$  方阵，形式如式(2.3)所示。

对时域接收信号  $\mathbf{y}^k$  进行 FFT 变换得到频域接收信号  $\mathbf{Y}^k$ ：

$$\mathbf{Y}^k = \mathbf{F}_M \mathbf{y}^k = \mathbf{F}_M (\mathbf{C}_h \mathbf{s}^k + \mathbf{w}) = \mathbf{F}_M \mathbf{C}_h \mathbf{F}_M^H \mathbf{S}^k + \mathbf{F}_M \mathbf{w} = \text{diag}(\mathbf{H}) \mathbf{S}^k + \mathbf{W} \quad (2.10)$$

其中， $M \times 1$  信道频响向量  $\mathbf{H}$  是冲激响应的傅氏变换： $\mathbf{H} = \sqrt{M} \cdot \mathbf{F}_M \mathbf{h}$ ， $\mathbf{h}$  不足  $M$  应补零到  $M$ ； $\mathbf{S}^k$  为发送时域符号块  $\mathbf{s}^k$  的傅氏变换： $\mathbf{S}^k = \mathbf{F}_M \mathbf{s}^k$ ； $\mathbf{W}$  为  $M \times 1$  频域噪声向量。上式的推导用到了循环卷积矩阵可被左乘 FFT 矩阵右乘 IFFT 矩阵对角化的性质。

显然，式(2.10)的分量形式为：

$$Y_i^k = H_i \cdot S_i^k + W_i, i=0,1,2 \dots M-1 \quad (2.11)$$

根据信道估计模块提供的信道频响  $H_i$  对频域各分量进行频域 ZF 均衡(式(2.12))

或 MMSE 均衡 (式(2.13)) 可得  $S_i^k$  的估值 :

$$\hat{S}_i^k = Y_i^k / H_i, i=0,1,2...M-1 \quad (2.12)$$

$$\hat{S}_i^k = H_i^* \cdot Y_i^k / (|H_i|^2 + \sigma_w^2), i=0,1,2...M-1 \quad (2.13)$$

对所有估值  $\hat{S}_i^k$  构成的频域估值向量  $\hat{\mathbf{S}}^k = (\hat{S}_0^k, \hat{S}_1^k, \hat{S}_2^k \dots)^T$  进行 IFFT 变换可得到发送的时域数据符号向量估值 :

$$\hat{\mathbf{s}}^k = \mathbf{F}_M^H \hat{\mathbf{S}}^k \quad (2.14)$$

下面来看 SC-FDE 系统的信道估计问题。由于 SC-FDE 系统的发送数据符号定义在时域, 因此不可能像 OFDM 系统那样将导频符号分散的插入数据符号之间完成信道估计, 因为信道多径导致严重的时域 ISI, 以这种方式插入导频符号在接收端将和数据符号混合在一起而很难分离, 因而也就无法完成信道估计。实际上目前还没有公认的较为统一的 SC-FDE 系统信道估计方法, 这方面的研究文献数量也远不及 OFDM 系统信道估计文献的数量。除了为单载波数据块引入 ZP 后采用盲估计算法<sup>[36]</sup>之外, 目前研究较多的方法为基于“独特字”(Unique Word)的方法<sup>[35]、[107]</sup>, 这也是无线城域网系统 IEEE 802.16 中的一种帧格式, 如图 2.12 所示。

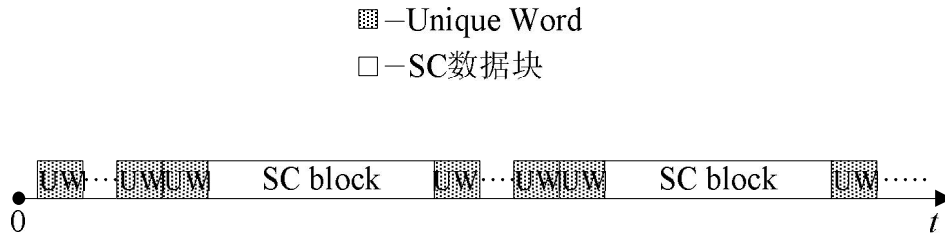


图 2.12 IEEE 802.16 单载波帧格式

图中的“独特字” UW 为一段接收机已知的 Frank-Zadoff 序列<sup>[7]</sup>, 它具有恒定幅度零自相关特性(CAZAC -- Constant Amplitude Zero [periodic] Auto-Correlation), 若干 UW 连续插在相邻单载波数据块之间作为导频信号, 接收机依靠 UW 完成同步、信道估计等功能<sup>[35]、[107]</sup>。

### 2.3.3 小结

从上述对现有系统的描述我们看到系统种类和信号格式多种多样: 无论是数

据还是导频都有单载波信号，也有 OFDM 信号；数据和导频合成方式也有多种；保护间隔有 CP、ZP 等样式。本章就是要从现有的各种系统出发，归纳提出 PABT 系统发射信号结构，力图使这个结构涵盖上述现有宽带系统，并在其中发现新型系统。

## 2.4 PABT 信号结构

根据前面对现有系统的描述和总结，本小节将从导频和数据的复用方式、信号制式、保护间隔形式三方面来归纳并提出 PABT 的信号结构。

### 2.4.1 导频和数据的复用方式

由于导频和数据将通过同一信道进行传送，因此导频和数据必然存在对同一信道的复用方式。由上面对现有系统的介绍我们将导频和数据的复用方式分为时分和频分两种。对于导频和数据时分方式，则导频和数据往往共同占用同一频带，在频域是重叠的。对于导频和数据频分方式，则导频和数据往往共同占用同一段发射时间，在时域是重叠的。这两种复用方式的示意图如图 2.13（时分方式）和图 2.14（频分方式）。

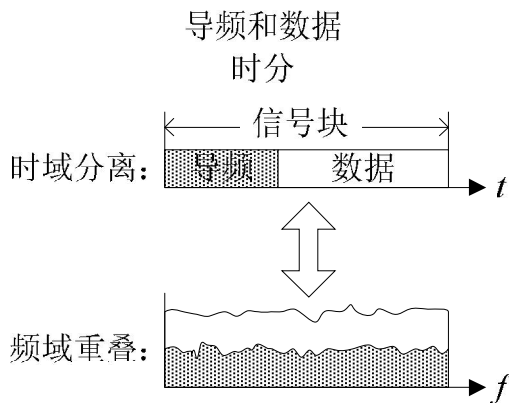


图 2.13 导频和数据时分

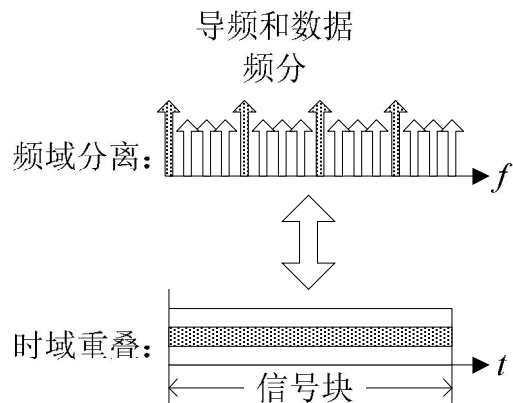


图 2.14 导频和数据频分

前面所介绍的块状导频 OFDM 系统、DMB-T 系统和 802.16 的单载波形式均为导频和数据时分的系统，梳状导频 OFDM 系统属于导频和数据频分的系统。

## 2.4.2 信号制式

这里的信号制式包含两种：单载波和 OFDM。单载波制式中直接将调制符号进行发送，OFDM 制式中先将调制符号进行 IFFT 变换后再发送。如图 2.15（单载波形式）和图 2.16（OFDM 形式）所示。

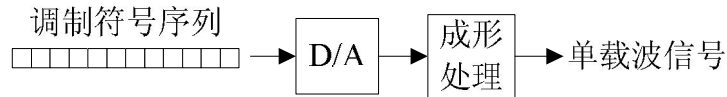


图 2.15 单载波信号

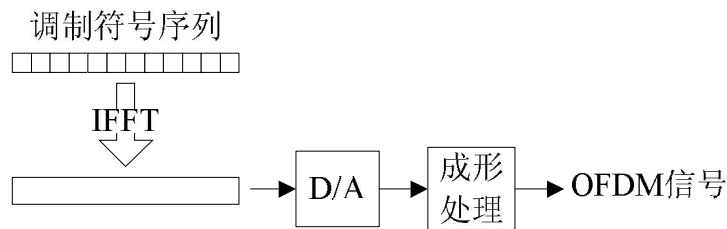


图 2.16 OFDM 信号

前面所介绍的梳状和块状导频 OFDM 系统中，导频和数据信号均为 OFDM 形式，DMB-T 系统中导频信号为单载波形式，数据信号为 OFDM 形式。802.16 单载波形式中导频和数据信号均为单载波信号。

## 2.4.3 保护间隔形式

对于导频和数据时分系统，保护间隔形式可以分为 CP、ZP 以及无保护间隔三种形式，保护间隔是插入到导频和数据之间的。对于导频和数据频分系统，导频和数据在时域混合为一个 OFDM 符号，保护间隔插在各个 OFDM 符号之间，有 CP 和 ZP 两种形式。如图 2.17（导频数据时分系统的保护间隔）和图 2.18（导频和数据频分系统的保护间隔）所示。

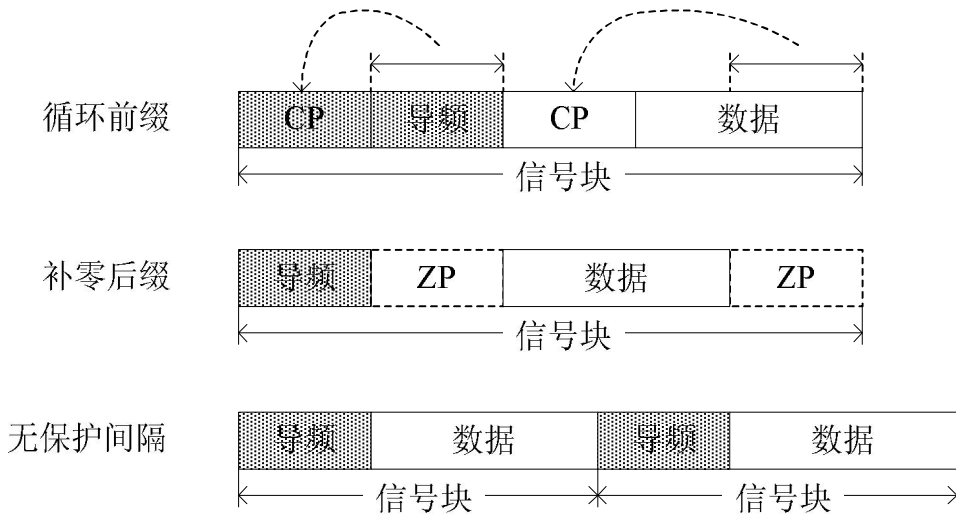


图 2.17 导频和数据时分系统的保护间隔

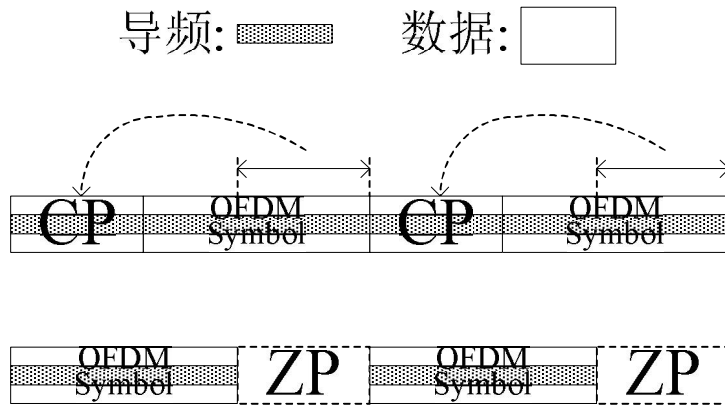


图 2.18 导频和数据频分系统的保护间隔

对于导频和数据频分的 OFDM 系统（梳状导频）可有 CP、ZP 两种保护间隔形式。对于导频和数据时分的 OFDM 系统（块状导频）则可以有 CP、ZP 或无保护间隔。DMB-T 系统则属于典型的导频和数据时分且无保护间隔的系统。对于 802.16 的单载波形式，若允许各个 UW 互不相同，则为导频和数据时分且无保护间隔的系统，若各个 UW 相同，则也可以看作导频和数据时分且带有 CP 保护间隔的系统，如图 2.19 所示。

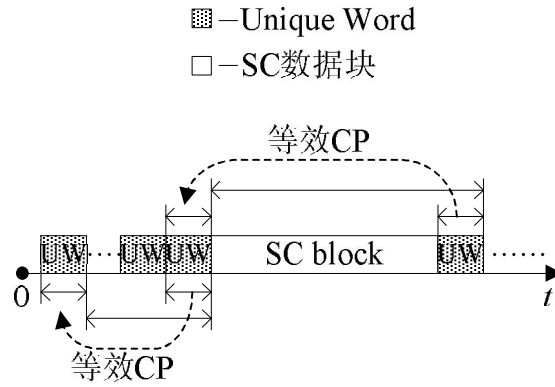


图 2.19 IEEE 802.16 单载波帧格式

由上图我们看到，每个 UW 可看作其后 UW 的 CP，若将单载波数据块及其后的 UW 看作一个块，则该块前的 UW 可看作该块的 CP。

### 2.4.4 小结

根据以上对复用方式、信号制式和保护间隔形式的分析，可总结出 PABT 信号结构如图 2.20 所示。

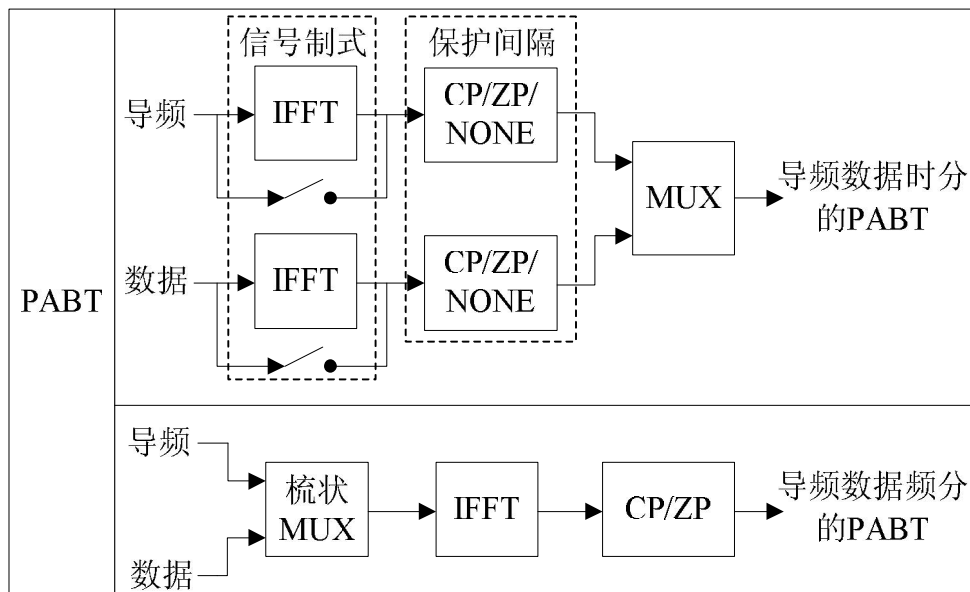


图 2.20 PABT 信号结构

由图 2.20 可看出，PABT 信号结构可分为两大类，第一类为导频数据时分的 PABT，此类信号结构可统一为“导频+数据块”形式，第二类为导频数据频分的 PABT，此类信号结构可统一为“梳状导频 OFDM”形式。在每类信号结构之内可根据信号制式和保护间隔形式细分为如图 2.21 中的树状结构所示的各种信号

形式，其中 PP-OFDM 是我们将要在第 6 章提出的对 CP-OFDM 的改进形式。

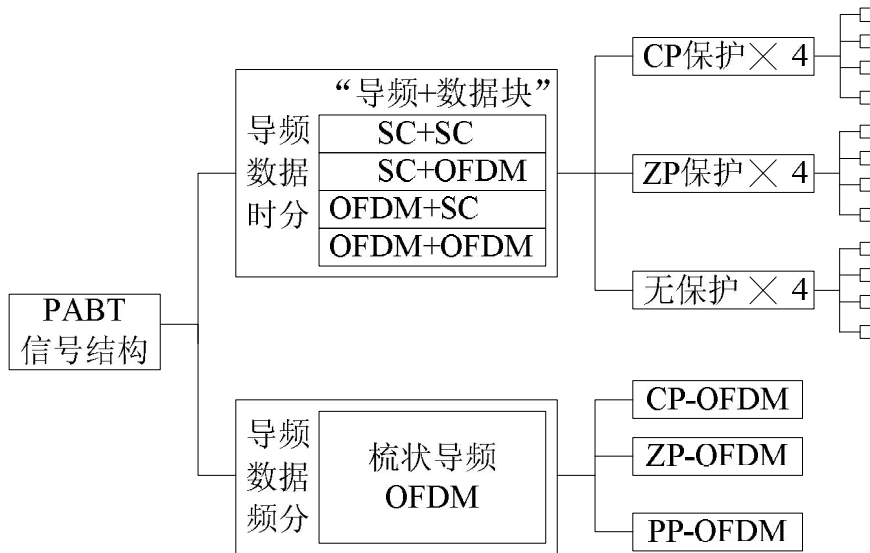


图 2.21 PABT 的树型分类结构

对比 2.3 小节对现有典型系统的介绍，会发现导频数据时分且无保护间隔的“OFDM+SC”、“OFDM+OFDM”和导频数据频分的“PP-OFDM”是三种目前没有开展研究的系统。导频和数据时分且带有保护间隔时，保护间隔将会给系统带来过大的传输效率降低，不符合宽带系统对高数据率的需求，因此本文对于导频数据时分的 PABT 将主要关注无保护间隔时的情况，而带有保护间隔的系统将仅具有参照意义。

## 2.5 PABT 中的关键技术

根据现有典型宽带系统总结提出的 PABT 信号结构，不难发现 PABT 的典型特点是：将发送数据在时间上分为一个个块进行传送，并在每个块中用时分或频分的方式插入一定量的导频信号，接收机根据每个块中的导频信号完成对信道的实时测量，根据测得的信道信息完成对数据的接收处理。PABT 的这种特点决定了接收机关键技术为基于导频的信道估计技术和数据均衡技术。其中信道估计的作用为根据接收导频信号估计信道的冲激响应，数据均衡的作用是将信道多径给接收数据信号带来的影响消除，获得发送数据符号的估值，以便对这些数据符号进行解调。此外，对于导频和数据时分且无保护间隔的 PABT 系统，信道多径会导致接收端导频和数据相互干扰，不对此干扰作任何处理，则将严重影响信道估计和数据解调性能，因此干扰消除技术对于导频和数据时分且无保护间隔的系统

至关重要。

基于导频的信道估计技术其实是一项“古老”的技术，早在无线通信的初期，人们研究无线信道特性的时候就通过发送一段已知信号来对频率选择性多径信道进行探测，称之为“Sounding”技术，包括用伪噪声序列探测信道的技术<sup>[32]-[35]</sup>，以及用扫频方法探测信道的技术<sup>[31]</sup>。之后用于单载波系统的自适应均衡<sup>[64]、[116]</sup>技术其实也可以看作是一种信道估计技术，均衡器的训练阶段相当于进行了信道估计。当 OFDM 技术成为宽带无线通信的研究热点之后，OFDM 系统中基于导频的信道估计技术更是被大量研究，包括导频插入位置的研究<sup>[38]</sup>，频域插值算法的研究<sup>[51]、[47]</sup>，利用信道的“稀疏”特性来提高信道估计精度的研究<sup>[117]</sup>，等等。SC-FDE 技术的出现使单载波系统重新回到宽带无线通信的舞台，不过此时接收端已经不是像自适应均衡器那样的流式处理，而是使用 FFT 运算的块状处理，在块状处理条件下的 SC-FDE 系统中的信道估计技术正在吸引越来越多的研究者，这方面目前的文献目前主要集中于使用伪噪声序列/UW 的技术<sup>[35]、[107]</sup>。

在早期的单载波系统中，对数据信号进行均衡以消除信道多径带来的 ISI 获得了大量研究，自适应均衡技术<sup>[64]、[116]</sup>是该领域的典型代表，这类均衡器大都是以 FIR 的形式对输入信号进行流式处理。OFDM 技术的出现使得均衡只需在单个频点数据上进行<sup>[9]-[3]</sup>，均衡恢复到了不存在 ISI 时的平衰落简单情况。SC-FDE 中的均衡技术和 OFDM 系统也极为相似<sup>[64]-[68]</sup>，因此就均衡技术本身而言目前研究的已不太多，相关的研究主要集中于均衡的性能分析<sup>[68]</sup>、均衡与编码的结合<sup>[90]、[91]</sup>等方面。

由于现有的导频数据时分且无保护间隔的系统只有 DMB-T 系统，因此关于导频和数据间的干扰消除研究大都集中于 DMB-T 系统<sup>[69]</sup>。干扰消除的大致思想为通过反复迭代进行的方法，逐步使信道估计、均衡解调的性能接近无干扰时的性能。

注意到对于导频数据频分的梳状导频 OFDM 系统，无论是 CP 还是 ZP 形式都未能将保护间隔时间充分利用。导频和数据时分且无保护间隔形式的 PABT 系统，可看作是在数据之间的保护间隔中将 CP/ZP 替换成导频信号，导频信号既起到了避免相邻数据块间干扰的作用又可用来进行信道估计（此时 OFDM 信号中已无需插入梳状导频），因此这是一种对保护间隔较好的利用方式，付出的代

价是需利用迭代干扰消除的办法来消除导频和数据之间的干扰。能否找到另外的保护间隔信号形式，既能达到对梳状导频 OFDM 系统保护间隔的充分利用，又无需干扰消除操作是一个值得探讨的问题。文献<sup>[99]-[103]</sup>即本文的第六章针对该问题作了有意义的研究工作。

## 2.6 小结

本章首先介绍了目前在宽带无线通信中常用的对时变频率选择性多径信道进行建模的方法，而后介绍了现有的典型宽带无线系统工作原理，包括各种 OFDM 系统，SC-FDE 系统，进而从中总结提出了 PABT 的信号结构。

在此信号结构中，PABT 系统被分为两大类：导频数据时分的 PABT 系统和导频数据频分的 PABT 系统。第一类系统的信号结构为“导频+数据”形式。第二类系统的信号结构为梳状导频 OFDM。每种信号结构下又可变换信号制式和保护间隔形式构成多种 PABT 系统，这些 PABT 系统涵盖了前面所介绍的现有典型无线宽带系统，而且引出了目前所没有的三种新型系统：导频数据时分且无保护间隔的“OFDM+SC”、“OFDM+OFDM”系统和导频数据频分的“PP-OFDM”系统。

最后根据 PABT 系统的特点以及 PABT 信号结构，归纳分析了 PABT 中的关键技术：基于导频的信道估计、数据均衡、迭代干扰消除以及如何充分利用梳状导频 OFDM 系统的保护间隔，并给出了各关键技术目前的研究动态。

## 第3章 PABT 中的信道估计研究

### 3.1 引言

在无线通信中，接收机一般必须知道信道信息才能对信号进行相干接收。接收机获得信道信息的过程称为信道估计。在宽带无线通信中，时变频率选择性多径信道一般建模为一个具有时变冲激响应的 FIR(有限冲激响应)滤波器<sup>[1][2][116]</sup>，此时信道信息可完全由 FIR 滤波器的时变冲激响应来刻画，信道估计也就是对信道冲激响应的估计。本文中假设系统设计使得导频持续时间远小于信道相干时间，因此信道估计时不考虑时变因素。

目前研究较多的信道估计算法可分为基于导频的信道估计<sup>[26]-[59]</sup>和盲信道估计<sup>[60]-[62]</sup>两大类。盲估计算法无需发射机发送任何接收机预先已知的信息，依靠大量接收数据求得有关统计量，根据这些统计量完成信道估计。由于盲估计算法一般复杂度较高，而且需要大量接收数据完成统计量计算，不利于接收机完成实时信道估计，因而目前并未在工程上获得实际应用。工程上广泛采用的为基于导频的信道估计方法，发射机发送一段接收机已知的导频信号，接收机根据接收到的导频信号来求得信道冲激响应。基于导频的信道估计算法计算复杂度一般低于盲估计算法，而且可以方便的通过反复传送导频信号来实现对信道的实时测量、连续跟踪。

本章对基于导频的信道估计方法做较为系统的研究，其中包括不同的发送导频信号格式：单载波/OFDM；不同的保护间隔形式：CP/ZP；针对不同发送导频信号的各种信道处理算法，包括基于时域相关<sup>[32]-[35]</sup>的算法和频域算法<sup>[69]-[73]</sup>。我们提出了一种新的基于 PN 序列循环相关的信道估计算法<sup>[57]、[58]</sup>，和一种新的用以提高信道估计精度的信道估计迭代后处理算法。

本章将在第二节介绍信道估计的系统模型。而后在第三节进行信道估计算法的研究，包括对各种信号制式和保护间隔形式的时/频信道估计算法，以及信道估计后处理算法。各种信道估计算法的性能仿真和对比分析在第四节给出。第五节分析了各种信道估计算法的复杂度。第六节给出本章小结。

### 3.2 信道估计的系统模型

#### 3.2.1 信道估计概述

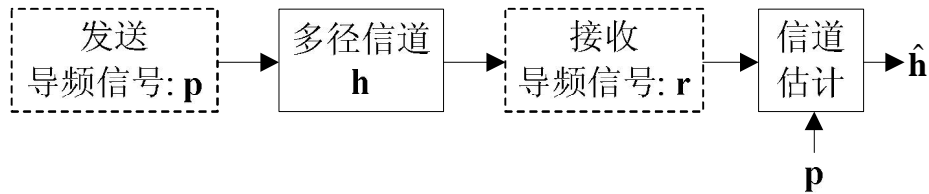


图 3.1 信道估计框图

图 3.1 画出了信道估计的总体框图：发送导频信号经过多径信道后得到接收导频信号，信道估计模块根据已知的发送导频信号和接收信号得到信道冲激响应的估值。这里研究不存在的数据对导频干扰时的信道估计，因为可在数据和导频之间引入保护间隔来避免干扰或者通过迭代干扰消除算法消除相邻的数据干扰，关于干扰的避免/消除详见第五章。

#### 3.2.2 收发信号模型

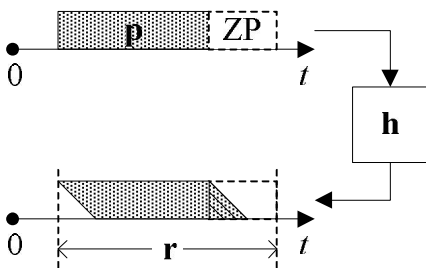


图 3.2 补零后缀导频信号收发模型

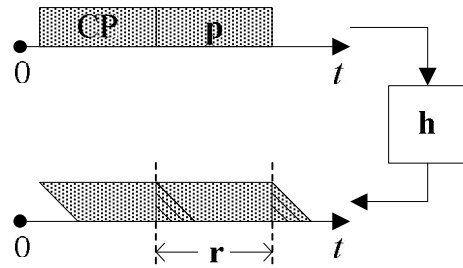


图 3.3 带循环前缀导频信号收发模型

图 3.2、图 3.3 画出了收发导频信号模型。图中用  $p$  表示发送时域导频信号， $r$  为接收导频信号。发送导频信号可分为有补零后缀（图 3.2）和有循环前缀（图 3.3）两种。发送导频信号有补零后缀时，接收导频信号为发送导频信号与信道冲激响应  $h$  的卷积，这时由于接收导频信号包含了多径引起的信号“拖尾”（图中斜线三角形），因此比发送导频信号长，如图 3.2 所示。发送导频信号带循环前缀时，接收导频信号为发送导频信号与信道冲激响应  $h$  的循环卷积，这时接收导频信号与发送导频信号等长，如图 3.3 所示。

上面两种信号模型可分别写为式(3.1)和式(3.2)。

$$\mathbf{r} = \mathbf{p} * \mathbf{h} + \mathbf{w} \quad (3.1)$$

$$\mathbf{r} = \mathbf{p} \otimes \mathbf{h} + \mathbf{w} \quad (3.2)$$

其中, \* 表示卷积;  $\otimes$  表示循环卷积;  $\mathbf{w}$  为信道中的 AWGN(加性白色高斯噪声)。设发送导频信号长为  $N$ , 即  $\mathbf{p} = (p_0, p_1, \dots, p_{N-1})^T$ , 由于信道估计模块不知道信道冲激响应的真实长度  $L+1$ , 因此只能假设冲激响应与导频等长(所能估计的最大长度), 则式(3.1)中  $\mathbf{r}$  和  $\mathbf{w}$  均为  $(2N-1) \times 1$  维列向量, 式(3.2)中  $\mathbf{r}$  和  $\mathbf{w}$  均为  $N \times 1$  维列向量。

导频信号除了分为有循环前缀和补零后缀之外, 导频信号本身也可以有两种形式: 单载波和 OFDM 形式。单载波形式的导频信号通常为一段 PN 序列<sup>[32]-[35]</sup>, 例如:  $(p_0, p_1, \dots, p_{N-1})^T$  为一个 m 序列。OFDM 形式的导频信号即为一个接收端已知的 OFDM 符号, 可以由一段定义在频域的 PN 序列做反向傅氏变换得到, 用  $\mathbf{P} = (P_0, P_1, \dots, P_{N-1})^T$  表示频域 PN 序列, 则 OFDM 形式的导频信号  $\mathbf{p}$  的生成方法可用式(3.3)表示。

$$\mathbf{p} = \text{IFFT}(\mathbf{P}) \quad (3.3)$$

其中  $\text{IFFT}(\cdot)$  表示归一化反向傅氏变换。

下面我们将单载波形式的导频信号称作 PN 导频信号, 循环前缀称为 CP (cyclic prefix), 补零后缀称为 ZP (Zero Padding)。对于数据和导频紧邻的无保护间隔系统, 可通过干扰消除技术消除数据干扰, 得到 ZP 形式的导频信号。

导频信号本身有单载波和 OFDM 两种形式, 加之带有循环前缀或补零后缀, 两两组合可构成四种形式的发送导频信号: “PN+CP”、“PN+ZP”、“OFDM+CP”和“OFDM+ZP”。

### 3.3 信道估计算法研究

#### 3.3.1 基于“PN+CP”的信道估计算法

这里假设信道冲激响应长度  $L+1 < N$ , 由于接收端不知道冲激响应的真实长度, 只能假设冲激响应和导频等长, 因此将真实信道冲激响应也写为补零到和导

频等长的形式，如式(3.4)所示。

$$\mathbf{h} = (h_0, h_1, \mathbf{L}, h_L, 0\mathbf{L} 0)^T \quad (3.4)$$

接收导频信号为发送导频信号与信道冲激响应的循环卷积可写为式(3.5)的矩阵形式。

$$\mathbf{r} = \mathbf{p} \otimes \mathbf{h} + \mathbf{w} = \mathbf{C}_p \mathbf{h} + \mathbf{w} = \begin{pmatrix} p_0 & p_{N-1} & \mathbf{M} & \mathbf{M} & \mathbf{M} & p_2 & p_1 \\ p_1 & p_0 & \mathbf{O} & \mathbf{M} & \mathbf{M} & \mathbf{M} & p_2 \\ \mathbf{M} & p_1 & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{M} & p_i & \mathbf{M} \\ p_i & \mathbf{M} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{M} & p_i \\ \mathbf{M} & p_i & \mathbf{M} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & p_{N-1} & \mathbf{M} \\ p_{N-2} & \mathbf{M} & \mathbf{M} & \mathbf{M} & \mathbf{O} & p_0 & p_{N-1} \\ p_{N-1} & p_{N-2} & \mathbf{M} & \mathbf{M} & \mathbf{M} & p_1 & p_0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} h_0 \\ h_1 \\ \mathbf{M} \\ h_L \\ 0 \\ \mathbf{M} \\ 0 \end{pmatrix} + \mathbf{w} \quad (3.5)$$

其中， $\mathbf{C}_p$  为 PN 序列构成的  $N \times N$  维循环卷积矩阵。下面可用两种方法来原因信道估计：PN 循环相关信道估计和频域信道估计。

### 3.3.1.1 PN+CP 循环相关信道估计

首先用一个简单的例子来说明该信道估计方法。假设信道为三径信道，则接收导频信号为经历了不同时延和衰落的三条 PN 序列的叠加，如图 3.4 所示。PN 循环相关的含义为：用接收端本地 PN 序列的不同循环移位版本分别与接收导频信号作相关运算，得到不同时延处的信道响应估值，如图 3.5 所示。将接收导频信号记做  $\mathbf{r} = (r_0, r_1, \mathbf{L}, r_{N-1})^T$ ，则本地 PN 序列循环移位  $l$  个采样点后与  $\mathbf{r}$  相关得到时延第  $l$  个采样点处的信道响应估值可表示为式(3.6)。

$$\hat{h}_l = \frac{\sum_{n=0}^{N-1} r_n P_{(N+n-l) \bmod N}^*}{N}; l = 0, 1, \mathbf{L}, N-1 \quad (3.6)$$

其中上标\*表示复共轭；mod 表示整数求模运算。上式假设 PN 序列  $\mathbf{p}$  由模为 1 的元素构成。由于 m 序列具有接近理想的循环自相关特性，本文的 PN 序列采用  $\pm 1$  构成的 m 序列。

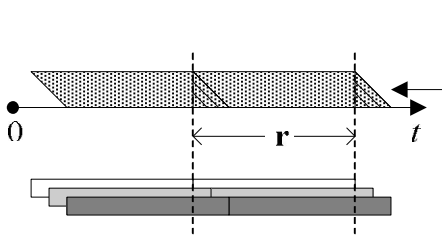


图 3.4 PN+CP 三径接收导频信号

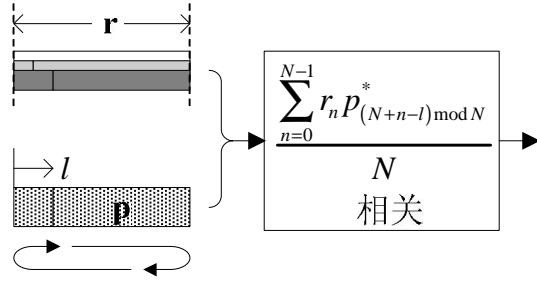


图 3.5 PN+CP 循环相关

上述循环相关过程可表示为式(3.7)的矩阵形式。

$$\hat{\mathbf{h}} = \frac{1}{N} \cdot \mathbf{C}_p^H \mathbf{r} = \frac{1}{N} \cdot \mathbf{C}_p^H (\mathbf{C}_p \mathbf{h} + \mathbf{w}) = \mathbf{h} + \mathbf{R}_d^{(\text{CIR})} \mathbf{h} + \frac{1}{N} \cdot \mathbf{C}_p^H \mathbf{w} \quad (3.7)$$

其中， $\mathbf{C}_p$  为 PN 序列构成的  $N \times N$  维循环卷积矩阵，如式(3.5)所示；上标 H 表示共轭转置。 $\mathbf{R}_d^{(\text{CIR})}$  为 PN 序列循环自相关矩阵  $\mathbf{R}^{(\text{CIR})}$  的对角元置零后的残余矩阵。

$\mathbf{R}^{(\text{CIR})}$  定义以及与  $\mathbf{R}_d^{(\text{CIR})}$  的关系如式(3.8)所示。

$$\begin{aligned} \mathbf{R}^{(\text{CIR})} &= \frac{1}{N} \mathbf{C}_p^H \mathbf{C}_p = \begin{pmatrix} R^{(\text{CIR})}(0) & R^{(\text{CIR})}(1) & \mathbf{L} & R^{(\text{CIR})}(N-1) \\ R^{(\text{CIR})}(1) & R^{(\text{CIR})}(0) & \mathbf{L} & R^{(\text{CIR})}(N-2) \\ \mathbf{M} & \mathbf{M} & \mathbf{O} & \mathbf{M} \\ R^{(\text{CIR})}(N-1) & R^{(\text{CIR})}(N-2) & \mathbf{L} & R^{(\text{CIR})}(0) \end{pmatrix} \\ &= \mathbf{I}_N + \mathbf{R}_d^{(\text{CIR})} \end{aligned} \quad (3.8)$$

其中  $\mathbf{I}_N$  为  $N \times N$  单位矩阵。 $\mathbf{R}^{(\text{CIR})}$  的元素  $R^{(\text{CIR})}(l)$  定义如式(3.9)所示：

$$R^{(\text{CIR})}(l) = \frac{1}{N} \cdot \sum_{n=0}^{N-1} p_n p_{l+n \bmod N}^*; \quad l = 0, 1, \mathbf{L}, N-1 \quad (3.9)$$

当 PN 序列为 m 序列时，有：

$$R^{(\text{CIR})}(l) = \begin{cases} 1; & l = 0 \\ -1/N; & l = 1, 2, \mathbf{L}, N-1 \end{cases} \quad (3.10)$$

信道估值 MSE (均方误差) 如式(3.11)所示：

$$\begin{aligned} \text{MSE}^{(\text{PN+CP CIR})} &= \frac{\text{tr} \left( \mathbf{E} \left( (\hat{\mathbf{h}} - \mathbf{h}) (\hat{\mathbf{h}} - \mathbf{h})^H \right) \right)}{N} \\ &= \frac{\sigma_w^2}{N} + \frac{\text{tr} \left( \mathbf{R}_d^{(\text{CIR})} \mathbf{E} (\mathbf{h} \mathbf{h}^H) (\mathbf{R}_d^{(\text{CIR})})^H \right)}{N} \end{aligned} \quad (3.11)$$

其中， $\text{tr}(\cdot)$  表示矩阵的迹； $\mathbf{E}(\cdot)$  表示数学期望； $\sigma_w^2$  为信道 AWGN 方差。信道估值

MSE 的第一项取决于噪声大小，随着信噪比升高第一项会逐步变小。第二项取决于 PN 序列残余自相关以及信道特性，该项并不会随信噪比变化，将会引起高信噪比下的性能平台效应。如果 PN 序列的残余自相关为零，则第二项将会消失，残余自相关越大，则第二项对性能的影响越明显。

### 3.3.1.2 PN+CP 频域信道估计

由式(3.2)，接收导频信号为发送导频信号与冲激响应循环卷积的形式： $\mathbf{r} = \mathbf{p} \otimes \mathbf{h} + \mathbf{w}$ ，则将接收信号变换到频域可得到发送频域导频信号和信道频响相乘的形式，如式(3.12)所示。

$$\text{FFT}(\mathbf{r}) = \text{diag}(\text{FFT}(\mathbf{p}))\mathbf{H} + \text{FFT}(\mathbf{w}) \quad (3.12)$$

其中， $\text{FFT}(\cdot)$ 表示归一化傅氏变换； $\text{diag}(\cdot)$ 表示以括号中向量作为对角线的对角阵； $\mathbf{H} = \sqrt{N} \cdot \text{FFT}(\mathbf{h})$ 为信道频响。由上式容易得到如下频域信道估计方法：

$$\hat{\mathbf{h}} = \frac{1}{\sqrt{N}} \cdot \text{IFFT}(\hat{\mathbf{H}}) = \frac{1}{\sqrt{N}} \cdot \text{IFFT}\left(\text{diag}(\text{FFT}(\mathbf{p}))^{-1} \text{FFT}(\mathbf{r})\right) \quad (3.13)$$

信道估值 MSE 如式(3.14)所示。

$$\begin{aligned} \text{MSE}^{(\text{PN+CP FFT})} &= \frac{\text{tr}\left(\text{E}\left(\left(\hat{\mathbf{h}} - \mathbf{h}\right)\left(\hat{\mathbf{h}} - \mathbf{h}\right)^{\text{H}}\right)\right)}{N} \\ &= \frac{\text{tr}\left(\frac{1}{N} \cdot \text{diag}(\text{FFT}(\mathbf{p}))^{-2} \mathbf{R}_{\text{ww}}\right)}{N} = \frac{\text{tr}\left(\frac{\sigma_w^2}{N} \cdot \text{diag}(\text{FFT}(\mathbf{p}))^{-2}\right)}{N} \end{aligned} \quad (3.14)$$

其中  $\mathbf{R}_{\text{ww}} = \text{E}\left(\text{FFT}(\mathbf{w})\text{FFT}(\mathbf{w})^{\text{H}}\right) = \sigma_w^2 \cdot \mathbf{I}$ ，是频域噪声自相关矩阵。如果 PN 序列的频域各点模平方为 1，即  $|\text{FFT}(\mathbf{p})|^2 = (\mathbf{L}, 1, \mathbf{L})$ ，则信道估值 MSE：

$$\text{MSE}^{(\text{PN+CP FFT})} = \frac{\sigma_w^2}{N} \quad (3.15)$$

实际上当 PN 序列采用 m 序列时， $|\text{FFT}(\mathbf{p})|^2$  中存在一个十分接近于零的值，该值的大小为  $1/N$ ， $N$  为 m 序列长度，如图 3.6 所示。图中横坐标为频点下标，纵坐标为该频点的模平方值。图中采用的 PN 序列为长 511 的 m 序列，只画出了

511 个频点中的前 10 个频点的模平方值，接近于零的值出现在第一个频点处。此接近于零的值会使  $\text{diag}(\text{FFT}(\mathbf{p}))^{-2}$  对角线出现极小元素（式(3.14)），从而强烈放大噪声，使 MSE 无法达到式(3.15)的结果。但是，从式(3.14)来看该信道估计方法不会有循环相关信道估计的性能平台效应，且具有信道无关特性。

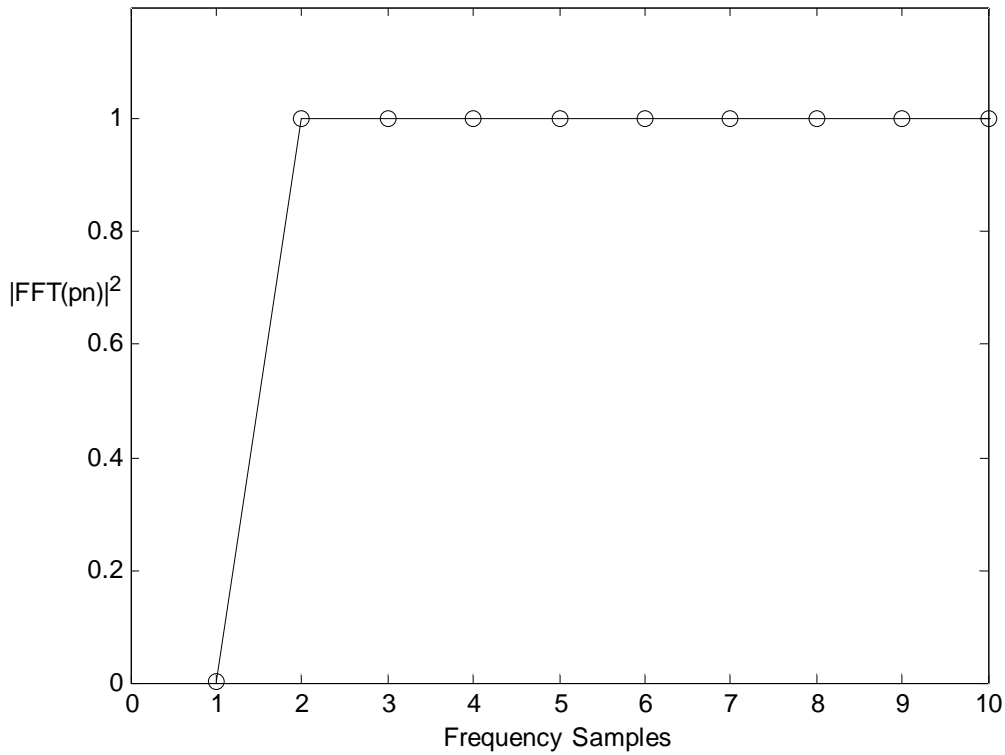


图 3.6 PN 序列的频谱模平方

### 3.3.2 基于“PN+ZP”的信道估计算法

发送导频信号带有补零后缀时，接收导频信号为发送导频信号与信道冲激响应的卷积，此时信号模型可写为式(3.16)的矩阵形式。

$$\mathbf{r} = \mathbf{p} * \mathbf{h} + \mathbf{w} = \mathbf{L}_p \mathbf{h} + \mathbf{w} = \begin{pmatrix} p_0 & 0 & \mathbf{M} & 0 & \mathbf{M} & 0 \\ p_1 & p_0 & \mathbf{M} & \mathbf{M} & \mathbf{M} & \mathbf{M} \\ \mathbf{M} & p_1 & \mathbf{O} & 0 & \mathbf{M} & \mathbf{M} \\ p_n & \mathbf{M} & \mathbf{O} & p_0 & \mathbf{M} & \mathbf{M} \\ \mathbf{M} & p_n & \mathbf{M} & p_1 & \mathbf{O} & 0 \\ p_{N-1} & \mathbf{M} & \mathbf{O} & \mathbf{M} & \mathbf{O} & p_0 \\ 0 & p_{N-1} & \mathbf{M} & p_n & \mathbf{M} & p_1 \\ \mathbf{M} & 0 & \mathbf{O} & \mathbf{M} & \mathbf{O} & \mathbf{M} \\ \mathbf{M} & \mathbf{M} & \mathbf{M} & p_{N-1} & \mathbf{M} & p_n \\ \mathbf{M} & \mathbf{M} & \mathbf{M} & 0 & \mathbf{O} & \mathbf{M} \\ 0 & 0 & \mathbf{M} & \mathbf{M} & \mathbf{M} & p_{N-1} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} h_0 \\ h_1 \\ \mathbf{M} \\ h_L \\ 0 \\ \mathbf{M} \\ 0 \\ \mathbf{M} \\ 0 \end{pmatrix} + \mathbf{w} \quad (3.16)$$

其中， $\mathbf{L}_p$  为 PN 序列构成的  $(2N-1) \times N$  维卷积矩阵（接收端未知冲激响应  $\mathbf{h}$  的真实长度，只能假设它长为  $N$ ，因此接收信号长变为  $2N-1$ ）。下面可用三种方法来完成信道估计：PN 滑动相关信道估计<sup>[32]-[35]</sup>、补零频域信道估计<sup>[69]-[73]</sup>和 PN 循环相关信道估计<sup>[57]、[58]</sup>。

### 3.3.2.1 PN+ZP 滑动相关信道估计

仍以三径信道为例，PN+ZP 形式下的接收信号如图 3.7 所示。PN 滑动相关的含义为：从接收导频信号起始时刻开始，用本地 PN 序列沿接收信号向后移位并不断计算相关值，得到不同时延处的信道响应估值，如图 3.8 所示。将接收导频信号记做  $\mathbf{r} = (r_0, r_1, \dots, r_{2N-2})^T$ ，则本地 PN 序列距离接收信号起始向后移位  $l$  个采样点后与  $\mathbf{r}$  相关得到时延  $l$  个采样点处的信道响应估值可表示为式(3.17)。

$$\hat{h}_l = \frac{\sum_{n=0}^{N-1} r_{l+n} p_n^*}{N}; \quad l = 0, 1, \dots, N-1 \quad (3.17)$$

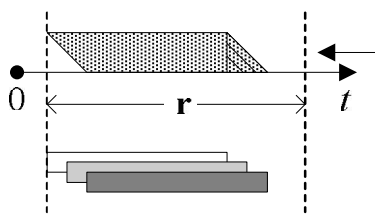


图 3.7 PN+ZP 三径接收导频信号

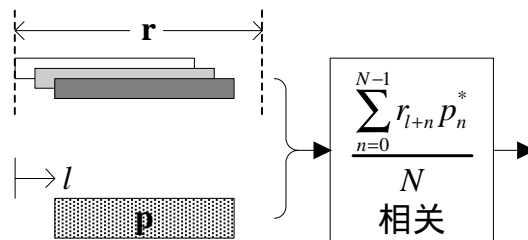


图 3.8 PN+ZP 滑动相关

上述滑动相关过程可表示为式(3.18)的矩阵形式。

$$\hat{\mathbf{h}} = \frac{1}{N} \cdot \mathbf{L}_p^H \mathbf{r} = \frac{1}{N} \cdot \mathbf{L}_p^H (\mathbf{L}_p \mathbf{h} + \mathbf{w}) = \mathbf{h} + \mathbf{R}_d^{(MV)} \mathbf{h} + \frac{1}{N} \cdot \mathbf{L}_p^H \mathbf{w} \quad (3.18)$$

其中  $\mathbf{L}_p$  为 PN 序列构成的  $(2N-1) \times N$  维卷积矩阵，如式(3.19)所示。

$$\mathbf{L}_p = \begin{pmatrix} p_0 & 0 & \mathbf{M} & 0 & \mathbf{M} & 0 \\ p_1 & p_0 & \mathbf{M} & \mathbf{M} & \mathbf{M} & \mathbf{M} \\ \mathbf{M} & p_1 & \mathbf{O} & 0 & \mathbf{M} & \mathbf{M} \\ p_i & \mathbf{M} & \mathbf{O} & p_0 & \mathbf{M} & \mathbf{M} \\ \mathbf{M} & p_i & \mathbf{M} & p_1 & \mathbf{O} & 0 \\ p_{N-1} & \mathbf{M} & \mathbf{O} & \mathbf{M} & \mathbf{O} & p_0 \\ 0 & p_{N-1} & \mathbf{M} & p_i & \mathbf{M} & p_1 \\ \mathbf{M} & 0 & \mathbf{O} & \mathbf{M} & \mathbf{O} & \mathbf{M} \\ \mathbf{M} & \mathbf{M} & \mathbf{M} & p_{N-1} & \mathbf{M} & p_i \\ \mathbf{M} & \mathbf{M} & \mathbf{M} & 0 & \mathbf{O} & \mathbf{M} \\ 0 & 0 & \mathbf{M} & \mathbf{M} & \mathbf{M} & p_{N-1} \end{pmatrix} \quad (3.19)$$

$\mathbf{R}_d^{(MV)}$  为 PN 序列滑动自相关矩阵  $\mathbf{R}^{(MV)}$  的对角元置零后的残余矩阵。 $\mathbf{R}^{(MV)}$  定义以及与  $\mathbf{R}_d^{(MV)}$  的关系如式(3.20)所示。

$$\begin{aligned} \mathbf{R}^{(MV)} &= \frac{1}{N} \mathbf{L}_p^H \mathbf{L}_p = \begin{pmatrix} R^{(MV)}(0) & R^{(MV)}(1) & \mathbf{L} & R^{(MV)}(N-1) \\ R^{(MV)}(1) & R^{(MV)}(0) & \mathbf{L} & R^{(MV)}(N-2) \\ \mathbf{M} & \mathbf{M} & \mathbf{O} & \mathbf{M} \\ R^{(MV)}(N-1) & R^{(MV)}(N-2) & \mathbf{L} & R^{(MV)}(0) \end{pmatrix} \\ &= \mathbf{I}_N + \mathbf{R}_d^{(MV)} \end{aligned} \quad (3.20)$$

$\mathbf{R}^{(MV)}$  的元素  $R^{(MV)}(l)$  定义如式(3.21)所示：

$$R^{(MV)}(l) = \frac{1}{N} \cdot \sum_{n=0}^{N-l-1} p_n p_{l+n}^* ; l=0,1,\dots,N-1 \quad (3.21)$$

信道估值 MSE 如式(3.22)所示（将式(3.18)代入 MSE 计算公式）：

$$\begin{aligned} \text{MSE}^{(PN+ZP\text{MV})} &= \frac{\text{tr} \left( \mathbf{E} \left( (\hat{\mathbf{h}} - \mathbf{h}) (\hat{\mathbf{h}} - \mathbf{h})^H \right) \right)}{N} \\ &= \frac{\sigma_w^2}{N} + \frac{\text{tr} \left( \mathbf{R}_d^{(MV)} \mathbf{E} (\mathbf{h} \mathbf{h}^H) (\mathbf{R}_d^{(MV)})^H \right)}{N} \end{aligned} \quad (3.22)$$

MSE 的表示形式和“PN+CP”循环相关信道估计时相似，唯一的不同为滑动自相关残余矩阵  $\mathbf{R}_d^{(MV)}$  替代了式(3.11)中的循环自相关残余矩阵  $\mathbf{R}_d^{(CIR)}$ 。图 3.9、图

3.10 画出了两个残余矩阵中的元素  $R(l)$  绝对值的对比 ( $l = 1, 2, \dots, N-1$ )，横坐标为  $l$ ，纵坐标为  $|R(l)|$ ，图 3.9 对应于循环自相关，图 3.10 对应于滑动自相关。从这两张图可见滑动自相关残余大于循环自相关残余，因而可以预见滑动自相关信道估计的性能会劣于循环自相关。

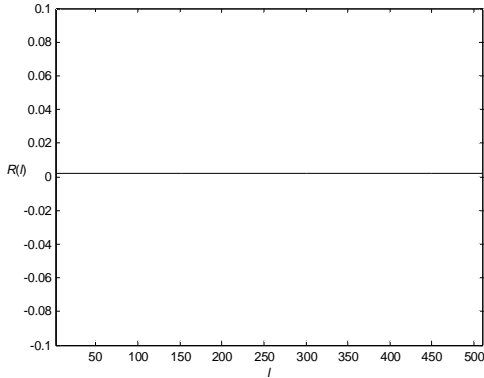


图 3.9 PN 循环自相关残余元素  $|R(l)|$

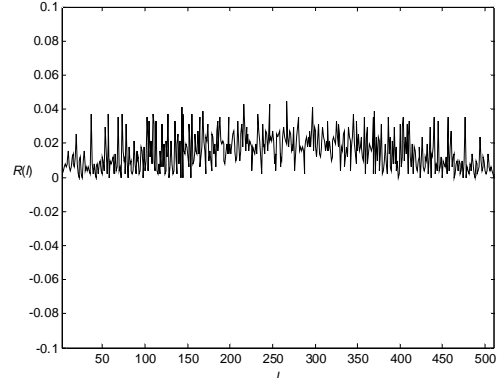


图 3.10 PN 滑动自相关残余元素  $|R(l)|$

### 3.3.2.2 PN+ZP 补零频域信道估计

补零频域信道估计方法的原理为<sup>[69]</sup>：长为  $N$  的发送 PN 序列与长为  $N$  的信道冲激响应的线性卷积，相当于将他们都补零为  $N_1$  长后的循环卷积（只要前  $2N-1$  个点）， $N_1 \geq 2N-1$ ；循环卷积结果变换到频域可得到卷积的两信号频谱相乘的形式，因而可在频域将补零 PN 序列的频谱除掉，从而得到信道估值。利用上述原理，由接收信号  $\mathbf{r} = \mathbf{p} * \mathbf{h} + \mathbf{w}$  进行补零频域信道估计的具体方法如下：

将接收信号  $\mathbf{r}$  补零到  $N_1$  长， $N_1 \geq 2N-1$ ，得到信号  $\mathbf{r}'$ ， $\mathbf{r}'$  的表达式如式(3.23)所示。

$$\mathbf{r}' = \mathbf{p}' \otimes \mathbf{h}' + \mathbf{w}' \tag{3.23}$$

其中  $\mathbf{p}'$ 、 $\mathbf{h}'$  和  $\mathbf{w}'$  为  $\mathbf{p}$ 、 $\mathbf{h}$  和  $\mathbf{w}$  补零到  $N_1$  长的形式。对  $\mathbf{r}'$  进行 FFT 变换得式(3.24)。

$$\text{FFT}(\mathbf{r}') = \text{diag}(\text{FFT}(\mathbf{p}')) \mathbf{H}' + \text{FFT}(\mathbf{w}') \tag{3.24}$$

其中  $\mathbf{H}' = \sqrt{N_1} \cdot \text{FFT}(\mathbf{h}')$ 。由上式容易得到如下频域形式的信道估计方法：

$$\hat{\mathbf{h}}' = \frac{1}{\sqrt{N_1}} \cdot \text{IFFT}(\hat{\mathbf{H}}') = \frac{1}{\sqrt{N_1}} \cdot \text{IFFT}\left(\text{diag}(\text{FFT}(\mathbf{p}'))^{-1} \text{FFT}(\mathbf{r}')\right) \quad (3.25)$$

$\hat{\mathbf{h}}'$  的前  $N$  个元素即信道估值  $\hat{\mathbf{h}}$ 。信道估值 MSE 如式(3.26)所示。

$$\begin{aligned} \text{MSE}^{(\text{PN+ZP FFT})} &= \frac{\text{tr}\left(\mathbf{E}\left(\left(\hat{\mathbf{h}} - \mathbf{h}\right)\left(\hat{\mathbf{h}} - \mathbf{h}\right)^{\text{H}}\right)\right)}{N} = \frac{\text{tr}\left(\frac{1}{N_1} \cdot \text{diag}(\text{FFT}(\mathbf{p}'))^{-2} \mathbf{R}'_{\text{ww}}\right)}{N} \\ &= \frac{\text{tr}\left(\frac{1}{N_1} \cdot \frac{2N-1}{N_1} \sigma_w^2 \cdot \text{diag}(\text{FFT}(\mathbf{p}'))^{-2}\right)}{N} \end{aligned} \quad (3.26)$$

其中  $\mathbf{R}'_{\text{ww}} = \mathbf{E}\left(\text{FFT}(\mathbf{w}') \text{FFT}(\mathbf{w}')^{\text{H}}\right) \approx \frac{2N-1}{N_1} \sigma_w^2 \cdot \mathbf{I}$ ，是补零噪声频域自相关矩阵。

注意，只有  $\hat{\mathbf{h}}'$  的前  $N$  个元素才是有效的信道估值  $\hat{\mathbf{h}}$ ，上面的  $\text{tr}$  表示只对矩阵对角线的前  $N$  个元素求和。如果补零 PN 序列的频域各点模平方相同，即

$|\text{FFT}(\mathbf{p}')|^2 = \left(\mathbf{L}, \frac{N}{N_1}, \mathbf{L}\right)$ ，则信道估值 MSE 为：

$$\text{MSE}^{(\text{PN+ZP FFT})} = \frac{2N-1}{N} \cdot \frac{\sigma_w^2}{N_1} \quad (3.27)$$

实际上当 PN 序列采用  $m$  序列时， $|\text{FFT}(\mathbf{p}')|^2$  中存在许多十分接近于零的值，如图 3.11 所示，图中画出了 511 长  $m$  序列补零到 4096 点后的频谱模平方。图中横坐标为频点下标，纵坐标为该频点的模平方值。补零 PN 的频谱中那些十分接近于零的值会使矩阵  $\text{diag}(\text{FFT}(\mathbf{p}'))^{-2}$  对角线出现极小元素（式(3.26)），从而强烈放大噪声，使 MSE 无法达到式(3.27)的结果。但是，从式(3.26)来看该信道估计方法不会有循环/滑动相关信道估计的性能平台效应，且具有信道无关特性。

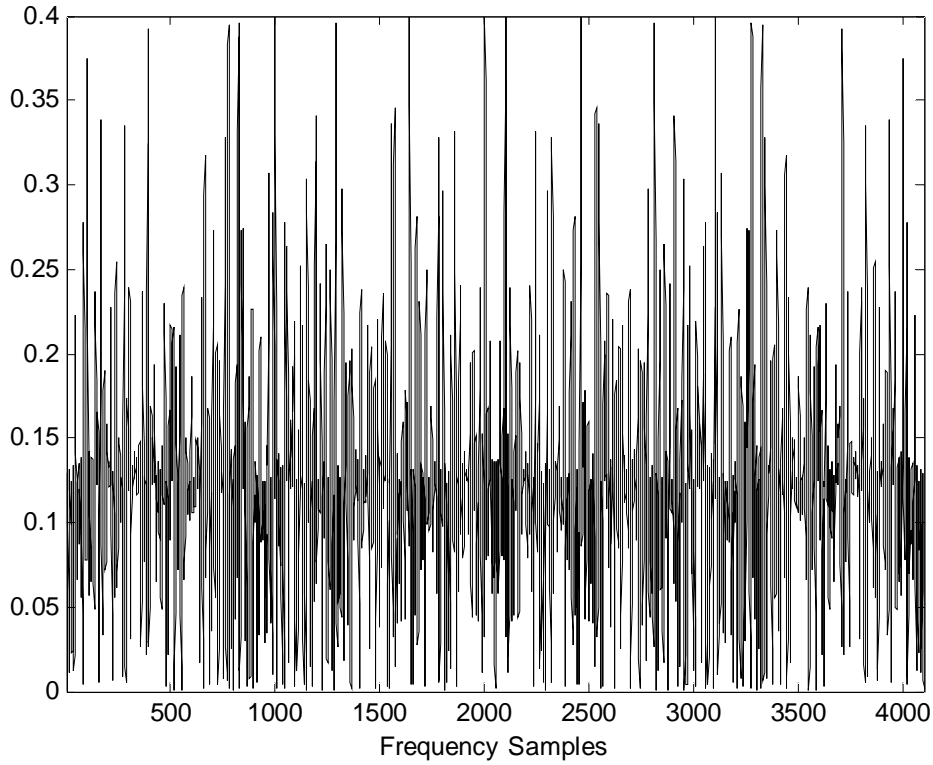


图 3.11 补零 PN 序列的频谱模平方 (511 长 m 序列补零到 4096)

由式(3.27)：
$$\text{MSE}^{(\text{PN+ZP FFT})} = \frac{2N-1}{N} \cdot \frac{\sigma_w^2}{N_1}$$
，可知 MSE 将随 FFT 点数  $N_1$  的增大

而减小，为了确定合适的  $N_1$ ，图 3.12 画出了不同  $N_1$  时的信道估计 MSE 性能曲线，PN 序列为 511 长 m 序列，横坐标为信噪比 (SNR)，纵坐标为 MSE。曲线“PN+ZP FFT1021”、“PN+ZP FFT2048”、“PN+ZP FFT4096”和“PN+ZP FFT8192”分别对应  $N_1$  取 1021、2048、4096 和 8192 时的性能曲线。由图可看出当  $N_1$  增大到 4096 后信道估计性能便不再提高，因而本文取  $N_1 = 4096$ 。

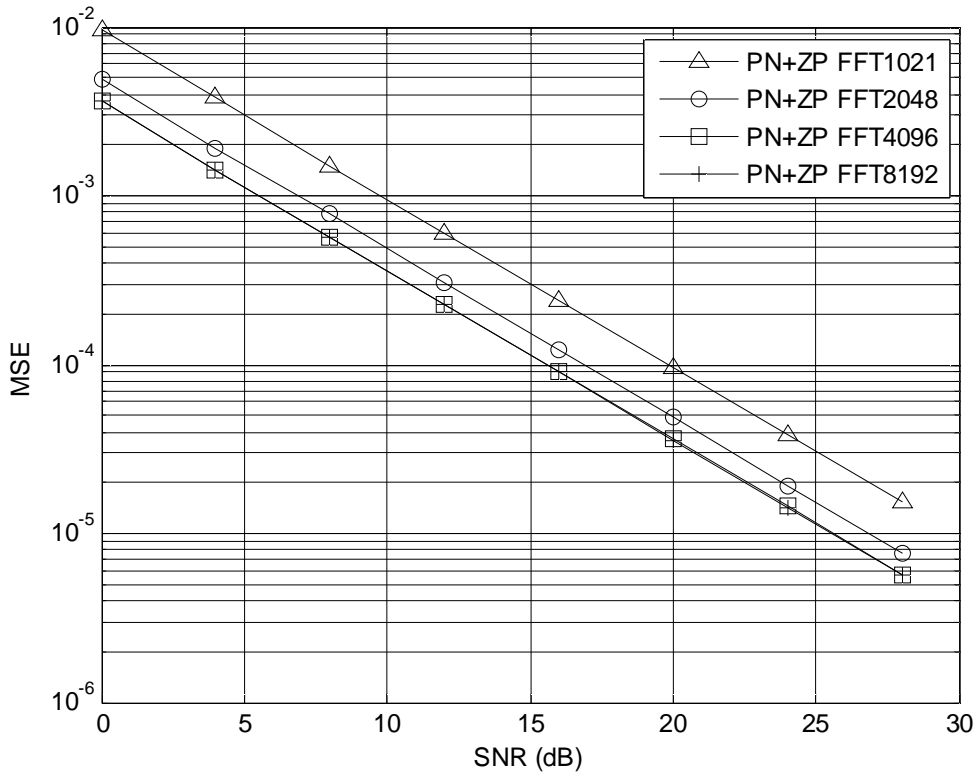


图 3.12 PN+ZP 频域信道估计性能随 FFT 点数  $N_1$  的变化

### 3.3.2.3 PN+ZP 循环相关信道估计

对于补零后缀的发送导频信号，可在接收端通过“剪切相加”预处理的办法构成发送导频与信道冲激响应循环卷积的形式。“剪切相加”的含义为：将多径引起的接收信号拖尾加到接收信号起始位置处，如图 3.13 所示，图中仍以三径信道为例加以说明，剪切相加得到的信号记作  $x$ 。

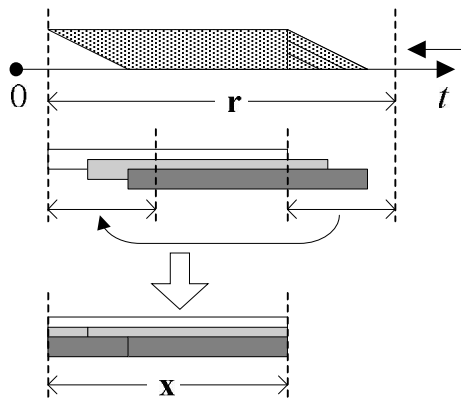


图 3.13 PN+ZP “剪切相加”得到发送信号与信道冲激响应的循环卷积  
根据 PN+ZP 接收信号的矩阵形式 (式(3.16)) 和 PN+CP 接收信号的矩阵形

式 (式(3.5)), 剪切相加过程可表示成式(3.28)。

$$\mathbf{x} = \begin{pmatrix} \mathbf{I}_N & \left| \begin{array}{c} \mathbf{I}_{N-1} \\ \mathbf{0} \end{array} \right. \\ \mathbf{0} & \left| \begin{array}{c} \mathbf{I}_{N-1} \\ \mathbf{0} \end{array} \right. \end{pmatrix} \mathbf{r} = \mathbf{r} = (\mathbf{L}_p \mathbf{h} + \mathbf{w}) = \mathbf{C}_p \mathbf{h} + \mathbf{w} = \mathbf{p} \otimes \mathbf{h} + \mathbf{w} \quad (3.28)$$

其中, 矩阵  $\begin{pmatrix} \mathbf{I}_N & \left| \begin{array}{c} \mathbf{I}_{N-1} \\ \mathbf{0} \end{array} \right. \\ \mathbf{0} & \left| \begin{array}{c} \mathbf{I}_{N-1} \\ \mathbf{0} \end{array} \right. \end{pmatrix}$  表示剪切相加操作; 矩阵中的虚线表示矩阵的分块;

$\mathbf{L}_p$  为 PN 序列构成的  $(2N-1) \times N$  维卷积矩阵;  $\mathbf{C}_p$  为 PN 序列构成的  $N \times N$  维循环卷积矩阵。根据式(3.28), 所有可用于 PN+CP 的信道估计方法均可用于剪切相加预处理之后的信号, 唯一的不同为剪切相加后的信号  $\mathbf{x}$  上的噪声能量变为 PN+CP 时的  $(2N-1)/N$  倍。这里只将循环相关信道估计及其估值 MSE 的结论列出:

$$\hat{\mathbf{h}} = \frac{1}{N} \mathbf{C}_p^H \mathbf{x} = \frac{1}{N} \mathbf{C}_p^H (\mathbf{C}_p \mathbf{h} + \mathbf{w}) = \mathbf{h} + \mathbf{R}_d^{(\text{CIR})} \mathbf{h} + \frac{1}{N} \mathbf{C}_p^H \mathbf{w} \quad (3.29)$$

$$\text{MSE}^{(\text{PN+ZP CIR})} = \frac{\text{trace} \left( \mathbb{E} \left( (\hat{\mathbf{h}} - \mathbf{h})(\hat{\mathbf{h}} - \mathbf{h})^H \right) \right)}{N} \quad (3.30)$$

$$= \frac{2N-1}{N} \cdot \frac{\sigma_w^2}{N} + \frac{\text{trace} \left( \mathbf{R}_d^{(\text{CIR})} \mathbb{E} (\mathbf{h} \mathbf{h}^H) (\mathbf{R}_d^{(\text{CIR})})^H \right)}{N}$$

相比滑动相关的 MSE 表达式, 循环相关由于需要剪切相加操作, 导致第一项大于滑动相关时的第一项。可以预见, 在第一项起主导作用的低信噪比情况下, 滑动相关算法的性能会较好, 而在相关残余 (第二项) 起主导作用的高信噪比情况下, 循环相关的性能会较好。

### 3.3.2.4 PN+ZP 剪切相加频域信道估计

通过“剪切相加”预处理可将带有 ZP 的接收导频信号变为与带有 CP 的接收导频信号等效的形式, 因此对 PN+ZP 接收信号进行剪切相加预处理后, 3.3.1.2 节中的 PN+CP 频域信道估计算法可直接使用。唯一的不同为剪切相加后的信号  $\mathbf{x}$  上的噪声能量变为 PN+CP 时的  $(2N-1)/N$  倍 (剪切相加得到循环卷积形式的接收信号  $\mathbf{x}$  如式(3.28))。对  $\mathbf{x}$  进行 FFT 变换而后得到信道估值分别如式(3.31)和式(3.32)。

$$\text{FFT}(\mathbf{x}) = \text{diag}(\text{FFT}(\mathbf{p}))\mathbf{H} + \text{FFT}(\mathbf{w}) \quad (3.31)$$

$$\hat{\mathbf{h}} = \frac{1}{\sqrt{N}} \cdot \text{IFFT}(\hat{\mathbf{H}}) = \frac{1}{\sqrt{N}} \cdot \text{IFFT}\left(\text{diag}(\text{FFT}(\mathbf{p}))^{-1} \text{FFT}(\mathbf{x})\right) \quad (3.32)$$

### 3.3.3 基于“OFDM+CP”的信道估计算法

和 PN+CP 时类似，这里的接收信号也为循环卷积形式，如式(3.33)。

$$\mathbf{r} = \mathbf{p} \otimes \mathbf{h} + \mathbf{w} \quad (3.33)$$

与 PN+CP 的不同是，在 PN+CP 方式中  $\mathbf{p}$  为 PN 序列，在 OFDM+CP 方式中  $\mathbf{p}$  由频域 PN 序列  $\mathbf{P}$  做 IFFT 得到： $\mathbf{p} = \text{IFFT}(\mathbf{P})$ 。因此对  $\mathbf{r}$  做 FFT 会得到  $\mathbf{P}$  与信道频响相乘的形式：

$$\text{FFT}(\mathbf{r}) = \text{diag}(\text{FFT}(\mathbf{p}))\mathbf{H} + \text{FFT}(\mathbf{w}) = \text{diag}(\mathbf{P})\mathbf{H} + \text{FFT}(\mathbf{w}) \quad (3.34)$$

其中  $\mathbf{H} = \sqrt{N} \cdot \text{FFT}(\mathbf{h})$ 。信道估值可用频域方法得到：

$$\hat{\mathbf{h}} = \frac{1}{\sqrt{N}} \cdot \text{IFFT}(\hat{\mathbf{H}}) = \frac{1}{\sqrt{N}} \cdot \text{IFFT}\left(\text{diag}(\mathbf{P})^{-1} \text{FFT}(\mathbf{r})\right) \quad (3.35)$$

若频域 PN 序列用  $\pm 1$  构成，则上式中  $\text{diag}(\mathbf{P})^{-1} \text{FFT}(\mathbf{r})$  无需除法，仅需要调整  $\mathbf{r}$  中元素的正负号。信道估值 MSE 为：

$$\begin{aligned} \text{MSE}^{(\text{OFDM+CP FFT})} &= \frac{\text{tr}\left(\text{E}\left(\left(\hat{\mathbf{h}} - \mathbf{h}\right)\left(\hat{\mathbf{h}} - \mathbf{h}\right)^{\text{H}}\right)\right)}{N} \\ &= \frac{\text{tr}\left(\frac{1}{N} \cdot \text{diag}(\mathbf{P})^{-2} \mathbf{R}_{\mathbf{w}\mathbf{w}}\right)}{N} = \frac{\text{tr}\left(\frac{\sigma_{\mathbf{w}}^2}{N} \cdot \text{diag}(\mathbf{P})^{-2}\right)}{N} = \frac{\sigma_{\mathbf{w}}^2}{N} \end{aligned} \quad (3.36)$$

其中  $\mathbf{R}_{\mathbf{w}\mathbf{w}} = \text{E}\left(\text{FFT}(\mathbf{w})\text{FFT}(\mathbf{w})^{\text{H}}\right) = \sigma_{\mathbf{w}}^2 \cdot \mathbf{I}$ ，是频域噪声自相关矩阵。

### 3.3.4 基于“OFDM+ZP”的信道估计算法

和 PN+ZP 循环相关时类似，这里也采用剪切相加预处理得到和 OFDM+CP 形式相似的循环卷积形式的接收信号，唯一的不同是剪切相加后信号上的噪声能

量变为 OFDM+CP 时的  $(2N-1)/N$  倍。这里只将剪切相加、信道估计及其估值 MSE 的结论列出：

$$\mathbf{x} = \begin{pmatrix} \mathbf{I}_N \\ \vdots \\ \mathbf{I}_{N-1} \\ \vdots \\ \mathbf{0} \end{pmatrix} \mathbf{r} = \mathbf{r} = (\mathbf{L}_p \mathbf{h} + \mathbf{w}) = \mathbf{C}_p \mathbf{h} + \mathbf{w} = \mathbf{p} \otimes \mathbf{h} + \mathbf{w} \quad (3.37)$$

$$\hat{\mathbf{h}} = \frac{1}{\sqrt{N}} \cdot \text{IFFT}(\hat{\mathbf{H}}) = \frac{1}{\sqrt{N}} \cdot \text{IFFT}(\text{diag}(\mathbf{P})^{-1} \text{FFT}(\mathbf{x})) \quad (3.38)$$

$$\begin{aligned} \text{MSE}^{(\text{OFDM+ZP FFT})} &= \frac{\text{tr}\left(\text{E}\left(\left(\hat{\mathbf{h}} - \mathbf{h}\right)\left(\hat{\mathbf{h}} - \mathbf{h}\right)^{\text{H}}\right)\right)}{N} = \frac{\text{tr}\left(\frac{1}{N} \cdot \text{diag}(\mathbf{P})^{-2} \mathbf{R}_{\mathbf{w}\mathbf{w}}^{(\cdot)}\right)}{N} \\ &= \frac{\text{sum}\left(\frac{1}{N} \cdot \frac{2N-1}{N} \sigma_w^2 \cdot \text{diag}(\mathbf{P})^{-2}\right)}{N} = \frac{2N-1}{N} \cdot \frac{\sigma_w^2}{N} \end{aligned} \quad (3.39)$$

其中  $\mathbf{R}_{\mathbf{w}\mathbf{w}}^{(\cdot)} = \text{E}\left(\text{FFT}(\mathbf{w})\text{FFT}(\mathbf{w})^{\text{H}}\right) \approx \frac{2N-1}{N} \sigma_w^2 \cdot \mathbf{I}$  为剪切相加频域噪声自相关矩阵。

### 3.3.5 信道估计迭代后处理算法

上述信道估计算法中均假设信道冲激响应与导频等长，除此之外不再对信道做任何假设。实际多径信道往往具有如下统计特点：1. 长度可能远小于导频长度；2. 即使长度较长，冲激响应绝大部分能量也集中于较少的采样点上。这两个特点可概括为信道冲激响应的“稀疏”特性。以数字电视地面广播常用的几种典型信道模型：DVB-T 便携接收信道<sup>[8]</sup>、COST207 TU (Typical Urban) 信道<sup>[93]</sup>、SUI 信道<sup>[94]</sup>、单频网信道<sup>[70]</sup>为例，表 3.1 列出了他们的等效基带冲激响应能量分布统计。表 3.2~表 3.5 为它们的信道特性。真实信道模型转换为等效基带响应时取基带采样率取 7.56MHz (这里以电视广播常用带宽为 8MHz，留出 5%的滚降余量为例)。

表 3.1 多径信道能量分布统计

	冲激响应 基带样点 总长度	集中了 99.9%、99%、95%、90% 能量的强径数目			
		99.9%	99%	95%	90%
DVB-T 便携	49	38	25	15	10
COST207TU	46	36	24	11	8
SUI-1	15	4	2	1	1
SUI-2	17	7	3	2	1
SUI-3	15	7	3	3	2
SUI-4	39	31	16	5	4
SUI-5	80	52	14	5	3
SUI-6	156	18	4	2	2
单频网 (SFN)	398	69	13	4	3

表 3.2 DVB-T 便携接收信道特性

路径	时延 (us)	幅度	相位 (rad)
1	1.003019	0.057662	4.855121
2	5.422091	0.176809	3.419109
3	0.518650	0.407163	5.86447
4	2.751772	0.303585	2.215894
5	0.602895	0.258782	3.758058
6	1.016585	0.061831	5.430202
7	0.143556	0.15034	3.952093
8	0.153832	0.051534	1.093586
9	3.324866	0.185074	5.775198
10	1.935570	0.400967	0.154459
11	0.429948	0.295723	5.928383
12	3.228872	0.350825	3.053023
13	0.848831	0.262909	0.628578
14	0.073883	0.225894	2.128544
15	0.203952	0.170996	1.099453
16	0.194207	0.149723	3.462951
17	0.924450	0.24014	3.664773
18	1.381320	0.116587	2.833799

19	0.640512	0.221155	3.33429
20	1.368671	0.25973	0.393889

表 3.3 COST207 典型城市信道

路径	1	2	3	4	5	6
时延 ( us )	0	0.2	0.5	1.6	2.3	5
功率增益 ( dB )	-3	0	-5	-6	-8	-10

表 3.4 SUI 信道模型

	路径	1	2	3
SUI-1	时延 ( us )	0	0.4	0.9
	功率增益 ( dB )	0	-15	-20
SUI-2	时延 ( us )	0	0.4	1.1
	功率增益 ( dB )	0	-12	-15
SUI-3	时延 ( us )	0	0.4	0.9
	功率增益 ( dB )	0	-5	-10
SUI-4	时延 ( us )	0	1.5	4
	功率增益 ( dB )	0	-4	-8
SUI-5	时延 ( us )	0	4	10
	功率增益 ( dB )	0	-5	-10
SUI-6	时延 ( us )	0	14	20
	功率增益 ( dB )	0	-10	-14

表 3.5 单频网 ( SFN ) 信道特性

路径	1	2	3
时延 ( us )	0	19	52
功率增益 ( dB )	0	-5	-1

取导频长度为 512 个采样点，由表 3.1 可知冲激响应的大部分能量集中于导频长度的 10% 左右采样点上，而且大部分信道的长度也比 512 采样点短很多，稀疏特性较为明显。充分利用信道的这种稀疏特性可以进一步提高信道估值精度，这里将这种进一步提高信道估值精度的处理称为信道估计后处理。文献<sup>[72]</sup>中的一种后处理方法为：将冲激响应估值中幅度小于最强径 5% 的那些响应点认为是噪声，直接置为零。根据上面对信道能量统计分布的分析，本文提出的后处理方法为：只保留冲激响应估值中前 10% 个较大的响应点（注意并非位置上的前 10%，而是幅度从大到小排序的前 10%，这些响应点可出现于任意位置），其余响应点置零。这两种后处理方法的示意图如图 3.14 和图 3.15。

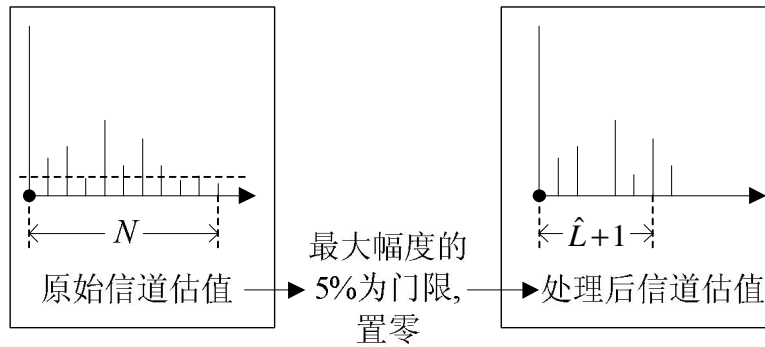


图 3.14 信道估计后处理：按最大幅度的 5% 为门限进行置零

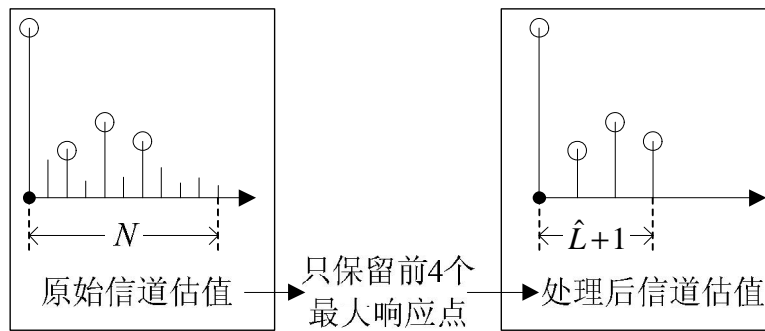


图 3.15 信道估计后处理：只保留响应幅度从大到小排序的前 10%

经信道估计后处理后，信道长度  $\hat{L}+1$  的估计可由不为零的响应的最远位置得到，如上两图所示。有了信道长度估值后，ZP 导频信道估计中的剪切相加操作就可以不必剪切长为  $N-1$  的拖尾，而是剪切长为  $\hat{L}$  的拖尾，从而可减少信道白噪声对信道估值精度的影响。由此我们可得到一种迭代信道估计后处理算法，具体步骤如下（ $[\cdot]_p^q$  表示向量中下标从  $p$  到  $q$  的元素，本文中向量下标从 0 开始）：

1. 令信道长度估值  $\hat{L}+1 = N$ 。
2. 对接收 ZP 导频信号  $[\mathbf{r}]_0^{N+\hat{L}-1}$  进行剪切相加后（剪切的拖尾长度为  $\hat{L}$ ）信道估计，得到信道估值  $\hat{\mathbf{h}}$ ，并将  $\hat{\mathbf{h}}$  中下标  $\hat{L}$  之后的元素置零。
3. 对  $\hat{\mathbf{h}}$  进行信道估计后处理，得到更新的  $\hat{L}$  以及长度为  $\hat{L}+1$  的信道估值  $\hat{\mathbf{h}}$ 。重新回到第 2 步，直到满足一定迭代次数。

### 3.3.6 小结

这里将各种导频形式和相应的信道估计算法列于

表 3.6，作为小结。

表 3.6 各种信道估计算法

	循环相关	滑动相关	剪切相加 频域算法	补零 频域算法
PN+CP	3.3.1.1	N	3.3.1.2	N
PN+ZP	3.3.2.3	3.3.2.1	3.3.2.4	3.3.2.2
OFDM+CP	N	N	3.3.3	N
OFDM+ZP	N	N	3.3.4	N

上表中的不同行代表不同的发送导频形式，不同列代表不同的信道估计算法，原则上讲总共可以有 16 种信道估计算法。其中填有章节号的单元格表示前面研究过的信道估计算法，填有“N”的单元格表示本文未研究的信道估计方法，那些信道估计方法或者不适合于特定导频形式、或存在明显的复杂度/性能劣势。“PN+ZP”循环相关信道估计算法为本文所提出的算法。

带有 CP 前缀的导频，不适合采用补零频域信道估计算法，这是由于：补零频域算法适合于线性卷积形式的接收导频信号，而导频带有 CP 前缀时，接收信号为循环卷积形式。

OFDM 导频原则上也可采用时域滑动/循环相关算法，但由于 OFDM 符号一般为复序列，相关运算需复乘运算，复杂度为  $O((N-1)^2)$ ，远高于 FFT 运算的复杂度，所以相关算法并不适用。而对于  $\pm 1$  构成的 PN 序列，时域相关运算无需乘法，十分适用。

通过剪切相加预处理术，带 ZP 后缀的导频可转化为与带 CP 前缀的导频等效的形式，因此用于带 CP 前缀的导频的算法均可直接用于带 ZP 后缀的导频。而且两种导频形式对能量的利用效率是相同的：对于带 ZP 后缀的导频的剪切相加操作会使导频信号上的噪声变为原来的  $(2N-1)/N$  倍；带 CP 前缀的导频中的循环前缀在接收端被丢弃，造成有用能量仅为总能量的  $N/(2N-1)$ （这里假设信道冲激响应最长为  $N$ ，因此仅需要长为  $N-1$  的循环前缀）。基于上述考虑我们仅考虑带 ZP 后缀的导频的情况即可，即以下五种信道估计算法：PN+ZP 循环相关、PN+ZP 滑动相关、PN+ZP 剪切相加频域算法、PN+ZP 补零频域算法和 OFDM+ZP

剪切相加频域算法。

对于以上各种信道估计算法，均可加以迭代后处理算法进一步提高估计精度。

### 3.4 信道估计性能仿真结果和分析

#### 3.4.1 无后处理时的原始信道估计性能

图 3.16 画出了五种信道估计算法的性能对比（无信道估计后处理），横坐标为信噪比（SNR），纵坐标为 MSE。“PN+ZP CIR”、“PN+ZP MV”、“PN+ZP FFT511”、“PN+ZP FFT4096”和“OFDM+ZP FFT511”曲线分别对应 PN+ZP 循环相关、PN+ZP 滑动相关、PN+ZP 剪切相加频域算法、PN+ZP 补零频域算法和 OFDM+ZP 剪切相加频域信道估计算法。PN 采用  $\pm 1$  构成的 511 长的 m 序列，系统基带采样率为 7.56MHz。信道为 DVB-T<sup>[8]</sup> 标准中的便携接收信道（表 3.2），最大延时扩散约为导频长度的 10%，共 20 径。

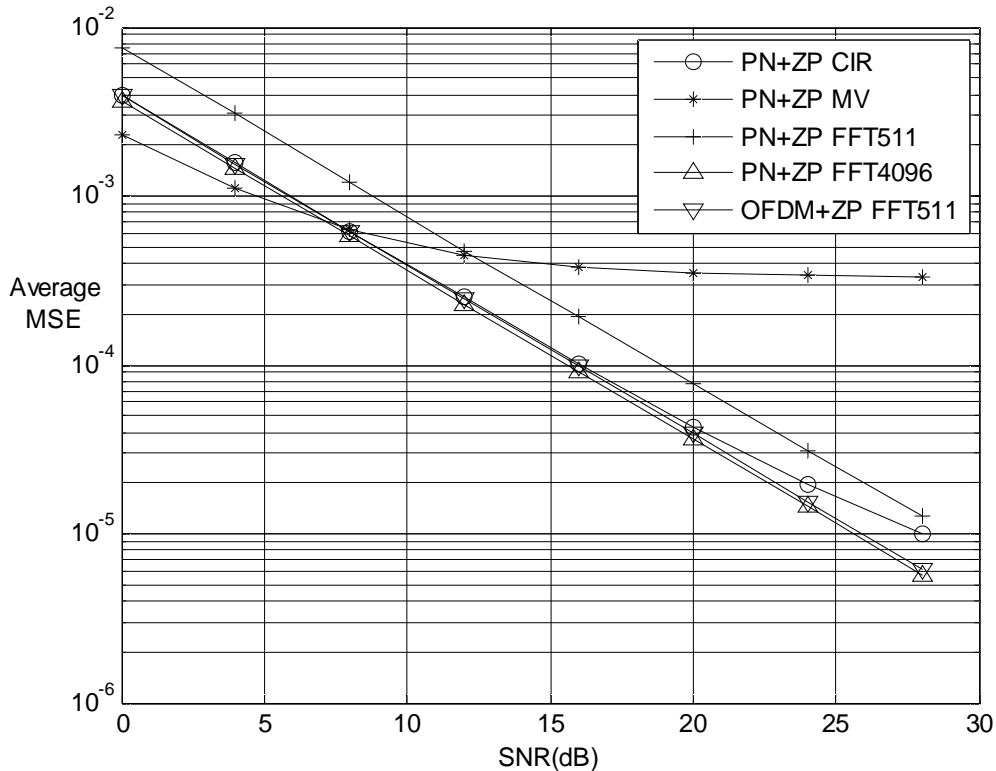


图 3.16 DVB-T 便携接收信道下的信道估计性能对比

从图中可看出，两种 PN 相关算法（循环/滑动）在高信噪比区均出现性能平

台效应,这是由残余相关引起的。由于循环相关算法中的残余相关小于滑动相关算法中的残余相关,因此循环相关算法的平台效应随信噪比的升高出现的较晚。滑动相关算法的平台效应在 10dB 后已经很明显,而循环相关算法的平台效应在 28dB 时开始略微出现。对于两种 PN 相关算法,在低信噪比区域(图中的 0~7.5dB)噪声对信道估计的影响大于残余相关的影响,此时信道估计性能主要取决于

MSE 表达式中的第一项:滑动相关算法中该项为:  $\frac{\sigma_w^2}{N}$  (式(3.22));循环相关算

法中该项为:  $\frac{2N-1}{N} \cdot \frac{\sigma_w^2}{N}$  (式(3.30));由于循环相关算法的该项较大(剪切相加

所引起),因此低信噪比区域滑动相关算法的性能较好。

剩下的三种频域信道估计算法均无性能平台效应。PN 补零频域算法的性能和 OFDM 剪切相加频域算法性能几乎完全相同,但显然前者的复杂度会高很多。PN 剪切相加频域由于 PN 频谱中近零点的存在而性能较差。

### 3.4.2 使用信道估计后处理时的信道估计性能

以 OFDM+ZP 方式为例,图 3.17、图 3.18 画出了采用迭代信道估计后处理算法后的性能,两图分别对应 DVB-T 便携信道和单频网信道(表 3.5)。虚线对应文献<sup>[72]</sup>中的后处理算法(图中为 method-1),标以“no post proc”的实线对应无信道估计后处理时的性能,其余实线对应本文提出的后处理算法(导频长度为 512,保留 50 个较大响应点,图中为 method-2),曲线标签中“itrt”后的数字表示迭代次数,其余条件同前。

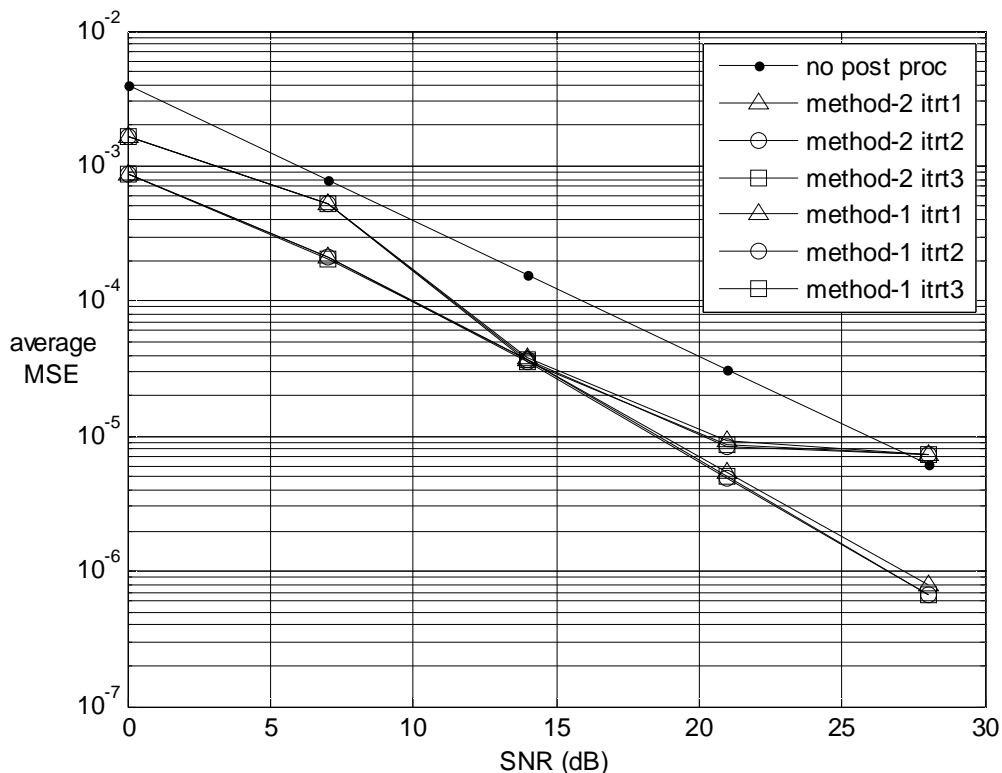


图 3.17 迭代信道估计后处理性能，DVB-T 便携信道，OFDM+ZP 导频

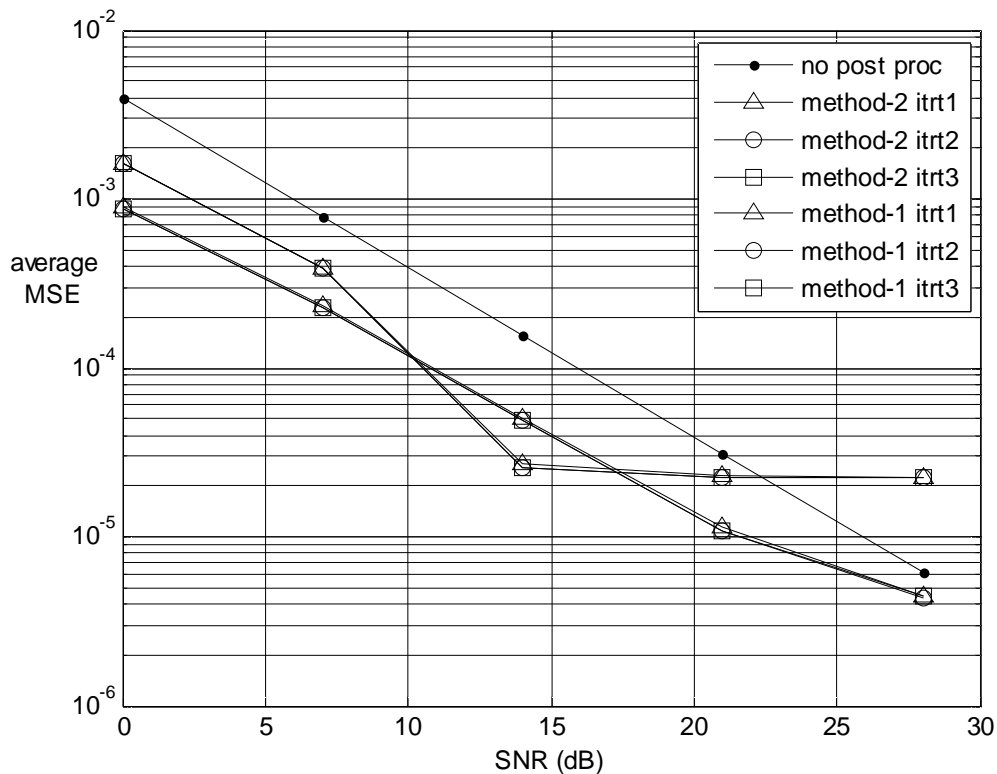


图 3.18 迭代信道估计后处理性能，单频网信道，OFDM+ZP 导频

由上图我们看到，对于长度较短的密集多径信道，信道估计后处理可带来较大的

性能增益，尤其是本文提出的方法。无论是短信道还是长信道，文献<sup>[72]</sup>中的方法均出现明显的性能平台，这是由于该方法中将某些原本较小多径响应当作噪声去除了。本文的算法可以尽可能的保留响应的细节，同时有效的去除噪声。由于本文中的 SFN 信道强径时延并不在整数倍采样点上，因此等效的基带冲激响应中会有较大的能量泄漏到邻近采样点上。这一点也可以从表 3.1 的统计看出：99.9%的能量集中于 69 个样点上，因此这里取保留 50 个采样点仍有可能丢掉响应中较小的细节，从而在高信噪比下出现轻微平台现象，如图 3.18 所示。图中迭代次数到 2 次以后性能便不再变化，因此后面将取迭代次数为 2。

将图 3.16 中的五种信道估计算法作信道估计后处理之后的性能画于图 3.19。

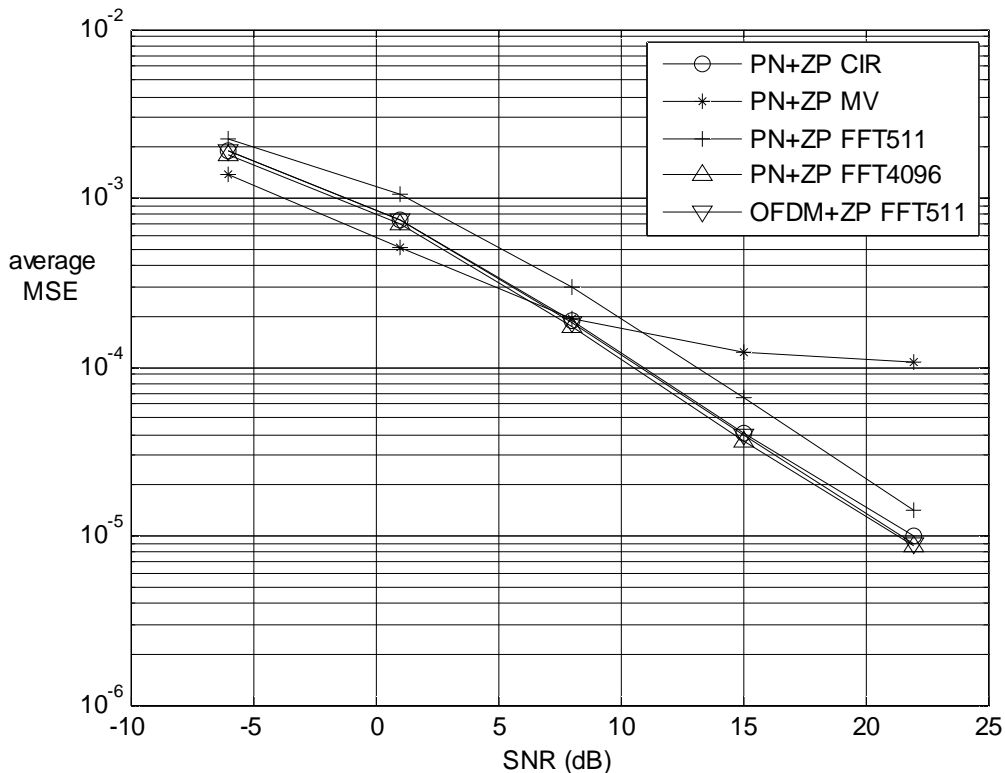


图 3.19 DVB-T 便携接收信道下采用信道估计后处理之后的信道估计性能对比  
 将图 3.16 和图 3.19 对比可知，各种信道估计算法加入迭代后处理后性能得到明显提高，各算法之间的性能对比及趋势仍保持基本相同。

### 3.5 信道估计算法复杂度对比

这里以 PN 为  $\pm 1$  构成的 m 序列为例，分析各算法的计算复杂度（由于信道估计后处理算法可用于任何信道估计算法之后，这里不加考虑）。对于 PN 相关

算法，由于 PN 由  $\pm 1$  构成相关时无需乘法。由时域相关的具体过程可知，PN 两种相关算法都需要  $N \cdot (N-1)$  次复数加法（相关算法中的除法，一般设计  $N$  为 2 的方幂，可用移位完成）。PN 循环相关还需额外的  $N-1$  次复数加法用于剪切相加操作。对于频域算法，以长为  $N_1$  的算法为例需  $N_1$  点 FFT、IFFT 各一次以及  $N_1$  点的频域复数除法（PN 频谱预先存储于接收端）。对于 OFDM 导频，频谱数据为  $\pm 1$  构成的 PN 序列，频域算法无需除法。当  $N_1$  为 2 的方幂时， $N_1$  点 FFT/IFFT 需  $N_1 \log_2(N_1)$  次复乘（需用 FFT 的算法中，将  $m$  序列补零变为  $M$  序列，从而长度变为 2 的方幂）。表 3.7 列出了各算法的复杂度对比。

表 3.7 各信道估计算法复杂度对比

	复乘	复除	复加	$N=511/512 ; N_1 = 4096$
PN+ZP 循环相关	0	0	$(N+1) \cdot (N-1)$	复加：261120 次
PN+ZP 滑动相关	0	0	$N \cdot (N-1)$	复加：260610 次
PN+ZP 剪切相 加频域算法	$2N \log_2(N)$	$N$	$N-1$	复乘：9216 次 复除：512 次 复加：511 次
PN+ZP 补零频 域算法	$2N_1 \log_2(N_1)$	$N_1$	0	复乘：98304 次 复除：4096 次
OFDM+ZP 剪切 相加频域算法	$2N \log_2(N)$	0	$N-1$	复乘：9216 次 复加：511 次

从上表可看出时域相关算法的复杂度低于频域算法的复杂度，而频域算法中以 OFDM 导频时复杂度为最低。结合这些信道估计算法的性能表现可以得到以下结论：若系统主要运行在低于 6dB 的信噪比范围内，则应采用 PN 滑动相关算法；若系统主要运行在高于 6dB 的信噪比范围内，PN 循环相关算法可以很好的兼顾性能与复杂度，OFDM 剪切相加频域算法性能更好，但需要 FFT/IFFT 运算，PN 补零频域算法性能比 OFDM 算法稍好，复杂度却高出很多。

### 3.6 信道估计小结

本章研究了各种基于导频的信道估计技术。导频信号有 PN 序列和 OFDM 符号两种,它们各自又都可以带有 CP 或 ZP 保护,其中 ZP 保护也看作是无保护间隔系统消除了数据干扰后的等效形式。ZP 保护的导频信号的接收信号形式为线性卷积形式,CP 保护的导频信号的接收信号形式为循环卷积形式,ZP 保护的接收信号可通过“剪切相加”预处理转换为循环卷积形式。对于线性卷积形式的接收信号可用时域滑动相关或补零频域算法来完成信道估计,对于循环卷积形式的接收信号可用时域循环相关或剪切相加频域算法来完成信道估计。

上述各种信道估计方法中,基于 PN 导频的循环相关算法为本文提出的新型算法,它的性能与频域算法十分接近,但仅需要加法运算,因而复杂度很低。通过详细对比各种算法的 MSE 性能和计算复杂度,我们得到以下结论:若系统主要运行在低于 6dB 的信噪比范围内,则应采用 PN 滑动相关算法;若系统主要运行在高于 6dB 的信噪比范围内,则应采用 PN 循环相关算法或基于 OFDM 导频的剪切相加频域算法。

通过对数字电视广播中常用多径信道模型的统计分析,本文得到了多径能量主要集中于约 50 个较大采样点的结果,相对于冲激响应长度或导频长度,多径能量呈现“稀疏”特性。基于这种统计分析,本文提出了一种新的信道估计后处理算法,它的思想为只保留信道估值中集中了绝大多数能量的若干强径响应,其余径视为噪声并置零。该算法与信道估计算法结合,可进一步将信道估计算法的 MSE 性能提高约 5dB,此性能优于文献<sup>[72]</sup>中按照最大径 5% 的门限“一刀切”去除噪声的算法。而且新算法的性能平台效应并不明显,而文献<sup>[72]</sup>算法则存在明显的性能平台。

## 第4章 PABT 中的线性块均衡技术研究

### 4.1 引言

经过频率选择性多径信道到达接收机的信号，由发送信号不同延时和相移的版本叠加在一起构成，因而存在严重的 ISI (Inter Symbol Interference -- 符号间串扰)，表现在频域为频率选择性，为了对数据符号进行解调和判决，首先必须消除信道多径对信号的影响得到原始调制符号的估值，这种操作称为均衡。

本章针对 PABT 系统的信号结构，研究基于块处理的线性均衡技术。即发送的若干数据符号构成一个块，经过信道传输，称为接收块。线性块均衡操作定义为：对接收块进行线性变换，得到发送块的估值。有了发送块的估值，也就有了其中每一个发送数据符号的估值，解调操作可对每个数据符号估值进行。

本章在第二节介绍线性块均衡的系统模型。第三节研究具体均衡算法，涵盖经典的 OFDM 信号频域均衡<sup>[9]</sup>、单载波频域均衡<sup>[64]-[68]</sup>，也包括对 OFDM 信号和单载波的时域块均衡<sup>[89]、[92]</sup>，以及时域均衡和频域均衡的等效性问题。第四节给出各种均衡算法的在未编码/编码情况下的性能仿真结果与分析。各种均衡算法的复杂度分析在第五节给出。第六节给出本章小结。

### 4.2 线性块均衡的系统模型

#### 4.2.1 线性块均衡概述

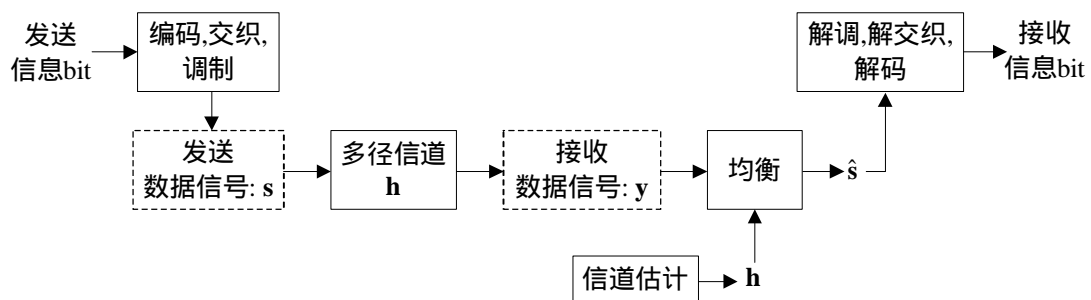


图 4.1 数据块传输与均衡框图

为了说明均衡在 PABT 系统中的作用，图 4.1 画出了数据块传输的总体框图：发送信息比特经过编码、交织和调制成为发送的数据块信号  $s$ ，经过冲激响应为

$h$  的多径信道后得到接收数据块信号  $y$ ，均衡模块根据信道估计模块输出的信道冲激响应估值对  $y$  做均衡得到发送数据块的估值  $\hat{s}$ （认为信道估值足够准确，对  $h$  和  $\hat{h}$  不加区分），最后进行解调解交织和解码还原信息比特。这里不考虑可能存在的导频对数据的干扰，因为可在数据和导频之间引入保护间隔来避免干扰或者通过迭代干扰消除算法消除相邻的导频干扰，关于干扰的避免/消除详见第五章。

由数据块传输的过程可知，均衡的作用是对接收数据块信号  $y$  做处理得到发送数据块信号  $s$  的估值  $\hat{s}$ 。本文考虑线性处理的情况，即  $\hat{s}$  为  $y$  的线性变换。

### 4.2.2 收发信号模型

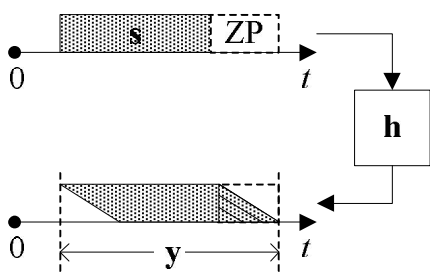


图 4.2 收发数据块信号模型

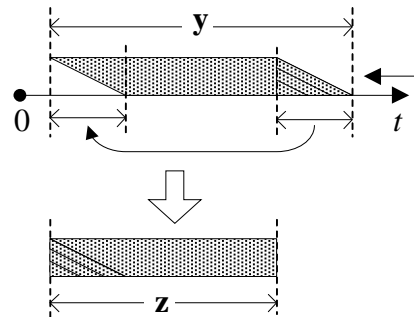


图 4.3 剪切相加操作

图 4.2 画出了收发数据块信号模型。图中用  $s$  表示发送时域数据块信号， $y$  为接收数据块信号。和发送导频信号类似，发送数据块信号也可分为带补零后缀（图 4.2）和有循环前缀两种。如第三章的分析所示，通过剪切相加预处理（图 4.3）可将带补零后缀时的接收信号转化为与有循环前缀时等效的形式——发送信号与信道冲激响应的循环卷积，这里对这两种通过剪切相加而等效的形式不再加以区分。带补零后缀的收发信号模型如式(4.1)。通过剪切相加将带补零后缀接收信号变为有循环前缀时的等效形式，如式(4.2)。

$$\mathbf{y} = \mathbf{s} * \mathbf{h} + \mathbf{w} = \mathbf{L}_h \mathbf{s} + \mathbf{w} = \begin{pmatrix} h_0 & 0 & \mathbf{M} & 0 & \mathbf{M} & 0 \\ h_1 & h_0 & \mathbf{M} & \mathbf{M} & \mathbf{M} & \mathbf{M} \\ \mathbf{M} & h_1 & \mathbf{O} & 0 & \mathbf{M} & \mathbf{M} \\ h_l & \mathbf{M} & \mathbf{O} & h_0 & \mathbf{M} & \mathbf{M} \\ \mathbf{M} & h_l & \mathbf{M} & h_1 & \mathbf{O} & 0 \\ h_L & \mathbf{M} & \mathbf{O} & \mathbf{M} & \mathbf{O} & h_0 \\ 0 & h_L & \mathbf{M} & h_l & \mathbf{M} & h_1 \\ \mathbf{M} & 0 & \mathbf{O} & \mathbf{M} & \mathbf{O} & \mathbf{M} \\ \mathbf{M} & \mathbf{M} & \mathbf{M} & h_L & \mathbf{M} & h_l \\ \mathbf{M} & \mathbf{M} & \mathbf{M} & 0 & \mathbf{O} & \mathbf{M} \\ 0 & 0 & \mathbf{M} & \mathbf{M} & \mathbf{M} & h_L \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_0 \\ s_1 \\ \mathbf{M} \\ s_m \\ \mathbf{M} \\ s_{M-1} \end{pmatrix} + \mathbf{w} \quad (4.1)$$

其中，数据块信号  $\mathbf{s}$  长  $M$ ，即  $\mathbf{s} = (s_0, s_1, \dots, s_{M-1})^T$ ；信道冲激响应长  $L+1$ ，即  $\mathbf{h} = (h_0, h_1, \dots, h_L)^T$ ；\*表示卷积；接收信号  $\mathbf{y}$  和信道中的加性白色高斯噪声  $\mathbf{w}$  长为  $M+L$ ； $\mathbf{L}_h$  为信道冲激响应构成的  $(M+L) \times M$  卷积矩阵。

$$\mathbf{z} = \begin{pmatrix} \mathbf{I}_M & | & \mathbf{I}_L \\ \hline & & \mathbf{0} \end{pmatrix} \mathbf{y} = \begin{pmatrix} h_0 & 0 & \mathbf{M} & \mathbf{M} & \mathbf{O} & \mathbf{M} & h_1 \\ h_1 & h_0 & \mathbf{M} & \mathbf{M} & \mathbf{M} & h_L & \mathbf{M} \\ \mathbf{M} & h_1 & \mathbf{O} & \mathbf{M} & \mathbf{M} & 0 & h_L \\ h_L & \mathbf{M} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{M} & \mathbf{M} & 0 \\ 0 & h_L & \mathbf{M} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & 0 & \mathbf{M} \\ \mathbf{M} & 0 & \mathbf{O} & \mathbf{M} & \mathbf{O} & h_0 & 0 \\ 0 & \mathbf{M} & \mathbf{M} & \mathbf{O} & \mathbf{M} & h_1 & h_0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_0 \\ s_1 \\ \mathbf{M} \\ s_m \\ \mathbf{M} \\ s_{M-1} \end{pmatrix} + \mathbf{w} \quad (4.2)$$

$$= \mathbf{C}_h \mathbf{s} + \mathbf{w} = \mathbf{s} \otimes \mathbf{h} + \mathbf{w}$$

其中， $\mathbf{I}_M$  表示  $M \times M$  单位矩阵； $\begin{pmatrix} \mathbf{I}_M & | & \mathbf{I}_L \\ \hline & & \mathbf{0} \end{pmatrix}$  表示对接收信号  $\mathbf{y}$  的剪切相加操作； $\otimes$  表示循环卷积； $\mathbf{C}_h$  为信道冲激响应构成的  $M \times M$  循环卷积矩阵；剪切相加生成长为  $M$  的信号  $\mathbf{z}$ ，它为发送数据块信号  $\mathbf{s}$  与信道冲激响应  $\mathbf{h}$  的循环卷积。注意这里均衡算法事先已知信道冲激响应长度  $L+1$ ，实际中可由信道估计后处理步骤得到此长度的估值。

数据块信号可以为单载波或 OFDM 形式。当  $\mathbf{s}$  为单载波形式时，其中的元素  $s_m$  是由编码交织的输出比特进行星座映射得到的调制符号。当  $\mathbf{s}$  为 OFDM 形式时，它由频域数据块  $\mathbf{S} = (S_0, S_1, \dots, S_{M-1})^T$  做 IFFT 得到，如式(4.3)所示。 $S_m$  是由

编码交织的输出比特进行星座映射得到的调制符号。

$$\mathbf{s} = \text{IFFT}(\mathbf{S}) \quad (4.3)$$

## 4.3 线性块均衡算法研究

### 4.3.1 时域均衡

时域均衡是指直接对时域接收信号  $\mathbf{y}$  或剪切相加后的循环卷积信号  $\mathbf{z}$  做线性处理得到发送信号  $\mathbf{s}$  的估值。

由式(4.1)接收信号表达式： $\mathbf{y} = \mathbf{L}_h \mathbf{s} + \mathbf{w}$ ，根据迫零（ZF）和最小均方误差（MMSE）准则可分别得到式(4.4)和(4.5)的 ZF 和 MMSE 时域均衡方法<sup>[89]</sup>。

$$\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{L}_h^\dagger \mathbf{y} \quad (4.4)$$

$$\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{L}_h^H (\mathbf{L}_h \mathbf{L}_h^H + \mathbf{R}_{\mathbf{w}\mathbf{w}})^{-1} \mathbf{y} \quad (4.5)$$

其中， $\dagger$  表示矩阵伪逆；上标 H 表示共轭转置； $\mathbf{R}_{\mathbf{w}\mathbf{w}} = \mathbf{E}(\mathbf{w}\mathbf{w}^H) = \sigma_w^2 \cdot \mathbf{I}_{M+L}$  表示噪声的自相关矩阵。式(4.5)成立的前提条件是发送数据向量  $\mathbf{s}$  满足  $\mathbf{E}(\mathbf{s}\mathbf{s}^H) = \mathbf{I}_M$ ，这在数据调制星座平均能量归一，和数据经充分交织的前提下容易满足。

由式(4.2)剪切相加输出信号表达式： $\mathbf{z} = \mathbf{C}_h \mathbf{s} + \mathbf{w}$ ，根据迫零和最小均方误差准则可分别得到式(4.6)和(4.7)的 ZF 和 MMSE 时域均衡方法。

$$\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{C}_h^{-1} \mathbf{z} \quad (4.6)$$

$$\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{C}_h^H (\mathbf{C}_h \mathbf{C}_h^H + \mathbf{R}_{\mathbf{w}\mathbf{w}}^{(\cdot)})^{-1} \mathbf{z} \quad (4.7)$$

其中， $\mathbf{R}_{\mathbf{w}\mathbf{w}}^{(\cdot)} = \mathbf{E}(\mathbf{w}(\mathbf{w})^H) = \sigma_w^2 \cdot \mathbf{I}_{M+L}$  表示剪切相加输出噪声的自相关矩阵。由于循环卷积矩阵  $\mathbf{C}_h$  为方阵，ZF 均衡为正常求逆。

上面的时域均衡方法均需要矩阵求逆/伪逆，在数据块较长时会导致均衡器复杂度很高，因而并不实用。

### 4.3.2 频域均衡

频域均衡是指首先将接收信号变换到频域，在频域完成均衡操作，将均衡后的信号重新变换回时域，得到时域发送信号的估值。若均衡输入的时域信号为循环卷积的形式，则时域循环卷积矩阵可被 FFT/IFFT 操作对角化，频域均衡变为对角阵的求逆操作，计算复杂度会大大降低。

#### 4.3.2.1 对剪切相加后循环卷积接收信号 $\mathbf{z}$ 的频域均衡

将式(4.2)剪切相加后得到的信号  $\mathbf{z}$  表达式重新写在下面：

$$\mathbf{z} = \begin{pmatrix} h_0 & 0 & \mathbf{M} & \mathbf{M} & \mathbf{O} & \mathbf{M} & h_1 \\ h_1 & h_0 & \mathbf{M} & \mathbf{M} & \mathbf{M} & h_L & \mathbf{M} \\ \mathbf{M} & h_1 & \mathbf{O} & \mathbf{M} & \mathbf{M} & 0 & h_L \\ h_L & \mathbf{M} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & \mathbf{M} & \mathbf{M} & 0 \\ 0 & h_L & \mathbf{M} & \mathbf{O} & \mathbf{O} & 0 & \mathbf{M} \\ \mathbf{M} & 0 & \mathbf{O} & \mathbf{M} & \mathbf{O} & h_0 & 0 \\ 0 & \mathbf{M} & \mathbf{M} & \mathbf{O} & \mathbf{M} & h_1 & h_0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_0 \\ s_1 \\ \mathbf{M} \\ s_m \\ \mathbf{M} \\ \mathbf{M} \\ s_{M-1} \end{pmatrix} + \mathbf{w} = \mathbf{C}_h \mathbf{s} + \mathbf{w} \quad (4.8)$$

首先对  $\mathbf{z}$  进行  $M$  点 FFT 变换，得到频域接收信号  $\mathbf{Z}$ ：

$$\mathbf{Z} = \text{FFT}(\mathbf{z}) = \mathbf{F}_M \mathbf{z} = \mathbf{F}_M \mathbf{C}_h \mathbf{s} + \mathbf{F}_M \mathbf{w} = \mathbf{F}_M \mathbf{C}_h \mathbf{F}_M^H \mathbf{F}_M \mathbf{s} + \mathbf{F}_M \mathbf{w} \quad (4.9)$$

其中， $\text{FFT}(\cdot)$  表示归一化快速傅氏变换，对列向量  $\mathbf{z}$  的傅氏变换可表示为左乘归一化 FFT 变换矩阵  $\mathbf{F}$ ，以  $M$  点变换矩阵  $\mathbf{F}_M$  为例，其第  $m$  行  $i$  列元素为：

$$\frac{1}{\sqrt{M}} \exp\left(-j \cdot m \cdot i \cdot \frac{2\pi}{M}\right); \mathbf{F}^H \text{ 表示归一化 IFFT 变换，易得：} \mathbf{F}^H \mathbf{F} = \mathbf{I}。 \text{ 由于 } \mathbf{C}_h \text{ 为}$$

循环卷积矩阵，因此可被左乘 FFT 矩阵右乘 IFFT 矩阵对角化：

$$\mathbf{F}_M \mathbf{C}_h \mathbf{F}_M^H = \text{diag}(\mathbf{H}) \quad (4.10)$$

其中， $\text{diag}(\cdot)$  表示以括号中向量作对角线的对角阵； $\mathbf{H}$  为信道冲激响应  $\mathbf{h}$  的非归一化  $M$  点 FFT 变换：

$$\mathbf{H} = \sqrt{M} \cdot \mathbf{F}_M \mathbf{h} \quad (4.11)$$

$\mathbf{h}$  不足  $M$  点应补零到  $M$  点。结合式(4.9)、(4.10)和(4.11)，频域接收信号  $\mathbf{Z}$  表达式可写为：

$$\mathbf{Z} = \text{diag}(\mathbf{H})\mathbf{S} + \mathbf{W}^{(\cdot)} \quad (4.12)$$

其中  $\mathbf{S} = \mathbf{F}_M \mathbf{s}$  ,  $\mathbf{W}^{(\cdot)} = \mathbf{F}_M \mathbf{w}$  ,  $\mathbf{S}$  和  $\mathbf{W}^{(\cdot)}$  分别为发送频域信号和频域噪声。对频域接收信号  $\mathbf{Z}$  进行 ZF 和 MMSE 均衡得到频域发送信号估值的表达式如下：

$$\hat{\mathbf{S}} = \text{diag}(\mathbf{H})^{-1} \mathbf{Z} \quad (4.13)$$

$$\hat{\mathbf{S}} = \text{diag}(\mathbf{H})^H \left( \text{diag}(\mathbf{H}) \text{diag}(\mathbf{H})^H + \mathbf{R}_{\mathbf{w}\mathbf{w}}^{(\cdot)} \right)^{-1} \mathbf{Z} \quad (4.14)$$

其中,  $\mathbf{R}_{\mathbf{w}\mathbf{w}}^{(\cdot)} = E\left(\mathbf{W}^{(\cdot)}\left(\mathbf{W}^{(\cdot)}\right)^H\right) = \mathbf{F}_M \mathbf{R}_{\mathbf{w}\mathbf{w}}^{(\cdot)} \mathbf{F}_M^H$  (考虑到式(4.12)中  $\mathbf{W}^{(\cdot)} = \mathbf{F}_M \mathbf{w}$  , 以及式(4.7)中  $\mathbf{R}_{\mathbf{w}\mathbf{w}}^{(\cdot)} = E\left(\mathbf{w}\left(\mathbf{w}\right)^H\right)$  )。若发送数据原本就定义在频域(例如 OFDM 形式的发送数据), 则对  $\hat{\mathbf{S}}$  中的数据符号估值进行解调、解交织解码可恢复出信息比特。若发送数据为单载波形式, 还需对频域发送信号估值  $\hat{\mathbf{S}}$  进行 IFFT 得到时域发送信号估值  $\hat{\mathbf{s}}$  :

$$\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{F}_M^H \hat{\mathbf{S}} \quad (4.15)$$

对  $\hat{\mathbf{s}}$  中的数据符号估值进行解调、解交织解码可恢复出信息比特。

## 2 “准”频域 MMSE 均衡

式(4.14)为严格 MMSE 频域均衡表达式, 一般说来  $\mathbf{R}_{\mathbf{w}\mathbf{w}}^{(\cdot)}$  并非对角阵, 因此矩阵求逆运算依然复杂度很高。可将  $\mathbf{R}_{\mathbf{w}\mathbf{w}}^{(\cdot)}$  近似表达为对角阵  $\mathbf{R}_{\mathbf{w}\mathbf{w}}^{(\cdot)} \approx \frac{M+L}{M} \cdot \sigma_w^2 \cdot \mathbf{I}_M$  , 此时得到“准”MMSE 频域均衡表达式：

$$\hat{\mathbf{S}} = \text{diag}(\mathbf{H})^H \left( \text{diag}(\mathbf{H}) \text{diag}(\mathbf{H})^H + \frac{M+L}{M} \cdot \sigma_w^2 \cdot \mathbf{I}_M \right)^{-1} \mathbf{Z} \quad (4.16)$$

上式中的求逆运算为对角阵操作, 复杂度大大降低, 根据文献<sup>[89]</sup>, 这种对噪声相关特性的近似处理几乎不会对系统性能产生影响, 因此下面所提到的这种  $M$  点剪切相加频域均衡均为近似表达式(4.16)。

### 4.3.2.2 对直接接收信号 $\mathbf{y}$ 的频域均衡

将式(4.1)直接接收信号  $\mathbf{y}$  的表达式重新写在下面：

$$\mathbf{y} = \mathbf{s} * \mathbf{h} + \mathbf{w} = \mathbf{L}_h \mathbf{s} + \mathbf{w} = \begin{pmatrix} h_0 & 0 & \mathbf{M} & 0 & \mathbf{M} & 0 \\ h_1 & h_0 & \mathbf{M} & \mathbf{M} & \mathbf{M} & \mathbf{M} \\ \mathbf{M} & h_1 & \mathbf{O} & 0 & \mathbf{M} & \mathbf{M} \\ h_l & \mathbf{M} & \mathbf{O} & h_0 & \mathbf{M} & \mathbf{M} \\ \mathbf{M} & h_l & \mathbf{M} & h_1 & \mathbf{O} & 0 \\ h_L & \mathbf{M} & \mathbf{O} & \mathbf{M} & \mathbf{O} & h_0 \\ 0 & h_L & \mathbf{M} & h_l & \mathbf{M} & h_1 \\ \mathbf{M} & 0 & \mathbf{O} & \mathbf{M} & \mathbf{O} & \mathbf{M} \\ \mathbf{M} & \mathbf{M} & \mathbf{M} & h_L & \mathbf{M} & h_l \\ \mathbf{M} & \mathbf{M} & \mathbf{M} & 0 & \mathbf{O} & \mathbf{M} \\ 0 & 0 & \mathbf{M} & \mathbf{M} & \mathbf{M} & h_L \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_0 \\ s_1 \\ \mathbf{M} \\ s_m \\ \mathbf{M} \\ s_{M-1} \end{pmatrix} + \mathbf{w} \quad (4.17)$$

上式中的信道卷积矩阵  $\mathbf{L}_h$  为  $(M+L) \times M$  维线性卷积矩阵，而非循环卷积矩阵，为了利用循环卷积频域均衡的低复杂度特性，可将  $\mathbf{L}_h$  写为  $(M+L) \times (M+L)$  维循环卷积矩阵与  $(M+L) \times M$  维补零矩阵的乘积：

$$\mathbf{L}_h = \begin{pmatrix} \vdots & h_L & \mathbf{M} & h_1 \\ \vdots & 0 & \mathbf{O} & \mathbf{M} \\ \vdots & \mathbf{M} & \mathbf{M} & h_L \\ \vdots & h_0 & \mathbf{M} & 0 \\ \vdots & \mathbf{M} & \mathbf{O} & \mathbf{M} \\ \vdots & h_{L-1} & \mathbf{M} & h_0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & \mathbf{L} & 0 \\ \mathbf{M} & \mathbf{O} & \mathbf{M} \\ 0 & \mathbf{L} & 1 \\ 0 & \mathbf{L} & 0 \\ \mathbf{M} & \mathbf{O} & \mathbf{M} \\ 0 & \mathbf{L} & 0 \end{pmatrix} = \mathbf{C}'_h \begin{pmatrix} \mathbf{I}_M \\ \mathbf{0}_{L \times M} \end{pmatrix} = \mathbf{C}'_h \mathbf{A} \quad (4.18)$$

其中， $\mathbf{C}'_h$  为对  $\mathbf{L}_h$  补  $L$  列构成的  $(M+L) \times (M+L)$  维循环卷积矩阵（形如式(4.8)中的循环卷积矩阵  $\mathbf{C}_h$ ）； $(M+L) \times M$  维补零矩阵  $\mathbf{A}$  的前  $M$  行为  $M \times M$  单位矩阵，后  $L$  行全为零。

根据式(4.18)，式(4.17)中的接收信号  $\mathbf{y}$  可写为：

$$\mathbf{y} = \mathbf{C}'_h \mathbf{A} \mathbf{s} + \mathbf{w} \quad (4.19)$$

和对循环卷积接收信号  $\mathbf{z}$  的频域均衡相似，对  $\mathbf{y}$  的频域均衡步骤如下：

首先进行  $M+L$  点 FFT：

$$\begin{aligned} \mathbf{Y} &= \mathbf{F}_{M+L} \mathbf{y} = \mathbf{F}_{M+L} \mathbf{C}'_h \mathbf{A} \mathbf{s} + \mathbf{F}_{M+L} \mathbf{w} = \mathbf{F}_{M+L} \mathbf{C}'_h \mathbf{F}_{M+L}^H \mathbf{F}_{M+L} \mathbf{A} \mathbf{s} + \mathbf{F}_{M+L} \mathbf{w} \\ &= \text{diag}(\mathbf{H}') \mathbf{S}' + \mathbf{W} \end{aligned} \quad (4.20)$$

其中  $\mathbf{H}' = \sqrt{M+L} \cdot \mathbf{F}_{M+L} \mathbf{h}$  为  $M+L$  点频响； $\mathbf{S}'$  为  $M+L$  点频域发送信号  $\mathbf{F}_{M+L} \mathbf{A} \mathbf{s}$ ，即

长为  $M$  的时域发送信号补零到  $M+L$  点后的傅氏变换； $\mathbf{W} = \mathbf{F}_{M+L} \mathbf{w}$  为频域噪声。

而后进行  $M+L$  点频域 ZF/MMSE 均衡：

$$\hat{\mathbf{S}}' = \text{diag}(\mathbf{H}')^{-1} \mathbf{Y} \quad (4.21)$$

$$\hat{\mathbf{S}}' = \mathbf{R}'_{\text{SS}} \text{diag}(\mathbf{H}')^{\text{H}} \left( \text{diag}(\mathbf{H}') \mathbf{R}'_{\text{SS}} \text{diag}(\mathbf{H}')^{\text{H}} + \mathbf{R}_{\text{WW}} \right)^{-1} \mathbf{Y} \quad (4.22)$$

其中， $\mathbf{R}'_{\text{SS}} = \text{E}(\mathbf{S}'(\mathbf{S}')^{\text{H}}) = \mathbf{F}_{M+L} \mathbf{A} \mathbf{A}^{\text{H}} \mathbf{F}_{M+L}^{\text{H}}$ ； $\mathbf{R}_{\text{WW}} = \text{E}(\mathbf{W}\mathbf{W}^{\text{H}}) = \sigma_w^2 \cdot \mathbf{I}_{M+L}$ 。将补零到  $M+L$  长的时域发送信号  $\mathbf{A}\mathbf{s}$  记作  $\mathbf{s}'$ ，对频域发送信号估值  $\hat{\mathbf{S}}'$  进行 IFFT 可得  $\mathbf{s}'$  的估值：

$$\hat{\mathbf{s}}' = \mathbf{F}_{M+L}^{\text{H}} \hat{\mathbf{S}}' \quad (4.23)$$

$\hat{\mathbf{s}}'$  的前  $M$  个元素即为最初长为  $M$  的时域发送信号估值  $\hat{\mathbf{s}}$ ：

$$\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{A}^{\text{H}} \hat{\mathbf{s}}' \quad (4.24)$$

根据数据符号定义在时域还是频域可直接对  $\hat{\mathbf{s}}$  中的符号进行解调或将  $\hat{\mathbf{s}}$  变到频域后再解调出信息比特。

## 2 “准”频域 MMSE 均衡

式(4.22)的严格 MMSE 均衡表达式中的  $\mathbf{R}'_{\text{SS}}$  一般说来并非对角阵，因此矩阵求逆的复杂度依然很高。将  $\mathbf{R}'_{\text{SS}}$  近似为单位阵，得到“准”MMSE 频域均衡表达式：

$$\hat{\mathbf{S}}' = \text{diag}(\mathbf{H}')^{\text{H}} \left( \text{diag}(\mathbf{H}') \text{diag}(\mathbf{H}')^{\text{H}} + \sigma_w^2 \cdot \mathbf{I}_{M+L} \right)^{-1} \mathbf{Y} \quad (4.25)$$

上式中的求逆运算为对角阵操作，复杂度大大降低。

### 4.3.3 时域和频域均衡的等效性研究

考虑到 ZF 均衡的弊端：在信道卷积矩阵接近不满秩时带来的严重噪声放大效应，性能劣于 MMSE 均衡。本文中将只研究 MMSE 均衡。

### 4.3.3.1 剪切相加后时域均衡和频域均衡的等效性研究

对剪切相加后的接收信号  $\mathbf{z}$  进行频域 MMSE 均衡得到  $\mathbf{s}$  的估值需经过式(4.9)、式(4.14)和式(4.15)三步：

$$\mathbf{Z} = \mathbf{F}_M \mathbf{z} \quad (4.26)$$

$$\hat{\mathbf{S}} = \text{diag}(\mathbf{H})^H \left( \text{diag}(\mathbf{H}) \text{diag}(\mathbf{H})^H + \mathbf{R}_{\text{ww}}^{(\cdot)} \right)^{-1} \mathbf{Z} \quad (4.27)$$

$$\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{F}_M^H \hat{\mathbf{S}} \quad (4.28)$$

将以上三式合为一式：

$$\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{F}_M^H \text{diag}(\mathbf{H})^H \left( \text{diag}(\mathbf{H}) \text{diag}(\mathbf{H})^H + \mathbf{R}_{\text{ww}}^{(\cdot)} \right)^{-1} \mathbf{F}_M \mathbf{z} \quad (4.29)$$

将关系式(4.10)： $\text{diag}(\mathbf{H}) = \mathbf{F}_M \mathbf{C}_h \mathbf{F}_M^H$  和  $\mathbf{R}_{\text{ww}}^{(\cdot)} = \mathbf{F}_M \mathbf{R}_{\text{ww}}^{(\cdot)} \mathbf{F}_M^H$  代入上式得：

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{s}} &= \mathbf{F}_M^H \left( \mathbf{F}_M \mathbf{C}_h \mathbf{F}_M^H \right)^H \left( \mathbf{F}_M \mathbf{C}_h \mathbf{F}_M^H \left( \mathbf{F}_M \mathbf{C}_h \mathbf{F}_M^H \right)^H + \mathbf{F}_M \mathbf{R}_{\text{ww}}^{(\cdot)} \mathbf{F}_M^H \right)^{-1} \mathbf{F}_M \mathbf{z} \\ &= \mathbf{C}_h^H \mathbf{F}_M^H \left( \mathbf{F}_M \left( \mathbf{C}_h \mathbf{C}_h^H + \mathbf{R}_{\text{ww}}^{(\cdot)} \right) \mathbf{F}_M^H \right)^{-1} \mathbf{F}_M \mathbf{z} \\ &= \mathbf{C}_h^H \left( \mathbf{C}_h \mathbf{C}_h^H + \mathbf{R}_{\text{ww}}^{(\cdot)} \right)^{-1} \mathbf{z} \end{aligned} \quad (4.30)$$

上式即为式(4.7)时域 MMSE 均衡表达式，由此证明剪切相加后时域和频域 MMSE 均衡的等效性。注意到式(4.16)的“准”MMSE 频域均衡由于对噪声自相关矩阵作了近似处理，与时域均衡并不等效。

### 4.3.3.2 对直接接收信号 $\mathbf{y}$ 时域均衡和频域均衡的等效性研究

对直接接收信号  $\mathbf{y}$  进行频域 MMSE 均衡得到  $\mathbf{s}$  的估值需经过式(4.20)、(4.22)、(4.23)和式(4.24)四步：

$$\mathbf{Y} = \mathbf{F}_{M+L} \mathbf{y} \quad (4.31)$$

$$\hat{\mathbf{S}}' = \text{diag}(\mathbf{H}')^H \left( \text{diag}(\mathbf{H}') \mathbf{R}'_{\text{ss}} \text{diag}(\mathbf{H}')^H + \mathbf{R}_{\text{ww}} \right)^{-1} \mathbf{Y} \quad (4.32)$$

$$\hat{\mathbf{s}}' = \mathbf{F}_{M+L}^H \hat{\mathbf{S}}' \quad (4.33)$$

$$\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{A}^H \hat{\mathbf{s}}' \quad (4.34)$$

将以上四式合为一式：

$$\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{A}^H \mathbf{F}_{M+L}^H \text{diag}(\mathbf{H}')^H \left( \text{diag}(\mathbf{H}') \mathbf{R}'_{SS} \text{diag}(\mathbf{H}')^H + \mathbf{R}_{ww} \right)^{-1} \mathbf{F}_{M+L} \mathbf{y} \quad (4.35)$$

将  $\text{diag}(\mathbf{H}') = \mathbf{F}_{M+L} \mathbf{C}'_h \mathbf{F}_{M+L}^H$ 、 $\mathbf{R}'_{SS} = E(\mathbf{S}'(\mathbf{S}')^H) = \mathbf{F}_{M+L} \mathbf{A} \mathbf{A}^H \mathbf{F}_{M+L}^H$ 、 $\mathbf{L}_h = \mathbf{C}'_h \mathbf{A}$  和

$\mathbf{R}_{ww} = \mathbf{F}_{M+L} \mathbf{R}_{ww} \mathbf{F}_{M+L}^H$  代入上式得：

$$\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{L}_h^H \left( \mathbf{L}_h \mathbf{L}_h^H + \mathbf{R}_{ww} \right)^{-1} \mathbf{y} \quad (4.36)$$

上式即为式(4.5)时域 MMSE 均衡表达式，由此证明对直接接收信号  $\mathbf{y}$  时域和频域 MMSE 均衡的等效性。注意到式(4.25)的“准”MMSE 频域均衡由于对补零信号的频域自相关矩阵作了近似处理，与时域均衡并不等效。

### 4.3.4 小结

表 4.1 各种均衡方式

	剪切相加后均衡	对直接接收信号均衡
单载波数据块	时/频域 ZF/MMSE 均衡	时/频域 ZF/MMSE 均衡
OFDM 数据块	时/频域 ZF/MMSE 均衡	时/频域 ZF/MMSE 均衡

表 4.1 总结了对不同信号的不同均衡方式。对于严格 MMSE 均衡来说，时域均衡和频域均衡完全等价，但此时频域均衡并不会降低复杂度。进行“准”MMSE 频域均衡可大大降低均衡复杂度。

## 4.4 线性块均衡性能仿真结果

本文假设 MMSE 算法所需的噪声方差为已知，实际中此方差在接收机处可以测得。由于时域均衡中的矩阵求逆运算量很大，我们采用较小的数据块来进行对比仿真研究，即构建了和 HiperLAN/2 无线局域网标准<sup>[6]</sup>相近的仿真系统。具体仿真条件如下：数据块长 64；基带采样率 20MHz；编码采用码率 1/2，约束长度 7，[171 133]卷积码；功率归一的 QPSK 格雷映射调制；每个比特随机交织块覆盖 50 个数据块；信道为 HiperLAN/2 信道模型 B<sup>[95]</sup>，最大时延扩散约为数据块长度的 11%，共 18 径，如表 4.2 所示。

表 4.2 HiperLAN/2 信道模型 B 特性

路径	时延 ( us )	功率增益 ( dB )
1	0	-2.6
2	0.01	-3
3	0.02	-3.5
4	0.03	-3.9
5	0.05	0
6	0.08	-1.3
7	0.11	-2.6
8	0.14	-3.9
9	0.18	-3.4
10	0.23	-5.6
11	0.28	-7.7
12	0.33	-9.9
13	0.38	-12.1
14	0.43	-14.3
15	0.49	-15.4
16	0.56	-18.4
17	0.64	-20.7
18	0.73	-24.6

图 4.4、图 4.5、图 4.6 和图 4.7 分别为 QPSK 未编码时的性能、QPSK 采用编码交织时的性能、64QAM 未编码时的性能、64QAM 采用编码交织时的性能。横轴为信噪比 SNR，纵轴为误码率。各曲线标签的含义为：“OFDM-CIR”——OFDM 数据块剪切相加后频域均衡；“OFDM-TD”——OFDM 数据块直接时域 MMSE 均衡；“OFDM-FD”——OFDM 数据块直接“准”MMSE 频域均衡；“SC-CIR”——单载波数据块剪切相加后“准”MMSE 频域均衡；“SC-TD”——单载波数据块直接时域 MMSE 均衡；“SC-FD”——单载波数据块直接“准”MMSE 频域均衡。

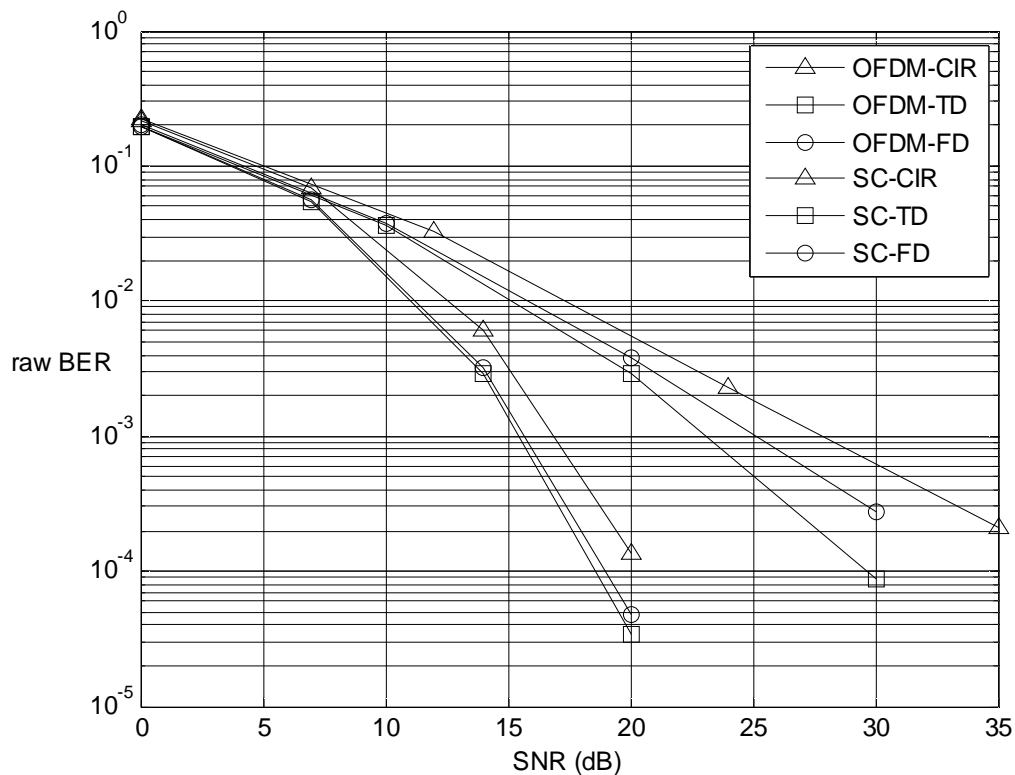


图 4.4 QPSK , 未编码 , HiperLAN/2 model B 信道下误码性能

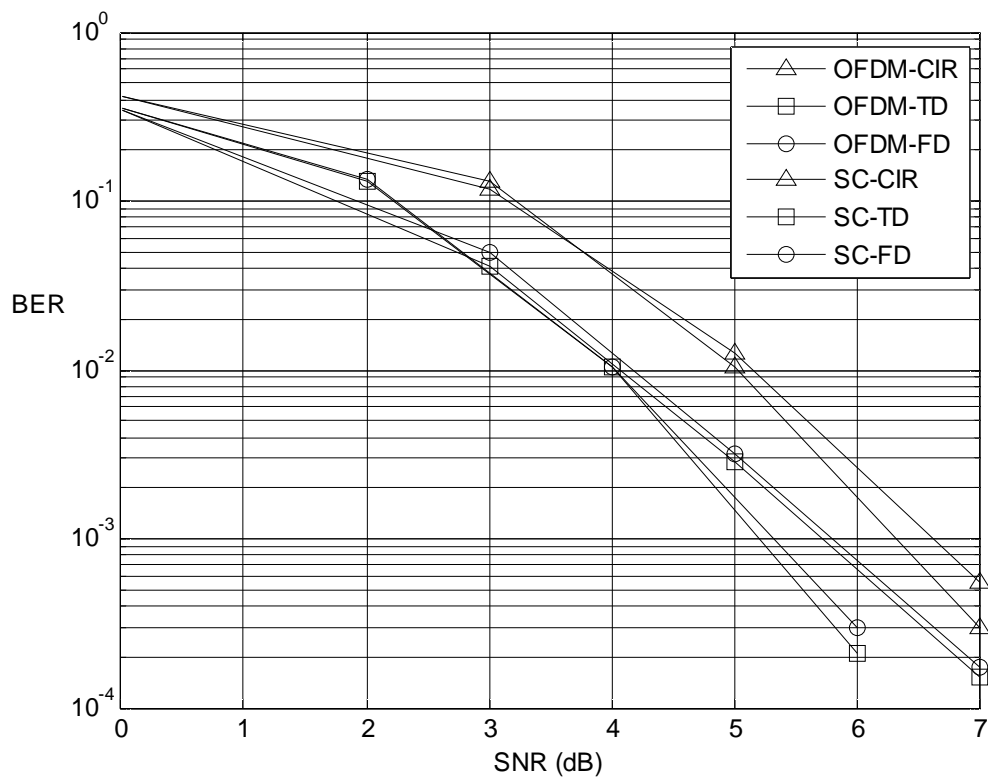


图 4.5 QPSK , 有编码交织 , HiperLAN/2 model B 信道下误码性能

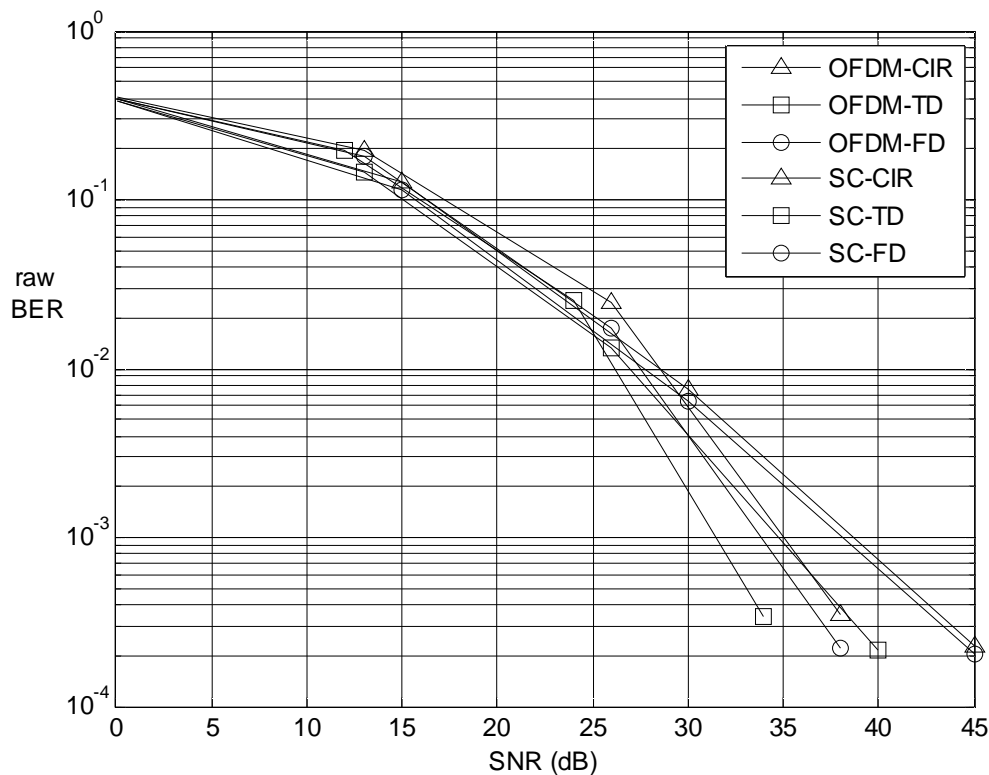


图 4.6 64QAM , 未编码 , HiperLAN/2 model B 信道下误码性能

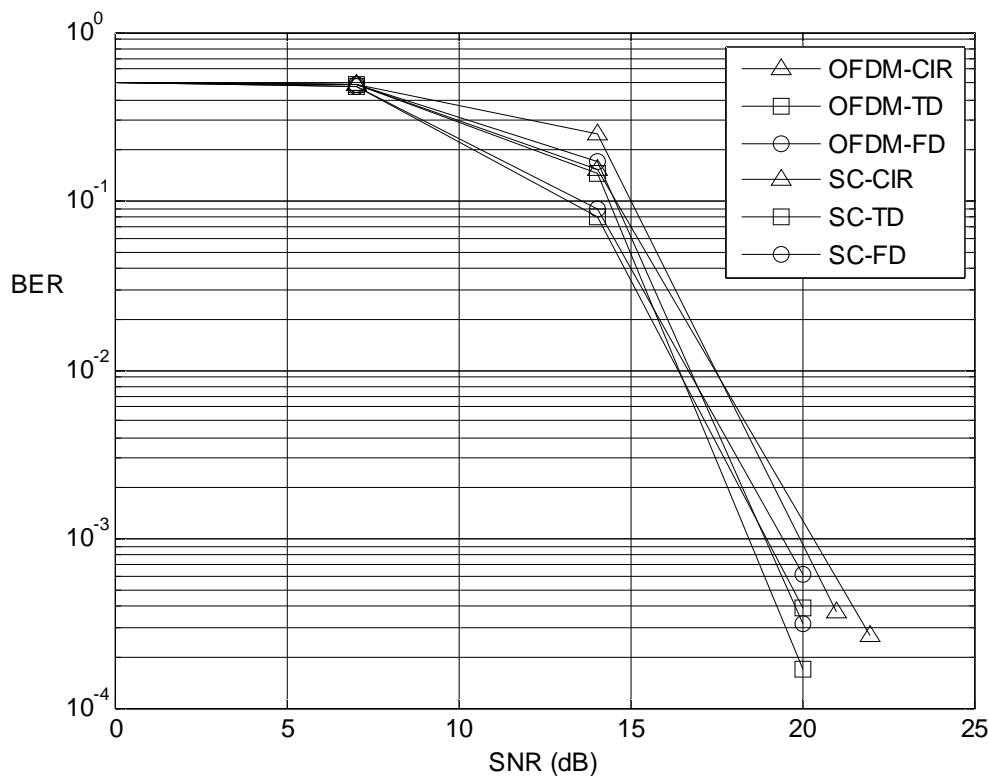


图 4.7 64QAM , 有编码交织 , HiperLAN/2 model B 信道下误码性能

由图 4.5~图 4.7 我们看到，未编码情况下：单载波数据块的性能优于 OFDM 数

据块 (图 4.4、图 4.6), 这是由于 OFDM 系统的“信道零点”<sup>[89]</sup>所造成的; 各种均衡方式性能差别也较明显: 直接时域均衡最好, 直接频域“准”MMSE 均衡次之, 剪切相加后频域“准”MMSE 均衡最差。有编码和交织的情况下: OFDM 与单载波的性能差距变小 (性能差距缩小到 1dB 甚至更小); 三种均衡方式的性能差距也变小 (性能差距缩小到 1dB 甚至更小)。实际通信系统大都包含编码和交织, 因此在性能相差不大的情况下各种均衡算法的复杂度将成为选择均衡算法的重要依据。

## 4.5 各种均衡方式计算复杂度对比

由于直接时域均衡需要矩阵相乘和矩阵求逆, 这些运算所需的计算量均为矩阵行/列数的 3 次方量级, 在数据块较长时所需巨大计算资源导致这种均衡方式很难使用, 何况采用了编码和交织后, 这种均衡方式的性能优势并不突出, 因此这里仅讨论两种频域“准”MMSE 均衡方式的复杂度: 剪切相加后频域“准”MMSE 均衡和直接频域“准”MMSE 均衡。

设均衡点数为  $M$ , FFT 或 IFFT 需  $M \cdot \log_2(M)$  次复乘。这是当  $M$  为 2 的方幂时的计算量, 实际中均衡点数  $M$  可能非 2 的方幂, 这时 FFT 所需计算量大于  $M \cdot \log_2(M)$ , 因此这里实际上求的为复杂度下限。由频域均衡式(4.16)

$$\hat{\mathbf{S}} = \text{diag}(\mathbf{H})^H \left( \text{diag}(\mathbf{H}) \text{diag}(\mathbf{H})^H + \frac{M+L}{M} \cdot \sigma_w^2 \cdot \mathbf{I}_M \right)^{-1} \mathbf{Z} \quad \text{, 由于 } \mathbf{H} \text{ 为对角阵, 式(4.14)}$$

需  $M$  次复乘,  $M$  次实除。各种信号的均衡所需的步骤总结如下:

- a. OFDM 剪切相加频域“准”MMSE 均衡所需步骤为:  $M$  点 FFT,  $M$  点频域均衡
- b. OFDM 直接频域“准”MMSE 均衡所需步骤为:  $M+L$  点 FFT,  $M+L$  点频域均衡,  $M+L$  点 IFFT,  $M$  点 FFT
- c. 单载波剪切相加频域“准”MMSE 均衡所需步骤为:  $M$  点 FFT,  $M$  点频域均衡,  $M$  点 IFFT
- d. 单载波直接频域“准”MMSE 均衡所需步骤为:  $M+L$  点 FFT,  $M+L$  点频域均衡,  $M+L$  点 IFFT。

由于信道长度在实际环境中可能经常变化,接收机作可变点数的 FFT 不太现实 ( $M+L$  点 FFT), 一般系统假设信道长度不会超过保护间隔长度  $N$ , 数据块长  $M$  一般为  $N$  的整数倍。因此对于直接均衡我们只需保留两种点数的 FFT 即可:  $M$  点和  $M+N$  点, 其中  $M+N$  点 FFT 可由  $N$  个  $M$  点 FFT 和  $M$  个  $N$  点 FFT 共同完成<sup>[89]</sup>。综上所述, 将计算复杂度对比列于表 4.3。

表 4.3 各种均衡方式复杂度对比

	均衡复杂度	复杂度举例: M=2048;N=512
OFDM 数据 剪切相加后“准” MMSE 均衡	$M \cdot \log_2(M) + M$ 次复乘, $M$ 次实除	24576 次复乘 2048 次实除
OFDM 数据 直接频域“准” MMSE 均衡	$2 \cdot (M + N) \cdot \log_2(M + N)$ 次复 $+M + N + M \cdot \log_2(M)$ 乘, $M+N$ 次实除	83056 次复乘 2560 次实除
单载波 剪切相加后“准” MMSE 均衡	$2 \cdot M \cdot \log_2(M) + M$ 次复乘, $M$ 次实除	47104 次复乘 2048 次实除
单载波 直接频域“准” MMSE 均衡	$2 \cdot (M + N) \cdot \log_2(M + N)$ 次复 $+M + N$ 乘, $M+N$ 次实除	60528 次复乘 2560 次实除

由上表我们看到, 对于 OFDM 数据, 剪切相加后频域“准”MMSE 均衡复杂度比直接频域“准”MMSE 均衡低很多, 因此倾向采用剪切相加后频域“准”MMSE 均衡。对于单载波数据, 两种均衡方式复杂度虽有一定差别, 但差别并不算太大, 因此可根据所需性能和复杂度要求酌情选择均衡方式。

## 4.6 线性块均衡小结

本章研究了数据信号的时/频域线性块均衡技术。主要结论如下:

- a. 对于严格 MMSE 均衡来说, 时域均衡与频域均衡完全等效。
- b. 将频域严格 MMSE 均衡近似为“准”MMSE 均衡会使复杂度大为降低。

- c. 在无编码时，“准”MMSE 频域均衡与严格 MMSE 均衡有一定性能差距，但是有编码时此差距缩小到 1dB 之内。
- d. 由于 OFDM 频域均衡的“信道零点”效应，导致 OFDM 信号的均衡性能劣于单载波信号的均衡性能，但是有编码时此差距缩小到 1dB 之内。
- e. 综合考虑性能和计算复杂度，在有编码和交织的情况下，最适合 OFDM 数据的均衡方式为剪切相加后频域均衡；对于单载波数据，若追求高性能则应采用直接频域均衡，若对计算复杂度有较苛刻要求则应采用剪切相加后频域均衡。

## 第5章 导频数据时分的 PABT 系统仿真研究

### 5.1 引言

本章研究导频和数据时分的 PABT 系统。当导频和数据时分且存在保护间隔时，三、四章所研究的信道估计和均衡算法可直接用于接收机。由于保护间隔长度和导频长度均应大于信道的最大时延扩散，因此一般设计保护间隔和导频等长。当信道最大时延扩散相比数据块较短时，则保护间隔的时间开销也较小。当信道最大时延扩散较长时，保护间隔的时间开销将会引起系统数据传输效率严重下降。例如在覆盖地域范围较广的数字电视广播系统中，经常采用 1/4 保护间隔。对于应用于信道时延扩散较大的场景中的 PABT 系统，若能将保护间隔去除则可明显提高系统的数据传输效率。本章要研究的即为这种无保护间隔、导频数据时分的 PABT 系统。

一种典型的导频和数据时分且无保护间隔的系统为国内数字电视广播方案 DMB-T<sup>[8]</sup>，在 DMB-T 系统中数据块为 OFDM 形式，导频为 PN 序列，两者直接连在一起发送，之间无任何保护间隔。由于没有保护间隔，信道多径将导致导频和数据在它们的相接处相互干扰，文献<sup>[69]</sup>中提供了一种迭代干扰消除算法来消除 PN 序列和 OFDM 数据之间的干扰。DMB-T 系统属于本文提出的 PABT 信号结构中的无保护间隔“SC+OFDM”系统。

本章将要研究的系统为目前所没有的两种新系统：无保护间隔的“OFDM+OFDM”系统和无保护间隔的“OFDM+SC”系统。之所以直接研究这两种新系统而不再对已有的 DMB-T 系统作研究是因为：“OFDM+OFDM”系统不含任何单载波信号，接收机可用 FFT 完成大部分操作，运算部件单一，有利于硬件设计与集成；“PN+OFDM”系统中，虽然 PN 导频也可用 FFT 进行频域信道估计<sup>[69]-[73]</sup>，但由第三章的研究可知，此时需要的 FFT 点数多于 OFDM 导频，且需要复数除法运算，而性能却和 OFDM 导频基本相似；PN 循环自相关信道估计算法有利于降低复杂度，但性能会比 OFDM 导频略差，尤其高信噪比下会逐渐显现平台效应；对于“OFDM+SC”系统，则很适合采用本章提出的导频固定时的简化迭代干扰消除步骤<sup>[58]</sup>，可作为单载波数据块时的典型代表。综合上述

原因本章将着重研究无保护间隔的“OFDM+OFDM”和“OFDM+SC”系统，对于两系统性能的评价，将采取有 ZP 保护间隔的系统性能作为参照，这是由于干扰消除后，导频和数据将变为和有 ZP 保护间隔时相同的形式。

本章的第二节描述无保护间隔系统模型和迭代干扰消除算法，其中提出了导频固定时的步骤简化的迭代干扰消除算法。第三节描述带有 ZP 保护间隔的参照系统及其接收算法。第四节对两种系统及其参照系统进行性能仿真研究。第五节研究接收机初始同步算法。第六节给出本章小结。

## 5.2 系统模型和迭代干扰消除算法

### 5.2.1 导频数据时分无保护间隔块传输概述

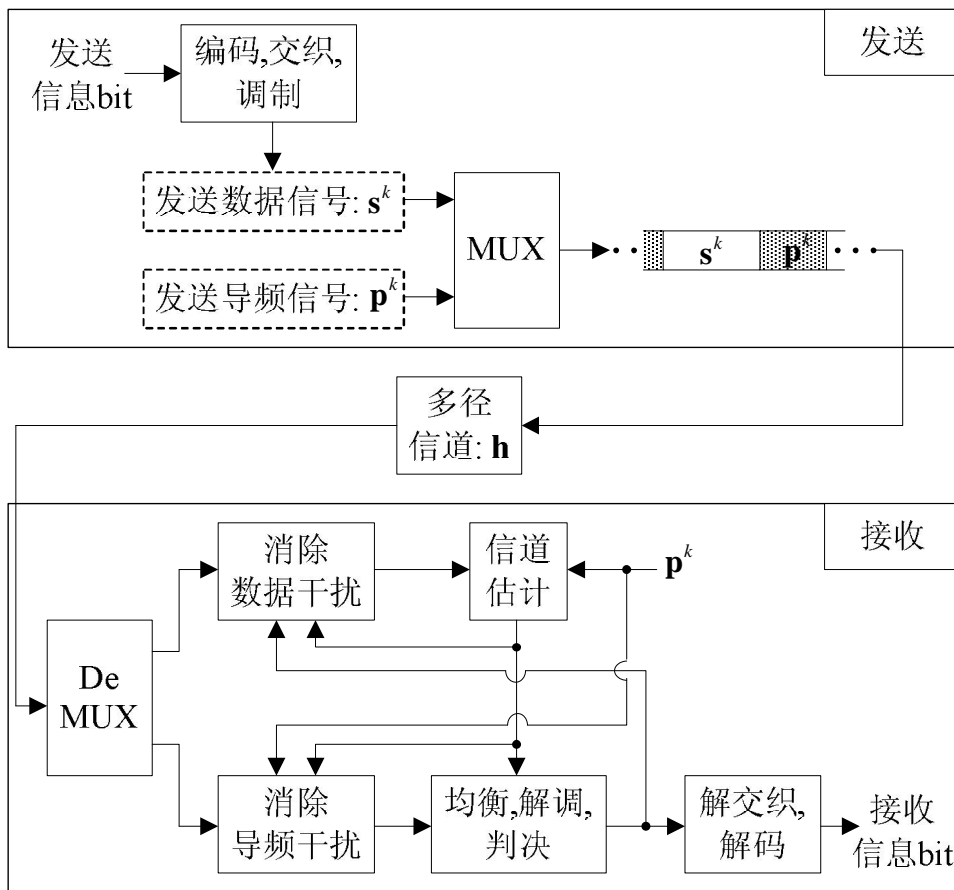


图 5.1 无保护间隔 PABT 发送接收框图

图 5.1 为导频数据时分无保护间隔的块传输系统发送接收总体框图。发送信息比特经过编码、交织和调制生成第  $k$  个发送数据块信号  $s^k$ ， $k=0,1,2,\dots$ ， $s^k$  与

第  $k$  个导频信号  $p^k$  复接为第  $k$  个传输块,连续不断的传输块组成传输信号流。传输信号经过多径信道到达接收机,由于多径影响,发送数据块和导频会产生相互干扰,因此在接收机利用导频作信道估计前需先消除数据对导频的干扰,接收机对数据进行均衡解调前需先消除导频对数据的干扰,如图 5.1 所示。干扰消除、信道估计和数据解调可反复迭代进行。当满足迭代停止条件后,对解调判决后的数据进行解交织和解码,从而恢复原始信息比特。

导频和数据均可以是单载波或多载波形式,两两组合共可以构成四种块传输系统:“PN 导频+单载波数据块”、“PN 导频+OFDM 数据块”、“OFDM 导频+单载波数据块”和“OFDM 导频+OFDM 数据块”。第三章和第四章已经详细研究了针对不同导频的信道估计算法和针对不同数据块的均衡算法,本章所提到的信道估计算法和均衡算法均为第三章和第四章研究结果的直接运用。

干扰消除的原理如下:想要从接收信号中消除导频时,首先利用发送导频信号和信道估值计算接收导频信号,而后从接收信号相应位置上减去接收导频信号;想要从接收数据信号中消除数据时,首先利用解调后数据的硬/软判决值重新调制生成发送数据块,根据接收端生成的发送数据块和信道估值计算接收数据信号,而后从接收信号相应位置上减去接收数据信号。接收端重新生成发送数据块时可以用解调出的数据符号硬/软判决,也可以用软入软出(SISO)解码模块对编码比特的硬/软判决,并重新交织调制得到。考虑到接收机复杂度,这里我们采用解调后硬判决重构数据块的方法。

## 5.2.2 导频可变的收发信号模型和迭代干扰消除算法

### 5.2.2.1 导频可变的收发信号模型

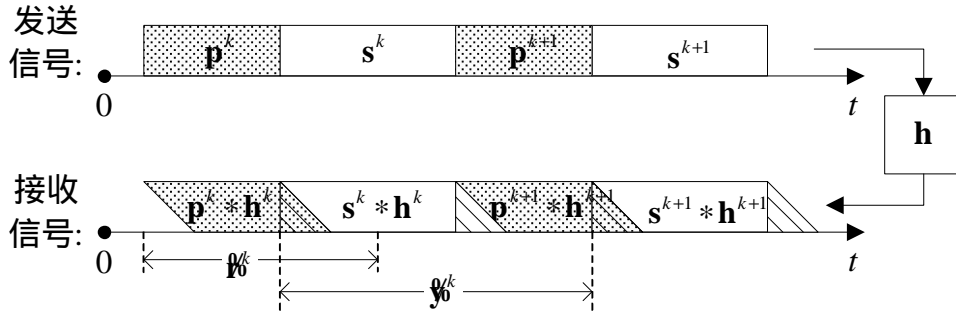


图 5.2 导频可变时无保护间隔 PABT 收发信号模型

图 5.2 给出了收发信号模型， $\mathbf{p}^k$  和  $\mathbf{s}^k$  分别表示第  $k$  个导频信号和数据块，导频长为  $N$ ，数据块长为  $M$ ，他们紧密相接，中间无任何保护间隔，构成长  $M+N$  的发送块。 $\mathbf{p}^k$  和  $\mathbf{s}^k$  平均功率均归一。“导频可变”的含义为：第  $k$  段导频信号  $\mathbf{p}^k$  和第  $k+1$  段导频信号  $\mathbf{p}^{k+1}$  可以不同，例如不同的  $m$  序列，或  $m$  序列的不同相位等。信道具有时变特性，因此信道冲激响应  $\mathbf{h}$  带有上标  $k$ ，系统设计保证冲激响应长度不会超过导频长度  $N$ 。由于多径效应使发送信号达到接收机时产生“拖尾”，接收导频信号和接收数据块在相邻处会交叠在一起产生干扰，如图 5.2 中的三角形所示。若不考虑导频和数据间的干扰以及信道噪声，接收导频、数据分别为  $\mathbf{r}^k = \mathbf{p}^k * \mathbf{h}^k$  和  $\mathbf{y}^k = \mathbf{s}^k * \mathbf{h}^k$ 。实际上接收机得到的是导频和数据相互包含了对方干扰的版本： $\mathcal{R}^k$  和  $\mathcal{Y}^k$ ，如图 5.2 所示。由于接收机不知信道确切长度，最初只能假设信道与导频等长，因此  $\mathcal{R}^k$  和  $\mathcal{Y}^k$  均比相应的发送信号长  $N-1$ ，即  $\mathcal{R}^k$  长  $N+N-1$ ， $\mathcal{Y}^k$  长  $M+N-1$ ，它们与真实接收导频、接收数据的关系如下 ( $[\cdot]_p^q$  表示向量中下标从  $p$  到  $q$  的元素 (本文中向量下标从 0 开始)):

$$[\mathcal{R}^k] : \begin{cases} [\mathcal{R}^k]_0^{L-1} = [\mathbf{r}^k]_0^{L-1} + [\mathbf{y}^{k-1}]_M^{M+L-1} \\ [\mathcal{R}^k]_L^{N-1} = [\mathbf{r}^k]_L^{N-1} \\ [\mathcal{R}^k]_N^{N+L-1} = [\mathbf{r}^k]_N^{N+L-1} + [\mathbf{y}^k]_0^{L-1} \\ [\mathcal{R}^k]_{N+L}^{N+N-2} = [\mathbf{y}^k]_L^{N-2} \end{cases} \quad (5.1)$$

$$[\mathbf{y}_0^k] : \begin{cases} [\mathbf{y}_0^k]_0^{L-1} = [\mathbf{y}^k]_0^{L-1} + [\mathbf{r}^k]_N^{N+L-1} \\ [\mathbf{y}_0^k]_L^{M-1} = [\mathbf{y}^k]_L^{M-1} \\ [\mathbf{y}_0^k]_M^{M+L-1} = [\mathbf{y}^k]_M^{M+L-1} + [\mathbf{r}^{k+1}]_0^{L-1} \\ [\mathbf{y}_0^k]_{M+L}^{M+N-2} = [\mathbf{r}^{k+1}]_L^{N-2} \end{cases} \quad (5.2)$$

迭代干扰消除的过程就是使  $\mathbf{y}_0^k$  逼近  $\mathbf{r}^k$  和  $\mathbf{y}_0^k$  逼近  $\mathbf{y}^k$  的过程，从而使信道估值和误码率趋于无干扰时的情况。

### 5.2.2.2 单块迭代干扰消除算法

本节给出对单接收块进行迭代处理的算法，用于第一个接收块的初始接收处理。在描述算法之前，有必要先回顾一下第三、四章对信道长度的假定：第三章研究信道估计时，假定信道长度为  $N$ ，与导频等长，这是由于信道估计前接收机没有任何关于信道的先验信息，在初次信道估计时，这种假定是必要的。第四章研究均衡算法时，假定接收机已知信道，实际中均衡模块所需的信道信息来自信道估计模块，信道估计模块中由于包含了信道估计后处理操作输出的是长  $\hat{L}+1$  的冲激响应估值  $\hat{\mathbf{h}}$ 。由于引入迭代处理，则迭代的第二次信道估计之前就有了关于信道长度的信息  $\hat{L}+1$ ，此时信道估计算法可将输出的长为  $N$  的信道估值中  $\hat{L}+1$  个元素之后的元素置零，我们将此时的信道估值记作  $\hat{\mathbf{h}}_{(z)}^k$ 。对  $\hat{\mathbf{h}}_{(z)}^k$  进行信道估计后处理得到的信道估值记做  $\hat{\mathbf{h}}^k$ 。将图 5.2 中的接收信号重新画于图 5.3：

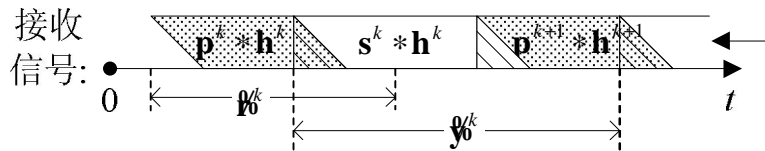


图 5.3 导频可变时无保护间隔 PABT 接收信号

具体迭代处理算法如下：

1. 假设信道长度为  $N$ ，基于长为  $N+N-1$  的接收导频信号  $\mathbf{y}_0^k$  得到信道估值  $\hat{\mathbf{h}}_{(z)}^k$ ，对  $\hat{\mathbf{h}}_{(z)}^k$  进行信道估计后处理，得到估值  $\hat{L}$  及长为  $\hat{L}+1$  的信道估值  $\hat{\mathbf{h}}^k$ 。
2. 利用信道估值  $\hat{\mathbf{h}}^k$  和发送导频信号  $\mathbf{p}^k$ 、 $\mathbf{p}^{k+1}$  计算长为  $N+\hat{L}$  的接收导频信号估

值： $\hat{\mathbf{r}}^k = \mathbf{p}^k * \hat{\mathbf{h}}^k$ ； $\hat{\mathbf{r}}^{k+1} = \mathbf{p}^{k+1} * \hat{\mathbf{h}}^k$ （假设信道缓变： $\mathbf{h}^k = \mathbf{h}^{k+1}$ ）。

3. 利用接收导频估值  $\hat{\mathbf{r}}^k$ 、 $\hat{\mathbf{r}}^{k+1}$  从接收数据块  $[\mathbf{y}_0^k]_0^{M+\hat{L}-1}$  中消除导频干扰，得到长为  $M + \hat{L}$  的近似无干扰接收数据信号  $\mathbf{y}_{(\text{IBI free})}^k$ ：

$$[\mathbf{y}_{(\text{IBI free})}^k] : \begin{cases} [\mathbf{y}_{(\text{IBI free})}^k]_0^{\hat{L}-1} = [\mathbf{y}_0^k]_0^{\hat{L}-1} - [\hat{\mathbf{r}}^k]_N^{N+\hat{L}-1} \\ [\mathbf{y}_{(\text{IBI free})}^k]_{\hat{L}}^{M-1} = [\mathbf{y}_0^k]_{\hat{L}}^{M-1} \\ [\mathbf{y}_{(\text{IBI free})}^k]_M^{M+\hat{L}-1} = [\mathbf{y}_0^k]_M^{M+\hat{L}-1} - [\hat{\mathbf{r}}^{k+1}]_0^{\hat{L}-1} \end{cases} \quad (5.3)$$

4. 利用信道估值  $\hat{\mathbf{h}}^k$  对长为  $M + \hat{L}$  的近似无干扰接收数据信号  $\mathbf{y}_{(\text{IBI free})}^k$  做均衡、解调和硬判决，并重新调制生成发送数据信号估值  $\hat{\mathbf{s}}^k$ 。

5. 利用信道估值  $\hat{\mathbf{h}}^k$  和发送数据信号估计值  $\hat{\mathbf{s}}^k$  计算长为  $M + \hat{L}$  的接收数据信号估值：

值： $\hat{\mathbf{y}}^k = \hat{\mathbf{s}}^k * \hat{\mathbf{h}}^k$

6. 利用接收数据估值  $\hat{\mathbf{y}}^k$  从接收导频信号  $[\mathbf{p}_0^k]_0^{N+\hat{L}-1}$  中消除数据干扰，得到长为  $N + \hat{L}$  的近似无干扰接收导频信号  $\mathbf{p}_{(\text{IBI free})}^k$ ：

$$[\mathbf{p}_{(\text{IBI free})}^k] : \begin{cases} [\mathbf{p}_{(\text{IBI free})}^k]_0^{N-1} = [\mathbf{p}_0^k]_0^{N-1} \\ [\mathbf{p}_{(\text{IBI free})}^k]_N^{N+\hat{L}-1} = [\mathbf{p}_0^k]_N^{N+\hat{L}-1} - [\hat{\mathbf{y}}^k]_0^{\hat{L}-1} \end{cases} \quad (5.4)$$

7. 基于长为  $N + \hat{L}$  的近似无干扰接收导频信号  $\mathbf{p}_{(\text{IBI free})}^k$  得到新的信道估值  $\hat{\mathbf{h}}_{(z)}^k$ ，对  $\hat{\mathbf{h}}_{(z)}^k$  进行信道估计后处理，得到用于下次迭代的估值  $\hat{L}$  及长为  $\hat{L} + 1$  的信道估值  $\hat{\mathbf{h}}^k$ 。转到第 2 步，直到满足一定迭代次数。

上面的信道估计算法采用剪切相加频域算法，数据均衡采用剪切相加后频域“准”MMSE 均衡算法。

### 5.2.2.3 多块连续迭代干扰消除算法

对于第一个接收块只能采用上一节中的单块迭代处理算法。对于后续接收块，在信道缓变的假设下可以充分利用前面得到的信道估值，省去单块迭代处理

中的第一步：初始信道估计。而后进行在接收块内部的迭代处理，满足块内迭代停止条件后转入下一个块的内部迭代处理。进一步，接收机还可对一定数目的历史信道估值求平均，得到更精确的信道估值。信道变化越缓，则用于求平均的信道估值可以越多，信道变化越快，则用于求平均的信道估值应该越少。下面描述多块连续处理算法中对某中间块的迭代处理算法。

1. 利用接收机存储的信道估值  $\hat{\mathbf{h}}_{(z)}^k$ 、 $\hat{\mathbf{h}}_{(z)}^{k-1}$ 、 $\hat{\mathbf{h}}_{(z)}^{k-2}$  ... 求平均并进行信道估计后处理，得到长为  $\hat{L}+1$  的信道估值  $\hat{\mathbf{h}}^k$ ，其中  $\hat{\mathbf{h}}_{(z)}^k$  在初次迭代时不存在，初次迭代结束时利用当前接收导频将  $\hat{\mathbf{h}}_{(z)}^k$  计算出来。
2. 利用信道估值  $\hat{\mathbf{h}}^k$  和发送导频信号  $\mathbf{p}^k$ 、 $\mathbf{p}^{k+1}$  计算长为  $N + \hat{L}$  的接收导频信号估值： $\hat{\mathbf{r}}^k = \mathbf{p}^k * \hat{\mathbf{h}}^k$ ； $\hat{\mathbf{r}}^{k+1} = \mathbf{p}^{k+1} * \hat{\mathbf{h}}^k$ （假设信道缓变： $\mathbf{h}^k = \mathbf{h}^{k+1}$ ）。
3. 利用接收导频估值  $\hat{\mathbf{r}}^k$ 、 $\hat{\mathbf{r}}^{k+1}$  从接收数据块  $[\mathbf{y}_0^k]^{M+\hat{L}-1}$  中消除导频干扰，得到长为  $M + \hat{L}$  的近似无干扰接收数据信号  $\mathbf{y}_{(\text{IBI free})}^k$ ：

$$[\mathbf{y}_{(\text{IBI free})}^k] : \begin{cases} [\mathbf{y}_{(\text{IBI free})}^k]_0^{\hat{L}-1} = [\mathbf{y}_0^k]_0^{\hat{L}-1} - [\hat{\mathbf{r}}^k]_N^{N+\hat{L}-1} \\ [\mathbf{y}_{(\text{IBI free})}^k]_{\hat{L}}^{M-1} = [\mathbf{y}_0^k]_{\hat{L}}^{M-1} \\ [\mathbf{y}_{(\text{IBI free})}^k]_M^{M+\hat{L}-1} = [\mathbf{y}_0^k]_M^{M+\hat{L}-1} - [\hat{\mathbf{r}}^{k+1}]_0^{\hat{L}-1} \end{cases} \quad (5.5)$$

4. 利用信道估值  $\hat{\mathbf{h}}^k$  对长为  $M + \hat{L}$  的近似无干扰接收数据信号  $\mathbf{y}_{(\text{IBI free})}^k$  做均衡、解调和硬判决，并重新调制生成发送数据信号估值  $\hat{\mathbf{s}}^k$ 。
5. 利用信道估值  $\hat{\mathbf{h}}^k$  和发送数据信号估计值  $\hat{\mathbf{s}}^k$  计算长为  $M + \hat{L}$  的接收数据信号估值： $\hat{\mathbf{y}}^k = \hat{\mathbf{s}}^k * \hat{\mathbf{h}}^k$
6. 利用接收数据估值  $\hat{\mathbf{y}}^k$  从接收导频信号  $[\mathbf{y}_0^k]_0^{N+\hat{L}-1}$  中消除数据干扰，得到长为  $N + \hat{L}$  的近似无干扰接收导频信号  $\mathbf{p}_{(\text{IBI free})}^k$ （之前的数据对接收导频信号的干扰已经在上一块迭代处理中消除）：

$$\left[ \mathbf{p}_{(\text{IBI free})}^k \right] : \begin{cases} \left[ \mathbf{p}_{(\text{IBI free})}^k \right]_0^{N-1} = \left[ \mathbf{p}^k \right]_0^{N-1} \\ \left[ \mathbf{p}_{(\text{IBI free})}^k \right]_N^{N+\hat{L}-1} = \left[ \mathbf{p}^k \right]_N^{N+\hat{L}-1} - \left[ \hat{\mathbf{y}}^k \right]_0^{\hat{L}-1} \end{cases} \quad (5.6)$$

7. 基于长为  $N + \hat{L}$  的近似无干扰接收导频信号  $\mathbf{p}_{(\text{IBI free})}^k$  得到新的信道估值  $\hat{\mathbf{h}}_{(z)}^k$ 。转到第 1 步，直到满足一定迭代次数。

8. 利用接收数据估值  $\hat{\mathbf{y}}^k$  消除对下一接收导频信号  $\mathbf{p}^{k+1}$  的干扰：

$$\left[ \mathbf{p}_{(\text{IBI free})}^{k+1} \right]_0^{\hat{L}-1} = \left[ \mathbf{p}^{k+1} \right]_0^{\hat{L}-1} - \left[ \hat{\mathbf{y}}^k \right]_M^{M+\hat{L}-1} \quad (5.7)$$

上面的信道估计算法采用剪切相加频域算法，数据均衡采用剪切相加后频域“准”MMSE 均衡算法。

### 5.2.3 导频固定的收发信号模型和迭代干扰消除算法

#### 5.2.3.1 导频固定的收发信号模型

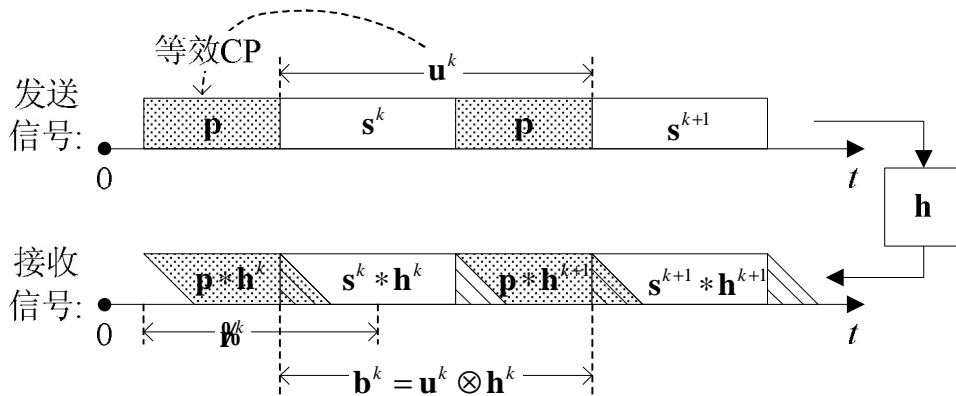


图 5.4 导频固定时无保护间隔 PABT 收发信号模型

图 5.4 给出了导频固定时的收发信号模型。“导频固定”的含义为：所有的发送导频信号均相同，因此导频  $\mathbf{p}$  无上标  $k$ ，可见“导频固定”仅是“导频可变”的特例，但是导频固定后，允许我们以一种新的视角来看待接收信号：将数据块  $s^k$  和其后的导频  $\mathbf{p}$  看作一个发送块  $\mathbf{u}^k$ ，由于所有的导频均相同，因此  $\mathbf{u}^k$  相当于带有循环前缀，该循环前缀即前一个块  $\mathbf{u}^k$  中的导频  $\mathbf{p}$ 。由于  $\mathbf{u}^k$  带有循环前缀，因此相应的接收信号  $\mathbf{b}^k$  为  $\mathbf{u}^k$  与信道冲激响应循环卷积的形式（图 5.4），接收机可对  $\mathbf{b}^k$  做频域均衡，而无需消除导频的干扰，发送数据估值包含于均衡结果的

前  $M$  个样点中。这种导频固定时的算法适用于单载波数据。对于多载波数据则复杂度上升较大，这是由于：导频可变时采用的是剪切相加后频域准“MMSE”均衡，均衡和重构时域发送数据信号只需一对  $M$  点 FFT/IFFT；而导频固定时的算法中对长  $M+N$  的接收信号  $\mathbf{b}^k$  作频域准“MMSE”均衡需一对  $M+N$  点 FFT/IFFT，而后还需要一对  $M$  点 FFT/IFFT 完成频域解调及重构时域发送数据信号。

### 5.2.3.2 单块迭代干扰消除算法

将图 5.4 中的导频固定时的接收信号重新画于图 5.5。

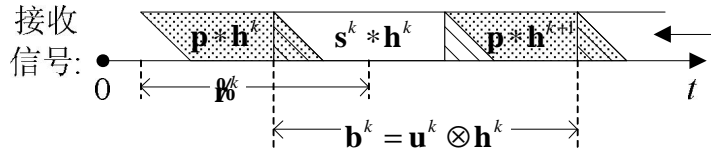


图 5.5 导频固定时无保护间隔 PABT 接收信号

相比导频可变时单块内部迭代算法，这里可以省去 5.2.2.2 中的第 2、3 步操作：重构接收导频，并消除导频对数据的干扰。具体算法如下：

1. 基于长为  $N + N - 1$  的接收导频信号  $\mathbf{p}^k$  得到信道估值  $\hat{\mathbf{h}}_{(z)}^k$ ，对  $\hat{\mathbf{h}}_{(z)}^k$  进行信道估计后处理，得到估值  $\hat{L}$  及长为  $\hat{L} + 1$  的信道估值  $\hat{\mathbf{h}}^k$ 。
2. 利用信道估值  $\hat{\mathbf{h}}^k$  对长为  $M + N$  的接收数据信号  $\mathbf{b}^k$  做均衡、解调和硬判决，并重新调制生成发送数据信号估值  $\hat{\mathbf{s}}^k$ 。
3. 利用信道估值  $\hat{\mathbf{h}}^k$  和发送数据信号估计值  $\hat{\mathbf{s}}^k$  计算长为  $M + \hat{L}$  的接收数据信号估值： $\hat{\mathbf{y}}^k = \hat{\mathbf{s}}^k * \hat{\mathbf{h}}^k$
4. 利用接收数据估值  $\hat{\mathbf{y}}^k$  从接收导频信号  $[\mathbf{p}^k]_0^{N+\hat{L}-1}$  中消除数据干扰，得到长为  $N + \hat{L}$  的近似无干扰接收导频信号  $\mathbf{p}_{(IBI\ free)}^k$ ：

$$[\mathbf{p}_{(IBI\ free)}^k] : \begin{cases} [\mathbf{p}_{(IBI\ free)}^k]_0^{N-1} = [\mathbf{p}^k]_0^{N-1} \\ [\mathbf{p}_{(IBI\ free)}^k]_N^{N+\hat{L}-1} = [\mathbf{p}^k]_N^{N+\hat{L}-1} - [\hat{\mathbf{y}}^k]_0^{\hat{L}-1} \end{cases} \quad (5.8)$$

5. 基于长为  $N + \hat{L}$  的近似无干扰接收导频信号  $\mathbf{p}_{(IBI\ free)}^k$  得到新的信道估值  $\hat{\mathbf{h}}_{(z)}^k$ ，对

$\hat{\mathbf{h}}_{(z)}^k$  进行信道估计后处理, 得到用于下次迭代的估值  $\hat{L}$  及长为  $\hat{L}+1$  的信道估值  $\hat{\mathbf{h}}^k$ 。转到第 2 步, 直到满足一定迭代次数。

上面的信道估计算法仍采用剪切相加频域算法。

### 5.2.3.3 多块连续迭代干扰消除算法

相比导频可变时多块连续迭代算法, 这里可以省去 5.2.2.3 中的第 2、3 步操作: 重构接收导频, 并消除导频对数据的干扰。具体算法如下:

1. 利用接收机存储的信道估值  $\hat{\mathbf{h}}_{(z)}^k$ 、 $\hat{\mathbf{h}}_{(z)}^{k-1}$ 、 $\hat{\mathbf{h}}_{(z)}^{k-2}$  ... 求平均并进行信道估计后处理, 得到长为  $\hat{L}+1$  的信道估值  $\hat{\mathbf{h}}^k$ , 其中  $\hat{\mathbf{h}}_{(z)}^k$  在初次迭代时不存在, 初次迭代结束时利用当前接收导频将  $\hat{\mathbf{h}}_{(z)}^k$  计算出来。
2. 利用信道估值  $\hat{\mathbf{h}}^k$  对长为  $M+N$  的接收数据信号  $\mathbf{b}^k$  做均衡、解调和硬判决, 并重新调制生成发送数据信号估值  $\hat{\mathbf{s}}^k$ 。
3. 利用信道估值  $\hat{\mathbf{h}}^k$  和发送数据信号估计值  $\hat{\mathbf{s}}^k$  计算长为  $M+\hat{L}$  的接收数据信号估值:  $\hat{\mathbf{y}}^k = \hat{\mathbf{s}}^k * \hat{\mathbf{h}}^k$
4. 利用接收数据估值  $\hat{\mathbf{y}}^k$  从接收导频信号  $[\mathbf{p}_0^k]_0^{N+\hat{L}-1}$  中消除数据干扰, 得到长为  $N+\hat{L}$  的近似无干扰接收导频信号  $\mathbf{p}_{(\text{IBI free})}^k$ :

$$\left[ \mathbf{p}_{(\text{IBI free})}^k \right] : \begin{cases} \left[ \mathbf{p}_{(\text{IBI free})}^k \right]_0^{N-1} = \left[ \mathbf{p}_0^k \right]_0^{N-1} \\ \left[ \mathbf{p}_{(\text{IBI free})}^k \right]_N^{N+\hat{L}-1} = \left[ \mathbf{p}_0^k \right]_N^{N+\hat{L}-1} - \left[ \hat{\mathbf{y}}^k \right]_0^{\hat{L}-1} \end{cases} \quad (5.9)$$

5. 基于长为  $N+\hat{L}$  的近似无干扰接收导频信号  $\mathbf{p}_{(\text{IBI free})}^k$  得到新的信道估值  $\hat{\mathbf{h}}_{(z)}^k$ 。转到第 1 步, 直到满足一定迭代次数。
6. 利用接收数据估值  $\hat{\mathbf{y}}^k$  消除对下一接收导频信号  $\mathbf{p}_0^{k+1}$  的干扰:

$$\left[ \mathbf{p}_{(\text{IBI free})}^{k+1} \right]_0^{\hat{L}-1} = \left[ \mathbf{p}_0^{k+1} \right]_0^{\hat{L}-1} - \left[ \hat{\mathbf{y}}^k \right]_M^{M+\hat{L}-1} \quad (5.10)$$

上面的信道估计算法仍采用剪切相加频域算法。

## 5.2.4 小结

前面描述的迭代干扰消除算法的应用方式如下：接收机对于收到的第一个块采用单块迭代处理算法(5.2.2.2、5.2.3.2)，对于后续的每个块采用可利用历史信道估值的连续迭代处理算法(5.2.2.3、5.2.3.3)。若对发送导频加以“不变”约束，则可以省去迭代步骤中的导频重构和消除导频干扰的环节。

在上面的迭代算法中，重构数据信号时需用到信道估值，重构的数据信号是否准确又直接影响下次的信道估值。若不做任何约束处理，在某些突发的极端恶劣信道状况下，这里的“正反馈”环路有可能出现“自激”。“自激”现象将导致该块内的误码接近 0.5，信道估值接近无穷大。这是由于：且不论信道估值和重构的数据信号是否准确，我们先仅从这两个信号本身的绝对幅度大小来说，信道估值越大则重构的数据信号也越大(重构的数据信号为数据判决值与信道冲激响应的卷积)，重构的数据信号越大则信道估计时的干扰越大，导致信道估值进一步变大。对于连续迭代处理的系统一旦出现信道估值接近无穷大将永不可恢复(下一个信号处理时首先利用的是历史信道估值)。实际系统应避免进入永久失效状态，即一个块内处理的发散顶多置下一个块于最恶劣的刚开机的接收处理状态，此时系统仍可从意外恶劣的接收条件中逐步恢复。为此，我们在迭代过程中对信道估计后处理输出的信道估值进行功率增益归一化操作(假设接收机有理想 AGC 保证信道平均功率增益为 1)，这样即使发生“自激”，也不会出现信道估值接近无穷大的情况。从而使接收机有可能从下一个块开始进入刚开机时的过渡状态。

上面的算法中我们都假设信道在相邻的两个导频信号时间内不变，下面来分析一下这种假设的合理性：以国内移动电视广播最常用的 800MHz 频段为例，即使移动速度高达 130km/h，此时多普勒频率扩散大约 100Hz，相干时间为 10000us，假设系统带宽 8MHz，留出 5% 的边带滚降余量后基带采样率为 7.56MHz，设数据块长 2048，导频长 512，则单块持续时间约 340us，单块持续时间为相干时间的 3.4%，因此块时间内的信道时变很小。实际上城市中车辆的速度一般远低于 130km/h，以 40km/h 来说，多普勒频率扩散大约 30Hz。由于在处理每个块时均进行信道估计，因此在要求短期内信道时变不显著的前提下，系统是具有跟踪较长时期内信道时变的能力的，这一点在后面的仿真中将得以体现。

### 5.3 参照系统—ZP 块传输模型和接收算法

由于迭代干扰消除技术的引入，允许 PABT 系统抛弃保护间隔，提高传输效率。如何评价迭代干扰消除的有效性是一个值得考虑的问题。这里我们构建导频和数据均带有 ZP 保护间隔的参照系统作为无保护间隔 PABT 系统的比较对象。由于参照系统中导频和数据完全无干扰，如果无保护间隔 PABT 系统的性能能够逼近参照系统，则说明干扰消除技术是有效的。

#### 5.3.1 ZP 块传输总体模型

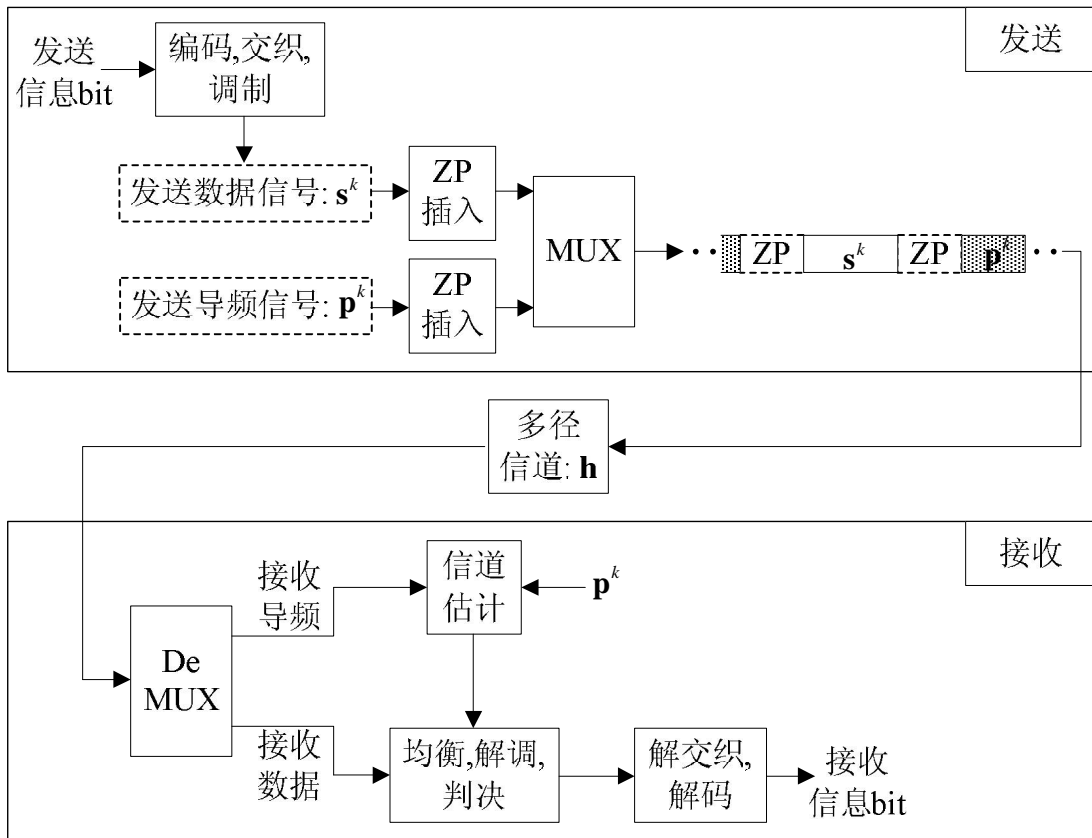


图 5.6 ZP 保护间隔块传输发送接收总体框图

图 5.6 画出了带有 ZP 保护间隔的参照系统发送接收总体框图。发送数据信号  $s^k$  和发送导频信号  $p^k$  均带有与导频长度等长的 ZP，因而在接收端彼此间将无任何干扰（假设信道长度不超过 ZP），接收机可从接收信号流中容易的分离出导频和数据。接收机根据接收导频完成信道估计，而后根据信道估值和接收数据完成均衡、解调、解交织和解码操作，恢复信息比特。

### 5.3.2 ZP 块传输系统收发信号模型

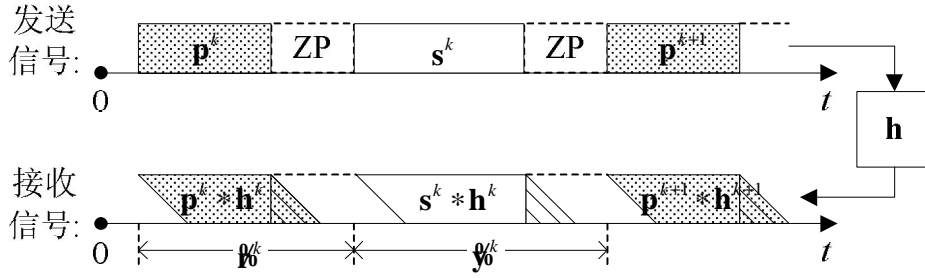


图 5.7 ZP 保护间隔块传输收发信号模型

图 5.7 画出了 ZP 保护间隔时的收发信号模型。和无保护间隔时类似：不考虑信道噪声和干扰的情况下接收导频和数据分别为  $r^k = p^k * h^k$  和  $y^k = s^k * h^k$ 。由于 ZP 保护间隔长度大于信道冲激响应，因此接收导频和数据可完全分离。由于接收机未知信道确切长度，最初截取的接收导频和数据（ $\mathcal{P}^k$  和  $\mathcal{Y}^k$ ）的长度分别为  $N+N-1$  和  $M+N-1$ ，如图 5.7 所示。

### 5.3.3 ZP 块传输系统单块接收处理算法

1. 对长为  $N+N-1$  的接收导频信号  $\mathcal{P}^k$  进行迭代信道估计和后处理，得到估值  $\hat{L}$  及长为  $\hat{L}+1$  的信道估值  $\hat{h}^k$ 。
2. 根据长为  $\hat{L}$  的信道冲激响应估值  $\hat{h}^k$ ，对接收数据信号  $[\mathcal{Y}^k]_0^{M+\hat{L}-1}$  进行均衡、解调、解交织和解码，恢复信息比特。

### 5.3.4 ZP 块传输系统多块连续接收处理算法

1. 令信道长度估值  $\hat{L}+1 = N$ 。
2. 利用长为  $N + \hat{L}$  的接收导频信号  $[\mathcal{P}^k]_0^{N+\hat{L}-1}$  得到信道估值  $\hat{h}_{(z)}^k$ 。
3. 利用接收机存储的信道估值  $\hat{h}_{(z)}^k$ 、 $\hat{h}_{(z)}^{k-1}$ 、 $\hat{h}_{(z)}^{k-2}$  ... 求平均并进行信道估计后处理，得到长为  $\hat{L}+1$  的信道估值  $\hat{h}^k$ 。重新回到第 2 步，直到满足一定迭代次数。
4. 根据长为  $\hat{L}$  的信道冲激响应估值  $\hat{h}^k$ ，对接收数据信号  $[\mathcal{Y}^k]_0^{M+\hat{L}-1}$  进行均衡、

解调、解交织和解码，恢复信息比特。

由第三章的研究结果，我们将 ZP 参照系统信道估计部分的迭代固定为 2 次。

## 5.4 迭代干扰消除仿真研究

我们以导频可变的“OFDM 导频+OFDM 数据块”和导频固定的“OFDM 导频+单载波数据块”PABT 系统为例进行研究。信道估计采用剪切相加后频域信道估计。OFDM 数据采用剪切相加后频域“准”MMSE 均衡。单载波数据采用直接频域“准”MMSE 均衡。若无特殊说明，以下仿真条件将用于本章后续所有仿真中：基带采样率 7.56MHz；数据块长 2048；导频长 512；若有保护间隔，则保护间隔与导频等长；信道编码采用 DVB-T 标准<sup>[8]</sup>中的约束长度 7，[171 133]，1/2 码率卷积码；QPSK；16QAM；64QAM 调制星座映射方案与 DVB-T 标准相同；单数据块内的交织方案与 DVB-T 内交织方案类似（需对这里的仿真参数作适当调整）。

下面各图中的仿真曲线标签中的文字含义约定如下：“OFDM+OFDM”和“OFDM+SC”分别指“OFDM 导频+OFDM 数据块”和导频固定的“OFDM 导频+单载波数据块”系统；“NG”和“ZP”分别指无保护间隔和 ZP 参照系统；“itrt1”、“itrt2”、“itrt3”和“itrt4”分别指迭代 1、2、3 和 4 次。

### 5.4.1 单块迭代干扰消除研究

图 5.8 画出了只在单接收块内部迭代（5.2.2.2、5.2.3.2 中的算法，不考虑多块连续迭代处理），无保护间隔系统与 ZP 参照系统性能对比，横轴为信噪比 SNR（dB），纵轴为 BER。信道为 DVB-T 标准<sup>[8]</sup>中的便携接收信道（表 5.1），最大延时扩散约为保护间隔的 10%，共 20 径。

表 5.1 DVB-T 便携接收信道特性

路径	时延 ( us )	幅度	相位 ( rad )
1	1.003019	0.057662	4.855121
2	5.422091	0.176809	3.419109
3	0.518650	0.407163	5.86447
4	2.751772	0.303585	2.215894
5	0.602895	0.258782	3.758058
6	1.016585	0.061831	5.430202
7	0.143556	0.15034	3.952093
8	0.153832	0.051534	1.093586
9	3.324866	0.185074	5.775198
10	1.935570	0.400967	0.154459
11	0.429948	0.295723	5.928383
12	3.228872	0.350825	3.053023
13	0.848831	0.262909	0.628578
14	0.073883	0.225894	2.128544
15	0.203952	0.170996	1.099453
16	0.194207	0.149723	3.462951
17	0.924450	0.24014	3.664773
18	1.381320	0.116587	2.833799
19	0.640512	0.221155	3.33429
20	1.368671	0.25973	0.393889

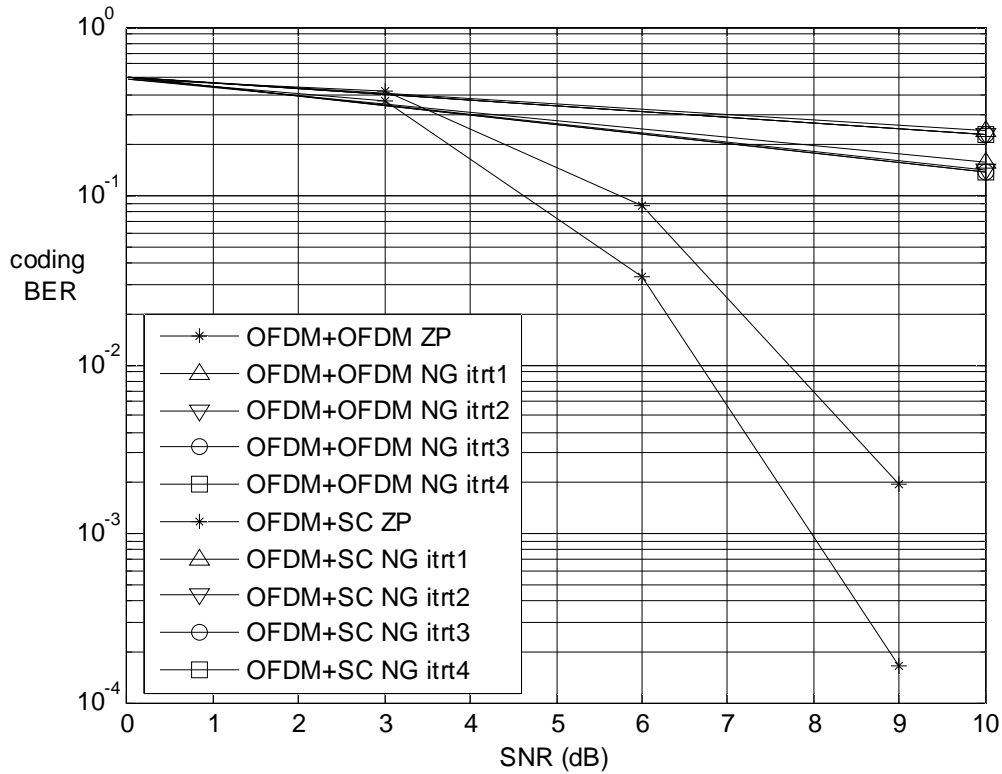


图 5.8 单接收块迭代处理性能对比 (QPSK, DVB-T 便携信道)

由图 5.8 我们看到在仅对单接收块迭代处理情况下, 迭代处理无法将干扰完全消除, 因而此时无保护间隔系统远不如 ZP 参照系统。

### 5.4.2 多块连续迭代干扰消除研究—静态信道

当采用 5.2.2.3 和 5.2.3.3 中的多块连续迭代干扰消除算法时, 虽然第一接收块的解调性能远不如 ZP 参照系统 (如上节的结果所示), 但对于后续接收块, 由于有了前面接收块产生的历史信道估值的存在, 连续处理可逐步收敛, 最终可收敛于一个性能好于第一个接收块的状态。

为了研究多块连续处理时无保护间隔 PABT 系统的收敛特性及性能, 这里暂采用不随时间变化的静态多径信道进行研究。除了采用 DVB-T 便携接收信道外, 还测试了广播电视单频网 (SFN) 信道<sup>[70]</sup>下的情况, 以使研究更加全面。SFN 信道具有大延时 (最大延时扩散约为保护间隔的 80%) 和强回波的特点, 如表 5.2 所示。

表 5.2 单频网 (SFN) 信道特性

路径	1	2	3
时延 (us)	0	19	52
功率增益 (dB)	0	-5	-1

图 5.9~图 5.13 画出了各系统在各种调制方式、各种信道下的 BER 收敛特性 (BER 随着处理块序号的变化)。图中纵轴为 BER, 横轴为块下标。各图仿真条件如各图标题所示, 各图均为多次测试的平均曲线。图中各曲线均在接收机只存储一个历史信道估值条件下得到。实际上, BER 的收敛过程也伴随着信道估值 MSE 的收敛过程, 两者互相促进, MSE 的收敛过程举例如图 5.13 所示。

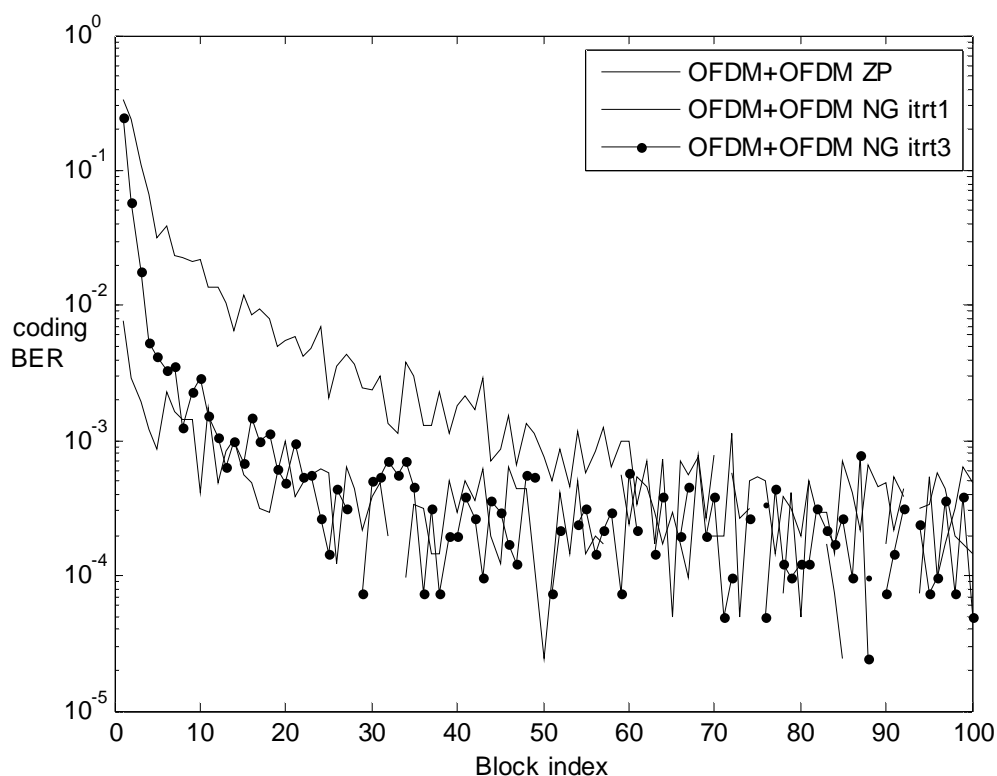


图 5.9 “OFDM+OFDM” 多块连续迭代处理 BER 收敛特性 (QPSK, DVB-T 便携信道, SNR=8dB)

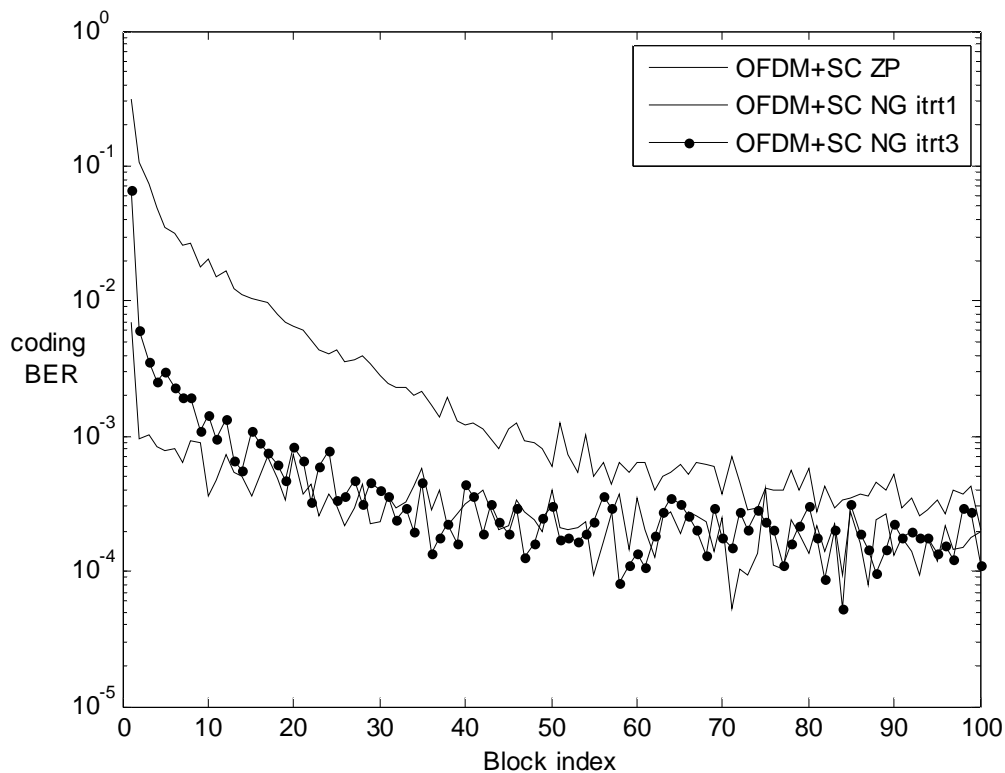


图 5.10 “OFDM+SC”多块连续迭代处理 BER 收敛特性 (QPSK, DVB-T 便携信道, SNR=7dB)

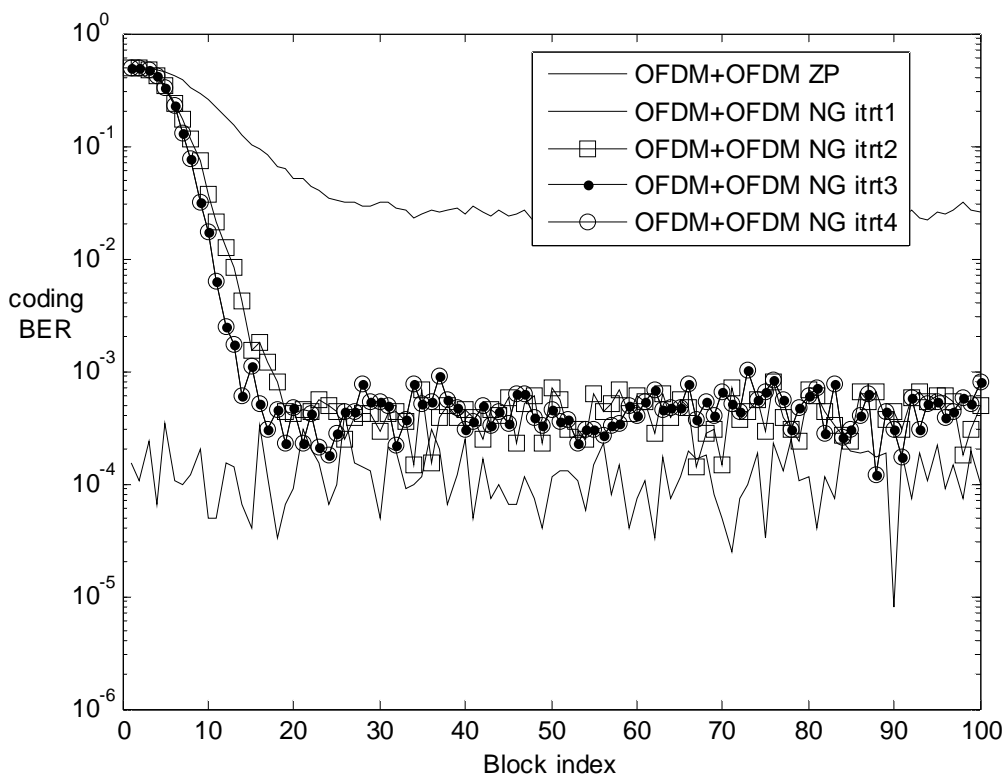


图 5.11 “OFDM+OFDM”多块连续迭代处理 BER 收敛特性 (64QAM, SFN 信道, SNR=29dB)

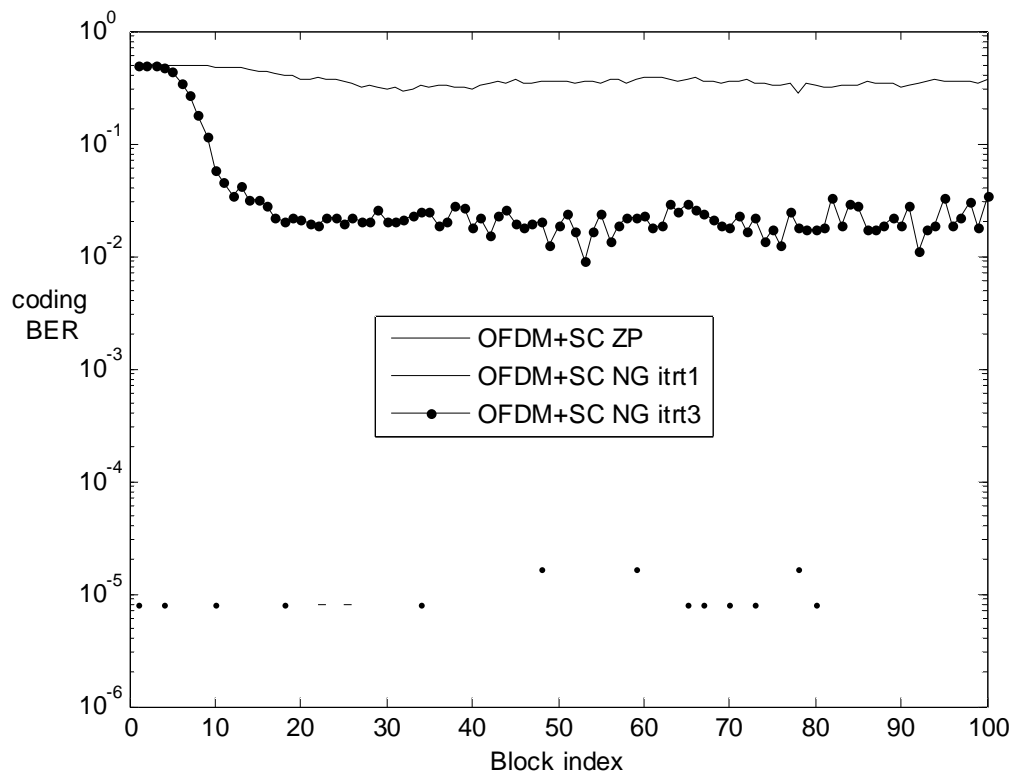


图 5.12 “OFDM+SC”多块连续迭代处理 BER 收敛特性 (64QAM, SFN 信道, SNR=29dB)

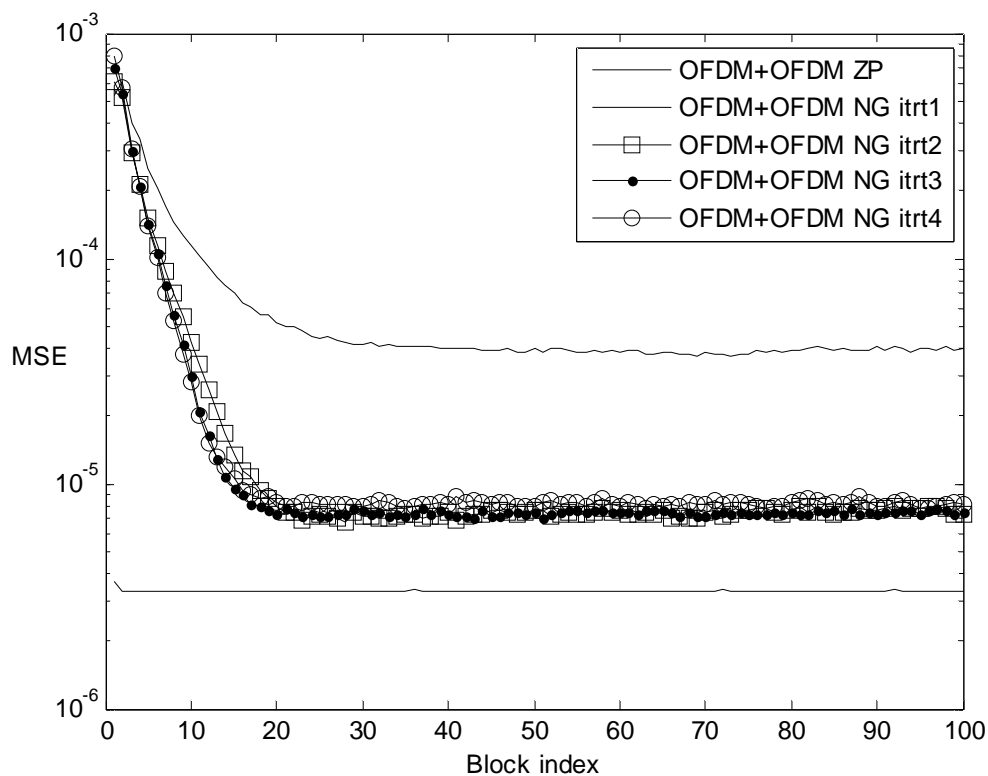


图 5.13 “OFDM+OFDM”多块连续迭代处理 MSE 收敛特性 (64QAM, SFN 信道, SNR=29dB)

由图 5.9~图 5.13 我们看到无保护间隔 PABT 系统在多块连续迭代处理时, 大约接收 20~50 个块后性能趋于稳定。迭代 2 次相比迭代 1 次有明显的性能增益, 迭代 4 次几乎与迭代 3 次性能完全相同, 本文将迭代次数定为 3 次。值得注意的是除了图 5.12 的情况, 其他情况下无保护间隔 PABT 系统的性能都能收敛到与 ZP 参照系统接近的程度。图 5.12 中所示情况的出现是由: 数据块为单载波、高阶调制、信道有大延时强回波共同造成的。具体分析如下: 单载波系统的数据符号定义在时域, 信道的大延时强回波造成时间上导频和数据重叠长度较大, 导频对数据的干扰造成与导频相邻的数据较容易误判(尤其在阶调制下), 而那些数据符号的误判又将直接导致对导频的干扰, 因而不利于干扰消除、信道估计、均衡解调的迭代进行。对于 OFDM 数据块来说情况则不然, 数据符号定义在频域, 每个频域数据符号都对应时域一个持续时间为  $M$  的子载波, 而信道多径造成导频和数据只在它们相邻处重叠, 因此, 数据解调时, 时域的干扰转换到频域会“分散”到各个数据符号上, 干扰被平均化, 频域数据符号的误判转换到时域也只是一小段信号造成对导频的干扰, 从而有利于迭代收敛于性能较好的状态。

图 5.14~图 5.18 对比了各种情况下的系统稳态性能(误码统计从 50 个块之后开始)。其中, 图的标题中未注明接收机存储多少个历史信道估值的均为存储 1 个。

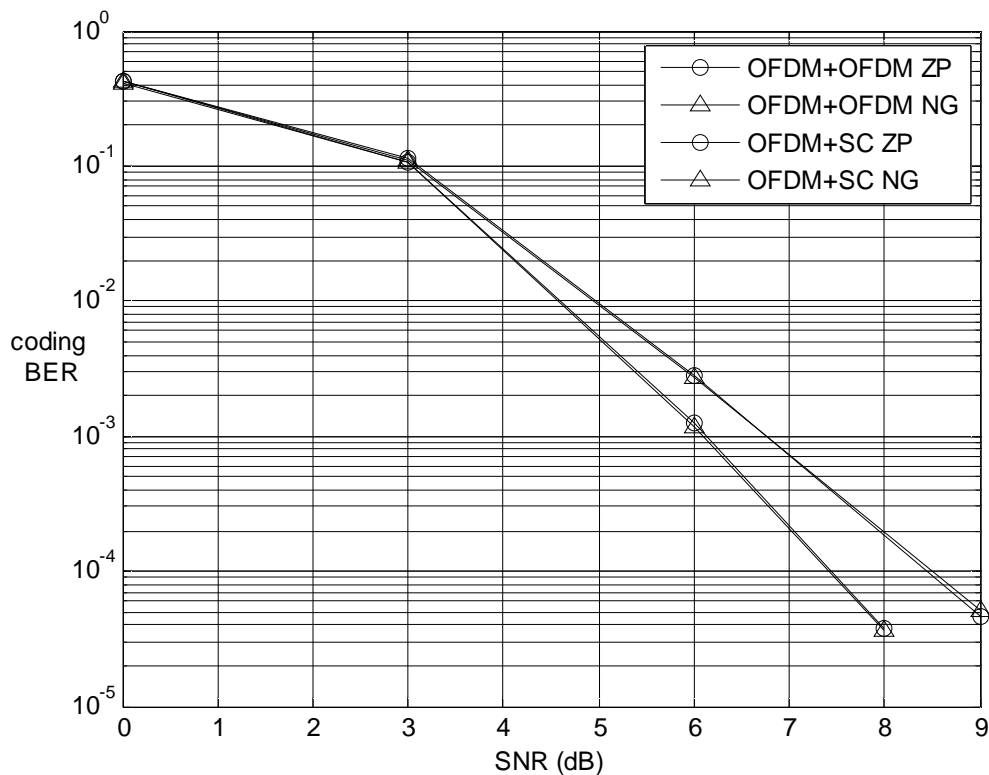


图 5.14 多块连续迭代处理稳态 BER 性能 (QPSK, DVB-T 便携信道)

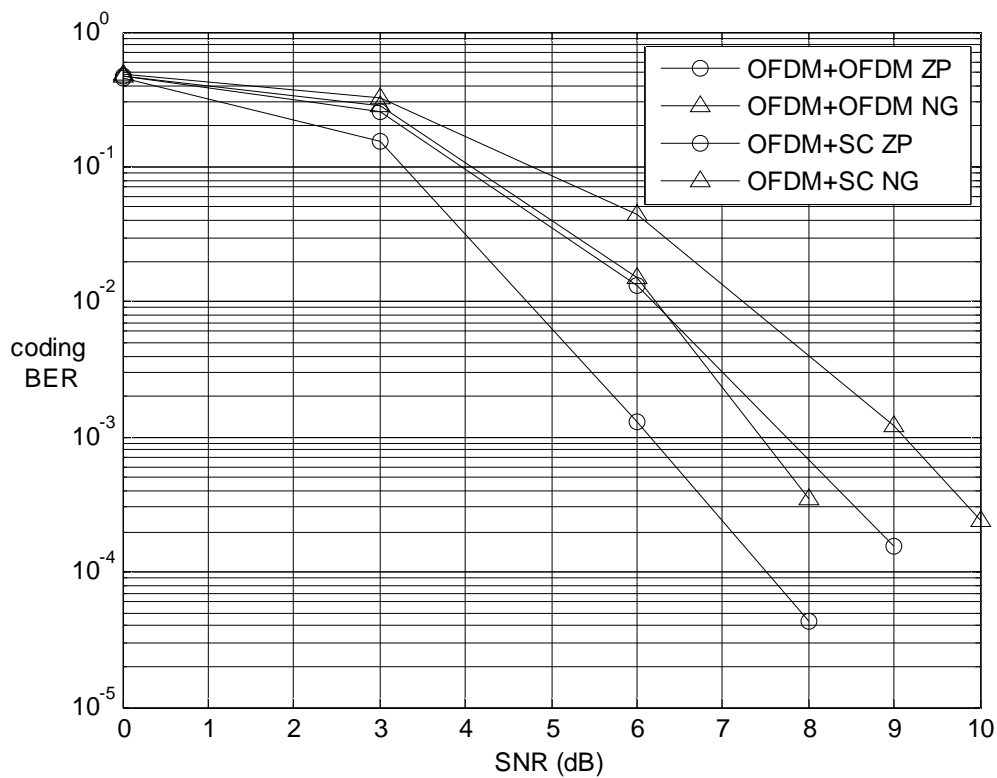


图 5.15 多块连续迭代处理稳态 BER 性能 (QPSK, SFN 信道, )

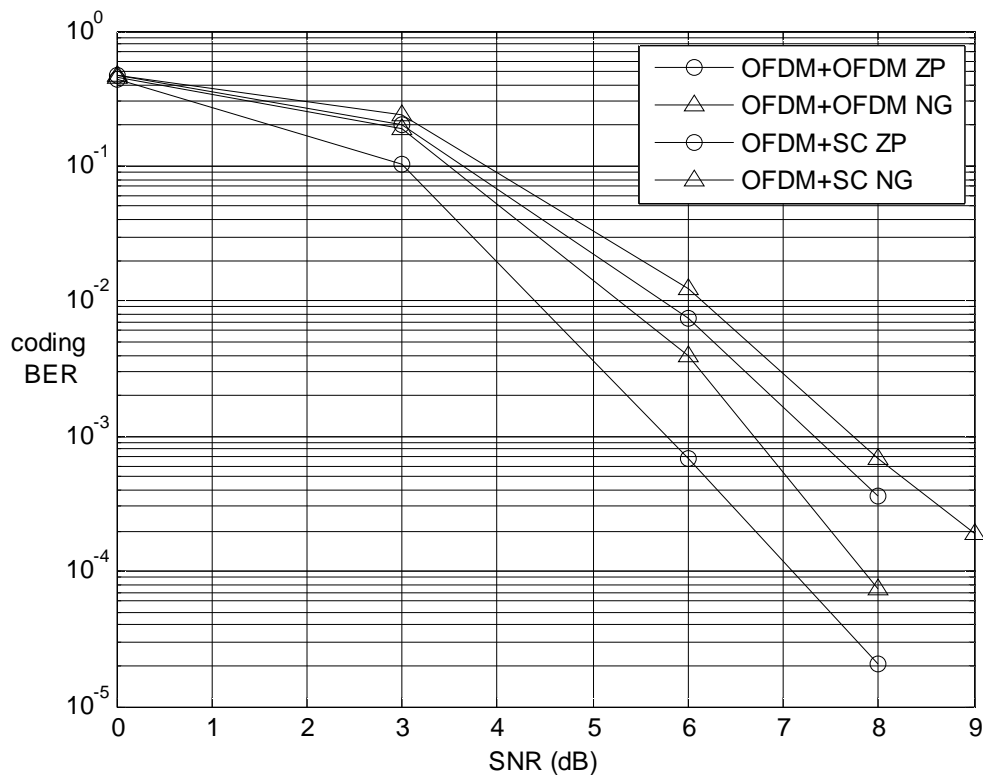


图 5.16 多块连续迭代处理稳态 BER 性能 ( QPSK , 2 个历史估值 , SFN 信道 , )

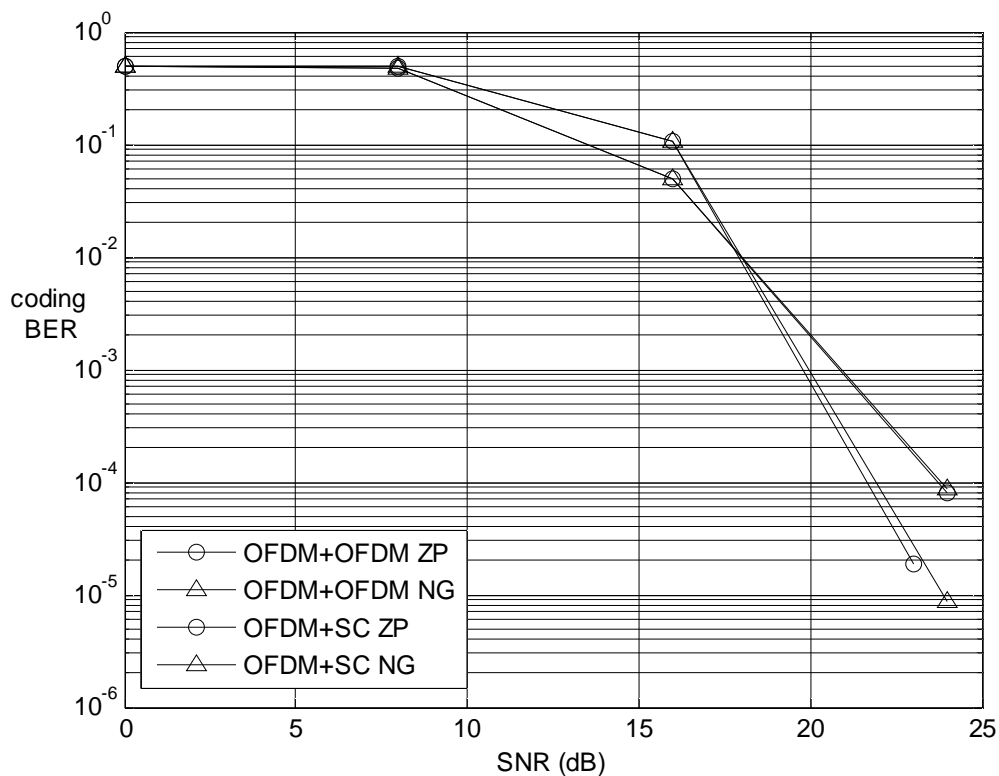


图 5.17 多块连续迭代处理稳态 BER 性能 ( 64QAM , DVB-T 便携信道 )

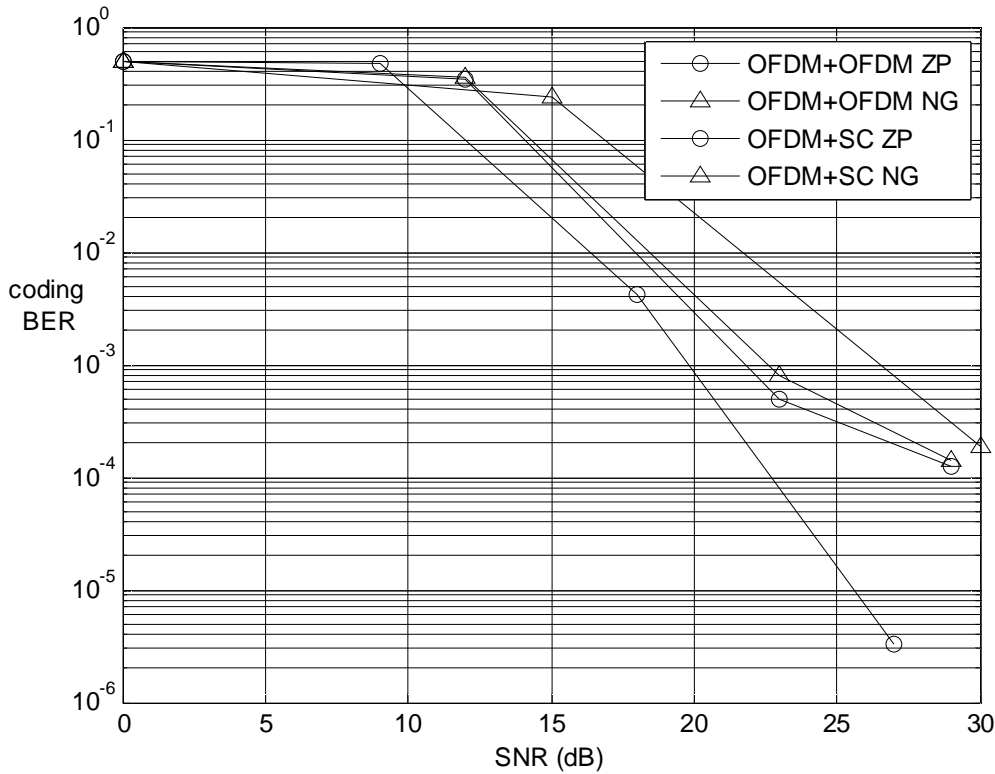


图 5.18 多块连续迭代处理稳态 BER 性能 (64QAM, 2 个历史估值, SFN 信道)

我们从图 5.14~图 5.18 总结出无保护间隔系统相对 ZP 参照系统的性能损失情况, 列于表 5.3。

表 5.3 测试系统相对参照系统的性能损失情况汇总—静态信道

	OFDM+OFDM QPSK	OFDM+SC QPSK	OFDM+OFDM 64QAM	OFDM+SC 64QAM
DVB-T 信道	可忽略	可忽略	可忽略	可忽略
SFN 信道	1.5dB	1.5dB		
SFN 信道 hist2	<1dB	<1dB	可忽略	8dB

其中 hist2 表示接收机存储 2 个历史信道估值。未标明的默认为存储 1 个历史信道估值。从表中我们看到, 对于长延时信道, 应取保留历史信道估值 2 个或以上才有可能使无保护间隔系统逼近参照系统。对于短延时信道, 保留 1 个历史信道估值, 就可很好的使无保护间隔系统逼近参照系统。

回顾对图 5.12 的分析可知, 对于 OFDM+SC 系统, 在高阶调制, 大时延强回波信道下, 不利于迭代有效进行。图 5.12 中, 信噪比 29dB 时, 误码率大约收敛于 0.02, 这是在 1 个历史信道估值时的结果。而图 5.18 保留两个历史信道估

值时的结果中，29dB 时的误码率约为 0.0003。可见信道平均大大缓解了不利状况。

图 5.18 中的 OFDM+OFDM 系统性能已开始有出现平台的趋势，回顾第三章对信道估计后处理算法的分析可知，这是由于信道估计后处理保留 50 个响应点不够用于保留 SFN 信道的所有细节造成的。不过系统的误码已接近 $1 \times 10^{-4}$ ，由 DVB-T 标准<sup>[8]</sup>可知，此时若加以 RS 外编码构成级联码，则系统误码可接近 $10^{-11}$ 量级。

### 5.4.3 多块连续迭代干扰消除研究—时变信道

本节将研究系统在时变信道下的性能。下面图标题中的“fd”表示最大多普勒频率扩散，它决定于移动速度与载波频率。以国内移动电视广播最常用的 800MHz 频段为例，在这些仿真条件下，移动速度 130km/h 时多普勒频率扩散大约 100Hz；移动速度 40km/h 时多普勒频率扩散大约 30Hz。这两个移动速度分别对应高速公路和市区内车辆平均移动速度。

图 5.19 画出了信道功率增益的时变，以及相应的各块解码前误码率的变化。图中横轴为接收块下标，表示时间的推移，上半图的纵轴为信道功率增益，下半图的纵轴为解码前误码率。

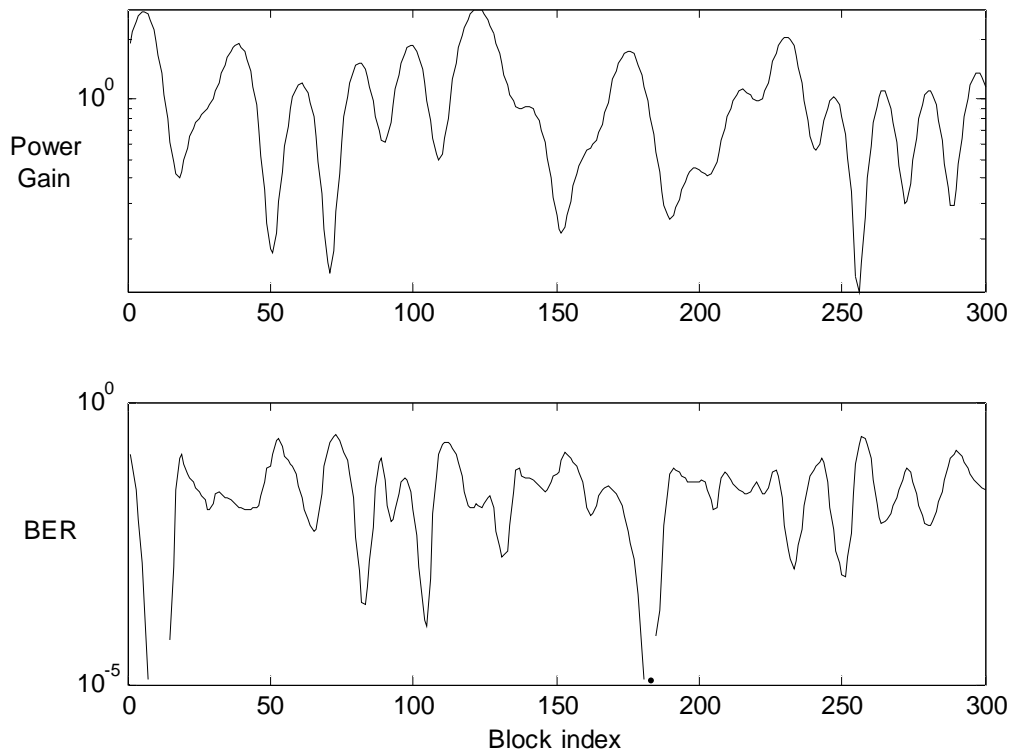


图 5.19 OFDM+OFDM 无保护间隔系统,多块连续迭代处理对信道时变的跟踪能力 (QPSK, SFN 信道, SNR=20dB,  $f_d=100\text{Hz}$ )

从上图我们看到,衰落较深的时刻对应着较高的误码率,衰落不严重的时刻对应着较低的误码率。系统并没有在某个极端恶劣的衰落点变得不可恢复,连续迭代处理算法可以有效地跟踪信道的变化。虽然无保护间隔系统从开机道进入稳定状态需 20~50 个块是在静态信道下测得,但这里直接将此结论用于时变信道,误码性能在 50 个块后开始统计,后面将会看到 50 个块对于本文中所考虑的时变信道也够用。

在时变信道下,当系统中存在信道编码时,一般需引入时间交织器,以避免连续多个编码比特同时受到深衰落的影响,从而提高系统解码后的误码性能。本章设计了一种时间交织器,交织长度覆盖 250 个块,交织方法如图 5.20 所示。

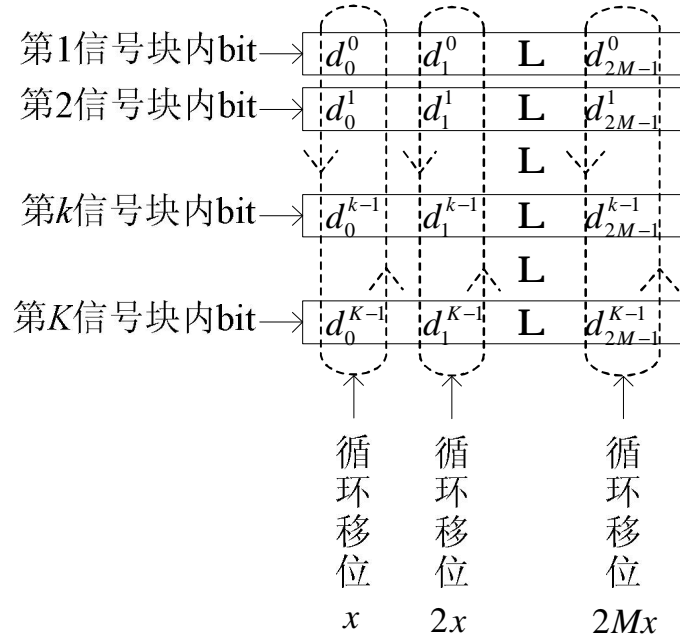


图 5.20 时间交织方法

上图针对 QPSK 调制，每块内包含  $M$  个数据符号，因此每块内包含  $2M$  个编码比特，具体交织方法为：将覆盖  $K$  个块的编码输出比特按图 5.20 方式按行排为矩阵，从矩阵第一列开始每列依次循环移位  $x, 2x, 3x \dots$  直到最后一列，各行即为了交织后的各块比特。本章中取  $K=250, x=68$ 。

由于 ZP 参照系统的单块比无保护间隔系统的单块多出两个保护间隔长度，则 ZP 参照系统的块长度为无保护间隔系统的  $(M + N + 2N)/(M + N)$  倍（设定保护间隔与导频等长）。为了对比测试的公平起见，我们在下面的仿真中保证两系统在相同个数的发送块内承受完全相同衰落，此时设定 ZP 参照系统的多普勒频率为无保护间隔参照系统的  $(M + N)/(M + N + 2N)$ ，即无保护间隔系统的多普勒频率为 100Hz 和 30Hz 时 ZP 参照系统的多普勒频率分别为 71.4Hz 和 21.4Hz。

图 5.21~图 5.24 画出了时变信道下的系统误码性能对比。纵轴为信噪比，横轴为多次仿真解码后的平均误码率。

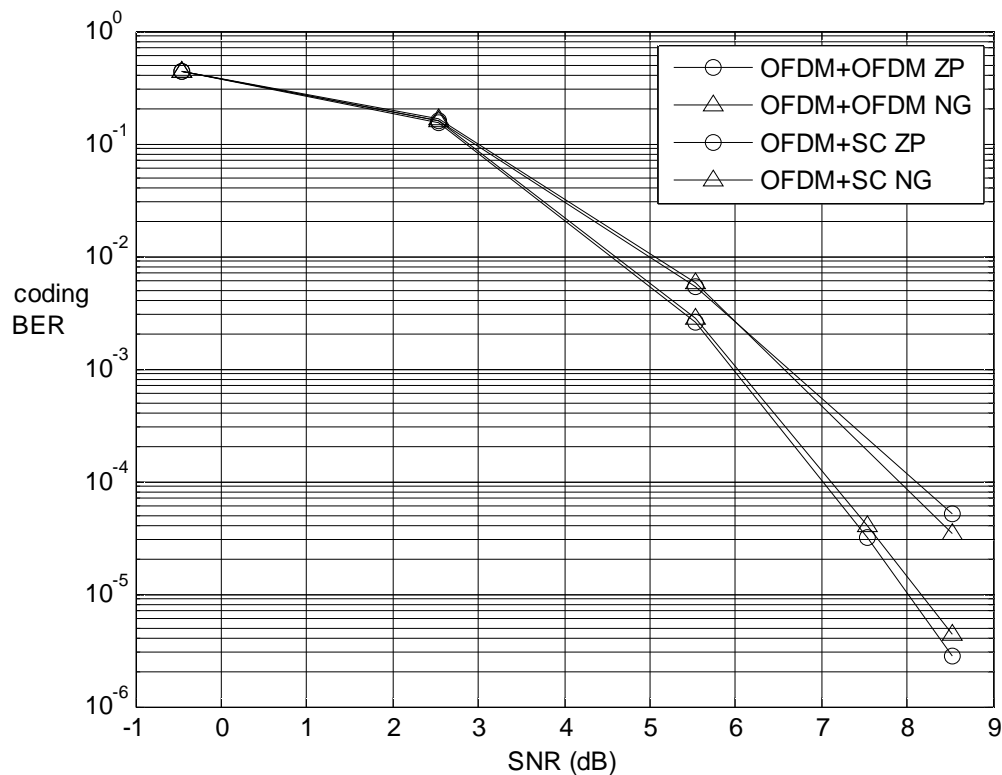


图 5.21 多块连续迭代处理稳态 BER 性能 ( QPSK , DVB-T 便携信道 ,  $f_d=30\text{Hz}$  )

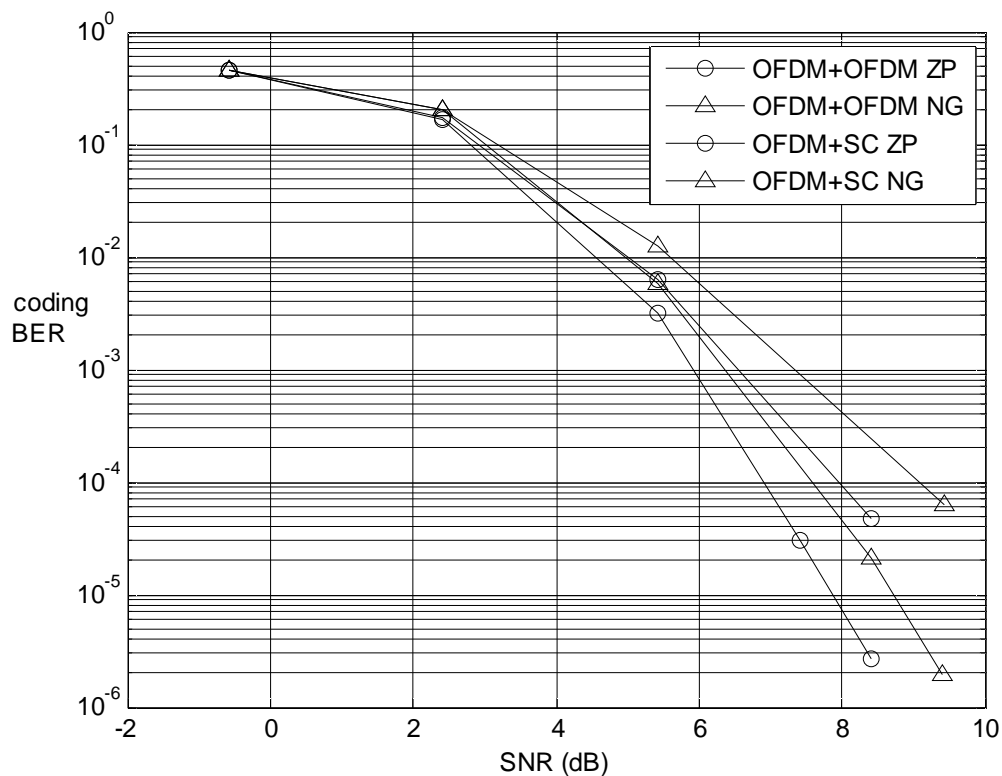


图 5.22 多块连续迭代处理稳态 BER 性能 ( QPSK , DVB-T 便携信道 ,  $f_d=100\text{Hz}$  )

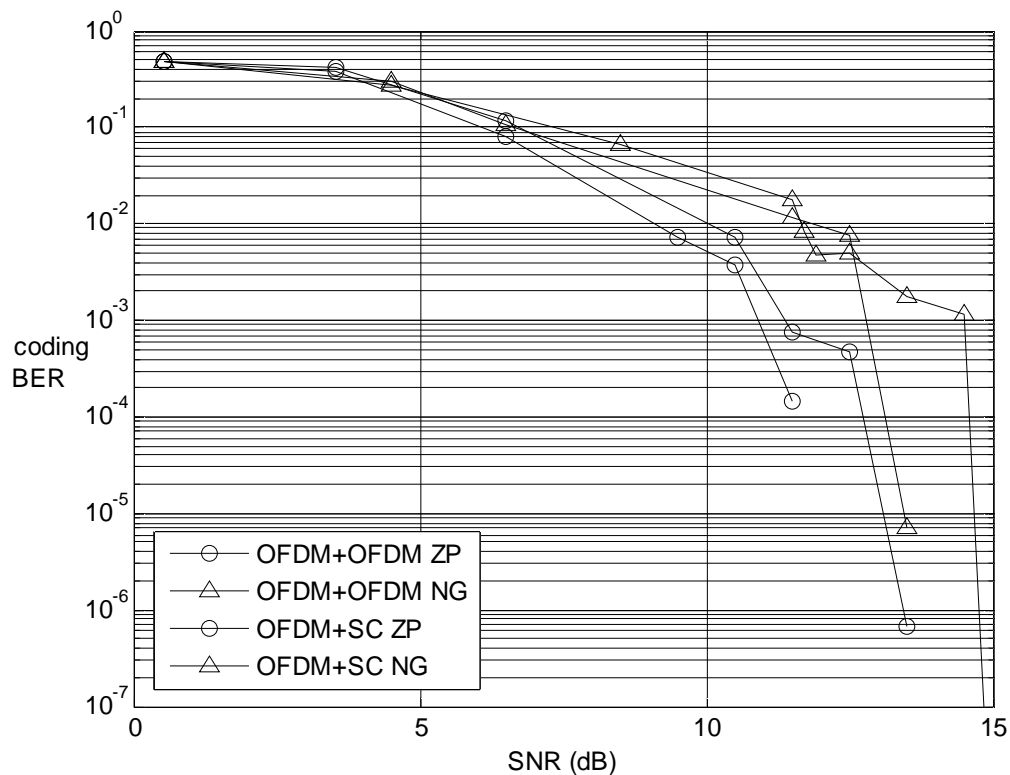


图 5.23 多块连续迭代处理稳态 BER 性能 (QPSK, 2 个历史估值, SFN 信道,  $f_d=30\text{Hz}$ )

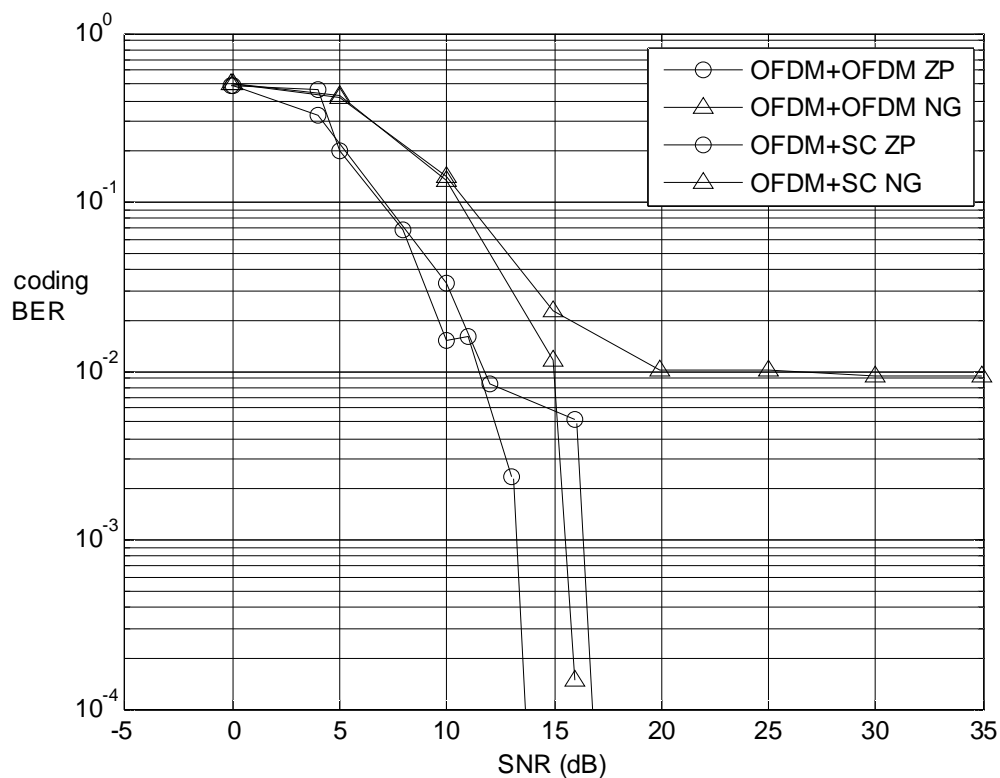


图 5.24 多块连续迭代处理稳态 BER 性能 (QPSK, 2 个历史估值, SFN 信道,  $f_d=100\text{Hz}$ )

由图 5.21~图 5.24 可看出：在较短的 DVB-T 便携信道下，多普勒频率 30Hz 时系统性能和静态信道时相同，多普勒频率 100Hz 时，无保护间隔系统性能略有下降。在较长的 SFN 信道下，时变信道的性能劣于静态信道时的性能，多普勒频率越大，则性能下降约多。总结出时变信道下无保护间隔系统相对 ZP 参照系统的性能损失情况，列于表 5.4。

表 5.4 测试系统相对参照系统性能损失情况汇总—时变信道

	OFDM+OFDM QPSK, 30Hz	OFDM+SC QPSK, 30Hz	OFDM+OFDM QPSK, 100Hz	OFDM+SC QPSK, 100Hz
DVB-T 信道	可忽略	可忽略	1dB	1dB
SFN 信道 hist2	<1dB	3dB	性能平台	2.5dB

总的说来，多普勒频率越大，信道越长，则无保护间隔系统越难逼近 ZP 参照系统，多普勒频率越小，信道越短，则逼近的越好。在本章所考虑的从实际中抽象出的大多数场景下，总可以找到一种无保护间隔 PABT 系统可以工作，并且性能接近 ZP 参照系统。纵观上面的仿真会发现，固定导频的单载波系统性能好于导频可变的 OFDM 系统，付出的代价是，均衡复杂度的提高，和对于导频的额外“不变”约束。

#### 5.4.4 迭代干扰消除仿真研究小结

这里仿真研究了无保护间隔系统的单块内迭代算法的性能，以及多块连续处理算法的收敛特性，静态及时变信道下的稳态性能，并且与带有 ZP 保护间隔的参照系统作了对比。这里消除数据对导频的干扰时使用的是解码前的数据符号硬判决值，因此算法十分利于工程实用。

研究发现，仅靠单块内部迭代，无保护间隔系统很难逼近 ZP 参照系统的性能。采用多块连续处理，在绝大多数情况下无保护间隔系统都是可工作的（误码率随信噪比升高下降迅速，无性能平台），而且其中的大多数情况下无保护间隔系统均可很好的逼近 ZP 参照系统（具体情况统计参见表 5.3、表 5.4）。无保护间隔系统可在开机后 20~50 个接收块时间内进入稳定状态。对应本章的仿真参数，该时间约为 4.8~12ms，对于广播电视系统中用户接收机从一个频道切换到另一个频道来说已足够快。本章中的误码性能统计无论是静态信道还是时变信道

均从 50 个块之后开始。

## 5.5 接收机同步算法

前面所研究的信道估计，均衡与迭代处理，均假设接收机已经知道接收信号中导频与数据的确切位置，因而可以任意截取算法所需要的信号段。实际当中接收机首先需要做的就是定位接收信号中导频与数据的位置。由于一般发送信号的帧结构固定，因此只需定位出导频位置即可。我们设计的 PABT 系统中发送的导频信号为  $m$  序列或者由频域  $m$  序列生成的 OFDM 符号，因此导频信号具有很好的相关性，第三章的信道估计算法也用到了导频信号的相关特性：较强的相关峰表示了强传播路径。从第三章信道估计后处理算法的分析中我们看到，实际多径信道的能量一般都较为集中，因此相关输出的相关峰也会较为明显。利用导频信号的上述特性，可以得到两种同步方法：本地滑动相关同步算法；可用于固定导频的延迟相关同步算法。

### 5.5.1 本地滑动相关同步算法

该算法与第三章 PN 滑动相关信道估计算法类似，在信道估计算法中假设接收机已知导频起始位置，因此接收机本地 PN 序列直接从外来 PN 序列起始位置开始相关。接收机同步前，由于未知外来导频信号起始位置，因此用本地导频信号从外来信号的任意位置开始向后连续滑动相关，当相关输出足够大时，则认为找到了导频信号起始位置。设外来信号流采样序列为  $b_i$ ，本地导频序列为  $p_j$ ，连续滑动相关输出的绝对值为：

$$c_i = \left| \left( \sum_{j=0}^{N-1} b_{i+j} \cdot p_j^* \right) / N \right| \quad (5.11)$$

其中本地导频序列  $p_i$  可以为  $m$  序列或频域  $m$  序列生成的 OFDM 符号，长度为  $N$ 。

图 5.25 和图 5.26 分别为 PN 导频和 OFDM 导频时在 SNR=8dB、DVB-T 便携信道下的相关输出，横轴为采样点标号，纵轴为相关输出绝对值。两系统中数据均为与导频等功率的 QPSK 单载波方式，且无保护间隔，基带采样率 7.56MHz，导频长 511，数据长 2048。从图中我们看到通过寻找相关峰最大值可方便的定位

导频位置。

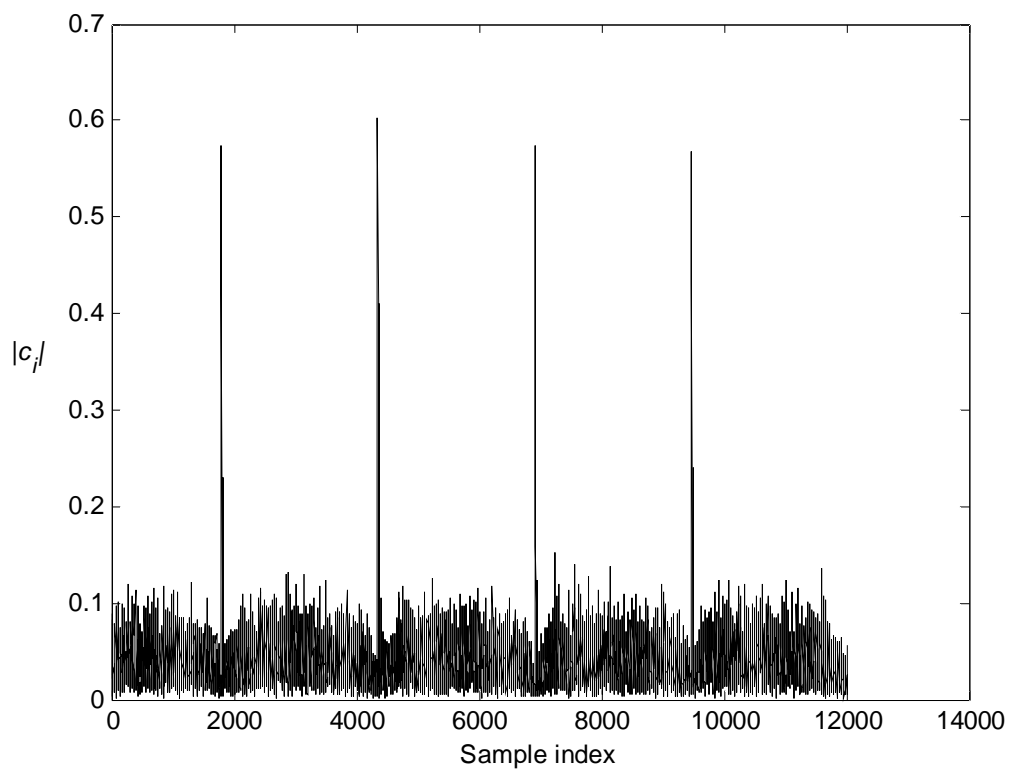


图 5.25 PN 导频滑动相关输出，DVB-T 便携信道，SNR=8dB

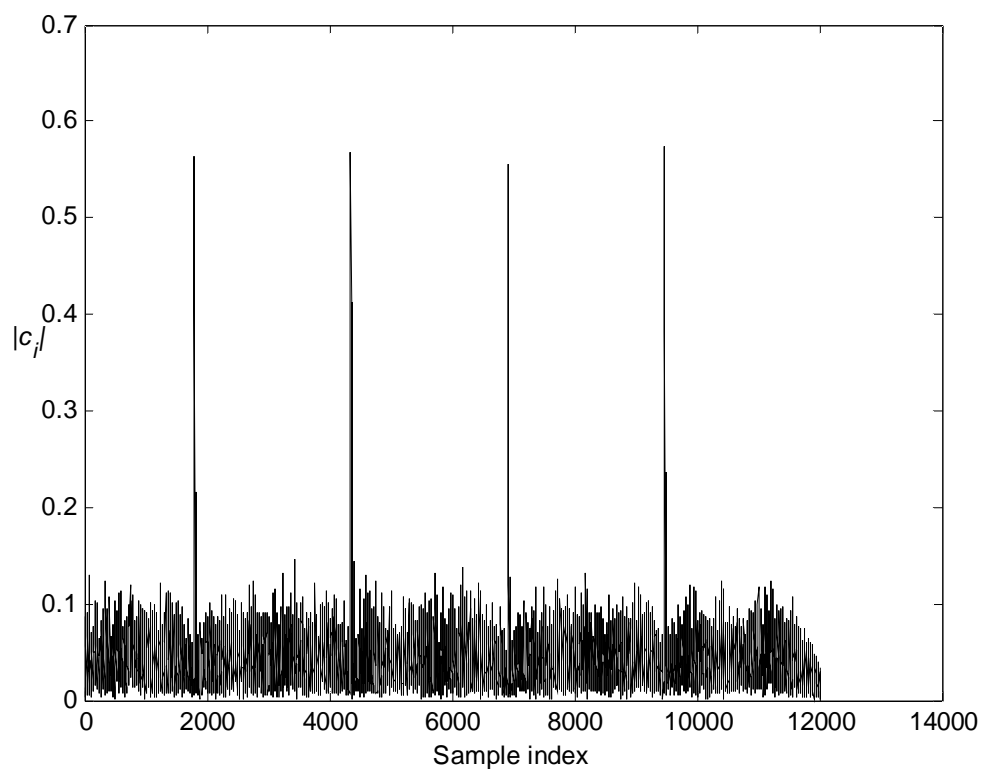


图 5.26 OFDM 导频滑动相关输出，DVB-T 便携信道，SNR=8dB

### 5.5.2 延迟相关同步算法

对于导频固定的 PABT 系统，除了可用 5.5.1 中的滑动相关同步法之外，还可以用延迟相关同步法来找到导频位置。这类似于文献<sup>[98]</sup>中利用循环前缀的同步方法，由 5.2.3.1 的分析我们也看到，导频固定时由数据和后面的导频构成的发送块  $\mathbf{u}^k$  相当于带有等效循环前缀  $\mathbf{p}$ 。设外来信号流采样序列为  $b_i$ ，延迟相关的算法如下：

$$c_i = \left( \sum_{j=0}^{N-1} b_{i+j} b_{i+j-(M+N)}^* \right) / N \quad (5.12)$$

其中， $M$  为数据长度， $N$  为导频长度。

图 5.27 和图 5.28 分别为 PN 导频和 OFDM 导频时在 SNR=8dB、DVB-T 便携信道下的延迟相关输出，横轴为采样点标号，纵轴为相关输出绝对值。两系统中数据均为与导频等功率的 QPSK 单载波方式，且无保护间隔，基带采样率 7.56MHz，导频长 511，数据长 2048。从图中我们看到通过寻找延迟相关输出的最大值也可以确定导频位置

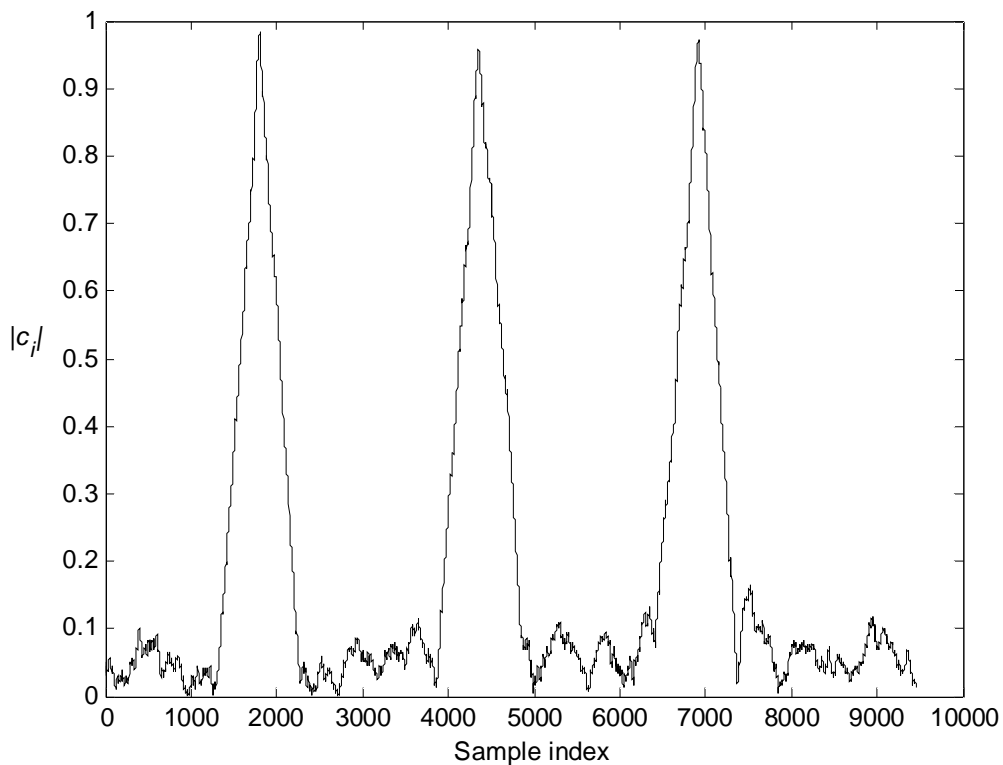


图 5.27 PN 导频延迟相关输出，DVB-T 便携信道，SNR=8dB

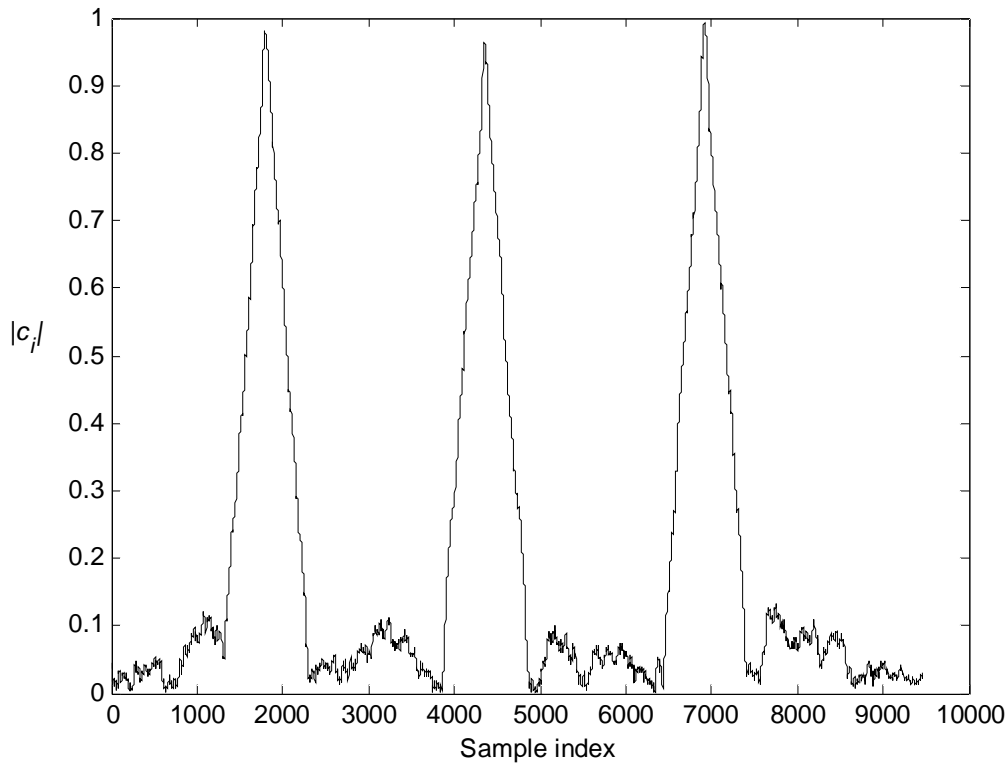


图 5.28 OFDM 导频延迟相关输出，DVB-T 便携信道，SNR=8dB

### 5.5.3 同步算法小结

上面我们给出了两种同步方法，并通过仿真进行了验证。除了寻找接收导频信号起始位置外，接收机还应进行定时和载波频偏的估计、补偿与跟踪。这方面已经有许多成熟的算法可以应用<sup>[96]-[98]</sup>，实际上两种同步方法得到的相关峰的相位信息包含了定时和载波频偏信息。其实这种专为时变频率选择性衰落信道通信所设计的通信系统对定时和载波频偏有一定的天然容忍能力：多径信号传播模型中已经考虑到了延时为非整数倍采样点时的情况；带有多普勒频率扩散的信道本身就会引入多普勒频偏。

### 5.6 系统级仿真研究小结

在第三、四章对 PABT 系统信道估计算法和均衡算法分别研究的基础上，本章将信道估计算法，均衡算法，与迭代干扰消除算法相结合，研究了较为完整的导频和数据时分的 PABT 系统。基于第三、四章的研究结果，以及对现有导频数据时分的 PABT 系统的分析，本章从众多可能的组合中挑选研究了两种新型系

统：无保护间隔的“OFDM 导频+OFDM 数据”系统，和无保护间隔的“OFDM 导频+单载波数据”系统，并对 OFDM+OFDM 系统中的导频不加任何是否可变的约束，对 OFDM+SC 系统的导频加以“不变”约束，以减少迭代处理步骤，并提高系统性能。这两种 PABT 系统属本文提出的新型块传输系统。

对这两种无保护间隔的 PABT 系统，给出了单块内部迭代处理算法和多块连续迭代处理算法。前者用于接收机刚开机时对第一接收块的处理，后者则用于对第二及后续接收块的处理。本章还建立了带有 ZP 保护间隔的参照系统，作为干扰消除是否彻底的衡量标准。

本章的研究表明：只在单块内部迭代处理，则无保护间隔系统与 ZP 保护间隔系统性能相去较远。采用多块连续迭代处理时，无保护间隔系统在大部分情况下可逼近 ZP 保护间隔系统，尤其是信道冲激响应较短，接收机存储的历史信道估值超过 1 个时。无保护间隔系统从刚开机到性能进入稳定状态需要一定的过渡时间，此过渡时间大约需要 20~50 个块，在本章系统的典型参数下约合 4.8~12ms。无保护间隔系统可适应 130km/h 的移动接收(800MHz 频段，多普勒频率 100Hz)。关于无保护间隔系统相比 ZP 参照系统的性能损失情况汇总见表 5.5 和表 5.6。

表 5.5 测试系统相对参照系统的性能损失情况汇总—静态信道

	OFDM+OFDM QPSK	OFDM+SC QPSK	OFDM+OFDM 64QAM	OFDM+SC 64QAM
DVB-T 信道	可忽略	可忽略	可忽略	可忽略
SFN 信道 hist2	<1dB	<1dB	可忽略	8dB

表 5.6 测试系统相对参照系统的性能损失情况汇总—时变信道

	OFDM+OFDM QPSK, 30Hz	OFDM+SC QPSK, 30Hz	OFDM+OFDM QPSK, 100Hz	OFDM+SC QPSK, 100Hz
DVB-T 信道	可忽略	可忽略	1dB	1dB
SFN 信道 hist2	<1dB	3dB	性能平台	2.5dB

最后本章还研究了 PABT 系统中的初始同步问题，给出了两种初始同步算法，并通过仿真验证了算法的有效性。

本章中干扰消除时用到的数据估值为解码前硬判决值，因而复杂度较低，这意味着本章的研究结果对于工程实践有重要的指导意义。

## 第6章 PP-OFDM 系统

### 6.1 引言

本章研究导频和数据频分的 PABT 系统。由 PABT 信号结构可知, 该类系统的典型形式为梳状导频 OFDM 系统, 保护间隔最典型的形式为循环前缀, 即最传统的梳状导频 CP-OFDM 系统。在 CP-OFDM 系统中, 导频和数据占有不同的子载波, 通过在时域引入循环前缀来消除数据块间的干扰, 并维持子载波在多径信道下的正交性, 因此在接收端, 导频和数据间无干扰, 接收处理十分简单。

但 CP-OFDM 系统的缺点也是显而易见的, 时域上引入的循环前缀在接收机进行信道估计和解调时被浪费, 造成 CP-OFDM 系统的功率效率不高。第 5 章所研究的导频和数据时分且无保护间隔的系统则避免了上述弊端: 保护间隔内放入导频达到对发射功率的充分利用; 但代价是需要接收端进行迭代干扰消除操作。

在导频和数据频分的条件下, 本章构建了一种新型梳状导频 OFDM 系统—PP-OFDM。PP-OFDM 的频谱利用效率保持和梳状导频 CP-OFDM 系统相同, 但 PP-OFDM 系统中将 CP-OFDM 中的循环前缀替换为了 PP 信号, PP 信号是 OFDM 符号中梳状导频的时域延续, 因此 PP-OFDM 也可看作这样一种系统: 将导频子载波贯穿于保护间隔和 OFDM 符号时间内, 而数据子载波只存在于 OFDM 符号时间内。PP 信号在接收端可与 OFDM 符号中的导频相干合并, 从而可将发送的导频总功率全部用于信道估计, 避免了 CP-OFDM 中循环前缀中导频分量的浪费。除了 PC-OFDM, 另外一种多见于文献的 OFDM 系统—ZP-OFDM, 则为 PP-OFDM 的特例。

本章第二节给出 PP-OFDM 系统模型。第三、四节分分别给出 PP-OFDM 信道估计和均衡解调算法。第五节则对 PP-OFDM 中的导频功率最优分配进行理论研究, 并且得到解析解。第六节给出 PP-OFDM 初始同步算法。第七节为本章小结。

## 6.2 PP-OFDM 系统模型

### 6.2.1 PP-OFDM 发送和接收处理概述

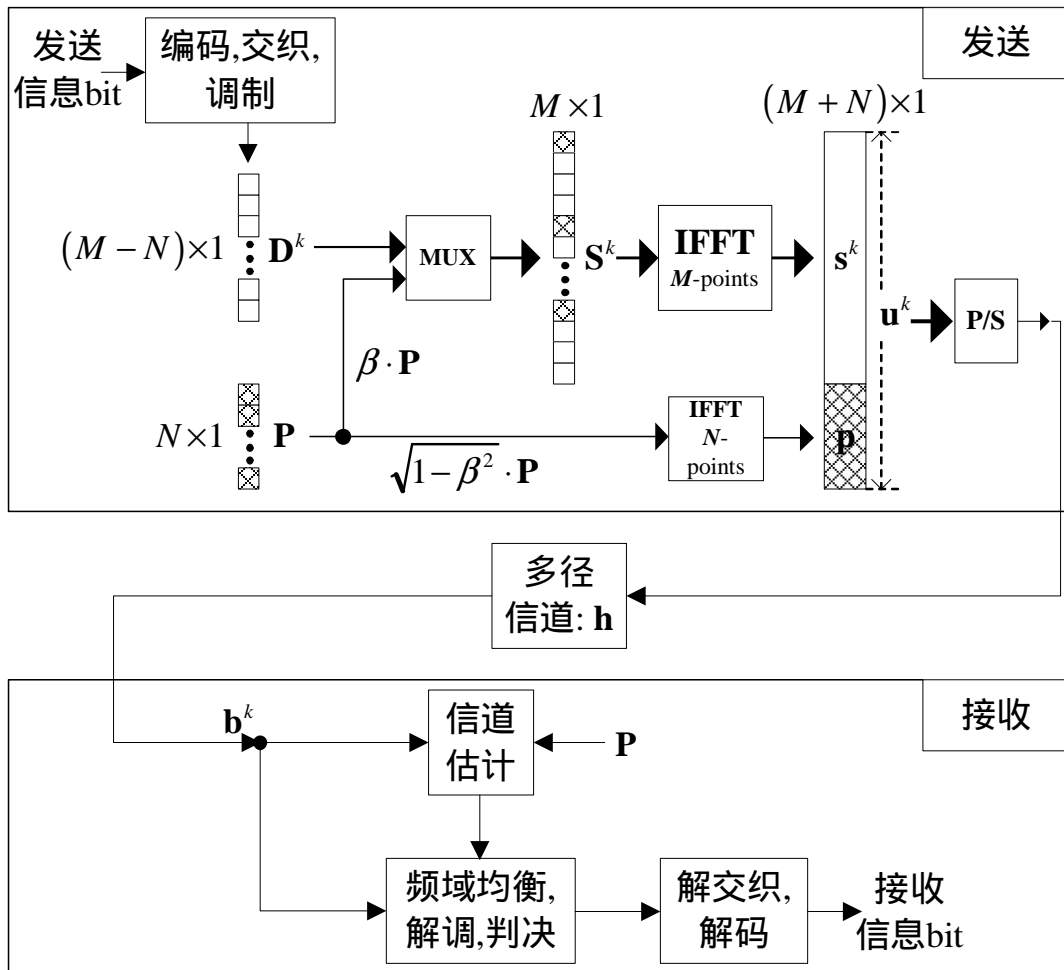


图 6.1 PP-OFDM 发送及接收处理框图

图 6.1 画出了 PP-OFDM 发送及接收处理总体框图。从图 6.1 我们看到，发送信息比特经过编码、交织和调制生成待发送的频域数据符号（图中的  $D^k$ ），在数据符号中均匀的插入接收端已知的频域导频符号后，做 IFFT 生成时域 OFDM 符号（图中的  $s^k$ ），至此生成时域 OFDM 符号的过程和普通 OFDM 系统（CP/ZP-OFDM）相同。与普通 OFDM 系统不同的是，PP-OFDM 在与 OFDM 符号相邻的保护间隔内放置的既非循环前缀（CP）又非补零后缀（ZP），而是一个仅由频域导频生成的较短的 OFDM 符号，我们称之为 PP 信号（Pilot Postfix）。在后面我们将会看到，在接收端，承载了数据的较长的 OFDM 符号  $s^k$  中的导频

可以和保护间隔中的导频相干合并。

发送信号经过多径信道到达接收端，首先由信道估计模块根据发送的频域导频完成信道估计，而后频域均衡、解调和判决模块根据信道估计模块提供的信道信息完成相应操作，最后经过解交织和解码恢复发送的信息比特。

## 6.2.2 PP-OFDM 发送信号和接收信号模型

如图 6.1 的发送部分所示，系统共包含  $M$  个子载波，其中有  $N$  个导频子载波。以第  $k$  段发射信号的生成为例 ( $k=0,1,2,\dots$ ): 长为  $N$  的频域导频序列  $\mathbf{P}$  和长为  $M-N$  的频域数据序列  $\mathbf{D}^k$  复接为长为  $M$  的频域序列  $\mathbf{S}^k$ ，而后经  $M$  点 IFFT 生成时域 OFDM 符号  $\mathbf{s}^k$ ，频域导频序列  $\mathbf{P}$  还经  $N$  点 IFFT 生成时域 PP 信号  $\mathbf{p}$ ，插入到 OFDM 符号后的保护间隔中。频域导频序列  $\mathbf{P}$  在和数据序列复接前须乘以功率分配因子  $\beta$ ，在生成时域 PP 信号前须乘以因子  $\sqrt{1-\beta^2}$ ，以保证导频总功率不变。这里对导频提出如下约束：

- 1) 总子载波数  $M$ ，导频子载波数  $N$ ，导频间隔  $G$  满足整数倍关系： $G=M/N$ 。
- 2) 导频须从第一个子载波位置开始插入。
- 3) 导频采用梳状形式 (comb-type)<sup>[37]</sup>，即导频位置和 content 不随  $k$  变化，因此  $\mathbf{P}$  和  $\mathbf{p}$  无上标  $k$ 。

下面以  $G=4$  为例，给出数据序列  $\mathbf{D}^k$ ，导频序列  $\mathbf{P}$ ，及复接后的序列  $\mathbf{S}^k$  的形式：

$$\begin{cases} \mathbf{D}^k: & (D_0^k, D_1^k \dots D_{M-N-1}^k)^T \\ \mathbf{P}: & (P_0, P_1 \dots P_{N-1})^T \\ \mathbf{S}^k: & (\beta P_0, D_0^k, D_1^k, D_2^k, \beta P_1, D_3^k, D_4^k, D_5^k, \beta P_2 \dots \\ & \dots D_{M-N-4}^k, \beta P_{N-1}, D_{M-N-3}^k, D_{M-N-2}^k, D_{M-N-1}^k)^T \end{cases} \quad (6.1)$$

其中上标 T 表示矩阵转置。时域 OFDM 符号  $\mathbf{s}^k$  和后缀信号  $\mathbf{p}$  的生成可用下式表示：

$$\begin{cases} \mathbf{s}^k = \mathbf{F}_M^H \mathbf{S}^k \\ \mathbf{p} = \sqrt{1-\beta^2} \cdot \mathbf{F}_N^H \mathbf{P} \end{cases} \quad (6.2)$$

其中  $\mathbf{F}_M$  和  $\mathbf{F}_N$  为归一化的  $M$  点和  $N$  点 FFT 矩阵, 以  $\mathbf{F}_M$  为例, 其  $m$  行  $i$  列元素为:

$$M^{-1/2} \exp\left(-j \cdot m \cdot i \cdot \frac{2\pi}{M}\right);$$

上标 H 表示共轭转置,  $\mathbf{F}_M^H$  和  $\mathbf{F}_N^H$  是 IFFT 矩阵。为叙述方便, 将  $M \times 1$  维矢量  $\mathbf{s}^k$  和  $N \times 1$  维矢量  $\mathbf{p}$  合为一个  $(M+N) \times 1$  矢量  $\mathbf{u}^k$ :

$$\mathbf{u}^k = \begin{pmatrix} \mathbf{s}^k \\ \mathbf{p} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{F}_M^H \mathbf{S}^k \\ \sqrt{1-\beta^2} \cdot \mathbf{F}_N^H \mathbf{P} \end{pmatrix} \quad (6.3)$$

其中矩阵中的虚线表示矩阵的分块。不难看出, 当  $\beta = 1$  时系统退化为 ZP-OFDM 系统。

$\mathbf{u}^k$  经串/并变换送往信道, 其中前  $M$  个样点为 OFDM 符号, 后  $N$  个样点为 PP。如果需在系统中引入虚拟子载波, 则只需令频域序列  $\mathbf{S}^k$  中相应项恒为零即可, 若该项为导频, 则还需令频域导频序列  $\mathbf{P}$  中相应项恒为零。

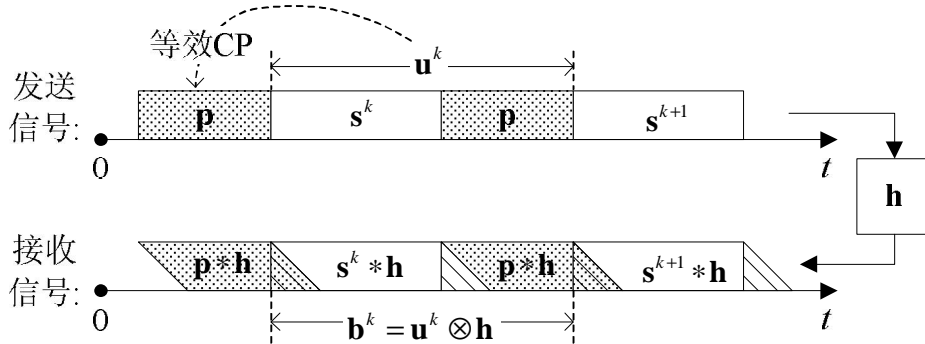


图 6.2 PP-OFDM 发送接收信号模型

图 6.2 画出了发送接收信号模型。由于这里采用的为梳状导频, 即频域导频的频点位置和含量不随  $k$  变化, 而时域 PP 信号恰是直接由频域导频变换得到, 因此所有保护间隔中的 PP 信号均相同。因此  $\mathbf{u}^k$  相当于带有等效循环前缀, 该循环前缀即前一个块  $\mathbf{u}^k$  中的导频  $\mathbf{p}$ 。由于循环前缀的存在, 在接收端可以得到  $\mathbf{u}^k$  与信道冲激响应循环卷积形式的接收信号, 将此信号记作  $\mathbf{b}^k$ :

$$\mathbf{b}^k = \mathbf{u}^k \otimes \mathbf{h} + \mathbf{w} = \mathbf{C}_{M+N} \mathbf{u}^k + \mathbf{w} \quad (6.4)$$

其中  $\mathbf{w}$  为 AWGN (加性白色高斯噪声) 向量, 方差为  $\sigma_w^2$ ;  $\mathbf{C}_{M+N}$  为  $(M+N) \times (M+N)$  循环卷积矩阵, 由信道冲激响应  $\mathbf{h}$  中的元素按如下方式构成:

$$\mathbf{C} = \begin{pmatrix} h_0 & 0 & \mathbf{M} & \mathbf{M} & \mathbf{M} & \mathbf{M} & h_1 \\ \mathbf{M} & h_0 & \mathbf{M} & \mathbf{M} & \mathbf{M} & h_L & \mathbf{M} \\ \mathbf{M} & \mathbf{M} & \mathbf{O} & \mathbf{M} & \mathbf{M} & \mathbf{M} & h_L \\ h_L & \mathbf{M} & \mathbf{M} & \mathbf{O} & \mathbf{M} & \mathbf{M} & \mathbf{M} \\ 0 & h_L & \mathbf{M} & \mathbf{M} & \mathbf{O} & 0 & \mathbf{M} \\ \mathbf{M} & \mathbf{M} & \mathbf{O} & \mathbf{M} & \mathbf{M} & h_0 & 0 \\ 0 & 0 & \mathbf{M} & \mathbf{O} & \mathbf{M} & h_1 & h_0 \end{pmatrix} \quad (6.5)$$

对于梳状导频 OFDM 系统，由于单块内已插入足够的导频，因此信道估计、均衡检测均可对单块处理完成，我们接下来将略去块上标  $k$ 。

### 6.3 PP-OFDM 信道估计算法

基于本章的后缀信号设计，在接收端可方便的将 OFDM 符号中的导频和保护间隔中的导频相干合并，而后进行信道估计。合并可以简单的用剪切接收信号  $\mathbf{b}$  中的长为  $N$  的后缀部分 (PP 信号) 并将它叠加到  $\mathbf{b}$  中承载数据的 OFDM 符号起始处来实现，即所谓“剪切相加”操作，如图 6.3 所示。

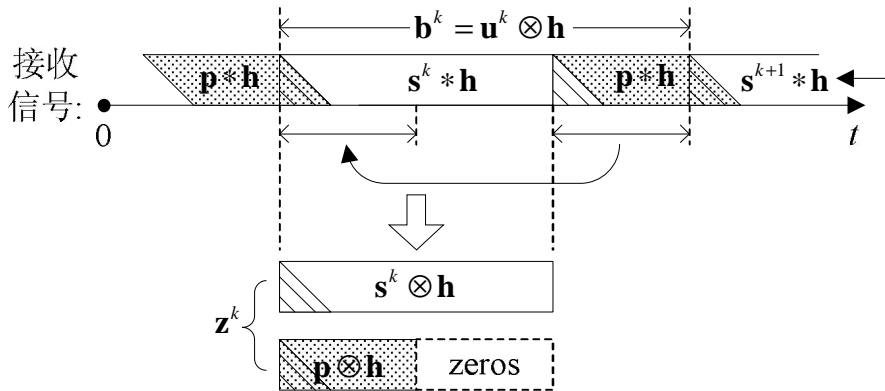


图 6.3 PP-OFDM 发送接收信号模型

由图 6.3，剪切相加得到一段长为  $M$  的信号  $\mathbf{z}$ ，它可看作两部分信号的混合，第一部分为 OFDM 符号  $\mathbf{s}$  与  $\mathbf{h}$  的循环卷积；第二部分为后缀  $\mathbf{p}$  与  $\mathbf{h}$  的循环卷积再补零到和 OFDM 符号等长。剪切相加的过程可写为对接收信号  $\mathbf{b}$  左乘矩阵，考虑式(6.4)： $\mathbf{b} = \mathbf{C}_{M+N} \mathbf{u} + \mathbf{w}$ ，得：

$$\mathbf{z} = \begin{pmatrix} \mathbf{I}_M & \mathbf{I}_N \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{pmatrix} \mathbf{b} = \mathbf{b} = (\mathbf{C}_{M+N} \mathbf{u} + \mathbf{w}) = \mathbf{C}_M \mathbf{s} + \begin{pmatrix} \mathbf{C}_N \mathbf{p} \\ \mathbf{0}_{(M-N) \times 1} \end{pmatrix} + \mathbf{w} \quad (6.6)$$

其中  $\mathbf{C}_M$  和  $\mathbf{C}_N$  分别为  $M \times M$  和  $N \times N$  的循环卷积矩阵，由信道冲激响应  $\mathbf{h}$  按式

(6.5)的方式构成。对剪切相加结果  $\mathbf{z}$  做 FFT 变换，得到频域信号  $\mathbf{Z}$ ：

$$\mathbf{Z} = \mathbf{F}_M \mathbf{z} = \mathbf{F}_M \mathbf{C}_M \mathbf{s} + \mathbf{F}_M \begin{pmatrix} \mathbf{C}_N \mathbf{p} \\ \mathbf{0}_{(M-N) \times 1} \end{pmatrix} + \mathbf{F}_M \mathbf{w} = \mathbf{Z}^{(1)} + \mathbf{Z}^{(2)} + \mathbf{Z}^{(3)} \quad (6.7)$$

频域信号  $\mathbf{Z}$  由三项合成：第一项来自 OFDM 符号，第二项来自导频后缀 PP，第三项为噪声。下面对三项做逐项分析：

1)  $\mathbf{Z}$  的第一项  $\mathbf{Z}^{(1)} = \mathbf{F}_M \mathbf{C}_M \mathbf{s}$  (考虑到(6.2)： $\mathbf{s} = \mathbf{F}_M^H \mathbf{S}$ )：

$$\mathbf{Z}^{(1)} = \mathbf{F}_M \mathbf{C}_M \mathbf{s} = \mathbf{F}_M \mathbf{C}_M \mathbf{F}_M^H \mathbf{S} = \text{diag}(H_0, H_1 \dots H_{M-1}) \mathbf{S} \quad (6.8)$$

其中  $\text{diag}(\cdot)$ 表示由括号中元素做对角元的对角阵，它由循环卷积矩阵左乘 FFT 矩阵和右乘 IFFT 矩阵得到： $\text{diag}(H_0, H_1 \dots H_{M-1}) = \mathbf{F}_M \mathbf{C}_M \mathbf{F}_M^H$ ； $H_m$  为信道频域响应：

$$H_m = \sum_{l=0}^L h_l \cdot \exp\left(-j \cdot m \cdot l \cdot \frac{2\pi}{M}\right); m=0, 1 \dots M-1 \quad (6.9)$$

由式(6.1)，发送频域序列  $\mathbf{S}$  中导频位置上的信号为  $\beta P_n$ ，因此  $\mathbf{Z}^{(1)}$  的导频分量  $Z_{m=nG}^{(1)}$  为：

$$Z_{nG}^{(1)} = \beta \cdot H_{nG} \cdot P_n; n=0, 1 \dots N-1 \quad (6.10)$$

2)  $\mathbf{Z}$  的第二项  $\mathbf{Z}^{(2)} = \mathbf{F}_M \begin{pmatrix} \mathbf{C}_N \mathbf{p} \\ \mathbf{0}_{(M-N) \times 1} \end{pmatrix} = \mathbf{F}_M \mathbf{q}$ 。将补零的循环卷积接收导频

$\begin{pmatrix} \mathbf{C}_N \mathbf{p} \\ \mathbf{0}_{(M-N) \times 1} \end{pmatrix}$  记做  $\mathbf{q} = (q_0, q_1 \dots q_{N-1}, 0 \dots 0)^T$ ， $\mathbf{q}$  的前  $N$  个元素来自后缀 PP 和信道的循

环卷积  $\mathbf{C}_N \mathbf{p}$ ，后  $M-N$  个为零。 $\mathbf{Z}^{(2)}$  的各频域份量计算如下：

$$Z_m^{(2)} = (1/\sqrt{M}) \cdot \sum_{i=0}^{N-1} q_i \cdot \exp\left(-j \cdot m \cdot i \cdot \frac{2\pi}{M}\right); m=0, 1 \dots M-1 \quad (6.11)$$

其中导频分量  $Z_{m=nG}^{(2)}$  为：

$$Z_{nG}^{(2)} = G^{-1/2} \cdot \underbrace{(1/\sqrt{N})}_{\text{FFT}(q_0, q_1 \dots q_{N-1})} \cdot \sum_{i=0}^{N-1} q_i \cdot \exp\left(-j \cdot n \cdot i \cdot \frac{2\pi}{N}\right) = G^{-1/2} \cdot Q_n; n=0, 1 \dots N-1 \quad (6.12)$$

$Q_n$  为  $(q_0, q_1 \dots q_{N-1})^T$  FFT 变换的第  $n$  个分量，向量  $\mathbf{Q} = (Q_0, Q_1 \dots Q_{N-1})^T$  可计算如下

(考虑到  $(q_0, q_1 \dots q_{N-1})^T$  即为  $\mathbf{C}_N \mathbf{p}$ , 和式(6.2) :  $\mathbf{p} = \sqrt{1-\beta^2} \cdot \mathbf{F}_N^H \mathbf{P}$  ):

$$\mathbf{Q} = \mathbf{F}_N \mathbf{C}_N \mathbf{p} = \sqrt{1-\beta^2} \cdot \mathbf{F}_N \mathbf{C}_N \mathbf{F}_N^H \mathbf{P} = \sqrt{1-\beta^2} \cdot \text{diag}(\mathbf{H}') \mathbf{P} \quad (6.13)$$

上式的分量形式为 :

$$Q_n = \sqrt{1-\beta^2} \cdot H'_n \cdot P_n ; n=0,1 \dots N-1 \quad (6.14)$$

其中  $H'_n$  为频域分辨率为  $N$  时的频域响应 :

$$H'_n = \sum_{l=0}^L h_l \cdot \exp\left(-j \cdot n \cdot l \cdot \frac{2\pi}{N}\right) ; n=0,1 \dots N-1 \quad (6.15)$$

在  $G=M/N$  条件下有  $H'_n = H_{nG}$ 。结合式(6.12)和式(6.14),  $\mathbf{Z}^{(2)}$  的导频分量  $Z_{m=nG}^{(2)}$  为 :

$$Z_{nG}^{(2)} = G^{-1/2} \cdot \sqrt{1-\beta^2} \cdot H'_n \cdot P_n = G^{-1/2} \cdot \sqrt{1-\beta^2} \cdot H_{nG} \cdot P_n ; n=0,1 \dots N-1 \quad (6.16)$$

3)  $\mathbf{Z}$  的第三项  $\mathbf{Z}^{(3)} = \mathbf{F}_M \mathbf{w}$  为信道 AWGN 经剪切相加后变换到频域,  $\mathbf{Z}^{(3)}$  导频位置上的噪声  $Z_{m=nG}^{(3)}$  依然为不相关的高斯噪声, 但方差由  $\sigma_w^2$  变为  $(1+G^{-1})\sigma_w^2$ 。导频位置上的噪声仍然互不相关是因为 : 剪切相加的两段信号的长度比例与导频间隔相对应。方差变大是由于 : 剪切相加使 OFDM 符号时间内的噪声功率增为原来的  $(1+G^{-1})$  倍, 根据帕塞瓦尔定理, 变换到频域后噪声功率也增为原来的  $(1+G^{-1})$  倍。

综合上述分析(由式(6.10)和式(6.16)以及对噪声的分析), 得剪切相加后 FFT 输出的频域信号  $\mathbf{Z}$  的导频分量  $Z_{m=nG}$  :

$$Z_{nG} = Z_{nG}^{(1)} + Z_{nG}^{(2)} + Z_{nG}^{(3)} = \left(\beta + G^{-1/2} \cdot \sqrt{1-\beta^2}\right) \cdot H_{nG} \cdot P_n + W_{nG} ; n=0,1 \dots N-1 \quad (6.17)$$

由上式我们看到, 两部分导频信号已经相干合并了, 其中  $P_n$  为发送频域导频符号,  $H_{nG}$  为信道频响,  $\left(\beta + G^{-1/2} \cdot \sqrt{1-\beta^2}\right)$  为导频合并系数,  $W_{nG}$  为方差  $(1+G^{-1})\sigma_w^2$  的频域噪声。

导频得以相干合并的物理解释如下 : 频域信号  $\mathbf{Z}$  的第一项为发送频域符号块  $\mathbf{S}$  与信道增益相乘的结果。第二项为将后缀 PP 与信道的循环卷积  $\mathbf{C}_N \mathbf{p}$  补零到原长的  $G$  倍再做 FFT 的形式, 由补零 FFT 的性质可知 PP 中的频域导频符号将出

现在 FFT 输出结果中间隔为  $G$  的那些位置上，而那些位置上正是第一项中的接收导频分量，即  $S$  中的频域导频符号与信道频响的乘积，这些导频与 PP 中的导频同源，因而这两部分导频得以相干合并。

由式(6.17)可计算合并后的导频信噪比：

$$\text{SNR}^{\text{pilot}} = \left( \beta + G^{-1/2} \cdot \sqrt{1 - \beta^2} \right)^2 \cdot |H_{nG}|^2 \cdot \alpha^2 / \left( (1 + G^{-1}) \sigma_w^2 \right) ; n=0,1 \dots N-1 \quad (6.18)$$

其中  $\alpha^2 = |P_n|^2$ ，表示单个频域导频符号能量。

根据式(6.17)进行信道估计可分为下面两步：

1) 计算导频位置的信道初步估值：

$$\hat{H}_{nG} = Z_{nG} / \left( \left( \beta + G^{-1/2} \cdot \sqrt{1 - \beta^2} \right) \cdot P_n \right) ; n=0,1 \dots N-1 \quad (6.19)$$

2) 通过插值得到所有子载波位置的信道估值。由于导频为等间隔安插，可方便的采用变换域插值来得到信道估值。先对式(6.19)导频位置的信道估值进行 IFFT 得到时域冲激响应估值：

$$\hat{\mathbf{h}} = N^{-1/2} \mathbf{F}_N^H \left( \hat{H}_0, \hat{H}_G \dots \hat{H}_{(N-1)G} \right)^T \quad (6.20)$$

对  $\hat{\mathbf{h}}$  进行不同点数的 FFT 变换可得到各种分辨率的频域响应： $\hat{\mathbf{H}} = \sqrt{N1} \cdot \mathbf{F}_{N1} \begin{pmatrix} \hat{\mathbf{h}} \\ \mathbf{0} \end{pmatrix}$ 。

冲激响应估值误差向量  $\mathbf{e} = \mathbf{h} - \hat{\mathbf{h}}$  的自相关矩阵为（综合考虑式(6.17)、(6.19)和(6.20)）：

$$\mathbf{R}_{\mathbf{ee}} = E \left( (\mathbf{h} - \hat{\mathbf{h}}) (\mathbf{h} - \hat{\mathbf{h}})^H \right) = \left( N^{-1} \cdot (1 + G^{-1}) \sigma_w^2 / \left( \alpha^2 \left( \beta + G^{-1/2} \cdot \sqrt{1 - \beta^2} \right)^2 \right) \right) \cdot \mathbf{I}_N \quad (6.21)$$

冲激响应估值均方误差（MSE）：

$$\sigma_e^2 = \text{trace}(\mathbf{R}_{\mathbf{ee}}) / N = N^{-1} \cdot (1 + G^{-1}) \sigma_w^2 / \left( \alpha^2 \left( \beta + G^{-1/2} \cdot \sqrt{1 - \beta^2} \right)^2 \right) \quad (6.22)$$

## 6.4 PP-OFDM 均衡解调算法

由于接收信号  $\mathbf{b}$  为发送块  $\mathbf{u}$  与信道冲激响应的循环卷积形式（式(6.4)）：

$\mathbf{b} = \mathbf{C}_{M+N} \mathbf{u} + \mathbf{w}$ ，因此可方便的对  $\mathbf{b}$  做频域“准”MMSE 均衡，得到发送信号  $\mathbf{u}$

的估值  $\hat{\mathbf{u}}$ ，而后对取出  $\hat{\mathbf{u}}$  的前  $M$  个样点，即发送 OFDM 符号的估值  $\hat{\mathbf{s}}$ ，对  $\hat{\mathbf{s}}$  进行

FFT 变换即得到发送的频域数据。

对  $\mathbf{b}$  做 FFT 得频域信号  $\mathbf{B}$  :

$$\mathbf{B} = \mathbf{F}_{M+N} \mathbf{b} = \mathbf{F}_{M+N} \mathbf{C}_{M+N} \mathbf{u} + \mathbf{F}_{M+N} \mathbf{w} = \text{diag}(H_0'', H_1'' \dots H_{M+N-1}'') \mathbf{F}_{M+N} \mathbf{u} + \mathbf{F}_{M+N} \mathbf{w} \quad (6.23)$$

可见频域信号  $\mathbf{B}$  为发送时域信号  $\mathbf{u}$  的 FFT 变换与信道频响乘积的形式。上式再次用到循环卷积矩阵的性质： $\text{diag}(H_0'', H_1'' \dots H_{M+N-1}'') = \mathbf{F}_{M+N} \mathbf{C}_{M+N} \mathbf{F}_{M+N}^H$  , 其中  $M+N$  维信道频响  $(H_0'', H_1'' \dots H_{M+N-1}'')$  可由式(6.20)信道冲激响应估值  $\hat{\mathbf{h}}$  作  $M+N$  点 FFT 得到 :

$$(H_0'', H_1'' \dots H_{M+N-1}'')^T = (M+N)^{1/2} \mathbf{F}_{M+N} \begin{pmatrix} \hat{\mathbf{h}} \\ \mathbf{0}_{M \times 1} \end{pmatrix} \quad (6.24)$$

令  $\mathbf{H} = \text{diag}(H_0'', H_1'' \dots H_{M+N-1}'')$  , 对  $\mathbf{B}$  做频域 ZF 或“准”MMSE 均衡 (和第四章研究的均衡类似 , 这里的频域均衡也为将频域信号自相关矩阵近似为对角阵的近似 MMSE 均衡) 再经 IFFT 变回时域得发送信号  $\mathbf{u}$  的估计 :

$$\hat{\mathbf{u}} = \begin{cases} \mathbf{F}_{M+N}^H \mathbf{H}^{-1} \mathbf{B}; & \text{ZF} \\ \mathbf{F}_{M+N}^H \mathbf{H}^H (\mathbf{H} \mathbf{H}^H + \sigma_w^2 \cdot \mathbf{I})^{-1} \mathbf{B}; & \text{MMSE} \end{cases} \quad (6.25)$$

由式(6.3)  $\mathbf{u} = \begin{pmatrix} \mathbf{s} \\ \mathbf{p} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{F}_M^H \mathbf{S} \\ \sqrt{1-\beta^2} \cdot \mathbf{F}_N^H \mathbf{P} \end{pmatrix}$  , 对  $\hat{\mathbf{u}}$  的前  $M$  个采样点作 FFT 可得到发送频域序列估值 :

$$\hat{\mathbf{S}} = (\mathbf{F}_M \mid \mathbf{0}_{M \times N}) \hat{\mathbf{u}} \quad (6.26)$$

对  $\hat{\mathbf{S}}$  中的数据符号解映射、解交织和解码 , 可得到其上承载的信息比特。

## 6.5 PP-OFDM 导频功率最优分配

本节研究的问题为：在设计 PP-OFDM 系统时，如何在总功率一定的约束下确定最佳的导频功率和数据功率。本节将首先从一个简单的局部角度，研究导频总功率在保护间隔和 OFDM 符号之间的分配 (6.5.1)，接着从全局的角度，研究总功率在导频和数据间的分配以及导频功率的内部分配 (6.5.2)。最后给出一种结合了两个角度的较为实用的功率分配方法。

### 6.5.1 从信道估计角度：导频功率的内部分配

从 PP-OFDM 的系统框图我们看到，总导频功率通过功率分配因子  $\beta$  分配到时间上不重叠的两部分之内：OFDM 符号和 PP 信号。这两部分导频功率在接收端可以相干合并，如何确定最佳的  $\beta$  以使接收端获得最佳的合并增益是本小节要研究的问题。我们将这种 PP-OFDM 特有的导频总功率内部分配问题称为第二层次的功率分配。对于所有包含导频的系统都存在导频总功率和数据总功率的最优比例问题，这种经典功率分配问题我们称之为第一层次的功率分配<sup>[112], [113]</sup>。在 PP-OFDM 系统中既存在第一层次的功率分配，又存在第二层次的功率分配，而经典 CP/ZP-OFDM 系统中则只存在第一层次的功率分配。

当发射导频总功率一定时，接收导频信噪比越高，则信道估值越精确，因此在寻找第二层次的导频功率分配时，我们提出接收导频信号信噪比最大的优化准则。将接收导频信号信噪比式(6.18)重新写出：

$$\text{SNR}^{\text{pilot}} = \left( \beta + G^{-1/2} \cdot \sqrt{1 - \beta^2} \right)^2 \cdot |H_{nG}|^2 \cdot \alpha^2 / \left( (1 + G^{-1}) \sigma_w^2 \right) ; n=0, 1 \dots N-1 \quad (6.27)$$

当  $\beta = \sqrt{G/(1+G)}$  时，导频信噪比取得最大值  $|H_{nG}|^2 \cdot \alpha^2 / \sigma_w^2$ ，其中  $\alpha^2 = |P_n|^2$  为单个频域导频符号能量。当  $\beta$  取最优值时，OFDM 符号内的导频幅度和保护间隔内的导频幅度相同，导频在整个时域上为恒功率连续信号。这是符合最大比合并原则的：最大比合并要求支路合并系数正比于支路信噪比，我们采用的“剪切相加”相当于时域两支路（两支路分别为 OFDM 符号和保护间隔）合并系数为 1，因而要求支路信噪比相同，在噪声功率相同时，即要求导频功率相同。

实际上，ZP-OFDM 是 PP-OFDM 在  $\beta=1$  时的特例，当  $\beta=1$  时式(6.3)中 PP 后缀信号  $\mathbf{p}$  变为全零序列，式(6.17)中的接收导频分量将只包含 OFDM 符号中的导频，接收导频信号信噪比将变为： $|H_{nG}|^2 \cdot \alpha^2 / \left( (1 + G^{-1}) \sigma_w^2 \right)$ ，相比式(6.27)的最大值  $|H_{nG}|^2 \cdot \alpha^2 / \sigma_w^2$ ，ZP-OFDM 有  $10 \log_{10}(1 + G^{-1}) \approx 1\text{dB}$  的接收导频信号信噪比损失。

对于 CP-OFDM，频域传输信号表示形式为：

$$Z_m = H_m \cdot S_m + W_m ; m=0,1 \dots M-1 \quad (6.28)$$

其中  $m$  为子载波下标,  $S_m$  为频域发送信号,  $Y_m$  为频域接收信号,  $H_m$  为信道频响,  $W_m$  为频域噪声。CP-OFDM 在接收时无需剪切相加操作, 噪声能量不会增大,  $W_m$  的方差仍保持和时域 AWGN 的方差相同, 为  $\sigma_w^2$ 。由于 CP-OFDM 的循环前缀 (长度为 OFDM 符号的  $1/G$ ) 中也包含和 OFDM 符号中导频等功率的导频 (导频功率分布上和 PP-OFDM 相同), 因此当设定 CP-OFDM 与 PP-OFDM 导频总功率相同时, CP-OFDM 频域插入到数据中的导频符号也应和 PP-OFDM 频域插入到数据中的导频符号相同, 均为  $\beta \cdot P$ , 即  $|S_m|^2 = \beta^2 \alpha^2 = \alpha^2 / (1+G^{-1})$ , 由式(6.28)可得 CP-OFDM 的接收导频信号信噪比为  $|H_{nG}|^2 \cdot \alpha^2 / ((1+G^{-1})\sigma_w^2)$ , 和 ZP-OFDM 相同。可见当信道噪声大小和发送导频总功率相同时, CP-OFDM 相比 PP-OFDM 也会有  $10 \log_{10}(1+G^{-1}) \approx 1\text{dB}$  的接收导频信号信噪比损失。直观来讲, 造成信噪比损失的原因是: CP-OFDM 虽然在保护间隔中也有导频功率发送, 但是接收端无法进行有效的利用。

综上所述, 只要将 PP-OFDM 导频总功率合理在内部分配, 则发送相同导频功率时, PP-OFDM 相比 CP/ZP-OFDM 可获得更高的接收导频信噪比, 因而信道估值将更加精确。PP-OFDM 的这种较高的导频功率使用效率, 使得它无需发送和 CP/ZP-OFDM 一样多的导频功率, 即可以从总功率中分配更多的功率给数据, 从而 PP-OFDM 可以具有更好的数据解调性能。从上面的分析也看出, 随着保护间隔比例的缩小, PP-OFDM 的导频信噪比增益  $10 \log_{10}(1+G^{-1})$  也将变小。

## 6.5.2 从系统性能角度: 导频功率的二维最优分配

上小节仅从信道估计的角度出发, 得到了导频总功率的内部分配。由于 PP-OFDM 中存在两个层次的功率分配, 是一个二维最优分配问题, 上小节得到的仅是其中一维的最优解, 而且是完全不考虑另外一维的情况下得到的, 一般说来并不满足全局二维最优解。本节我们将从考虑了信道估值误差的接收信号有效信噪比出发, 在导频和数据总功率一定的约束下 (总信噪比一定), 研究如何同

时调整两维功率分配，以使接收信号有效信噪比最大。

这里约束条件为接收信号的总信噪比 SNR 一定，在信道平均功率增益归一的条件下（接收机的 AGC 使得这一条件近似满足），接收总信噪比 SNR 等于发送总功率（包括导频和数据）与信道噪声总功率之比。在只考虑一个块情况下，功率之比可写为能量之比，SNR 可计算如下：

$$\text{SNR} = \left( (M - N) + \alpha^2 \cdot N \right) / \left( (M + N) \sigma_w^2 \right) \quad (6.29)$$

上式假设频域数据符号平均能量为： $E(|D_m|^2) = 1$ ，频域导频符号能量： $|P_n|^2 = \alpha^2$ 。

接收信号中包含导频、数据与信道噪声，这里定义数据有效信噪比  $\text{SNR}_{\text{EF}}$  为数据功率与噪声功率之比。在 SNR 一定和接收机完全已知信道的情况下解调性能取决于  $\text{SNR}_{\text{EF}}$ 。由于均衡解调算法所使用的信道估值存在误差，这会造成数据有效信噪比的下降，可通过将信道估值误差折算为噪声的方法来求得数据的有效信噪比。

由接收信号表达式(6.4)： $\mathbf{b} = \mathbf{C}_{M+N} \mathbf{u} + \mathbf{w}$ ，考虑信道估值误差后，可得到：

$$\mathbf{b} = \hat{\mathbf{C}}_{M+N} \mathbf{u} + \left( \mathbf{C}_{M+N} - \hat{\mathbf{C}}_{M+N} \right) \mathbf{u} + \mathbf{w} = \hat{\mathbf{C}}_{M+N} \mathbf{u} + \mathbf{w}_{\text{EF}} \quad (6.30)$$

其中信道循环卷积矩阵估值  $\hat{\mathbf{C}}_{M+N}$  由真实循环卷积矩阵  $\mathbf{C}_{M+N}$  中的冲激响应  $\mathbf{h}$  用其估值  $\hat{\mathbf{h}}$  替代后得到。接收机已知的实际上是  $\hat{\mathbf{C}}_{M+N}$  而不是  $\mathbf{C}_{M+N}$ ，将估值引起的误差项  $\left( \mathbf{C}_{M+N} - \hat{\mathbf{C}}_{M+N} \right) \mathbf{u}$  和信道噪声  $\mathbf{w}$  一起算作等效噪声  $\mathbf{w}_{\text{EF}}$ ， $\mathbf{w}_{\text{EF}}$  的自相关矩阵为：

$$\mathbf{R}_{\text{EF}} = E\left( \mathbf{w}_{\text{EF}} \mathbf{w}_{\text{EF}}^H \right) = E\left( \left( \mathbf{C}_{M+N} - \hat{\mathbf{C}}_{M+N} \right) \mathbf{u} \mathbf{u}^H \left( \mathbf{C}_{M+N} - \hat{\mathbf{C}}_{M+N} \right)^H \right) + E\left( \mathbf{w} \mathbf{w}^H \right) \quad (6.31)$$

考虑到式(6.3)： $\mathbf{u} = \left( \frac{\mathbf{F}_M^H \mathbf{S}}{\sqrt{1 - \beta^2 \cdot \mathbf{F}_N^H \mathbf{P}}} \right)$ ，以及频域符号向量  $\mathbf{S}$  的构成(图 6.1、式(6.1))：

$\mathbf{R}_{\text{EF}}$  (式(6.31)) 第一项计算如下：

$$\begin{aligned}
 \mathbf{R}_{\text{EF}}^{(1)} &= \mathbf{E} \left( \left( \mathbf{C}_{M+N} - \hat{\mathbf{C}}_{M+N} \right) \mathbf{E}(\mathbf{u}\mathbf{u}^H) \left( \mathbf{C}_{M+N} - \hat{\mathbf{C}}_{M+N} \right)^H \right) \\
 &\approx \mathbf{E} \left( \left( \mathbf{C}_{M+N} - \hat{\mathbf{C}}_{M+N} \right) \left( \mathbf{I}_{M+N} + (\beta^2 \alpha^2 - 1) \cdot \begin{pmatrix} \mathbf{I}_M & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0}_{N \times N} \end{pmatrix} \right. \right. \\
 &\quad \left. \left. + (\alpha^2 (1 - \beta^2) - 1) \cdot \begin{pmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{I}_N \end{pmatrix} \right) \left( \mathbf{C}_{M+N} - \hat{\mathbf{C}}_{M+N} \right)^H \right) \\
 &= N \cdot \sigma_e^2 \cdot \mathbf{I}_{M+N} \\
 &\quad + (\beta^2 \alpha^2 - 1) \cdot \sigma_e^2 \cdot \text{diag} \left( \right. \\
 &\quad \left. \underbrace{1, 2, \dots, \frac{N}{G}, \dots, \frac{N}{G}}_{G}, \underbrace{\frac{N}{G}, \dots, \frac{N}{G}}_{M-N}, \underbrace{\frac{N}{G} - 1, \dots, \frac{N}{G} - 1}_{G}, \underbrace{\frac{N}{G} - 2, \dots, \frac{N}{G} - 2}_{G}, \dots, \underbrace{0, \dots, 0}_{G} \right)_{M+N} \\
 &\quad + (\alpha^2 (1 - \beta^2) - 1) \cdot \sigma_e^2 \cdot \text{diag} (N - 1, N - 2, \dots, 1, 0, \dots, 0, 1, 2, \dots, N) \Big|_{M+N}
 \end{aligned} \tag{6.32}$$

上式是在假设信道冲激响应  $\mathbf{h}$  中各元素相互独立情况下得到的， $\sigma_e^2$  为式(6.22)

得到的信道估值 MSE 表达式。 $\mathbf{R}_{\text{EF}}$  (式(6.31))第二项  $\mathbf{R}_{\text{EF}}^{(2)} = \mathbf{E}(\mathbf{w}\mathbf{w}^H) = \sigma_w^2 \cdot \mathbf{I}_{M+N}$ 。

综合两项得：

$$\mathbf{R}_{\text{EF}} = \mathbf{R}_{\text{EF}}^{(1)} + \mathbf{R}_{\text{EF}}^{(2)} = \mathbf{R}_{\text{EF}}^{(1)} + \sigma_w^2 \cdot \mathbf{I}_{M+N} \tag{6.33}$$

考虑到发送信号  $\mathbf{u}$  中仅含  $M - N$  个平均能量为 1 的频域数据符号，根据  $\text{SNR}_{\text{EF}}$  的定义，有：

$$\text{SNR}_{\text{EF}} = (M - N) / \text{trace}(\mathbf{R}_{\text{EF}}) \tag{6.34}$$

注意到在 6.4 节中的均衡解调算法认为信道估值足够精确， $\mathbf{h}$  和  $\hat{\mathbf{h}}$  未加区分，接受信号中的噪声认为只来源于信道噪声，实际上 6.4 节的算法中应将考虑了信道估值误差的等效噪声  $\mathbf{w}_{\text{EF}}$  作为噪声项，“准” MMSE 均衡算法中所需的噪声统计特性应取本节计算的  $\mathbf{R}_{\text{EF}}$ 。

根据  $\text{SNR}_{\text{EF}}$  的表达式(6.34)、 $\mathbf{R}_{\text{EF}}$  的表达式(6.33)、信道估值 MSE 表达式(6.22)

和 SNR 约束式(6.29)，可得  $\text{SNR}_{\text{EF}}$  和 SNR 有如下关系：

$$\text{SNR}_{\text{EF}} = \frac{G-1}{G-1+\alpha^2} \cdot \frac{\alpha^2 (\gamma + \sqrt{G})^2}{\alpha^2 (\gamma + \sqrt{G})^2 + (1+\gamma^2)(G-1+\alpha^2)} \cdot \text{SNR} \quad (6.35)$$

其中  $\gamma = \frac{\sqrt{1-\beta^2}}{\beta}$ 。由式(6.35)我们看到，在总信噪比 SNR 一定的情况下，有效信噪比  $\text{SNR}_{\text{EF}}$  只与保护间隔比例  $G$ 、保护间隔内的导频功率与 OFDM 符号内的导频功率之比  $\gamma^2$  和单个频域导频符号能量大小  $\alpha^2$  有关。由于我们令单个频域数据符号平均能量归一， $\alpha^2$  实际上完全决定了第一层次功率分配。 $\gamma^2$  决定了 PP-OFDM 特有的第二层次功率分配。

式(6.35)在  $\frac{\partial \text{SNR}_{\text{EF}}}{\partial \alpha \partial \gamma} = 0$  时取得最大值，这实际上是寻找二维优化曲面的顶点

问题。式(6.35)的解析解较难求，图 6.4 给出一个式(6.35)表示的曲面数值计算实例，将 SNR 和  $G$  当作参数： $\text{SNR}=9\text{dB}$ ， $G=4$ 。其中底面两坐标轴分别为以 dB 为单位的  $\gamma^2$ 、 $\alpha^2$ ，纵轴为有效信噪比  $\text{SNR}_{\text{EF}}$ 。由图 6.4 我们看到，同时调整  $\gamma^2$ 、 $\alpha^2$  可使  $\text{SNR}_{\text{EF}}$  最大。

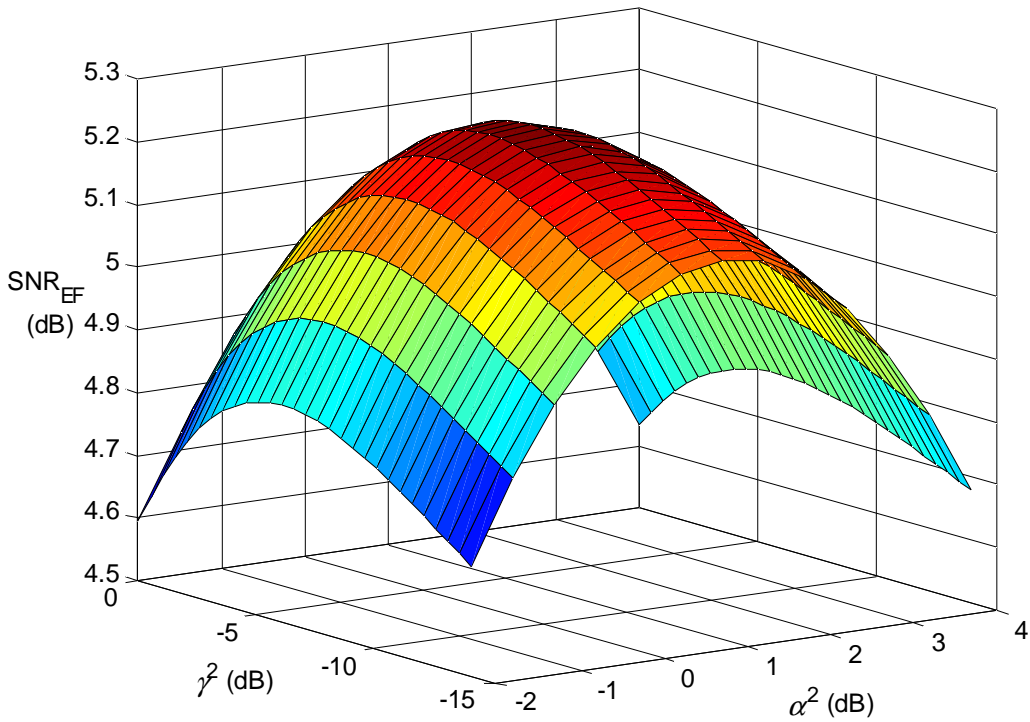


图 6.4 有效信噪比最大化二维优化曲面

### 6.5.3 导频功率分配的两个一维次最优解

如果按照图 6.4 的方式搜索二维最优解，则数值计算的量较大。下面给出两种首先按照一定准则确定其中一维，后只对另一维进行优化搜索的方法。

次优一维搜索方法一：固定导频功率内部分配，优化导频总功率和数据总功率比。

1. 按照 6.5.1 节中仅从信道估值角度出发得到的导频功率内部分配解确定  $\gamma^2$ 。

6.5.1 节中所得的分配解为： $\beta = \sqrt{G/(1+G)}$ ，因此  $\gamma = \frac{\sqrt{1-\beta^2}}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{G}}$ 。

2. 在  $\gamma^2$  和参数 SNR、 $G$  已确定的情况下，按照  $\text{SNR}_{\text{EF}}$  的表达式(6.35)搜索使  $\text{SNR}_{\text{EF}}$  最大的  $\alpha^2$

次优一维搜索方法二：固定 OFDM 符号平均功率为 1，调整 PP 信号大小。

1. 约束 OFDM 符号对应的频域符号块中的单个导频符号能量和单个数据符号

平均能量相同,均为 1,即  $\beta^2 \alpha^2 = E(|D_m|^2) = 1$ 。结合  $\gamma = \frac{\sqrt{1-\beta^2}}{\beta}$ , 可从  $\text{SNR}_{\text{EF}}$

的表达式(6.35)消去  $\alpha^2$ 。

2. 根据已消去  $\alpha^2$  的  $\text{SNR}_{\text{EF}}$  表达式, 搜索使  $\text{SNR}_{\text{EF}}$  最大的  $\gamma^2$ 。

表 6.1 列出了采用二维最优搜索和两种一维次优搜索方法的结果。

表 6.1 各种搜索方法结果对比

		二维最优搜索	次最优一维搜索 1	次最优一维搜索 2
G=2	$\alpha^2$ (dB)	-3.01	-3.01	0.49532
	$\gamma^2$ (dB)	-3.01	-3.0103	-9.179
G=4	$\alpha^2$ (dB)	0.88	0.88	0.93982
	$\gamma^2$ (dB)	-6.021	-6.0206	-6.169
G=8	$\alpha^2$ (dB)	3.451	3.451	1.7119
	$\gamma^2$ (dB)	-9.031	-9.0309	-3.159
G=16	$\alpha^2$ (dB)	5.485	5.485	2.9369
	$\gamma^2$ (dB)	-12.041	-12.041	-0.148

由上表我们看到, 随着保护间隔比例的减少, 所需的最优导频总功率逐渐变大。由 6.5.1 的分析我们知道, 保护间隔比例越小则合并带来的信噪比增益越小, 也就越接近不使用 PP 的情况, 因此需要较大的导频功率。从表中我们也看到次优搜索方法 1 和二维最优搜索是等价的。注意到搜索方法 1 是先使  $\gamma^2$  满足合并增益最大的解析解 (保证对导频功率利用效率最大), 而后搜索  $\alpha^2$  使  $\text{SNR}_{\text{EF}}$  最大, 而二维最优搜索是同时搜索  $\gamma^2$ 、 $\alpha^2$  使  $\text{SNR}_{\text{EF}}$  最大。两种搜索方法得到的  $\gamma^2$ 、 $\alpha^2$  相同, 这说明保证对导频功率的最大利用效率是保证数据有效信噪比最大的必要条件。此后描述的 PP-OFDM 系统若无特殊说明均采用次优搜索方法 1 得到系统功率配置参数。次优搜索方法 2 与前两种搜索方法所得结果距离较远, 这说明对于 PP-OFDM 来说, 首先固定 OFDM 符号, 只靠调整 PP 信号大小的方法在一般

情况下不可取。

## 6.6 PP-OFDM 的同步

对 OFDM 系统来说同步首要是找到 OFDM 符号的起始位置，而后接下来的 FFT 以及其他操作才有意义。由于我们设计的 PP 是接收机已知的信号，因此可用接收机本地产生的 PP 信号和输入信号作相关来定位 OFDM 符号的起始位置。设接收信号时间序列为  $b_i$ ，接收机本地产生的 PP 信号序列为  $p_j$ ，序列  $p_j$  与接收信号做相关的输出的绝对值为：

$$c_i = \left| \left( \sum_{j=0}^{N-1} b_{i+j} \cdot p_j^* \right) / N \right| \quad (6.36)$$

图 6.5 上半图给出了一个相关输出的例子(横轴为采样点,纵轴为相关输出):  $M=2048, G=4, N=512$ , 频域导频序列为 512 长的 M 序列。由图 6.5, 在  $2048+512$  长的接收信号  $\mathbf{b}^k$  范围内出现了 5 个相关峰, 不但本地 PP 与输入 PP 产生相关峰, 本地 PP 与输入 OFDM 符号也产生相关峰, 因此相关峰存在位置歧义性。歧义性产生的原因为: PP 由导频序列 IFFT 得到, 而 OFDM 符号中的导频时域信号是由频域导频序列以 4 为间隔插入频域后做 IFFT 得到(  $\mathbf{S}^k$  中的导频符号), 由 FFT 的性质, OFDM 符号中的导频信号将是 PP 信号的周期延拓, 因此本地 PP 也会与 OFDM 符号中的导频时域信号产生相关峰。

由于 OFDM 符号中既含导频又含数据, 而 PP 信号中只有导频, 由前面关于导频功率分配的讨论可知, 最佳分配要求 PP 信号的功率和 OFDM 符号中的导频功率相同, 因此可检测输入信号平均功率的大小变化来消除相关峰位置歧义性。输入信号平均功率可计算如下:

$$d_i = \left( \sum_{j=0}^{N-1} b_{i+j} \cdot b_{i+j}^* \right) / N \quad (6.37)$$

接收机发现相关峰的时, 若  $d_i$  的值此时也小于某预设门限, 才判定该相关峰有效, 图 6.5 下半图画出了输入信号平均功率随时间的变化(横轴为采样点, 纵轴为平均功率), 选取平均功率门限 1.65 (假设信道平均功率增益已由接收机 AGC 归一化), 即图 6.5 下半图水平虚线位置, 则可在上半图中确定唯一的一个相关峰。

图 6.6 给出了 SUI6 多径信道 (表 6.2) 下的同步输出, 系统采样间隔 7.5MHz, 接收机存在 1/2 采样周期偏差和 50Hz 频偏, 可见该同步方法仍然有效。本小节内容的目的是同步的功能性验证, 其他小节都不考虑同步问题, 均假设已理想同步。

表 6.2 SUI6 信道模型

	路径	1	2	3
SUI-6	时延 ( us )	0	14	20
	功率增益 ( dB )	0	-10	-14

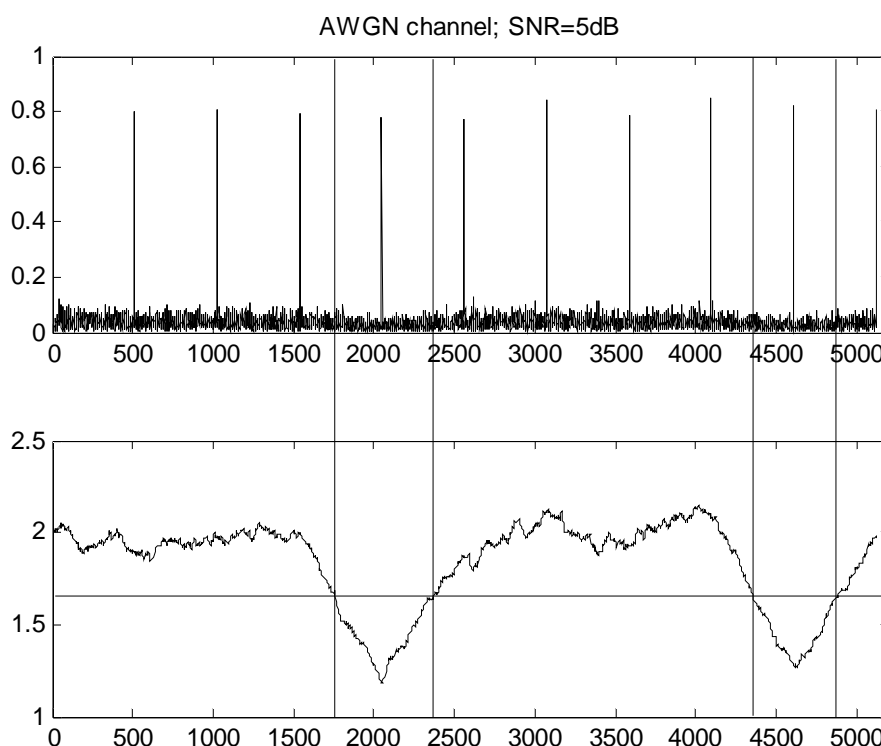


图 6.5 AWGN 信道, SNR=5dB 同步功能验证

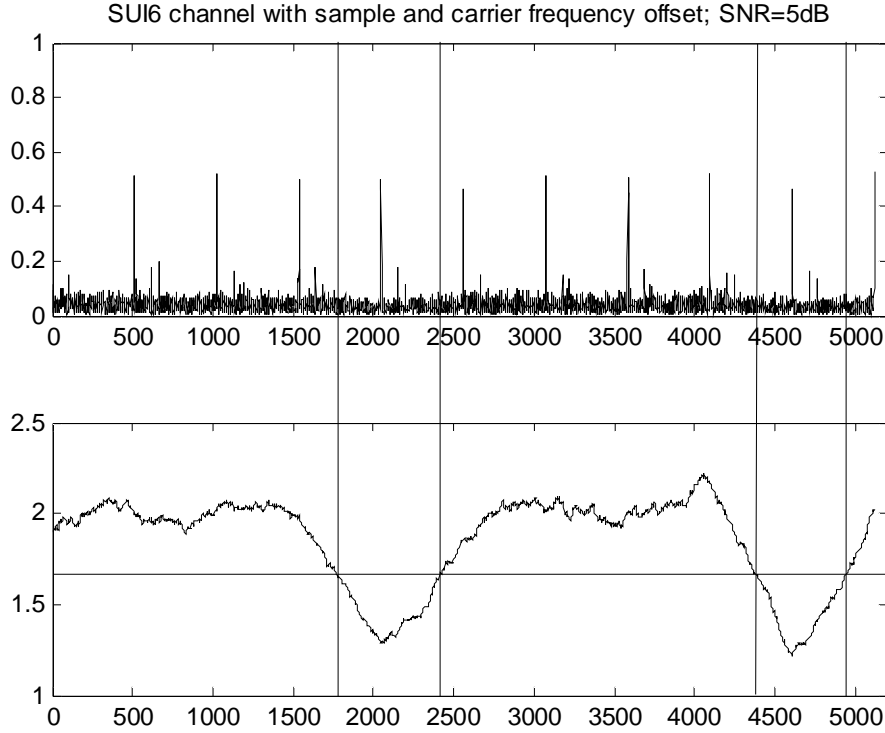


图 6.6 SUI6 多径信道，SNR=5dB，存在定时和载波频偏时同步功能验证

## 6.7 误码性能仿真结果

为了研究 PP-OFDM 系统，我们构建了和 DVB-T<sup>[8]</sup>标准中 2K 模式相似的三种 OFDM 系统：PP/ZP/CP-OFDM，三系统的子载波总数，导频子载波数，导频子载波间隔，保护间隔，编码交织调制方式均保持一致，以便对比。我们选取了 COST207 典型城市信道 (TU) (表 6.3)，广播电视单频网信道 (SFN) (表 6.4) 两种具有代表性的多径信道<sup>[70]、[93]</sup>来进行仿真测试。其它仿真条件如下：共 2048 子载波；512 导频子载波；1/4 保护间隔；基带采样率 7.5MHz；频域数据符号采用格雷映射 QPSK 调制；信道编码采用 DVB-T 中的 1/2 码率，约束长度 7，[171 133]卷积码；交织采用 DVB-T 中的内交织方案（需对这里的子载波数目安排作相应调整）；接收机先作信道估计，而后根据信道估值做频域准“MMSE”均衡和数据符号检测、解调解交织解码。由于导频图样为 comb-type<sup>[37]</sup>，接收操作可根据单个 OFDM 符号进行；PP-OFDM 采用前面讨论的最优功率分配；CP/ZP-OFDM 的第一层次功率分配（导频总功率数据总功率最佳比例）通过仿真搜索最优（每信噪比点分别搜索），以便各系统公平横向对比；ZP-OFDM 为

PP-OFDM 中  $\beta = 1$  时的特例，接收方法完全同 PP-OFDM；CP-OFDM 采用最传统的 MMSE 频域均衡解调算法<sup>[9]</sup>。

表 6.3 COST207 典型城市信道 (TU)

路径	1	2	3	4	5	6
时延 (us)	0	0.2	0.5	1.6	2.3	5
功率增益 (dB)	-3	0	-5	-6	-8	-10

表 6.4 单频网 (SFN) 信道特性

路径	1	2	3
时延 (us)	0	19	52
功率增益 (dB)	0	-5	-1

图 6.7、图 6.8 给出了 TU、SFN 信道下的 BER 仿真结果。我们看到 PP-OFDM 相比 CP-OFDM 的性能增益在 1~1.5dB 左右，相比 ZP-OFDM 的性能增益在 0.5dB 左右。这是因为：虽然 ZP-OFDM 的信道估计性能和 CP-OFDM 相同，但由于 ZP-OFDM 观测信号矢量维度多于 CP-OFDM (ZP-OFDM 的频域均衡为  $M+N$  点，CP-OFDM 为  $M$  点)，均衡系数向量具有更多可选择的维度，因而均衡效果更好，BER 更低。PP-OFDM 均衡点数和 ZP-OFDM 相同，但 PP-OFDM 信道估计性能优于 ZP-OFDM，因此 PP-OFDM 的 BER 比 ZP-OFDM 更低。

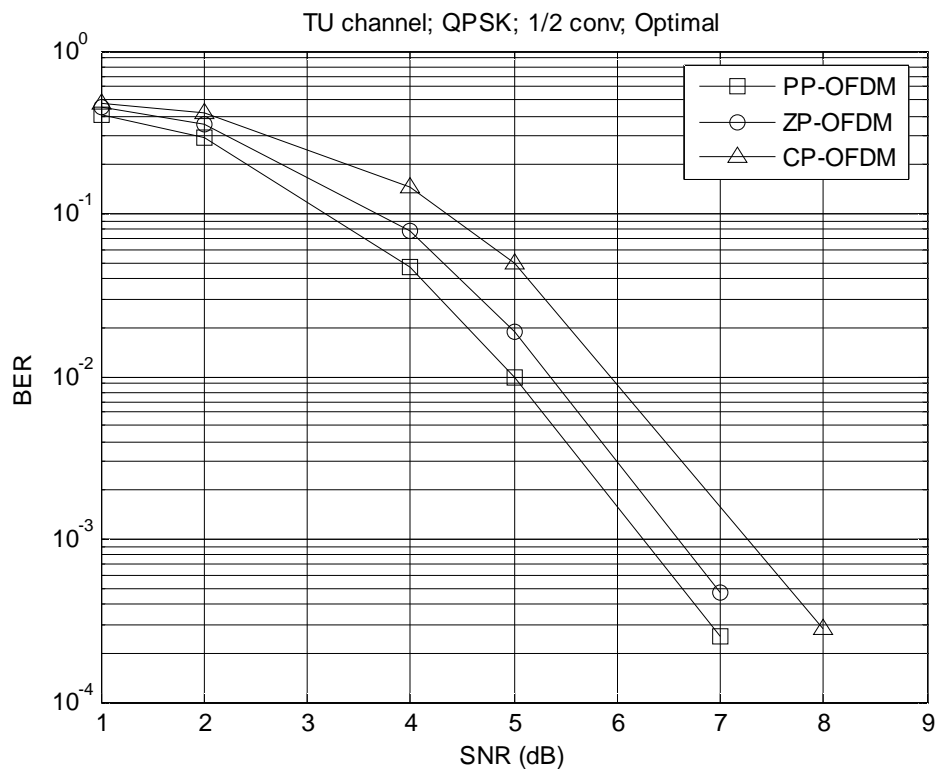


图 6.7 TU 信道误码性能对比

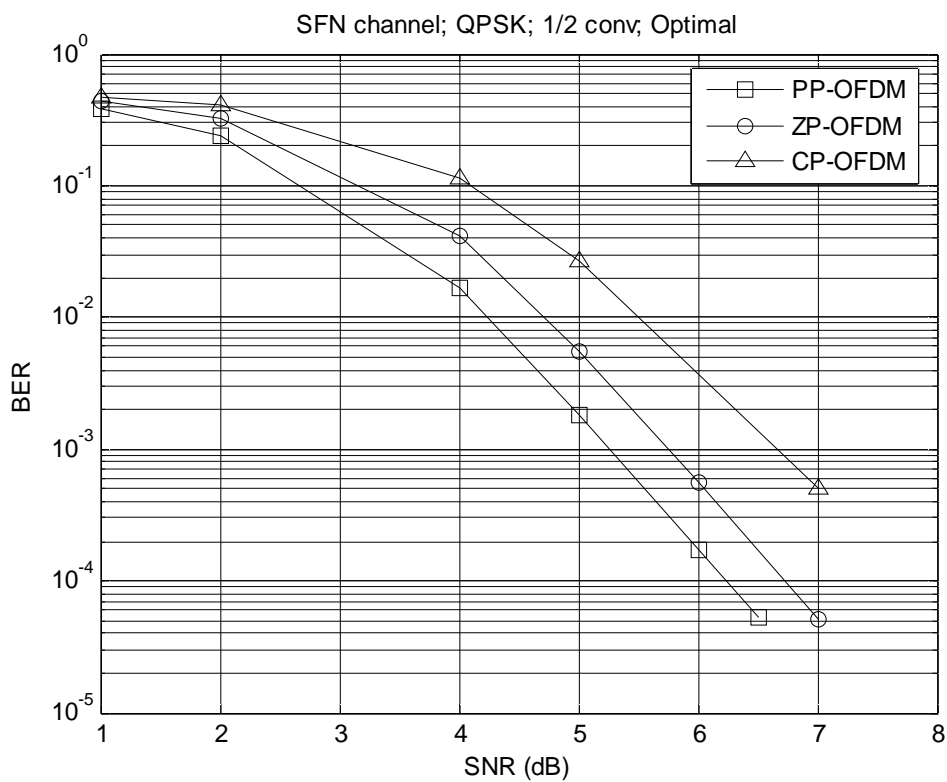


图 6.8 SFN 信道误码性能对比

## 6.8 PP-OFDM 小结

本章所研究的 PP-OFDM 系统属导频和数据频分的 PABT 系统，与传统的 CP-OFDM 均属于梳状导频 OFDM 系统。针对 CP-OFDM 中循环前缀能量被浪费的缺点，PP-OFDM 系统通过将 CP 替换为 PP 信号达到了无能量浪费的目的，因此 BER 性能比 CP-OFDM 更好，同时 PP-OFDM 保持了和 CP-OFDM 同样的数据传输效率，而且同样无需干扰消除。

本章较详细的从理论上研究了 PP-OFDM 系统中的导频功率分配问题，提出了导频功率分配的两个层次：导频总功率和数据总功率的分配；导频总功率在 OFDM 符号和保护间隔之间的分配。从信道估计角度出发，本章给出了导频功率内部分配(第二层次)的解析解，此解可保证系统对导频功率的利用效率最大。从接收数据有效信噪比出发，本章给出了导频功率分配的二维优化方程解析形式。接着用数值方法研究了导频功率分配二维最优解。研究表明二维最优解的其中一维“导频功率内部分配”的解与仅从信道估计出发得到的导频功率内部分配解相同。这意味着，对于 PP-OFDM 系统，保证对导频功率的最大利用效率是保证数据有效信噪比最大的必要条件。

本章还研究了 PP-OFDM 的初始同步问题，提出了一种消除 PP-OFDM 特有的同步相关峰歧义的方法，并用仿真验证了该方法的有效性。

## 第7章 工作总结与展望

### 7.1 本文工作总结

本文总结概括了 PABT 的信号结构, 对其中的关键技术做了研究, 同时也研究了 PABT 信号结构的两类系统: 导频数据时分的 PABT 系统、导频数据频分的 PABT 系统。本文主要工作如下:

- (1) 总结概括了 PABT 的信号结构。信号结构首先从导频和数据对信道的复用方式入手将 PABT 分为导频和数据时分、导频和数据频分两大类。导频和数据信号本身可分为单载波与 OFDM 形式, 导频和数据所带有的保护间隔可分为 CP、ZP 以及无保护间隔形式。这三方面的组合可得到多种 PABT 信号格式, 这些格式不但涵盖了现有宽带系统, 包含目前所没有开展研究的新信号格式: 导频数据时分且无保护间隔的“OFDM 导频+SC 数据”、“OFDM 导频+OFDM 数据”和导频数据频分的“PP-OFDM”系统。根据信号结构归纳了 PABT 的关键技术: 基于导频的信道估计、数据均衡、导频数据时分且无保护间隔系统中的干扰消除技术以及提高梳状导频 OFDM 系统保护间隔利用效率的技术。
- (2) 根据 PABT 信号结构中的导频形式, 研究了各种信道估计方法。包括基于“PN 序列+各种保护间隔”的信道估计方法和“OFDM 信号+各种保护间隔”的信道估计方法。信道估计可分为“剪切相加”预处理(若有必要)、信道估计、后处理三步。对于各种导频信号研究了相应的时域相关信道估计算法和频域信道估计算法。提出了一种新的基于伪噪声(PN -- Pseudo-Noise)序列循环相关的信道估计算法, PN 序列采用 m 序列。这种新的信道估计算法性能与以上研究中最好的频域信道估计算法极为接近, 但复杂度大大降低, 只需加法运算而无需频域算法中的 FFT。提出了一种新的可有效利用多径信道“稀疏”特性的信道估计后处理算法, 该后处理算法的思想为只保留信道估值中集中了绝大多数能量的若干强径响应, 其余径视为噪声并置零。经过对大量多径信道的统计分析, 我们确定了合适的强径保留数目, 达到尽可能多的保留信道信息的又大量的去除噪声的目的。新算法比起现有的按照最大径

5%的门限“一刀切”去除噪声的算法可更多的保留冲激响应细节，很好的兼顾高低信噪比下的性能，而不像现有算法有严重的平台效应。

- (3) 对于 PABT 信号结构中的各种形式的数据信号，我们给出了从频域均衡表达式变换到时域均衡表达式的数学推导，证明了时域均衡与频域均衡的等效性。研究分析了补零后缀的块传输的两种频域最小均方误差（MMSE – Minimum Mean Square Error）均衡算法：直接频域处理和剪切相加频域处理算法。并研究了两种频域算法的简化近似 MMSE 均衡算法。算法之所以得到简化是由于对频域数据信号和噪声信号的自相关矩阵做了对角阵近似。简化算法无需矩阵求逆运算，复杂度大大低于严格 MMSE 均衡算法，在有编码和交织的系统中性能损失很小，在采用约束长度 7，[171 133]，1/2 速率卷积码和随机交织的情况下比起严格 MMSE 算法的性能损失只有 0.1dB 左右。
- (4) 对于导频和数据时分的 PABT 系统，研究了无保护间隔时的迭代干扰消除技术，提出了一种固定导频符号的简化迭代干扰消除算法，当导频固定时，可将数据和其后的导频看作一个块，数据前面的导频则成为等效循环前缀，因此均衡时无需消除导频对数据的干扰，可直接作频域均衡。作为迭代干扰消除算法的应用，研究了两种新型无保护间隔系统：“OFDM 导频+OFDM 数据块”、“OFDM 导频+单载波数据块”。这两种新型系统均可在初始接收后 20~50 个块内收敛于稳定状态，并可适应 130km/h 的移动接收（800MHz 频段，多普勒频率 100Hz）。在信道冲激响应较短时（例如 DVB-T 便携接收信道<sup>[81]</sup>），两种新系统的误码性能均可逼近无需干扰消除的有保护间隔的参照系统，且数据传输率更高。本文研究是数据解码前硬判决反馈的干扰消除技术，复杂度低，利于工程实用。
- (5) 对于导频和数据频分的 PABT 系统，本文在传统的 CP-OFDM 研究基础上提出了一种拥有更高导频功率效率的导频后缀 OFDM 系统—PP-OFDM（PP – Pilot Postfixing）。PP-OFDM 系统的保护间隔中不再发送 CP-OFDM 中造成能量浪费的循环前缀，而是对 OFDM 原有的频域导频进行 IFFT 变换得到的 PP 信号，这相当于从导频总功率中分配部分功率到保护间隔中，PP 信号可在接收机处与 OFDM 系统中原有的导频信号相干合并，从而提高了导频功

率效率。由于 PP-OFDM 的特殊设计，它并不需要干扰消除操作。现有的补零后缀 OFDM ( ZP-OFDM -- Zero Padding OFDM ) 是 PP-OFDM 导频功率分配的一种特例。对 PP-OFDM 的导频功率分配进行了详细理论研究，研究证明当 PP 信号功率和 OFDM 符号中导频功率相同时，相干合并可得到最大的导频信噪比。由于 PP-OFDM 导频功率效率更高，信道估计性能更好，在 1/4 保护间隔条件下系统性能比传统 CP-OFDM 提高约 1dB。

## 7.2 展望

本文从现有的各种宽带系统出发，总结提出了 PABT 信号结构，在这种更一般的意义下从关键技术和系统的角度进行了研究，但本文的研究工作仍可在某些方面做得更加深入或进行拓展。在此对于 PABT 的研究提出以下展望：

- (1) 从本文的信道估计研究中可以发现，利用信道“稀疏”特性可进一步提高信道估计精度。本文是预先对各种信道模型的稀疏性进行统计分析，而后直接在信道估计后处理算法中利用。如何对信道稀疏性进行更加合理的刻画，以及如何在实际系统中实时测量并加以利用是值得进一步研究的问题。
- (2) 本文中假设 PABT 系统的设计应保证块的大小对于信道时变足够短，这时块内部以及相邻块间的信道时变很小。由于系统设计确定后一般会使用较长时间，而实际情况复杂多样，有可能遇到信道时变严重以至于单块内部都存在明显时变的情况，对这种情况进行进一步研究将是十分有意义的。
- (3) 本文中的迭代干扰消除算法采用的是数据解码前硬判决反馈算法，而且没有将数据判决值当作导频符号来参与迭代信道估计，因此系统性能仍有潜力可挖。研究如何在迭代干扰消除算法中利用解码更新的数据软判决值，以及如何利用数据判决值有效的参与迭代信道估计将有可能使系统性能得到进一步提高。
- (4) 采用多收发天线的 MIMO (多输入多输出) 技术可以充分利用通信信道的空间维，使得信道容量成倍增长，大大提高通信系统的传输速率。如何将本文的 PABT 技术应用到 MIMO 环境中，将是一项很有意义的拓展研究。

## 参考文献

- [1] J. G. Proakis, "Digital Communications," 3rd ed, McGraw-Hill Inc, 1995.
- [2] T. S. Rappaport, "Wireless Communications, Principles and Practice," Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall, 1996.
- [3] Z. Wang and G.B. Giannakis, "Wireless Multicarrier Communications: Where Fourier Meets Shannon," IEEE Signal Processing Magazine, 17(3), 2000, 29-48.
- [4] IEEE, "Part11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications: High Speed Physical Layer in the GHz Band," Std 802.11a/D7.0-1999.
- [5] IEEE, "Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications Amendment 4: Further Higher Data Rate Extension in the 2.4 GHz Band," IEEE Std 802.11g-2003.
- [6] ETSI, "Broadband Radio Access Networks (BRAN); HIPERLAN type 2 technical specification; Physical (PHY) layer," V 1.3.1, <ETSI TS 101475>, December 2001.
- [7] IEEE, "Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems," IEEE Std 802.16a-2004.
- [8] ETSI, "Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television," European Telecommunication Standard EN300744, Jun. 2004.
- [9] H. Sari, G. Karam, and I. Jeanclaude, "Transmission Techniques for Digital Terrestrial TV Broadcasting," IEEE Commun. Mag., Vol. 33, No. 2, Feb. 1995, pp. 100-109.
- [10] "Digital video broadcasting (DVB); transmission system for handheld terminals (DVB-H)," ETSI EN 302 304 V1.1.1, European Telecommunications Standards Institute, Nov. 2004.
- [11] U. Ladebusch, C.A. Liss, "Terrestrial DVB (DVB-T): a broadcast technology for stationary portable and mobile use," Proceedings of the IEEE, Volume 94, Issue 1, Jan. 2006, Page(s):183-193.
- [12] U.H. Reimers, "DVB-the family of international standards for digital video broadcasting," Proceedings of the IEEE, Volume 94, Issue 1, Jan. 2006, Page(s):173-182.
- [13] ARIB, "Transmission system for digital terrestrial television broadcasting," ARIB Standard STD-B31, Ver.1.5, Jul. 2003.
- [14] ARIB, "Operational guidelines for digital terrestrial television broadcasting," ARIB Tech. Rep. TR-B14 Ver.2.4, May 2005.
- [15] M. Uehara, M. Takada, and T. Kuroda, "Transmission scheme for the terrestrial ISDB system," IEEE Trans. Consum. Electron., vol. 45, no. 1, Jan. 1999, pp.101-106.
- [16] European Telecommunication Standard, "Digital Audio Broadcasting (DAB) to Mobile, Portable, and Fixed Receiver," ETS 300 401, February 1995.
- [17] Y. Raivio, "4G-hype or reality [mobile communications]," Second International Conference on 3G Mobile Communication Technologies, 26-28 March 2001, Page(s):346-350.
- [18] F. Adachi, "Evolution towards broadband wireless systems," The 5th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications, Volume 1, 27-30 Oct. 2002,

- Page(s):19-26.
- [19] Jun-Zhao Sun, J. Sauvola, D. Howie, "Features in future: 4G visions from a technical perspective," IEEE Global Telecommunications Conference, GLOBECOM'01, Volume 6, 25-29 Nov. 2001, Page(s):3533-3537.
- [20] K.R. Santhi, V.K. Srivastava, G. SenthilKumaran, A. Butare, "Goals of true broad band's wireless next wave (4G-5G)," IEEE 58th Vehicular Technology Conference, VTC 2003-Fall, Volume 4, 6-9 Oct. 2003, Page(s):2317-2321.
- [21] H. Honkasalo, K. Pehkonen, M.T. Niemi, A.T. Leino, "WCDMA and WLAN for 3G and beyond," IEEE Wireless Communications [see also IEEE Personal Communications], Volume 9, Issue 2, April 2002, Page(s):14-18.
- [22] IEEE, "Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Wireless Personal Area Networks (WPANs)," IEEE Standard 802.15.1, 2002.
- [23] IEEE, "Coexistence of Wireless Personal Area Networks with Other Wireless Devices Operating in Unlicensed Frequency Bands," IEEE Standard 802.15.2, 2003.
- [24] IEEE, "Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for High Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs)," IEEE Standard 802.15.3, 2003.
- [25] IEEE, "Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs)," IEEE Standard 802.15.4, 2003.
- [26] J.K.Cavers, M.Liao, "A comparison of pilot tone and pilot symbol techniques for digital mobile communication," GLOBECOM, IEEE, vol.2, 6-9 Dec. 1992, Page(s):915-921.
- [27] J.K.Cavers, "An analysis of pilot symbol assisted modulation for Rayleigh fading channels [mobile radio]," IEEE Transactions on Vehicular Technology, Volume 40, Issue 4, Nov. 1991, Page(s):686-693.
- [28] M.C. Valenti, B.D. Woerner, "Iterative channel estimation and decoding of pilot symbol assisted turbo codes over flat-fading channels," IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Volume 19, Issue 9, Sept. 2001, Page(s):1697-1705.
- [29] J.M.Torrance, L. Hanzo, "Comparative study of pilot symbol assisted modem schemes," IEEE Transactions on Vehicular Technology, Volume 40, Issue 4, Nov. 1991, Page(s):686-693.
- [30] Yingjiu Xu, Hsuan-Jung Su, E. Geraniotis, "Pilot symbol assisted QAM with iterative filtering and turbo decoding over Rayleigh flat-fading channels," IEEE MILCOM 1999, Volume 1, 31 Oct-3 Nov. 1999, Page(s):86-91.
- [31] J. Sandberg, "Extraction of multipath parameters from swept measurements on a line-of-sight path," IEEE Transactions on Antennas and Propagation [legacy, pre - 1988], Volume 28, Issue 6, Nov. 1980, Page(s):743-750.
- [32] J.D. Parsons, D.A. Demery, A.M.D Turkmani, "Sounding techniques for wideband mobile radio channels: a review," IEEE Proceedings Communications, Speech and Vision, Vol 138, Issue 5, Oct. 1991, Page(s):437-446.
- [33] J.-P. de Weck, J. Ruprecht, "Real-time ML estimation of very frequency selective multipath channels," IEEE Global Telecommunications Conference, GLOBECOM '90., 2-5 Dec. 1990,

- Page(s): 2045-2050.
- [34] P.J. Cullen, P.C. Fannin, A. Molina, "Wide-band measurement and analysis techniques for the mobile radio channel," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Vol 42, Issue 4, Nov. 1993, Page(s):589-603.
- [35] H. Witschnig, T. Mayer, M. Petit, H. Hutzelmann, A. Springer, R. Weigel, "The advantages of a unique word for synchronisation and channel estimation in a SC/FDE system," *5th European Personal Mobile Communications Conference*, 22-25 April 2003, Page(s):436-440.
- [36] 李军, 廖桂生, 郭庆华, "利用补零信息的单载波块传输盲信道估计方法," *电子与信息学报*, 2005 年第 9 期.
- [37] Meng-Han Hsieh, Che-Ho Wei, "Channel estimation for OFDM systems based on comb-type pilot arrangement in frequency selective fading channels," *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, Vol 44, Feb. 1998, pp. 217-225.
- [38] S. Coleri, M. Ergen, A. Puri and A. Bahai, "Channel Estimation Techniques Based on Pilot arrangement in OFDM Systems," *IEEE Trans. Broadcasting*, Vol.48, No. 3, September 2002.
- [39] Jae Kyoung Moon and Song, "performance of channel estimation methods for ofdm systems in a multipath fading channels," *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, Volume 46, Issue 1, Feb. 2000, Page(s):161-170.
- [40] S. Colieri, M. Ergen, A. Puri, Bahai A, "A study of channel estimation in OFDM systems," *IEEE 56th Vehicular Technology Conference, VTC 2002-Fall*, Volume 2, 24-28 Sept. 2002, Page(s):894-898.
- [41] R. Nilsson, O. Edfors, M. Sandell, P.O. Borjesson, "An analysis of two-dimensional pilot-symbol assisted modulation for OFDM," *IEEE International Conference on Personal Wireless Communications*, 17-19 Dec. 1997, Page(s):71-74.
- [42] Baoguo Yang, Zhigang Cao, Letaief, K.B., "Analysis of low-complexity windowed DFT-based MMSE channel estimator for OFDM systems," *IEEE Transactions on Communications*, Volume 49, Issue 11, Nov. 2001, Page(s):1977-1987.
- [43] O. Edfors, M. Sandell, van de Beek, J.-J., S.K. Wilson, P.O. Borjesson, "OFDM channel estimation by singular value decomposition," *IEEE Transactions on Communications*, Volume 46, Issue 7, July 1998, Page(s):931-939.
- [44] van de Beek, J.-J., O. Edfors, M. Sandell, S.K. Wilson, P.O. Borjesson, "On channel estimation in OFDM systems," *IEEE 45th Vehicular Technology Conference*, Volume 2, 25-28 July 1995, Page(s):815-819.
- [45] Che-Shen Yeh, Yinyi Lin, "Channel estimation using pilot tones in OFDM systems," *IEEE Transactions on Broadcasting*, Volume 45, Issue 4, Dec. 1999, Page(s):400-409.
- [46] Jae Kyoung Moon, Song In Choi, "Performance of channel estimation methods for OFDM systems in a multipath fading channels," *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, Volume 46, Issue 1, Feb. 2000, Page(s):161-170.
- [47] P. Hoehner, S. Kaiser, P. Robertson, "Two-dimensional pilot-symbol-aided channel estimation by Wiener filtering," *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, ICASSP-97*, Volume 3, 21-24 April 1997, Page(s):1845-1848.
- [48] A.A. Hutter, R. Hasholzner, J.S. Hammerschmidt, "Channel estimation for mobile OFDM

- systems,” IEEE Vehicular Technology Conference, VTC 1999-Fall. VTS 50th, Volume 1, 19-22 Sept. 1999, Page(s):305-309.
- [49] Shiou-Hong Chen, Way-Hong He, Hou-Shin Chen, Yumin Lee, “Mode detection, synchronization, and channel estimation for DVB-T OFDM receiver,” IEEE Global Telecommunications Conference, GLOBECOM '03, Volume 5, 2003, Page(s):2416-2420.
- [50] M. Sandell and O. Edfors, “A comparative study of pilot-based channel estimators for wireless OFDM,” Lulea Univ. of Technol., Lulea, Sweden, Res. Rep. TULEA 1996.
- [51] Yuping Zhao, Aiping Huang, “A novel channel estimation method for OFDM mobile communication systems based on pilot signals and transform-domain processing,” IEEE 47th Vehicular Technology Conference, Volume 3, 4-7 May 1997, Page(s):2089-2093.
- [52] F. Sanzi, J. Sven, et al. “A comparative study of iterative channel estimators for mobile OFDM systems,” IEEE Trans. Wireless Communications, 2(5), 2003, 849-859.
- [53] P. Schniter, “Low-complexity estimation of doubly-selective channels,” 4th IEEE Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications, SPAWC 2003, 15-18 June 2003, Page(s):200-204.
- [54] T. Cui, C. Tellambura, Y. Wu, “Low-complexity pilot-aided channel estimation for OFDM systems over doubly-selective channels,” IEEE International Conference on Communications, ICC 2005, Vol. 3, 16-20 May 2005, Page(s):1980-1984.
- [55] Yang-Seok Choi, P.J. Voltz, F.A. Cassara, “On channel estimation and detection for multicarrier signals in fast and selective Rayleigh fading channels.” IEEE Transactions on Communications, Volume 49, Issue 8, Aug. 2001, Page(s):1375-1387.
- [56] 焦现军, 张磊, 项海格, “采用频域导频的块传输,” 已投电子与信息学报, 2006年 4月 .
- [57] 焦现军, 张磊, 项海格, “一种基于 PN 循环相关信道估计的 OFDM 系统,” 已投中国科学, 2006-3.
- [58] 焦现军, 张磊, 项海格, “采用 PN 导频的单载波频域均衡系统,” 北大学报, 录用, 2006-3.
- [59] Xianbin Wang, Yiyan Wu, J.-Y. Chouinard, Sili Lu, B. Caron, “A channel characterization technique using frequency domain pilot time domain correlation method for DVB-T systems,” IEEE Transactions on Consumer Electronics, Volume 49, Issue 4, Nov. 2003 Page(s):949-957.
- [60] Bertrand Muquet, Marc de Courville, and Pierre Duhamel, “Subspace-Based Blind and Semi-Blind Channel Estimation for OFDM Systems,” IEEE transactions on signal processing, Vol. 50, No. 7, July 2002.
- [61] I. Ghaleb, O.A. Alim, K. Gomaa, “A new finite alphabet based blind channel estimation algorithm for OFDM systems,” Radio Science Conference, NRSC 2004. Proceedings of the Twenty-First National, 16-18 March 2004, Page(s):C10-1-7.
- [62] B. Muquet, M. de Courville, “Blind and semi-blind channel identification methods using second order statistics for OFDM systems,” ICASSP'99, IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Volume 5, 15-19 March 1999, Page(s):2745-2748.
- [63] Che-Shen Yeh, Yinyi Lin, Yiyan Wu, “OFDM system channel estimation using time-domain training sequence for mobile reception of digital terrestrial broadcasting,” IEEE Transactions

- on Broadcasting, Volume 46, Issue 3, Sept. 2000, Page(s):215-220.
- [64] J.T.E. McDonnell, T.A. Wilkinson, "Comparison of computational complexity of adaptive equalization and OFDM for indoor wireless networks," Seventh IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, PIMRC'96., Volume 3, 15-18 Oct. 1996, Page(s):1088-1091.
- [65] D. Falconer, S.L. Ariyavisitakul, A. Benyamin-Seeyar, B. Eidson, "Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems," IEEE Communications Magazine, Volume 40, Issue 4, April 2002, Page(s):58-66.
- [66] D.D. Falconer, S.L. Ariyavisitakul, "Broadband wireless using single carrier and frequency domain equalization," The 5th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications, Volume 1, 27-30 Oct. 2002, Page(s):27-36.
- [67] H. Sari, G. Karam, I. Jeanclaud, "Frequency-domain equalization of mobile radio and terrestrial broadcast channels," IEEE Global Telecommunications Conference, GLOBECOM '94. 'Communications: The Global Bridge', 28 Nov.-2 Dec. 1994, Page(s):1-5.
- [68] V. Aue, G.P. Fettweis, R. Valenzuela, "A comparison of the performance of linearly equalized single carrier and coded OFDM over frequency selective fading channels using the random coding technique," IEEE International Conference on Communications, ICC 98. Volume 2, 7-11 June 1998, Page(s):753-757.
- [69] Jun Wang, Zhi-Xing Yang, et al, "Iterative Padding Subtraction of the PN Sequence for the TDS-OFDM over Broadcast Channels," IEEE Trans. Consumer Electronics, vol. 51, no. 4, Nov. 2005, pp. 1148-1152.
- [70] Bowei Song, Lin Gui, Yunfeng Guan, et al, "On Channel Estimation and Equalization in TDS-OFDM based Terrestrial HDTV Broadcasting System," IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vol. 51, No. 3, August 2005.
- [71] Zi-Wei Zheng, ZhiXing Yang, ChangYong Pan, et al, "Synchronization and Channel Estimation for TDS-OFDM Systems," IEEE 58th Vehicular Technology Conference. VTC 2003-Fall, Vol. 2, Oct. 2003, pp. 1229-1233.
- [72] Zhixing Yang, Jun Wang, Meng Han, et al, "Channel estimation of DMB-T," IEEE 2002 International Conference on Communications, Circuits and Systems and West Sino Expositions, Vol. 2, Jun. 2002, pp. 1069-1072.
- [73] "Terrestrial Digital Multimedia/Television Broadcasting System," P.R. China Patent 00 123 597.4, filed 25 Aug. 2000, issued 21 Mar. 2001.
- [74] Jian Fu, Chang-Yong Pan, Zhi-Xing Yang, and Lin Yang, "Low-Complexity Equalization for TDS-FDM Systems Over Doubly Selective Channels," IEEE transactions on broadcasting, vol. 51, No. 3, September 2005.
- [75] Zi-Wei Zheng, Zhi-Xing Yang, Chang-Yong Pan, and Yi-Sheng Zhu, Senior Member, IEEE, "Effects of Nonlinear Distortion and Imperfect Parameters Estimation on the Performance of OFDM-Based DTTB Systems," IEEE transactions on broadcasting, Vol. 51, No. 2, June 2005.
- [76] Zi-Wei Zheng, Zhi-Xing Yang, Chang-Yong Pan, Yi-Sheng Zhu, "Robust phase noise suppression scheme for TDS-OFDM-based digital television terrestrial broadcasting

- systems,” *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, Volume 50, Issue 2, May 2004, Page(s):436-442.
- [77] Zhiyu Yang, Lang Tong, Lin Yang, “Outage probability comparison of CP-OFDM and TDS-OFDM for broadcast channels,” *IEEE GLOBECOM '02*, vol 1, 17-21 Nov. 2002, pp.594-598.
- [78] Zi-Wei Zheng, Zhi-Xing Yang, Chang-Yong Pan, Yi-Sheng Zhu, “Cutoff rate and outage probability performance comparisons between DVB-T and DMB-T systems under mobile multipath channels,” *IEEE Transactions on Broadcasting*, Volume 49, Issue 4, Dec. 2003, Page(s):390-397.
- [79] Defeng Huang, Lin Yang, Hanqing Xing, Zucheng Zhou, “Multiplexing guard intervals and time domain pilots in OFDM systems,” *International Conference on Consumer Electronics*, 2001. ICCE, 19-21 June 2001, Page(s):68-69.
- [80] Zi-Wei Zheng, Zhi-Xing Yang, Chang-Yong Pan, Yi-Sheng Zhu, “Novel synchronization for TDS-OFDM-based digital television terrestrial broadcast systems,” *IEEE Transactions on Broadcasting*, Volume 50, Issue 2, June 2004, Page(s):148-153.
- [81] 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*, Volume 49, Issue 3, Sept. 2003, Page(s):304-308.
- [82] Z. Yang, Y. Hu, C. Pan, and L. Yang, “Design of a 3780-point IFFT processor for TDS-OFDM,” *IEEE Trans. Broadcast.*, vol. 48, no. 1, Mar. 2002, pp.57-61.
- [83] Mathworks software product: “Matlab R2006a (Version 7.2.0.232) – the language of technical computing,” help of function ‘rayleighchan’ in communications toolbox, 2006.
- [84] Jeruchim, C. Michel, Philip Balaban, and K. Sam Shanmugan, “Simulation of Communication Systems,” Second Edition, New York, Kluwer Academic/Plenum, 2000
- [85] H. Harada, R. Prasad, “An OFDM-based wireless ATM transmission system assisted by a cyclically extended PN sequence for future broad-band mobile multimedia communications,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Volume 50, Issue 6, Nov. 2001, Page(s): 1366-1374.
- [86] Michael Tüchler, Ralf Koetter, and Andrew C. Singer, “Turbo Equalization: Principles and New Results,” *IEEE transactions on communications*, Vol. 50, No. 5, MAY 2002.
- [87] M. Tüchler, A.C. Singer, R. Koetter, “Minimum mean squared error equalization using a priori information,” *IEEE Transactions on Signal Processing*, Volume 50, Issue 3, March 2002, Page(s):673-683.
- [88] R. Koetter, A.C. Singer, M. Tüchler, “Turbo equalization,” *IEEE Signal Processing Magazine*, Volume 21, Issue 1, Jan. 2004, Page(s):67-80.
- [89] B. Muquet, W. Zhengdao, et al, “Cyclic prefixing or zero padding for wireless multicarrier transmissions,” *IEEE Trans. Commun*, 50(12), 2002, 2136-2148.
- [90] Pfletschinger. S, Sanzi. F, “Iterative demapping for OFDM with zero-padding or cyclic prefix,” 2004 *IEEE International Conference on Communications*, Vol. 2, Jun. 2004, pp. 842-846.
- [91] B. Muquet, M. de Courville, P. Duhamel, G.B. Giannakis, P. Magniez, “Turbo demodulation

- of zero-padded OFDM transmissions,” *IEEE Transactions on Communications*, Volume 50, Issue 11, Nov. 2002, Page(s):1725-1728.
- [92] XianJun Jiao, Wei Jiang, Haige Xiang, “Interference Canceling Time-domain Equalization for CP-OFDM,” *ICWMMN*, Hangzhou China, 6-8 November 2006. (Accepted)
- [93] COST207 (under the direction of M. Faily), “Digital land mobile radio communications (final report),” Commission of the European Communities, Directorate General Telecommunications, Information Industries and Innovation, 1989, pp. 135-147.
- [94] V. Erceg, K.V. S. Hari, “Channel Models for Fixed Wireless Applications,” *IEEE 802.16.3c-01/29r4*, 2001.
- [95] ETSI Normalization Committee, “Channel models for HIPERLAN/2 in different indoor scenarios,” Norme ETSI, Sophia-Antipolis France, 1998.
- [96] Suckchel Yang, Yoan Shin, “A robust joint estimator for OFDM timing and frequency offsets based on PN codes,” *IEEE Consumer Communications and Networking Conference, CCNC. 2005 Second*, 3-6 Jan. 2005, Page(s):577-579.
- [97] F. Tufvesson, O. Edfors, M. Faulkner, “Time and frequency synchronization for OFDM using PN-sequence preambles,” *IEEE VTS 50th Vehicular Technology Conference, VTC 1999-Fall*, Volume 4, 19-22 Sept. 1999, Page(s):2203-2207.
- [98] Van de Beek, J. J, M. Sandell, and P. O. Borjesson, “ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems,” *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 45, no. 7, pp.1800-1805, July 1997.
- [99] 焦现军, 陈江, 蒋伟, 项海格, “增强导频的新型 OFDM 同步信号,” *中国电子学会信息论分会 2005 年第十三届学术年会论文集, 国防科技大学 长沙 中国*, 2005-6. pp.227-231.
- [100] 焦现军, 项海格, 尚勇, 陈江, 蒋伟, “使用了前后缀信号的正交频分复用通信方法,” 专利, 申请日 2005-1, 申请号 200510011280.7.
- [101] 焦现军, 陈江, 蒋伟, 项海格, “一种新的 OFDM 后缀信号—PP,” *电子学报*, 2006, Vol. 34, No. 7, pp.611-616.
- [102] 焦现军, 陈江, 蒋伟, 项海格, “一种新的 OFDM 保护间隔信号设计,” *中国科学*, 改后复审, 2006-2.
- [103] 焦现军, 项海格, “采用 BICM-ID 的 PP-OFDM 性能及其优化,” *电子与信息学报*, 录用, 2006-2.
- [104] P. Duhamel and M. Vetterli, “Fast Fourier transforms: a tutorial review and a state of the art,” *Signal Processing*, no. 19, 1990, pp.259-299.
- [105] A. Scaglione, G. B. Giannakis, and S. Barbarossa, “Redundant filterbank precoders and equalizers-Part I: Unification and optimal designs,” *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 47, July 1999, pp.1988-2022.
- [106] A. Scaglione, G. B. Giannakis, and S. Barbarossa, “Redundant filterbank precoders and equalizers-Part II: Blind channel estimation, synchronization and direct equalization,” *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 47, July 1999, pp. 1988-2022.
- [107] N. Balamurali, D. Jalihal, “An efficient algorithm for joint carrier frequency offset and channel estimation in IEEE 802.16 OFDM systems,” *2004 1st International Symposium on Wireless Communication Systems*, 20-22 Sept. 2004, Page(s):428-432.

- [108]Der-Zheng Liu, Che-Ho Wei, Chung-Ju Chang, "An extension of guard-interval based symbol and frequency synchronization technique for wireless OFDM transmission," IEEE Vehicular Technology Conference, VTC 2001 Fall. VTS 54th, Volume 4, 7-11 Oct. 2001, Page(s):2324-2328.
- [109]Chunlin Yan, Jiayi Fang, Youxi Tang, Shaoqian Li, Yingtao Li, "OFDM synchronization using PN sequence and performance," 14th IEEE Proceedings on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, PIMRC 2003, Volume 1, 7-10 Sept. 2003, Page(s):936-939 .
- [110]F. Tufvesson, M. Faulkner, P. Hoeher, O. Edfors, "OFDM time and frequency synchronization by spread spectrum pilot technique," Communication Theory Mini-Conference, 6-10 June 1999, Page(s):115-119.
- [111]Lang Tong, B.M. Sadler, Min Dong, "Pilot-assisted wireless transmissions: general model, design criteria, and signal processing," IEEE Signal Processing Magazine, Volume 21, Issue 6, Nov. 2004, Page(s):12-25.
- [112]Jiming Chen, Youxi Tang, Shaoqian Li, "Pilot power allocation for OFDM systems," The 57th IEEE Semiannual Vehicular Technology Conference, VTC 2003-Spring, Volume 2, 22-25 April 2003, Page(s):1283-1287.
- [113]Jiming Chen, Youxi Tang, Shaoqian Li, "Analysis and optimization of pilot-symbol-assisted-modulation M-QAM for OFDM systems," IEEE 58th Vehicular Technology Conference, VTC 2003-Fall, Volume 4, 6-9 Oct. 2003, Page(s):2452-2456.
- [114]郑君里, "信号与系统," 高等教育出版社
- [115]陆大瑜, "随机过程及其应用," 清华大学出版社
- [116]曹志刚, "通信原理," 清华大学出版社
- [117]O. Simeone, Y. Bar-Ness, U. Spagnolini, "Pilot-based channel estimation for OFDM systems by tracking the delay-subspace," IEEE Transactions on Wireless Communications, Vol 3, Issue 1, Jan. 2004, Page(s):315-325.

## 攻读博士学位期间论文发表情况

1. 焦现军, 项海格, 尚勇, 陈江, 蒋伟, “使用了前后缀信号的正交频分复用通信方法,” 专利, 申请日 2005-1, 申请号 200510011280.7.
2. 焦现军, 陈江, 蒋伟, 项海格, “增强导频的新型 OFDM 同步信号,” 中国电子学会信息论分会 2005 年第十三届学术年会论文集, 国防科技大学 长沙 中国, 2005-6. pp.227-231.
3. 焦现军, 陈江, 蒋伟, 项海格, “一种新的 OFDM 后缀信号—PP,” 电子学报, 2006 , Vol. 34, No. 7, pp: 611-616.
4. 焦现军, 张磊, 项海格, “采用 PN 导频的单载波频域均衡系统,” 北大学报, 录用, 将发表于 2007.1.
5. XianJun Jiao, Wei Jiang, Haige Xiang, “Interference Canceling Time-domain Equalization for CP-OFDM,” ICWMMN, Hangzhou China, 6-8 November 2006, Accepted.
6. 焦现军, 项海格, “采用 BICM-ID 的 PP-OFDM 性能及其优化,” 电子与信息学报, 录用, 2006-2.
7. 焦现军, 陈江, 蒋伟, 项海格, “一种新的 OFDM 保护间隔信号设计,” 中国科学, 改后复审, 2006-2.
8. 焦现军, 张磊, 项海格, “一种基于 PN 循环相关信道估计的 OFDM 系统,” 已投中国科学, 2006-3.
9. 焦现军, 张磊, 项海格, “采用频域导频的块传输,” 电子与信息学报, 录用, 2006-4

## 攻读博士学位期间参与的科研工作

1. 2002~2003. 实验室项目，无线通信网中的轮询接入系统程序升级与硬件改造工作。
2. 2003~2004. 实验室项目，无线通信网中的嵌入式数据通信平台的调研、选型，以及前期的嵌入式 Linux 操作系统移植工作。
3. 2004~2005. 参加中国工程院领导的数字电视地面传输标准工作组，对国内各家数字电视方案进行仿真测试工作。

## 致 谢

终于写到了博士论文的最后一页。回顾走过的 27 年生命历程，其中的求学历程竟然占去整整 21 年，而在这 21 年中又有近 1/4 的时间是在项海格老师的指导下攻读博士学位。“一个人的博士导师对他的影响可能是终生的”，类似这样的话在读博士之前听过不少次，不过当时实在无法理解，现在总算有了切身体会。无疑，此时能够为 21 年的学校求学历程画上一个圆满的句号，首先要感谢的就是我的导师项海格教授。在攻读学位的 5 年时间里，每次与项老师讨论问题总能获益匪浅，他或者深入细节帮我找出解决难题的关键所在，或者站在高处帮我对纷乱的头绪进行整理，抽象。他渊博的知识、深刻地洞察力，以及力求严谨和完美的学术态度给我留下深刻印象。5 年的时间，完成的博士论文是有形的，而从项老师那里获得的无形财富将使我受益终生。

还要诚挚的感谢梁庆林老师。梁老师是我来北大之前，面试时起见到的第一位实验室老师，进入实验室后的学位培养中的种种手续、程序都在梁老师的细心安排下井井有条地完成。扩频通信课程上，梁老师在工程上的造诣给我留下深刻印象。至今还清晰的记得梁老师曾在某次讨论班上说：“曾见到过一篇博士论文，就研究一个锁相环，相噪等指标作的就是高，分析得很深入，虽就干这么一件事情，但也能将论文做的很不错”。看似简单地一件事情，也可以做到极致，这是梁老师给我的最大影响。

刚入实验室不久，在罗武、吴建军、董明科老师那里，使我有机会接触并参与到实验室的项目中，从工程实践中获得了很好的锻炼和对实际系统的概貌认识，这里对以上三位老师表示十分感谢。

陈江、蒋伟、尚勇、程宇新、依那几位老师，即是老师又是师兄。和他们既有过学术问题的有益讨论，也曾在游戏当中一起尽情发挥。特此对“良师益友”们表示感谢。

史海洋同学，我最真正意义上的同学，一起进北大，进实验室，一起做项目，一起讨论问题，一起 fb，k 歌，游戏，给我的北大生活带来许多快乐，一定要感谢。当然还有以前同博士生班和硕士生班的同学们：李振东、吴晓富、刘璐、薛金银、张家兴、李明、张宇、张军海、宋校花、李楠，满文钢、杨升号、孙伟、贾涛、蔡涵、孙岩、林楠楠等，在北大的多彩生活是和你们分不开的。

还要感谢任树波、王武军、刘英男、沈峻、乔华、林广荣等博士生讨论班上的同学们，感谢你们曾对我的研究工作提出的许多有益的问题并一起讨论。

还要特别感谢师妹张磊，和师弟刘安。张磊对我的发表文章给予了极大帮助，为我节约了宝贵的时间。刘安接手了我在实验室的项目并继续完成的很好，使我觉得自己当初的努力没有白费。

赵玉萍、焦秉立、汤俊雄、周乐柱几位老师，他们在我的博士论文写作期间提出了许多中肯和有益的建议，这里要表示真诚的谢意。

感谢我的父母。27 年间让你们饱尝了抚养我成长的个中辛苦、牵挂。在我还未走出校门之时，你们却已经从工作岗位退休。如今我即将走出校门，终于将要得以回报养育之恩。

焦现军

2006 年 5 月 12 日

## 北京大学学位论文原创性声明和使用授权说明

### 原创性声明

本人郑重声明：所呈交的学位论文，是本人在导师的指导下，独立进行研究工作所取得的成果。除文中已经注明引用的内容外，本论文不含任何其他个人或集体已经发表或撰写过的作品或成果。对本文的研究做出重要贡献的个人和集体，均已在文中以明确方式标明。本声明的法律结果由本人承担。

论文作者签名：                    日期：    年    月    日

### 学位论文使用授权说明

本人完全了解北京大学关于收集、保存、使用学位论文的规定，即：  
按照学校要求提交学位论文的印刷本和电子版本；  
学校有权保留学位论文的印刷本和电子版，并提供目录检索与阅览服务；  
学校可以采用影印、缩印、数字化或其它复制手段保存论文；  
在不以赢利为目的的前提下，学校可以公布论文的部分或全部内容。

（保密论文在解密后遵守此规定）

论文作者签名：                    导师签名：

日期：    年    月    日