

江苏省高校自然科学基金(No.07KJB510068)资助项目

Shuisheng Tongxin  
Xindao Mangjunheng  
Lilun yu Suanfa

# 水声通信信道 盲均衡理论与算法


张艳萍 著

 气象出版社  
China Meteorological Press

江苏省高校自然科学基金  
(No. 07KJB510068)资助项目

# 水声通信信道 盲均衡理论与算法

张艳萍 著

 气象出版社  
China Meteorological Press

## 内容简介

本书在分析水声通信信道特性的基础上,系统地论述了盲自适应均衡的基础理论和方法,着重论述盲自适应技术在水声信道均衡中的研究及应用。内容包括基于分数间隔均衡器的常数模算法、正交幅度调制系统的盲均衡算法、符号常数模盲均衡算法、基于判决反馈均衡器的盲均衡算法、载波相位恢复盲均衡算法、基于神经网络的盲均衡、基于支持向量机的盲均衡、基于小波变换的盲均衡及 MIMO 系统的盲均衡技术等,对每种算法都进行了详细的理论阐述和性能仿真分析。

信道盲均衡是当前水声通信中的研究热点之一,本书旨在为水声信号盲自适应处理提供全面而系统的指导,可供从事水声通信工程及自适应信号处理的研究人员和研究生阅读和参考。

## 图书在版编目(CIP)数据

水声通信信道盲均衡理论与算法/张艳萍著. —北京:气象出版社,2009.6  
ISBN 978-7-5029-4769-9

I. 水… II. 张… III. 水声通信-通信信道-自适应调制 IV. TN929.3

中国版本图书馆 CIP 数据核字(2009)第 092123 号

Shuisheng Tongxin Xindao Mangjunheng Lilun yu Suanfa

水声通信信道盲均衡理论与算法

张艳萍 著

出版发行:气象出版社

地 址:北京市海淀区中关村南大街 46 号

总 编 室:010-68407112

网 址:<http://www.cmp.cma.gov.cn>

责任编辑:李天宇

封面设计:博雅思企划

印 刷:北京昌平环球印刷厂

开 本:720 mm×960 mm 1/16

字 数:210 千字

版 次:2009 年 6 月第 1 版

印 数:1~1500

邮政编码:100081

发 行 部:010-68409198

E-mail: [qxcbs@263.net](mailto:qxcbs@263.net)

终 审:黄润恒

责任编辑:吴庭芳

印 张:10

印 次:2009 年 6 月第 1 次印刷

定 价:25.00 元

本书如存在文字不清、漏印以及缺页、倒页、脱页等,请与本社发行部联系调换

# 目 录

第一章 绪论 .....	(1)
1.1 研究背景与意义 .....	(1)
1.2 研究现状 .....	(9)
1.3 问题的提出 .....	(15)
第二章 盲均衡理论基础及算法回顾 .....	(17)
2.1 均衡器的分类和结构 .....	(17)
2.2 自适应均衡技术 .....	(19)
2.3 盲均衡技术 .....	(20)
2.4 盲均衡算法回顾 .....	(24)
2.5 小结 .....	(33)
第三章 分数间隔常数模算法研究 .....	(34)
3.1 分数间隔均衡器 .....	(34)
3.2 波特间隔常数模算法 .....	(39)
3.3 分数间隔常数模算法 .....	(43)
3.4 基于归一化误差函数的可变步长分数间隔算法 .....	(45)
3.5 仿真实验 .....	(46)
3.6 小结 .....	(51)
第四章 正交幅度调制系统盲均衡算法研究 .....	(52)
4.1 正交幅度调制接收机系统模型 .....	(53)
4.2 复基带信道 Bussgang 算法 .....	(54)
4.3 基于圆环判决域切换的双模式算法 .....	(55)
4.4 基于同相正交分量的盲均衡算法 IQA .....	(56)
4.5 IQA 算法性能改进 .....	(58)
4.6 基于方形环判决域切换的混合算法 .....	(61)
4.7 一种适用于高阶 QAM 信号的盲均衡算法 .....	(65)
4.8 常十字模算法 .....	(67)
4.9 小结 .....	(69)
第五章 符号常数模盲均衡算法研究 .....	(71)
5.1 最小均方符号算法 .....	(71)
5.2 符号常数模盲均衡算法 .....	(74)

5.3	Weerackody's 算法 .....	(77)
5.4	改进的符号递归常数模算法 .....	(79)
5.5	SR-CMA 收敛速度的提高 .....	(83)
5.6	一种基于圆环判决域切换的混合算法 .....	(84)
5.7	时变步长符号递归常数模算法 .....	(87)
5.8	小结 .....	(89)
<b>第六章</b>	<b>基于判决反馈均衡器的盲均衡算法 .....</b>	<b>(91)</b>
6.1	判决反馈均衡自适应技术 .....	(91)
6.2	判决反馈均衡器结构 .....	(92)
6.3	常数模判决反馈盲均衡算法 .....	(94)
6.4	前向分数间隔判决反馈均衡器 .....	(95)
6.5	基于不同误差函数的判决反馈算法 .....	(96)
6.6	稀疏水声信道判决反馈算法 .....	(98)
6.7	小结 .....	(103)
<b>第七章</b>	<b>载波相位恢复盲均衡算法研究 .....</b>	<b>(104)</b>
7.1	均衡加锁相环结构 .....	(105)
7.2	CMA+DD 载波恢复算法 .....	(107)
7.3	修正的 CMA 算法 .....	(107)
7.4	修正的符号常数模算法 .....	(109)
7.5	改进的载波恢复盲均衡算法 .....	(112)
7.6	基于归一化误差函数的快速载波恢复盲均衡算法 .....	(114)
7.7	基于联合极性迭代的载波相位恢复盲均衡算法 .....	(118)
7.8	小结 .....	(122)
<b>第八章</b>	<b>通信信道盲均衡的其他方法 .....</b>	<b>(123)</b>
8.1	基于神经网络的盲均衡算法 .....	(123)
8.2	超指数算法 .....	(131)
8.3	基于支持向量机的盲均衡算法 .....	(133)
8.4	MIMO 系统的盲均衡算法 .....	(134)
8.5	基于正交小波变换的盲均衡算法 .....	(136)
8.6	小结 .....	(139)
<b>全书总结 .....</b>		<b>(140)</b>
<b>参考文献 .....</b>		<b>(144)</b>
<b>符号与缩写词含义 .....</b>		<b>(154)</b>

# 第一章 绪 论

## 1.1 研究背景与意义

### 1.1.1 水声通信

当前的通信领域中,在水下利用声波进行数字通信是一个热门的研究话题。早在第二次世界大战之后,水声通信就已经出现。人类在开发、利用海洋的过程中,以及各种海上军事行动中,对水下声通信的需求日益增强,对水下声通信的研究也日益广泛和深入。特别是过去的二十多年里,在军用和民用需求的推动下,无线水声通信系统的研究与开发工作取得了长足进展<sup>[1]</sup>,例如遥测数据,海上石油平台遥控指令,环境污染监测,母船向潜器发送指令,潜器向母船传送海底资源、地貌和目标的图像或采集的数据,潜艇与潜艇之间、潜艇与水面舰艇之间的通信联系等,都要涉及水下通信问题。随着海洋开发事业的发展 and 军事作战的实际需要,利用海洋信道进行信息传输的需求大大增加,水下通信将越来越受到人们的重视。由于电磁波和光波在浑浊含盐的海水中传播时吸收和衰减都很严重,相对成熟的无线电技术无法完成水下通信任务<sup>[2]</sup>,海洋中的监测、通信、定位和导航主要利用声波,声波仍然是海洋中无线通信的唯一有效手段,以声波为载体的水声通信一直是水下通信的主流<sup>[3,4]</sup>。

图 1.1 给出了一个完整的水声通信系统的框图。水声通信系统是通过水下声信道,以尽可能高的速率和高可靠性在一定距离内完成信息的传递。对通信速率的要

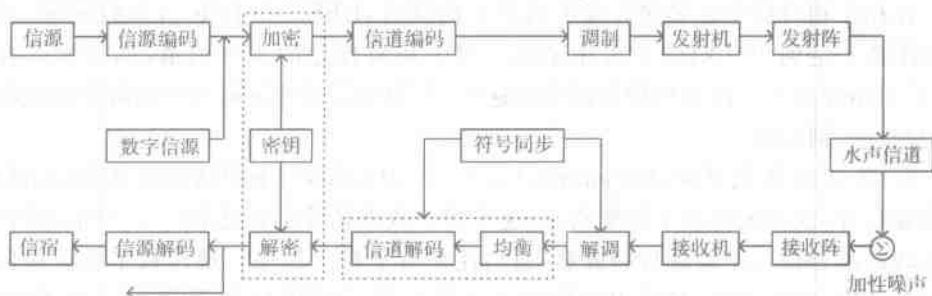


图 1.1 水声通信系统框图

求随传输内容和要求而不同,如若传递的是控制指令,通信速率仅需几比特/秒;若传递的是视频、声呐图像等,则至少需要每秒几个比特的速率。由于水中声速比空气中电磁波的速度低得多,因而水声通信的速率与无线电通信系统相比也要低得多。根据水声通信的距离分为近程通信和远程通信两种,近程通信的范围在几米到几百米,而远程通信的范围则可达到上千千米。

尽管水声通信可以借鉴某些相对成熟的无线电通信技术,但由于水声信道与空气中的无线电信道具有许多明显的差异,从信道中的各种限制因素,到时变空变性,水声信道都比无线信道复杂得多,导致无线电通信的某些方法无法应用于水声通信,这是至今水声通信远远落后于陆地、乃至空间通信最主要的原因之一。迄今为止,只有极少数的国家(如美国)在水声通信领域取得突破性进展,达到有实用意义的程度。世界上第一个水声通信系统是美国海军水声实验室于1945年研制的水下电话,主要用于潜艇之间的通信。该系统使用单边带调制技术,载波频段为8~11 kHz,工作距离可达几千米<sup>[2]</sup>。

通信系统的质量在很大程度上依赖于所采用的调制方式。早期的水声通信主要使用模拟单边带或幅度调制技术,也使用过模拟频率调制技术<sup>[11]</sup>,如WHOI在20世纪50年代末研制的调频水声通信系统,实现了水底到水面船只的通信,但是模拟调制技术限制了系统性能的提高。进入70年代后,开始更多地使用数字调制技术,其主流是幅移键控(Amplitude Shift Keying, ASK)、频移键控(Frequency Shift Keying, FSK)、相移键控(Phase Shift Keying, PSK)以及由此派生出的各种变形方式。过去的几十年里,水声遥感勘测一直依赖于FSK调制和非相干解调进行数据传输,这种信号形式在信道时间散射(多途)以及衰落情况下总能表现出稳健的性能,而且具有抗信道多途干扰的能力,M制频移编码通信可以获得较高的通信速率,但是它需要较宽的频带,单位带宽内的通信速率也较低,不能充分利用有限的频带。随着功能强大的数字信号处理(Digital Signal Processing, DSP)的发展,使用相位相干调制技术(如DPSK、PSK和QAM)的自适应均衡器成为可能,大大提高了带宽的利用率。在相位相对稳定且多途效应不太严重的场合,DPSK和PSK效果较明显,可在极短距离上达到100 kHz的可用带宽。对于相对理想的水声信道,如深海垂直信道,采用相移方式可以获得较高的通信速率,特别是采用差分调相可以解决载波恢复中的相位模糊现象。

20世纪90年代早期,Stojanovic、Catipovic、Proakis等通过连接最优多信道均衡器和锁相环,成功地论证了长距离、高速率相干数据传输的可能性<sup>[94]</sup>。目前,带宽利用率较高的相位相干系统日趋成熟,通信速率有了较大提高。现代数字水声通信中一般不使用ASK,而是多采用相位相干以及非相干调制方式(FSK)<sup>[5]</sup>,如MFSK、PSK和QAM等。

目前,水声通信正在逐渐发展成为应用工程中一个颇具潜力的新兴领域。在有限的通信带宽下,实现远距离、高速度、高可靠性、任意方向和多传输形式的水声通信是人们追求的目标。随着高效通信系统的逐步开发,其应用范围继续扩大,目前已从简单的垂直信道转入复杂的水平信道,从简单的点到点之间的连接发展到水声网络体系(如水声局域网方案<sup>[6,7,12]</sup>),因此对系统传输速率和性能的要求也越来越高<sup>[100,132]</sup>。水下通信的发展伴随着对更高数据传输率的需求,以完成长距离内大数据量的传送。典型的数据率从发送控制和指令信号的每秒几 kb,到每秒几百 kb 的视频图像传输<sup>[9]</sup>。水声通信的质量一般用误码率(Bit Error Rate, BER)和数据率两个指标衡量,高的数据率能够保证通信的实时性,而低的误码率能够确保通信数据的正确性。高数据率和低误码率本身是一对矛盾,因此一般情况下要求保证水声通信的质量,就是指在保持高数据率的前提下,尽量降低传输的误码率。随着现代化水声设备的发展,对传输速率要求越来越高,如何在水声信道中进行高数据率的可靠传输无疑是水声通信系统最富有挑战性的任务。

水声通信技术的研究内容主要体现在以下几个方面<sup>[64]</sup>:① 水声信道编码:由于水声信道带宽较窄,所采用的信道编码应该能够充分利用带宽,须在保证通信可靠性的前提下,使单位带宽内包容尽可能大的信源比特数。恰当的信道编码不仅可以增加信道容量,而且可抗多途效应,而信道编码方案的优劣在很大程度上取决于通信的实际应用场合。当前水声通信中多采用相移键控、多相移键控、差分相移键控等大容量信道编码方案。② 水声信道的仿真:在设计水声通信系统时,采用仿真技术可以节省费用,缩短研究周期,因此信道仿真技术的研究近年来受到了广泛重视。由于水声信道的复杂性,目前对水声信道的建模研究仍然处于尝试阶段,较典型的是采用射线模型。③ 自适应均衡技术:自适应均衡技术是解决信道多途干扰的有效方法,已广泛用于卫星和无线电通信系统中。但由于水声信道的时延扩展非常长,水声信道又是一个时变系统,与无线电通信信道相比要复杂得多,所以严重影响了自适应均衡技术在水声通信中的应用。

21 世纪将是人们利用和开发海洋资源的重要时期,水声通信作为水下唯一的通信手段,可以承担无线电通信无法完成的水下信息传递工作,提高人们对海洋信息的获取能力,而且未来也将在海洋建立水声通信网络,可以在获取大范围海洋信息的同时,快速便捷地传递各种信息。

### 1.1.2 水声信道

通信质量的好坏与其所处信道的物理特性直接相关,因此水声信道特性的研究是水声通信技术研究的重要环节。水声信道(Underwater Acoustic Channel, UWAC)就是信息发射和信息接收之间的水体,主要是海洋。水声信道是水下唯一



可以进行远程信息传输的媒体,海洋的特性决定了水下声信道的特性。海洋环境的水声信道,诚如 LeeFreitag 所说:“这是至今还存在的难度最大的无线通信信道,也正因为如此,它同时也是最吸引人的”<sup>[8]</sup>。

### 1.1.2.1 水声信道特性

由于水介质具有独特的上、下界面以及声速的分层结构和不均匀分布,造成声波在其中形成复杂的折射、反射和散射现象,水声信道在诸多因素的影响下成为以衰落多途为其主要特征的声传播通道,这种多途是时变和空变的,且具有频率选择性。

根据传播距离的远近,水声信道可粗略地分为三类<sup>[108]</sup>:

短距离水声信道( $<1$  km):包括垂直深水通信链和水平短距离通信链。由于传输距离较短,吸收不是很强烈,信号频率范围可达  $10\sim 50$  kHz。接收信号通常由直达声、海面反射、海底反射组成,信号的幅值和相位起伏都很小,是特性较好的一类信道。

中距离水声信道( $1\sim 20$  km):表现出较严重的幅值和相位起伏,可观测到  $50$  Hz 左右的多普勒扩展,多途扩展  $50$  ms,严重时可达  $1$  s。信道的频率选择性较为明显,导致在信道频率响应中出现零谱点。

长距离水声信道( $20\sim 2000$  km):由于传播距离较长,信号频率限制在  $10$  kHz 以下,但却表现出良好的相位稳定性。

文献[1]、[72~75]均对水声通信信道做了深入的研究。海洋声信道在声传播过程中,发生了严重的振幅和相位波动,这些波动是由于海洋内波、湍流、温度梯度、密度分层以及其他一些引起声速局部扰动的相关现象造成的,它们的交互作用引起的衍射和折射效应导致声场随时间、空间及频率而变化。另外,多数水声传播中存在从发射端到接收端的多途现象,发射信号受多途传播的影响会发生变形。信道的可用带宽与传播距离成反比,大于几十千米的长距离通信系统的可用带宽只有几 kHz,几千千米的中距离通信系统可用带宽在  $10$  kHz 的数量级,而短距离通信则能够获得大于  $100$  kHz 的可用带宽<sup>[103]</sup>。

然而,多途并不是水声通信中唯一的限制因素。除了通常所说的带宽、发射功率等硬件性能限制外,另一种限制因素是环境噪声。文献[119]中精确描述了海洋中有色环境噪声的影响,以及所造成的匹配滤波器技术性能的下降。由海洋生物引起的脉冲噪声也能够导致系统性能的严重下降<sup>[4]</sup>。

水声信道特性总结如下:

#### (1) 传播损失

由于声波在媒质内传播过程中发生几何扩展效应、媒质吸收效应和声散射效应,声能将产生扩展损失、吸收损失和散射损失。传播损失是指声信号从声源向接收点传播过程中,信号能量的损失。信号能量的损失是影响接收机信噪比的重要因素之

一。在水声学中,常采用传播损失来概括海洋中种种能量损失的效应<sup>[11]</sup>。传播损失主要是由于声波的吸收和扩散造成的。吸收损失与界面介质(如海底底质等)、声波的入射方向和频率都有关系。由于实际的海水介质并非理想介质,在传播过程中将声能吸收而转换成其他能量(如热能等),声能不可逆地转换成热能而消耗。其次,由于波阵面在传播过程中的不断扩大,使得单位时间内单位面积上的能量减小,造成扩展损耗。此外,实际的海水介质总是有界的,并且是非均匀的,因而致使声波在边界面上产生反射,使声能在某种边界面上“泄漏”掉而称为边界损耗。所以造成传播损失的原因主要有三个方面:扩展损耗(波阵面的扩展);吸收损耗(声能转换成其他能量);边界损耗(边界上能量的“涡泄”)。水声信道的带宽主要受传播损失的影响,而传播损失随着工作频率和传播距离的增加非线性增长<sup>[97,72]</sup>。传播损失决定了水下声通信系统的最大作用距离和最高工作频率,因而限制了水声通信系统的带宽,进一步地限制了系统的传输距离。

## (2) 多途扩展

在水声信道中广泛存在着反射、折射、散射、相位畸变、多普勒频移、声线弯曲等现象,是一个极为复杂的时变、空变系统。因此从水声通信的角度来看,水声信道是一种典型的时变多途信道。由于海洋信道存在着海面、海底和海水的非均匀性,使得声波发生反射和折射,导致在发射器和接收器之间存在多个传播途径,多途传播会引起信号的时间扩展,这种扩展在浅海中可达几百毫秒,在深海中甚至可达几秒,从而降低对信号的时间分辨性能,产生误码。

多途干扰是水声通信最主要的障碍。在数字通信系统中,多途传播会造成码间干扰(Intersymbol Interference, ISI)。所谓码间干扰,就是在有限带宽的数字通信系统中,信号在信道传输的过程中每个码位占用的时间被展宽,且受到一定间隔上的前后码的干扰,产生波形畸变,从而引起接收到的符号间重叠,造成判断错误,使误码率增加。

图 1.2 为水声多途信道的示意图,信号从发射端到接收端,既可以直接到达,也可以经过海面和海底的一次或多次反射,或者海水介质的折射到达。

图中,1 为直达声信号,2、3、4 为多途信号。接收信号可表示为:

$$s(t) = a_0 s(t - \tau_0) + \sum_{i=1}^N a_i s(t - \tau_i) + n(t) \quad (1.1)$$

式中右边第一项表示直达声信号,第二项表示  $N$  个多途声信号,  $a_i$  为信号幅值,  $\tau_i$  为时间延迟,  $i=0, 1, 2, \dots, N$ , 第三项表示接收端的加性噪声。

在有限的带宽内,时变多途主要取决于发射机和接收机的位置。垂直水声信道多途现象较少,而水平信道则存在较长的多途时间扩展,一般可达几十到几百毫秒。

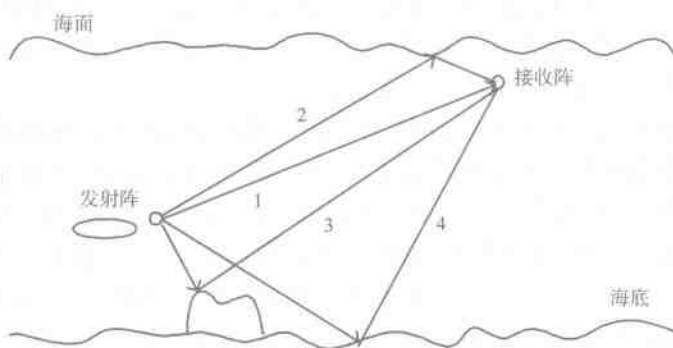


图 1.2 水声多途信道示意图

在水平传播的水声信道中,高数据率的浅海信道码间干扰有几十到几百个码元宽度。例如,传播距离为 1~10 km 的浅海信道,数据率为 10 kbps 时,10 ms 的多途扩展会造成近 100 个码元间出现码元干扰;中长距离水平传播时的最大多途时延可达 60 ms。因此多途传播造成的码间干扰是影响水声通信系统效率的主要因素。

描述多途的两个重要性能系数是信道的多途扩展  $T_m$  和信道的多普勒扩展  $B_d$ ,  $T_m$  与  $B_d$  的乘积(通常被称为信道的扩展因子)能够很好地描述水声信道特征。多普勒扩展  $B_d$  给出了信道脉冲响应随时间变化快慢的度量,  $B_d$  值越大,信道脉冲响应随时间变化的速度越快。如果  $T_m \cdot B_d < 1$ ,信道为欠扩展,否则,信道为过扩展。 $T_m \cdot B_d \ll 1$  时,信道的脉冲响应很容易测量,而对于过扩展信道,测量信道脉冲响应非常困难。

### (3) 起伏效应与多普勒扩展

多途传播导致了发射信号的时间扩展,信道脉冲响应或频率响应随时间的变化会导致发射信号频率的扩展,称为多普勒扩展。因此,一条水声衰落多途信道通常被看作时间和频率上的双重扩展信道<sup>[104,105]</sup>。

发射机与接收机的运动是产生多普勒频移的主要原因。发射机和接收机的运动很少引起单一的频移,因为它们之间的到达声线有多条,因此存在多个多普勒频移扩展。水声通信的常用频率为 10~30 kHz,其波长在 5~15 cm 的量级。因此发射机和接收机很小的移动就可以达到一个波长,从而对多途干扰产生调制。

另外,海面的运动、湍流、非均匀水团和内波的影响也会产生声信号的起伏和多普勒频移<sup>[1,3,106]</sup>。诸如地震活动、风动海面、降雨、分子热运动等海洋环境噪声会影响水声通信系统的接收信噪比、作用距离和可靠性等<sup>[106,109]</sup>。

水声信道的随机时变特性引起信号的多普勒扩展,但多普勒扩展一般比较小,约为 0.1~0.7 Hz。高的工作频率会引入较高的多普勒频移,在设计水声通信系统时

必须加以考虑,但在低频情况下,对水声通信的影响不大,一般可以不予考虑<sup>[64]</sup>。

### 1.1.2.2 水声信道模型与信道仿真

图 1.3 为水声通信系统研究中常采用的信道模型<sup>[6]</sup>。图中, $a(t)$ 表示发射信号, $c(t;\tau)$ 为信道响应, $n(t)$ 为信道噪声, $r(t)$ 为信道输出信号, $x(t)$ 为接收信号, $t$ 为时间变量, $\tau$ 为时间延迟。

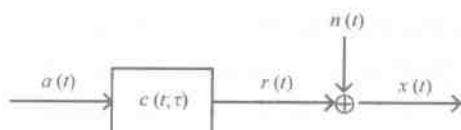


图 1.3 水声信道模型

接收信号可表示为:

$$x(t) = r(t) + n(t) = \int c(t;\tau)a(t-\tau)d\tau + n(t) \quad (1.2)$$

水声信道往往具有频率选择性,也就是说,如果发射信号  $a(t)$  的带宽  $W$  大于信道的相干带宽,则  $A(f)$  (发射信号  $a(t)$  的频率表达式) 中超过信道相干带宽的频率分量会有不同的增益和相位延迟。因此可以使用采样定理来表示接收信号中不同的多途分量,时变信道响应可表示为<sup>[45,110]</sup>:

$$c(t;\tau) = \sum_{i=1}^{N_c} c_i(t)\delta(\tau - i/W) \quad (1.3)$$

上式表明,时变的频率选择性水声信道可以表示成一组抽头延迟线,其抽头间隔为  $1/W$ ,抽头权系数为  $c_i(t)$ , $i=1,2,\dots,N_c$ , $N_c$  是可分辨的多途分量个数。频率选择性水声信道可表示为图 1.4 所示的抽头延迟线模型:

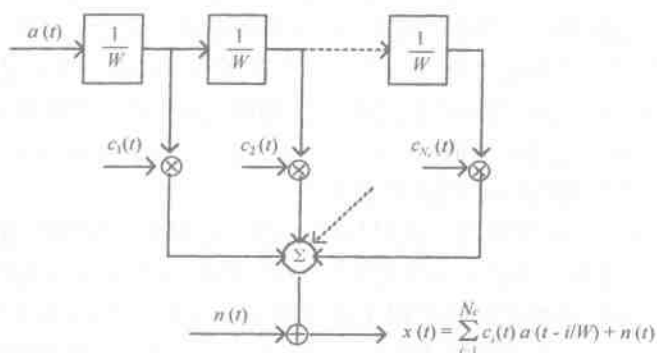


图 1.4 水声信道的抽头延迟线模型

在自适应算法性能分析中常使用水声信道模型进行算法仿真。本书在对水声信道盲均衡算法的研究中,采用目前国内外研究出的几种具有较高精度和典型信道特征的水声信道仿真模型,以验证算法的有效性。

### 1.1.3 水声通信环境需要信道盲均衡

几乎所有物理信道的带宽都是非常有限的。从水声信道特性可以看出,传播损失随着频率的升高和距离的增加而增大,因而水声通信信道的可用带宽非常有限。除了少数信道(如长距离低传输率的SOFAR信道)是功率受限的,多数水声信道都是带宽受限的。长时间以来这一直被视为可靠、高速水声数字通信的极大障碍<sup>[1]</sup>。时间扩展带限信道的多途效应导致了码间干扰(ISI)的产生,使得发射信号产生变形,因而造成了接收端的误码,极大地降低了水下通信的可靠性。因此抗传输信道,特别是水平浅海水声信道引起的时变多途也成为最具挑战性的任务<sup>[1]</sup>。

分集技术、均衡技术以及信道编码技术是用于降低多途传播效应、改善接收信号质量的三种相互独立的技术,其中分集技术和均衡技术是水声通信中克服多途干扰的两种常用技术途径,前者用来减少衰落的深度和持续时间,后者常用来抗时间弥散。分集技术主要包括空间分集、时间分集、频率分集等,在水下通信分集技术中,空间分集占有重要地位。对于空间分集,分集的支路越多,分集的效果就越好,但其复杂性也随之增加,这使得分集增益的增加随着阵元数的增加而变得缓慢。水声通信中,经常采用空间分集与均衡相结合的技术来克服多途干扰,称之为空间分集均衡(Spatial Diversity Equalization, SDE)。SDE不仅可以有效抑制码间干扰,而且可以有效提高信噪比。因此,在远距离水声通信中,SDE很具优势。

均衡技术是通过在接收机中实施专门的滤波方法,来补偿由带宽受限、时间色散信道引起的码间干扰。均衡分两种:一种是频域均衡,借助于修改系统的频率特性,使均衡器与信道的合成频率响应满足无码间干扰的条件。第二种是时域均衡,借助于修改系统的脉冲响应特性,使均衡器与信道的合成冲激脉冲响应满足无码间干扰的条件。目前对信道均衡的研究主要运用时域均衡方法。由于信道往往是未知且时变的,因此均衡器必须是自适应的。自适应均衡器实际上就是一个自适应滤波器,用来自动补偿由于信道的非理想频率特性而产生的畸变,自适应均衡器对接收信号进行“逆滤波”,以消除多途效应造成的码间干扰。通常情况下均衡器具有抽头延迟线结构,均衡器的抽头使用自适应算法来更新。

均衡技术可以简单地理解成均衡器与信道的传递函数互为倒数,作用相互抵消,从而获得最佳传输波形以消除ISI,恢复原始信号,同时使有限的带宽得以充分利用,从这一点上看,自适应均衡器特别适用于水声信道。传统的均衡器在高速水声通信中并不很适用,因为水声信道是时变性信道,传统的均衡技术需要周期性地发送收端

已知的训练码来跟踪信道的变化,这样做虽然提高了数据传输的可靠性,但是系统的重复训练极大地降低了通信效率。因此,需要使用不需要训练就能自动调节达到收敛的盲均衡技术。盲均衡技术特别适合于一点对多点的通信场合,在高速水声通信中有着非常重要的应用<sup>[1]</sup>。目前在无线电通信中已经有许多成熟的盲均衡技术,然而将它们应用于水声通信似乎很困难,因而水声通信中的盲均衡技术成为目前的热门话题<sup>[34,37,63]</sup>。

水声通信环境决定必须采用盲均衡技术。本书正是基于这种背景,结合江苏省高校自然科学基金研究基金项目(No. 07KJB510068)课题而展开研究的,其主要目的是在多途等复杂水声环境下,实现水声信道的盲均衡处理。具体如下:

(1) 在分析水声信道特性的基础上,建立适用于水声通信信道盲均衡算法的数学模型。

(2) 为水声信道盲均衡提供有效的方法和算法。

(3) 给出水声信道盲均衡优化算法和仿真结果,以便对算法的有效性能进行比较和评价。本书的研究成果将为水声信道盲均衡提供新的技术途径,以提高水声通信的速率和可靠性。

## 1.2 研究现状

有关无线电信道的自适应均衡和盲均衡技术,国内外已有不少文献专门论述,其研究与应用都很成熟。相比之下,对于水声信道的自适应均衡技术,国外虽然有相关文献专门论述,但为数不多,其成熟应用也很少,这是由水声信道的特殊复杂性决定的。前面已经提到,水声信道是一个随机时变、空变的相干多途带限信道,噪声、混响干扰严重,信号衰落很大,这些使得水声信号在海洋中传播时衰减和畸变都相当严重。

在水声通信系统采用非相干调制方式的接收机中,常采用频带利用率很低的警戒时间和多频分集技术来避免码间干扰和单频衰落。随着频带利用率较高的相干调制方式的出现,相干接收机的码间干扰则采用均衡器抑制,均衡器在水声通信中得到了越来越广泛的应用。

目前,基于自适应的标准化接收机结构在水声通信中的研究和应用已较成熟,而对采用盲均衡算法的接收机结构的研究与应用尚处于初始阶段。另外,现有的均衡技术多是针对发射机和接收机固定的情况展开研究的,但实际上,收发点之间有时需要相对运动,这使得信道的起伏更显著,从而使信道多途的抑制更加困难。由于动点均衡是均衡技术的一大难题,因此有关报道极少。

下面对水声信道均衡技术的发展与现状作一论述。

## 1.2.1 国外研究状况

### 1.2.1.1 自适应均衡器的研究与应用

国外水声通信系统中,部分采用了自适应均衡技术来抑制多途干扰。较典型的实例是日本研制的用于维修水下平台的机器人,工作在甚短距(60 m),载频为 1 MHz,数据率为 500 kbps,采用 16QAM 调制技术,利用最小均方(Least Mean Square, LMS)线性均衡器处理码间干扰,误比特率由  $10^{-4}$  降为  $10^{-7}$ <sup>[146]</sup>。

由日本 JAMSTEC 开发的另一个成功的例子是用于深海垂直信道的图像传输系统<sup>[147]</sup>。该系统采用 4-DPSK 技术,载频 20 kHz,在长达 6500 m 的信道上可获得 16 kbps 的通信速率。采用最小均方 LMS 线性均衡器,在输入信噪比为 15 dB 时,误比特率在  $10^{-4}$  数量级。

美国 Northeastern 大学和 WHOI 联合研制的模型系统<sup>[98]</sup>采用纯粹的 QPSK 相干调制和检测方法,传输速率 5 kbps,载波频率为 15 kHz,目前的系统设计为包含 6 个节点的网络,试验在浅海表面为冰层的环境下进行,用最小递归二乘(Recursive Least Square, RLS)判决反馈均衡器处理码间干扰。

Northeastern 大学和 WHOI 在水声信道多途抑制方面共同开发的另一个水声通信系统<sup>[94,123]</sup>采用基于联合同步和多路自适应均衡的相位相干检测方法,配合使用空间分集技术、多相(4, 8, 16)相移键控和正交幅度调制(Quadrature Amplitude Modulation, QAM)调制技术,采用分数间隔 RLS-DFE 均衡信道,在远距离深海、浅海和中距离浅海水平信道中,分别获得 1 kbps、2 kbps 和 40 kbps 的传输速率,实现了零误码率通信。

法国研制的 CELP 实验系统<sup>[92]</sup>是最具代表性的水下数字语音传输系统。水池试验传输率为 6 kbps,采用的调制方法为 4-DPSK,利用 LMS 判决反馈均衡器实现 ISI 抑制,取得了较好的效果。

英国 Newcastle 大学采用接收端自适应波束形成技术抑制多途<sup>[150]</sup>,但是存在与发射端窄波束方法类似的问题,即波束形成器工作的难度随距离深度比的增加而增加。使用 LMS 判决反馈自适应均衡器后,误比特率由原来的  $10^{-2}$  数量级降到  $10^{-3}$ 。

M. Stojannovic 和 Z. Zvonar 等提出了基于对发射序列最大似然估计的判决反馈均衡技术,可适用于浅海和深海信道的均衡<sup>[151]</sup>。

文献[11]论述了一种判决反馈均衡器加数字锁相环(DFE+DPLL)结构,称之为标准化相干接收机结构。该接收机结构主要包括前向滤波器(以码率整数倍的采样率对接收信号进行采样,并对 ISI 进行抑制)、反馈滤波器(完成对以前符号的判决,并对整个算法引入非线性)、数字锁相环 DPLL(快速估计和补偿信道的快变多普勒频移)。



文献[123]和[143]都将上述标准化的相干接收机结构应用于较典型的水平信道中。最早对相位相干技术可行性进行论证的文献是[123],其中的接收机采用 RLS 算法加二阶数字锁相环的方式实现载波同步和分数间隔判决反馈均衡器的最佳联合优化,其性能通过几组不同的水声信道实验数据得到验证。在文献[143]的接收机结构中,将载波跟踪与均衡相分离,并根据 MMSE 准则联合优化。发射信号分别为 QPSK、8PSK 和 8QAM,中心频率 1 kHz,带宽范围 0.3~1.0 kHz。在距离 203 海里<sup>①</sup>的深海和距离 89 海里的浅海分别进行了信息传输实验,误码率均低于  $10^{-4}$ 。为了克服时变多途的相位模糊问题,在多通道自适应判决反馈结构上加入二阶数字锁相环。海上实验结果:通信距离 110 海里,QPSK 信号,数据率每秒 333 符号,采用 12 阵元的 SDE 技术比单通道均衡的输出信噪比提高了 5 dB。另外,该文献还得出如下结论:水平水声信道的码间干扰长度不可能使用最大似然估计方法,而应采用判决反馈均衡器方法,因为最大似然估计方法的计算量随着 ISI 的增加呈指数规律上升。

文献[52]研究了自适应变步长 LMS 算法,模稳定快速逆滤波算法和信道估计 RLS 算法,这三种算法均采用二阶锁相环跟踪载波相位的变化。潜艇以 5 节(kn)<sup>②</sup>的速度在 250 英尺<sup>③</sup>的水下以半径为 2000 m 作圆周运动,与位于圆心的平台进行通信。但文献中没有给出所采用的调制方式。实验结果表明,信道估计 RLS 算法的收敛速度快于其他两种算法,而模稳定快速逆滤波算法的收敛速度略快于自适应变步长 LMS 算法。

文献[9]研究了数据率为 150 kbps 的高速水声通信系统的均衡问题。由于信道响应较长,均衡器采用了基于 LMS 算法的稀疏迭代方法。由于每次只有部分显著的均衡器抽头参与迭代,从而有效降低了算法的计算量。但是采用稀疏权方法会导致剩余均方误差增大,因此,文献[133]在迭代过程中一直监测剩余均方误差的变化,成功地实现了对数据率为 2.5 kbps 的 BPSK 实测数据的均衡,同时减小了 RLS 算法的计算量。文献[42]通过对稀疏信道的估计,保留能量高于某一门限的抽头,并以此确定 RLS 判决反馈均衡器的前向和反馈滤波器抽头。通过处理在极地水域 300 m 距离上的 QPSK 数据,表明在 MSE 可接受的条件下,这种基于稀疏信道估计的 RLS 算法可使平均计算量下降一个数量级。

文献[76]利用多数字信号处理系统实现了相位相干全数字收发机的设计。其中提出了一种新的帧同步方案,该方案不使用锁相环 PLL,而是基于正交接收机结构实现同步,这种结构降低了实现的复杂性,增加了时变水声环境下系统的稳定性。其中的自适应均衡器采用  $T/4$  间隔滤波器结构,均衡器权系数的更新采用 RLS 算法。

① 1 海里=1.852 km;②1 节(kn)=1.852 km/h;③1 英尺=0.3048 m



主要消声水池试验参数包括:数据率 9600 bps(4.8 kHz 带宽)、由 QPSK 调制方式产生的每个数据帧长度为 37200 符号且持续时间为 250 ms,训练序列为 50 bit 的伪噪声(PN)序列。结果表明:该帧同步结构在不使用 PLL 的情况下可以很好地工作,同时自适应均衡器能够补偿帧同步误差,而且纠错能力依赖于均衡器的长度和过采样率。

文献[80]在水下多用户通信中采用了空间分集与均衡(SDE)技术,不但有效降低了噪声的影响,而且对同信道干扰有很好的抑制作用。文献[107]设计了基于 MMSE 准则的 SDE,并研究了阵元个数、布阵形式及均衡器长度对 SDE 性能的影响。仿真结果表明:随着分集重数的增多,误码率快速下降。文献[97]对比了三种多通道线性均衡器与二阶 DPLL 相结合的接收机算法:LMS 算法、自适应变步长 LMS 算法和 RLS 算法。使用几组单通道和多通道实验数据对这几种算法进行验证,结果表明空间分集可有效改善算法的收敛性能,然而多于 3 重的分集却未能体现出更大的优越性。

### 1.2.1.2 盲均衡器的研究与应用

随着对高速水声通信越来越多的要求,不需要训练序列的盲均衡算法也开始在水声通信中使用,而且盲均衡技术将成为水声信道均衡的主导技术。

文献[54]研究了自适应变步长 LMS 算法和归一化常数模盲均衡算法的性能,采用了均衡器与一阶锁相环相级联的结构。采用差分 4PSK 从水下 40 m 向水面接收器发送数据,训练码长 10000 符号,发射数据 16000 符号。实验结果表明,归一化常数模盲均衡算法的性能与自适应变步长 LMS 算法的性能较接近,可以完成对该垂直信道的均衡。

文献[16]、[29]提出了一种盲均衡结构,该结构分为收敛和跟踪两个阶段,在不同的阶段采用不同的算法。在收敛阶段,将递归滤波器放置于横向滤波器之前,之后再接一 DPLL,采用常模准则收敛。在算法迭代过程中,若 MSE 小于某一预设的界限,则切换到标准的判决导引判决反馈算法(DDDFE)。如果信道变恶劣,使得 DDDFE 发散,则算法会自动转回到盲均衡模式。在垂直信道上进行了实验,采用 4QAM 调制,载波频率 12 kHz,带宽 3 kHz,发射 20000 符号的数据包。该盲均衡算法成功地完成了数据恢复。

Bessios 采用了一种多信道盲均衡结构<sup>[126]</sup>,每一信道对应一逆滤波器,其代价函数具有三个分量。这些分量包括:传统的常数模项,已知信号误差以及区分均衡器输出的误差项。给出的仿真结果表明算法具有可行性,但没有给出实验结果。

文献[37]采用预测判决反馈均衡器,用超指数算法作前向滤波,实现了对水声信道的盲均衡。在浅海 1000 m 的距离上进行了实验,采用二进制相移键控(BPSK)信号,载波频率 53 kHz,数据率 120 bps,较好地实现了信道均衡和数据恢复。