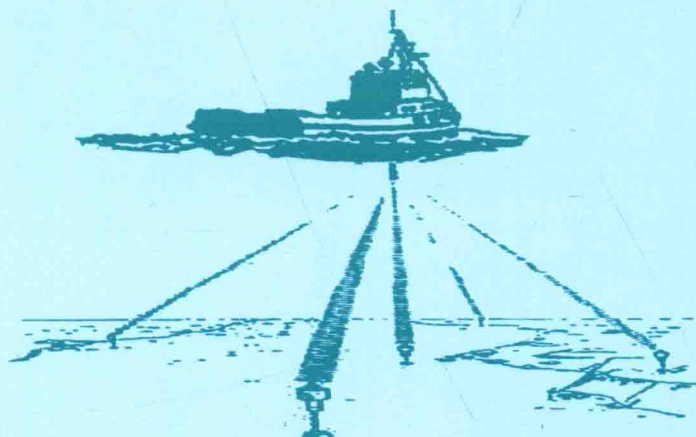


水声信道常数模盲均衡理论、算法与仿真

Underwater Acoustic Channel Constant Modulus Algorithm Blind Equalization: Theory, Algorithm and Simulation

■ 肖瑛 著



中国工信出版集团



人民邮电出版社
POSTS & TELECOM PRESS



水声信道常数模盲均衡： 理论、算法与仿真

Underwater Acoustic Channel Constant
Modulus Algorithm Blind Equalization:
Theory, Algorithm and Simulation

■ 肖瑛 著

人 民 邮 电 出 版 社
北 京

图书在版编目 (C I P) 数据

水声信道常数模盲均衡 : 理论、算法与仿真 / 肖瑛
著. — 北京 : 人民邮电出版社, 2015. 7
(信息与通信创新学术专著)
ISBN 978-7-115-38958-9

I. ①水… II. ①肖… III. ①水声通信—通信信道—
自适应调制—研究 IV. ①TN929. 3

中国版本图书馆CIP数据核字(2015)第112057号

内 容 提 要

本书以水声通信系统中的盲信道均衡技术为研究对象,在常数模算法(Constant Modulus Algorithm, CMA)盲均衡国内外研究成果的基础上,系统地分析了CMA盲均衡的理论体系,提出了能量因子修正的CMA盲均衡代价函数。结合水声信道特点,对CMA盲均衡性能进行了大量仿真,并对变步长CMA、双模式CMA盲均衡进行了详细论述。针对水声信道常受脉冲噪声干扰、高速水声通信稀疏性等特征,提出了在脉冲噪声环境和稀疏水声信道条件下具有稳健收敛性能的盲均衡算法。对适用于非线性水声信道均衡的神经网络盲均衡算法也进行了阐述。最后,对充分利用接收观测信号信息的分数间隔盲均衡算法进行了仿真分析,提出了利用虚拟接收机和融合技术提高水声信道盲均衡性能的新方法。通过对水声信道CMA盲均衡进行理论和算法分析以及仿真验证,力图推进盲均衡技术在水声通信领域中应用的步伐。

本书是在作者及作者所在科研团队前期大量的项目研究成果基础上完成的,内容紧密结合水声信道和CMA盲均衡技术特点,融入了大量交叉学科的内容。适合于从事电子信息与通信工程领域研究工作的科技工作者阅读,也可作为高等学校通信相关专业研究生的参考书。

-
- ◆ 著 肖 瑛
责任编辑 代晓丽
执行编辑 刘 琳
责任印制 彭志环
- ◆ 人民邮电出版社出版发行 北京市丰台区成寿寺路11号
邮编 100164 电子邮件 315@ptpress.com.cn
网址 <http://www.ptpress.com.cn>
固安县铭成印刷有限公司印刷
- ◆ 开本: 700×1000 1/16
印张: 16 2015年7月第1版
字数: 314千字 2015年7月河北第1次印刷
-

定价: 78.00 元

读者服务热线: (010)81055488 印装质量热线: (010)81055316
反盗版热线: (010)81055315

前言

随着海洋资源开发和海洋国土防卫的发展,水声通信技术在海洋工程的诸多领域中得到了重视。在水声通信系统中,由于声信号在水下传输过程中受到水声信道反射、折射和混响等因素的影响,在接收端会产生严重的码间干扰,影响通信质量。传统自适应均衡技术采用在收发两端定期发送训练序列的方法,捕获信道特性并利用均衡器实现对信道特性的补偿和跟踪。与传统自适应均衡技术相比,盲自适应均衡技术具有不需要训练序列即可实现对信道特性的跟踪和补偿,消除接收端码间干扰的特点,这一特点对于节省有限的水声通信带宽、提高水声通信效率和通信质量具有重要意义。尤其是对于水声通信网络和非协作水声通信等不适合发送训练序列或不具备训练序列可资利用的水声通信场合,盲均衡技术具有潜在的应用价值。

本书立足于盲均衡理论和算法的现有研究基础,以水声信道常数模盲均衡为研究对象,对常数模盲均衡的理论来源和常用算法进行了分析总结。与陆上无线通信不同,水声信道表现出更为复杂的特性,包括多径传输、多普勒频移、水下环境噪声、时变和空变的随机性、在高速水声通信系统中表现出的稀疏特性等。复杂的水声信道特性对盲均衡技术在水声通信中的应用推广带来了很大困难,具有快速收敛的性能和较高的收敛精度,同时保持较低复杂度的盲均衡算法是将盲均衡技术向水声通信推广的前提。在目前已有的各类盲均衡算法中,常数模盲均衡计算简单、算法稳健,因此在水声通信系统中具有推广应用前景。但是常数模盲均衡算法收敛速度慢,收敛后稳态剩余误差大,在常数模盲均衡理论指导下,研究具有更好均衡性能的盲均衡算法是本书的目的。

本书共分8章。第1章介绍了水声信道的典型特征和盲均衡的基本理论基础,包括盲均衡算法性能的评价指标。第2章分析了常数模盲均衡的理论基础,根据信号传输过程中能量衰减的实际,给出了能量修正的常数模代价函数,从自适应算法的角度分析了基于随机梯度下降算法的常数模盲均衡实现过程和收敛性能。

在简化代价函数的基础上，将最小二乘算法应用到了盲均衡器的更新过程。第 3 章对变步长常数模盲均衡算法进行了仿真分析，根据水声通信实际需求，提出了一种无需人工设置参数的通用变步长常数模盲均衡算法，并以信息熵增量为判据，实现了盲均衡器的适时重置，保证了算法在信道突发干扰条件下的稳健性。第 4 章对依据常数模准则、判决引导准则以及多模盲均衡准则的双模式盲均衡算法进行了仿真分析。第 5 章针对水声信道的非线性特性，对 BP 神经网络和小波网络盲均衡进行了仿真分析，并提出了相应的改进算法。第 6 章根据浅海水声信道环境噪声的脉冲特征，提出了方向梯度和符号梯度常数模盲均衡算法以及部分更新常数模盲均衡策略。第 7 章针对高速水声通信系统中水声信道具有的典型稀疏特征，提出了瞬时梯度增量判决的凸组合稳健稀疏水声信道盲均衡算法。第 8 章在分数间隔盲均衡算法的基础上，对采用虚拟接收机技术的水声信道常数模盲均衡理论和算法进行了介绍和仿真。最后对水声信道盲均衡技术进行了总结与展望。

本书是在国家自然科学基金（61201418）、中央高校基本科研业务费专项资金（DC201502060302）和辽宁省高等学校优秀人才支持计划（LJQ2013126）项目的支持下完成的。同时感谢在盲均衡技术领域进行研究的专家和学者，也希望本书能为水声信道盲均衡技术的研究起到抛砖引玉的作用。由于作者学识有限，成书仓促，书中难免存在疏漏之处，欢迎读者批评指正。

作 者

2015 年 3 月 1 日

目 录

第 1 章 绪论	1
1.1 引言	1
1.2 水声信道特性	2
1.2.1 有限带宽	2
1.2.2 多径效应	3
1.2.3 多普勒频移	4
1.2.4 环境噪声	5
1.2.5 水声信道模型	6
1.3 盲均衡基本原理	7
1.3.1 盲均衡的理论基础	7
1.3.2 盲均衡算法分类	14
1.3.3 盲均衡器的设计	20
1.4 盲均衡性能评价标准	22
第 2 章 常数模盲均衡的基本原理	24
2.1 引言	24
2.2 常数模盲均衡	25
2.2.1 常数模盲均衡系统模型	25
2.2.2 盲均衡实现的条件	28
2.2.3 常数模盲均衡性能分析	29
2.3 梯度 CMA 盲均衡	30
2.3.1 LMS-CMA 盲均衡	30
2.3.2 能量修正 CMA 盲均衡	32
2.3.3 动量 CMA 盲均衡	34
2.3.4 改进的梯度 CMA 盲均衡	37
2.4 RLS-CMA 盲均衡	45
2.4.1 基本 RLS-CMA 盲均衡	45

2.4.2	自适应遗忘因子 RLS-CMA 盲均衡	49
2.4.3	简化的 RLS-CMA 盲均衡	52
第 3 章	变步长常数模盲均衡算法	54
3.1	引言	54
3.2	基本变步长 LMS-CMA 盲均衡	55
3.2.1	归一化 LMS-CMA 盲均衡	55
3.2.2	Sigmoid 函数控制误差的变步长盲均衡	57
3.2.3	Logsig 函数控制误差的变步长盲均衡	60
3.2.4	Tansig 函数控制误差的变步长盲均衡	62
3.2.5	Sigmf 函数控制误差的变步长盲均衡	64
3.2.6	Zmf 函数控制误差的变步长盲均衡	66
3.3	归一化误差功率变步长常数模盲均衡算法	68
3.4	输出误差符号判决的变步长盲均衡算法	70
3.5	迭代步数控制的变步长盲均衡算法	73
3.6	信号与误差联合控制的变步长盲均衡算法	75
第 4 章	双模式常数模盲均衡算法	77
4.1	引言	77
4.2	不同模式下盲均衡的性能比较分析	78
4.2.1	LMS-CMA 与 DD-CMA 的仿真比较	78
4.2.2	LMS-CMA 与 MCMA 的仿真比较	82
4.2.3	LMS-CMA 与 MMA 的仿真比较	84
4.3	双模式切换准则	86
4.3.1	基于迭代次数的硬切换双模式算法	86
4.3.2	基于输出误差功率的硬切换双模式算法	89
4.3.3	判决圆判决的双模式盲均衡	92
4.3.4	基于输出误差符号判决的双模式盲均衡	96
4.3.5	并联滤波的双模式盲均衡	97
第 5 章	神经网络常数模盲均衡	103
5.1	引言	103
5.2	神经网络盲均衡基本原理	104
5.2.1	前馈神经网络基本结构	104
5.2.2	BP 神经网络盲均衡算法	106
5.2.3	复值神经网络模型	108

5.3 小波神经网络模型	113
5.3.1 小波神经网络基本结构	113
5.3.2 小波神经网络盲均衡算法	115
5.4 神经网络盲均衡算法仿真	116
5.4.1 神经网络权重的初始化方法	116
5.4.2 变步长神经网络盲均衡	119
5.4.3 附加动量项神经网络盲均衡	121
5.4.4 基于压缩传递函数的神经网络盲均衡	123
5.4.5 弹性 BP 神经网络盲均衡算法	125
5.4.6 线性修正神经网络盲均衡	127
5.5 智能优化神经网络盲均衡	129
5.5.1 遗传优化神经网络盲均衡	129
5.5.2 差异进化算法初始化的神经网络盲均衡	134
5.5.3 部分精英策略并行遗传优化的神经网络盲均衡	137
第 6 章 脉冲噪声环境下的常数模盲均衡	140
6.1 引言	140
6.2 脉冲噪声模型	141
6.2.1 卷积噪声分析	141
6.2.2 α -稳定分布	145
6.3 脉冲噪声环境下的典型算法	147
6.3.1 归一化 p-范数 LMS-CMA	147
6.3.2 分数低阶 LMS-CMA 和 RLS-CMA	150
6.3.3 误差非线性变换 LMS-CMA	155
6.3.4 Stop-and-Go 盲均衡	158
6.4 脉冲噪声环境下的盲均衡新算法	160
6.4.1 符号梯度 LMS-CMA	160
6.4.2 方向梯度 LMS-CMA	162
6.4.3 非线性变换代价函数 LMS-CMA	166
6.4.4 部分更新 LMS-CMA	169
第 7 章 稀疏水声信道常数模盲均衡	175
7.1 引言	175
7.2 判决反馈均衡器	176
7.2.1 判决反馈均衡器基本结构	176
7.2.2 判决反馈均衡器性能参数	177



7.2.3	常数模判决反馈均衡盲均衡算法	182
7.3	稀疏信道常数模盲均衡	189
7.3.1	线性横向均衡器的稀疏 LMS-CMA 盲均衡	189
7.3.2	线性横向均衡器的稀疏 RLS-CMA 盲均衡	193
7.3.3	基于判决反馈均衡器的稀疏信道盲均衡	198
7.3.4	瞬时梯度判决的并联稀疏盲均衡算法	202
第 8 章	基于虚拟接收机的水声信道常数模盲均衡	205
8.1	引言	205
8.2	分数间隔盲均衡器基本原理	206
8.2.1	分数间隔均衡器的基本结构	206
8.2.2	LMS-CMA 分数间隔盲均衡算法	208
8.2.3	RLS-CMA 分数间隔盲均衡算法	209
8.2.4	分数间隔判决反馈盲均衡算法	210
8.2.5	分数间隔盲均衡性能分析	211
8.3	虚拟接收机盲均衡基本原理	218
8.3.1	虚拟接收机的基本思想	218
8.3.2	虚拟接收机的融合策略	222
8.3.3	虚拟接收机水声信道盲均衡仿真	225
8.4	智能优化虚拟接收机水声信道盲均衡	227
8.4.1	虚拟接收机神经网络融合算法	227
8.4.2	遗传优化的虚拟接收机布放方案	229
结论与展望		233
参考文献		236
名词索引		246

第 1 章

绪 论

1.1 引言

自 1975 年 Sato Y 首次提出盲自适应恢复概念以来^[1],盲均衡理论和算法迅速引起了广大专家和学者的关注。在各种盲均衡算法中,常数模算法 (Constant Modulus Algorithm, CMA) 因其计算简单、算法稳健而倍受关注^[2]。在 CMA 准则的基础上,产生了大量盲均衡技术理论和算法研究成果。

与陆上无线通信相比,水声通信具有其特殊性,到目前为止,声波仍然是唯一能够实现在水下远距离传播的媒介。随着海洋资源开发和国土防卫的发展需求,水声通信相关技术研究成为通信领域的一个重要分支体系。高速、高质量的水声通信是未来水声通信发展的一个必然趋势,单载波自适应均衡技术^[3]是克服多径传输引起的码间干扰 (Inter-Symbol Interference, ISI) 的有效技术手段,在提高水声通信质量上具有重要的应用价值。传统的自适应均衡技术采用定期发送收发双方已知的训练序列来捕获信道特性,从而利用均衡器来实现对信道特性的补偿,消除码间干扰。在发送信号中插入训练序列,将浪费有限的水声通信带宽,尤其在复杂的时变水声信道条件下,训练序列需要足够的码元长度,并且要求插入训练序列的间隙非常短,严重降低通信效率,这逐渐成为高速水声通信发展的一个障碍。此外,在水下通信网络建设中,一点对多点广播通信若出现某点接收机失锁,为恢复通信则需要重新发送训练序列,这是极为不合理的。在军事应用领域中,如信息侦察与拦截,此时无训练序列可以利用,在这种情况下,传统自适应均衡技术无能为力。与传统自适应均衡技术相比,盲均衡技术无需训练序列即可实现对信道特性的补偿和跟踪^[4],这一特点在提高通信质量的同时可以有效节省通信带宽,提高通信效率,防止均衡器失锁,因此盲均衡技术在未来水声通信发展中具有潜在的应用价值,而简单、容易实现的 CMA 盲均衡技术在水声通信中

则更受青睐。

CMA 盲均衡技术的研究集中在算法的选择和改进、均衡器结构的设计、代价函数的设计以及稳态剩余误差的分析 4 个方面。算法的选择需要折中考虑计算复杂度、收敛速度和收敛精度；均衡器的设计需要考虑信道的不同特征；代价函数的设计更多地与发送信号的统计特性关联以及融合不同代价函数特点达到提升均衡性能的目的；稳态剩余误差在凸代价函数的自适应算法中是一件容易的事情，但是在非凸代价函数的盲均衡算法稳态剩余误差分析上，仍然是一个难题。根据水声信道的具体特性，本书将对 CMA 在水声信道盲均衡中的应用进行仿真分析比较，为在不同水声通信系统中选择不同的算法及设计方案提供一定的技术支撑。

1.2 水声信道特性

1.2.1 有限带宽

由于声波在水下传输过程中的传播损失随着频率的升高和距离的增大而增加，导致水声信道的可用通信带宽非常有限^[5]，这是水声信道与陆上无线信道的一个重要区别。海水介质对声波能量的吸收与声波的频率密切相关，并且与海水的温度、盐度有关，吸收系数可以表示为

$$\alpha = ASf_T f^2 / (f^2 + f_T^2) + Bf^2 / f_T \tag{1-1}$$

其中，吸收系数 α 的单位为 dB/m； $A = 1.89 \times 10^{-5}$ ； $B = 2.72 \times 10^{-5}$ ； S 为盐度 (‰)； f 为声波频率 (kHz)； f_T 为驰豫频率 (kHz)， f_T 等于驰豫时间的倒数，与海水温度相关，计算式为

$$f_T = 21.9 \times 10^{6-1520/T} \tag{1-2}$$

其中， T 表示的海水介质的绝对温度 (K)。当 $f \leq f_T$ 或者 $f \geq f_T$ 时，声波衰减系数 α 与声波的频率 f 的平方成正比。同时，声波的吸收损失与声波传播的界面介质（如海底介质等）、声波的方向以及声波频率都有关系，在不考虑具体的传播条件时，对声波的传播损失可以粗略地表示为

$$TL = 20 \log r + \alpha r \times 10^{-3} \tag{1-3}$$

其中， r 表示到达声源的距离，单位为码。由于吸收损失和扩展损失，水声通信系统在传输距离达到几十公里后的系统带宽只有几 kHz，在传输距离为几公

里的中距离通信系统中带宽在 10 kHz, 仅有短距离通信系统中, 系统的可用带宽可以达到 100 kHz。由此可知, 大多数水声信道都是带宽受限的。在研究水声通信信号处理与水声通信系统设计时, 要充分考虑水声信道带宽受限这一前提条件。

1.2.2 多径效应

在水声通信大量的研究中, 得到了这样的结论: 多径效应是水声信号在海洋声信道中传播发生畸变的根本原因^[6]。例如, 在声源发射一个脉冲, 由于多径效应, 在接收端将收到一串畸变了脉冲。特别是在使用无指向性声源时, 多径效应表现尤为突出。在这种情况下, 发射机和接收机之间存在大量的声波传输路径。水下声信道是缓慢时变的相干多径信道, 在相干时间长度内, 可简化为相干多径信道, 仅存在多径效应。多径效应的形成与海洋环境和信号的频率有关, 形成的机理为: 在浅海区, 主要由界面(海面、海底、目标等)边界反射能量形成; 在深海区, 主要由声源处的不同发射角的声线在传播过程中发生弯曲造成。

典型的水声多径信道模型可以用图 1-1 来表示, 其中, $s(t)$ 为发射信号, $c(t, \tau)$ 为信道响应, $y(t)$ 为经过信道后的信号, $n(t)$ 为信道噪声, $x(t)$ 为接收信号。符号 t 为时间变量, τ 为时延。

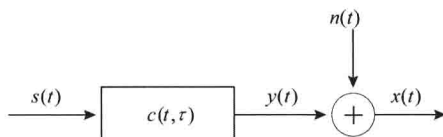


图 1-1 简化的信道模型

多径效应会引发传输信号的时延扩展^[7], 尤其是在浅海信道中, 传输信号的多径扩展有时候可以达到几百个毫秒, 即使在深海信道条件下, 信道的多径扩展也会从几十个微秒到几秒的数量级不等。假设从声源处发射出的信号波形用信号 $s(t)$ 表示, 那么经过多径传播以后, 在接收端接收到的波形 $y(t)$ 可以表示为

$$y(t) = \sum_{i=1}^N A_i s(t - \tau_i) \quad (1-4)$$

其中, N 表示声波传输的路径的总数量; A_i 表示对应的第 i 条声线传播到达接收机时的信号幅度, 这个幅度与原信号幅度相比较, 会有能量损失; τ_i 表示的是第 i 条声线传播到达接收机时信号的传播时延。多径效应的干扰不仅可能导致水下声信道的频率特性出现相间的“通带”和“止带”, 很像一个梳状滤波器, 而且可能导致某个频率信号波形发生相消或相长的干涉, 使该频率信号的能量遭受严重损失, 从而影响信息的判决。水声系统特别是水声通信系统, 应当具有抗信道多径

的能力。目前，在水声通信系统中，单载波自适应均衡仍然是对抗多径效应的有效技术手段。

1.2.3 多普勒频移

海洋介质并非恒定不变，存在着时变和空变特性，同时在实际的水声通信系统中，发射机和接收机之间常存在着相对运动，导致声信号在水声信道传输过程中产生随机起伏的现象。多普勒频移扩展包括相对简单的频率变换和连续的扩展频率^[8]，简单的频率变换在接收机端很容易补偿，连续的扩展频率一般认为是产生多普勒扩展信号的根本原因。锁相环技术是克服多普勒频移的主要技术手段。在水声通信中，产生多普勒频移的原因主要是发射机和接收机之间的相对运动、海面波浪和海水固有的湍流、内波等自身因素。其中发射机和接收机之间的相对运动是发生多普勒频移时需要重点考虑的因素，如图 1-2 所示。

由于从发射机到接收机的声线往往不止一条，因此发射机和接收机之间的相对运动引起的多普勒频移扩展基本不会是简单的单一频率变换，而是连续的扩展频率。水声通信的常用频率为 10~30 kHz，波长为 5~15 m

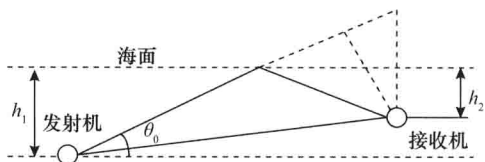


图 1-2 接收机相对运动引起多普勒频移

的量级。当接收机相对发射机产生一个很小的移动时，就可以达到一个波长，从而对多径干扰产生调制。从图 1-2 中可以看出这一规律。假设发射机布放深度为 h_1 ，接收机布放深度为 h_2 ，考虑声线直达路径和海面反射路径，不考虑海水介质不均匀对声速的影响，即假定声速是恒定的，那么两条声线到达接收机的相位差可以表示为

$$\Delta\phi = 4\pi f_0(h_1 - h_2)\sin\theta_0/c \quad (1-5)$$

其中， c 表示声速， θ_0 为掠射角。从式 (1-5) 可以看出，接收机深度很小的变化以及发射机深度变化导致掠射角的很小变化都会引起很大的相位差变化。

在水声通信系统中，如果海面反射声线是水声信道多径特性影响因素之一的話，海面的运动也是产生多普勒频移的一个因素。对于海面运动导致的起伏带宽可以表示为

$$B_{ws} = 2f_w [1 + 4\pi f_0 \cos\theta_0 h_w/c] \quad (1-6)$$

其中， w 为风速 (m/s)， f_0 为载波频率 (Hz)， f_w 为波频 (Hz)， h_w 为波高 (m)。

波频 f_w 和波高 h_w 可以表示为

$$f_w = 2/w; \quad h_w = 0.005w^{5/2} \quad (1-7)$$

研究表明, 能够实现对信道进行自适应跟踪的条件是满足欠扩展条件: $B_{ws}T < 10^{-2}$, T_s 为发射码间间隔。在一般的水声通信系统中, 欠扩展条件都是满足的, 因此在盲均衡算法仿真研究中, 不再对该条件进行讨论。

除了上述两个因素外, 海水湍流、非均匀水团和内波等因素影响也可以引起声信号的起伏和多普勒频移。湍流和热交换所产生的介质温度微结构, 即水团, 在气压、涌浪、潮汐等自然现象的作用下会产生随机运动, 从而使声信号产生起伏。从物理本质上看, 这些起伏是由水团对应声速或折射指数 $c/\bar{c}$ ($\bar{c}$ 为平均声速) 的随机变化引起的。因此起伏大小与水团折射指数的时空统计特性有关。内波是海洋介质中非均匀水层在重力作用下的随机波动。浅海内波为水平薄层的上下起伏。在深海, 内波主要表现为地球运动和季节流引起的声道结构变化。

1.2.4 环境噪声

除了上述影响水声通信的因素外, 噪声也是水声通信不可忽略的一个重要影响因素^[9], 在海洋中存在着各种各样的声源, 这些声源发出的声音随着时间和海域而变化, 是随机的, 称为水下噪声。水下噪声除海洋环境噪声外, 还包括舰船辐射噪声和舰船自噪声等。这三种噪声对声呐系统有着不同的影响。海洋环境噪声和舰船自噪声是声呐系统的主要干扰背景之一, 它干扰系统的正常工作, 限制装备性能的发挥; 舰船辐射噪声是被动声呐系统的声源, 系统接收这种噪声来实现目标检测。海洋环境噪声是复杂多变的, 它与海域位置、水听器的位置、近区和远区的气象条件有关, 还与频率有关。按照产生噪声的原因来看, 海洋环境噪声可分为: ①海洋动力噪声, 与风浪有关, 是海水和大气中湍流产生的噪声, 还包括海浪拍岸噪声、雨噪声、气泡噪声等; ②生物噪声, 各种生物所发出的噪声; ③交通噪声和工业噪声, 它是由人类活动产生的噪声; ④地震噪声, 由地震、火山活动和海啸产生的噪声; ⑤热噪声, 由海水介质的热骚动所产生, 它与海水介质的温度成正比。

对于舰船辐射噪声而言, 主要考虑舰船之间的通信情况, 通过对舰船辐射噪声大量测量资料的分析和研究, 可以认为舰船辐射噪声源可分为三大类: ①机械噪声, 指的是航行或作业舰船上各种机械的震动, 通过船体向水中辐射而形成的噪声; ②螺旋桨噪声, 是由旋转着的螺旋桨所辐射的噪声, 包括了螺旋桨空化噪声和螺旋桨叶片震动时所产生的噪声; ③水动力噪声, 由不规则的、

起伏的海流流过运动船只表面而形成，是水流动力作用于舰船的结果。机械噪声和螺旋桨噪声在多数情况下是主要的辐射噪声，它们取决于频率、航速和深度。同舰船辐射噪声一样，机械噪声、螺旋桨噪声和水动力噪声也是舰船自噪声的三种主要声源。虽然自噪声与辐射噪声的基本成因是相同的，但是辐射噪声属于远场噪声，自噪声属于近场噪声，并且自噪声和舰船辐射噪声在传播路径和对声呐设备工作影响等方面均不同。因此，这三种源在自噪声中所起的作用也不同于各自在辐射噪声中的作用。舰船的自噪声与船的航速有着密切的关系，不同的航速范围，其主要噪声源也将不同。此外，由于自噪声源在舰船上安装位置的原因和自噪声本声的近场特性，形成了自噪声具有明显指向性的一种重要特性。

在噪声影响条件下，接收信号的幅度会产生变化，这直接导致接收机判决错误概率的提高，即产生误码，因此在自适应均衡技术的研究中，算法性能的抗噪声能力，即低信噪比条件下的信号检测问题，也是必须考虑的内容。尤其是近年来的研究表明，海洋环境噪声经常呈现脉冲噪声特征，研究具有抑制脉冲噪声能力的盲均衡算法也是盲均衡技术研究的一项重要内容。

1.2.5 水声信道模型

由于进行海上外场试验的复杂性和成本巨大，水声信道仿真成为水声通信系统设计和水声信道研究的重要手段和辅助分析工具。到目前为止，射线模型由于数学形式简单、物理意义清晰而被广泛采用^[10]。射线声学理论是严格的波动理论的一种近似，它给出了一定条件下波动方程的近似解。在声线理论下，对声场的描述是通过声线进行的。由声源辐射的声能量沿声线向四周传播，其中部分声线按一定路径传播而到达接收点，这些声线称为本征声线，接收点处的声场是所有这些本征声线叠加的结果。对应于声射线模型，水声信道可以用抽头延迟线模型来简化表示，如图 1-3 所示。

其中， $s(t)$ 为通过信道的等效低通发射信号，令 $S(f)$ 为其频率表示，如果 $S(f)$ 的带宽 W 远远小于信道的相干带宽 B_{coh} ，即 $W \leq B_{\text{coh}}$ ，则 $S(f)$ 的所有频率分量在通过信道传输时，经历的能量吸收和相移是相同的，此时称信道为平坦信道（非频率选择性衰落信道）。平坦信道对信号仅产生时变乘积效应，由于 $W \leq B_{\text{coh}} = 1/T_m$ ，信道的多径效应并不明显。如果发射信号 $s(t)$ 的带宽 W 大于信道带宽 B_{coh} ，在发射信

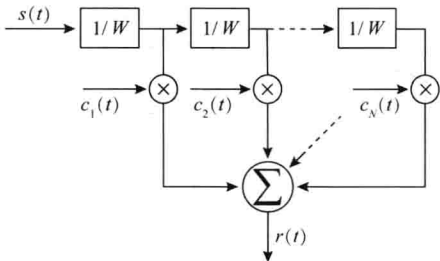


图 1-3 抽头延迟线信道模型

号 $S(f)$ 时, 超过 B_{coh} 的频率分量将会有不同的增益和相位延迟, 此时信道具有频率选择性, 特别是当 $W \geq B_{\text{coh}}$ 时, 信道响应中多径分量在经历 $1/W$ 的延迟后是可分辨的, 此时, 可用采样定理来表示所接收信号的不同多径分量, 信道响应可以表示为

$$c(t; \tau) = \sum_{i=1}^N c_i(t) \delta(\tau - i/W) \quad (1-8)$$

相对应的时变传递函数可以表示为

$$c(t; f) = \sum_{i=1}^N c_i(t) e^{j2\pi f i/W} \quad (1-9)$$

其中, $c_i(t)$ 是第 i 个多径分量的复值信道增益, N 是可分辨的多径分量个数。在多径扩展为 T_m , 多径时间量度为 $1/W$ 时, 可分辨多径分量个数为

$$N = \lfloor T_m \times W \rfloor + 1 \quad (1-10)$$

其中, $\lfloor \cdot \rfloor$ 表示向下取整。对于频率选择性衰落信道的抽头延迟线信道模型, 随机时变抽头增益也可以表示为

$$c_i(t) = \alpha_i(t) e^{j\theta_i(t)}, \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (1-11)$$

其中, $\alpha_i(t)$ 表示幅度, $\theta_i(t)$ 为对应的相位, 抽头增益 $c_i(t)$ 一般视为宽平稳非相关随机过程。

在对常数模盲均衡仿真和分析过程中, 本书中均采用射线模型, 以抽头延迟线模型来构建仿真基带系统。在水声信道射线模型研究上, 已经出现了大量的研究成果, 例如, 在考虑了海面粗糙度对声线影响的射线模型中, 通过定义信号多途干扰比, 分析了没有均衡器的相干系统性能。Kraken 简正波模型^[11, 12]和基于声速曲线拟合的射线跟踪模型^[13], 对浅海信道和深海信道特性进行了仿真分析, 初步计算了声传播损失、本征声线参数和信道响应等参数。哈尔滨工程大学范敏毅博士等人开发了基于射线模型的水声信道仿真软件^[14], 该仿真软件在上海 726 研究所相关项目中得到了推广应用。

1.3 盲均衡基本原理

1.3.1 盲均衡的理论基础

通信信道均衡可等价于系统辨识理论在通信系统中的推广应用^[15], 考虑响应

为 $h(n)$ 的系统在非高斯输入信号 $x(n)$ 的激励下输出信号为 $y(n)$ ，并假定信号受加性高斯噪声 $n(n)$ 的影响，最终输出信号为 $\tilde{x}(n)$ ，如图 1-4 所示。

系统响应与输出信号的统计量相关，利用这种关系可以实现对系统参数的辨识。如果系统 $h(n)$ 是最小相位的（系统传递函数的所有零点、极点均位于 Z 平面的单位圆内）。对于最小相位系统，系统是稳定的，其逆系统也是稳定的，此时输入信号 $x(n)$ 可以看作系统输出的“信息”，而逆

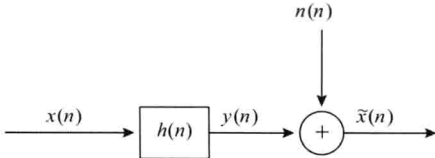


图 1-4 系统响应等效模型

系统恰好等效于一个白化滤波器。所以对最小相位系统的辨识或者反卷积问题的求解可以直接利用二阶统计量实现。如果系统不是最小相位的，但是满足系统的指数稳定性，即系统传递函数的极点全部位于 Z 平面的单位圆内，但是有零点位于 Z 平面的单位圆外，此时系统为非最小相位系统，对于非最小相位系统，逆系统是不稳定的。为了实现对非最小相位系统的辨识，需要借助高阶统计量实现。

在系统辨识问题上，Bartlett 最早提出了当阶数 $k = 2, 3, 4$ 时，系统输出信号的高阶统计特性与系统响应之间的关系^[16]。Brillinger 和 Rosenblatt 将这种关系推广到了任意 k 阶，建立一组公式来描述输出信号高阶统计量与系统响应之间的关系^[17]，这里的高阶统计量一般指高阶累积量。

设非独立同分布高斯输入信号 $x(n)$ 的 k 阶累积量为 $c_{kx}(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_{k-1})$ ，根据累积量的性质可知

$$c_{kx}(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_{k-1}) = \begin{cases} \gamma, & \tau_1 = \tau_2 = \dots = \tau_{k-1} \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (1-12)$$

其中， $\gamma > 0$ 为一个常数。由式 (1-12) 可知，独立同分布非高斯随机过程的高阶累积量是一个 δ 函数。对式 (1-12) 作 $k-1$ 维傅里叶变换可以得到

$$S_{kx}(f_1, f_2, \dots, f_{k-1}) = \gamma \quad (1-13)$$

可以看出，独立同分布非高斯过程的 k 阶谱是 $k-1$ 维平坦的。

系统中假设加性噪声 $n(n)$ 是高斯白噪声，并且与输入信号 $x(n)$ 统计独立，易知 $n(n)$ 与系统输出 $y(n)$ 同样保持统计独立。因此有

$$c_{k\tilde{x}}(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_{k-1}) = c_{ky}(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_{k-1}) + c_{kn}(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_{k-1}) \quad (1-14)$$

又因高斯信号的高阶累积量为零，那么根据式 (1-14) 可以得到

$$c_{k\tilde{x}}(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_{k-1}) = c_{ky}(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_{k-1}) \quad (1-15)$$

根据系统传输原理，可知