

基于 UW 字的单载波判决反馈均衡器水声通信研究*

朱鹤群, 胡晓毅, 马文翰, 任欢

(厦门大学 水声通信与海洋技术教育部重点实验室, 福建 厦门 361005)

摘要: 将单载波块传输系统运用于水声通信中, 为了克服信道中存在的深衰落, 对基于一种 UW 字块结构的时频域混合判决反馈均衡和块迭代频域判决反馈均衡两种判决反馈均衡的方法进行了比较和分析。仿真结果及水池实验表明: 基于该 UW 字结构的块迭代频域判决反馈均衡在水声通信中有良好的应用前景。

关键词: 水声通信; 单载波; UW 字; 时频域混合判决反馈均衡; 块迭代频域判决反馈均衡

中图分类号: TN929.3

文献标识码: A

文章编号: 0258-7998(2013)02-0111-04

Research on decision feedback equalizer based on unique word for single carrier system in underwater acoustic communication

Zhu Hequn, Hu Xiaoyi, Ma Wenhan, Ren Huan

(Key Laboratory of Underwater Acoustic Communication and Marine Information Technology,

Xiamen University, Xiamen 361005, China)

Abstract: In order to overcome the deep fading caused by the multipath propagation in the underwater acoustic environment which hugely destroys the performance of the single carrier system, we proposed, compared and analysed time frequency hybrid feedback equalizer (HDFE) and iterative block decision feedback equalization (IBDFE) based on a kind of unique word (UW) block structure. Simulation results and pool test indicate that IBDFE based on the unique word block structure is a promising technique in the underwater acoustic communication.

Key words: underwater acoustic communication; single carrier; UW; HDFE; IBDFE

水声通信信道是一个时-空-频随机变化的信道, 是所有通信信道中最为复杂的信道。抗多径干扰是高速水声通信必须解决的问题^[1-3]。由于多径效应造成的深衰落, 使得水声信道频率响应的谱值出现零点, 从而导致线性均衡的效果较差, 而利用非线性均衡技术则可以处理这种信道^[4]。传统的时域均衡器, 要求其阶数与信道的最大时延成正比, 而水声通信中的码间干扰往往达到几十甚至几百个码元宽度, 使得均衡器的运算量大幅增大。

单载波块传输技术因其克服了 OFDM 系统峰均比高和对频偏敏感的缺点并具有与 OFDM 相似的性能^[5], 近年来在无线通信领域受到广泛的关注^[5-6], 并已成为 IEEE802.16a 协议的一种高速传输模式^[7]。单载波系统中可以采用一种叫做独特字 UW (Unique Word) 的块结构, 其不仅可以作为循环前缀, 而且由于在频谱上均匀分布

的特性, 使其可以用于信道估计和均衡。针对水声信道的特性, 参考文献[8]提出的时频域混合判决反馈均衡器; 参考文献[9]提出的块迭代频域判决反馈均衡器和基于 UW 字的两种水声通信判决反馈均衡器。

1 块结构和系统模型

单载波系统有两种基于 UW 字的块传输结构, 如图 1 所示。其中 UW Type1 虽然使用了较少的 UW 字, 但由于受到前面数据符号的干扰, 势必降低信道估计的精度。

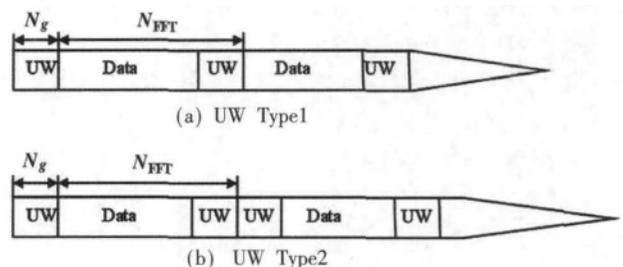


图 1 两种基于 UW 字的块结构

* 基金项目: 国家自然科学基金资助项目(60772141)

而对于 UW Type2, 相邻的两块 UW 字, 第一块作为第二块的循环前缀, 可以吸收前面符号的干扰, 而利用第二块进行信道估计, 可以保证估计的精度。因此本文采用 UW Type2 结构。

所采用的水声单载波块传输系统框图如图 2 所示。

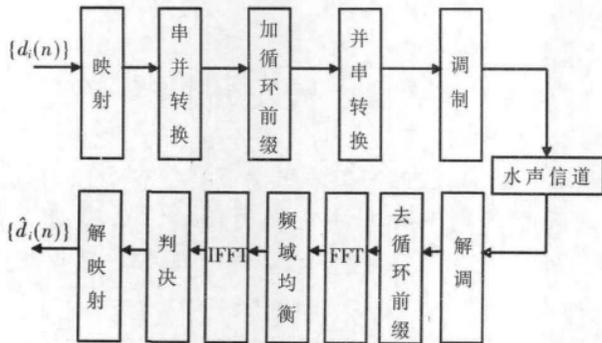


图 2 单载波块传输系统

在发送端, 数据经过 QPSK 映射后进行串并转换, 再加入循环前缀, 然后经过并串转换后用载波调制送入水声信道。在接收端, 首先对接收到的数据进行解调, 去循环前缀, 然后经过 FFT 变换到频域进行均衡后, 经 IFFT 变换到时域, 经判决, 解映射后恢复出数据。这一过程可表示为:

$$r_i(n) = d_i(n) \otimes h(n) + w(n) \quad (1)$$

其中, $r_i(n)$ 为接收到的数据, $d_i(n)$ 为第 i 块发送的数据, $w(n)$ 为加入的高斯白噪声。经过水声多径信道 $h(n)$ 为:

$$h(n) = \sum_k h_k \delta(n-k) \quad (2)$$

将接收到的信号变换到频域得:

$$R_i(n) = D_i(n)H + W(n) \quad (3)$$

其中, $R_i(n) = (R_i(-N_g), R_i(-N_g+1), \dots, R(N_{FFT}-1))$, $D_i(n)$, $H = \text{diag}(H(-N_g), H(-N_g+1), \dots, H(N_{FFT}-1))$, $W(n)$ 分别为接收信号、发送信号、信道冲击响应和高斯白噪声的傅里叶变换。

2 基于 UW 字的时频域混合判决反馈均衡

如图 3 所示为时频域混合判决反馈均衡器。

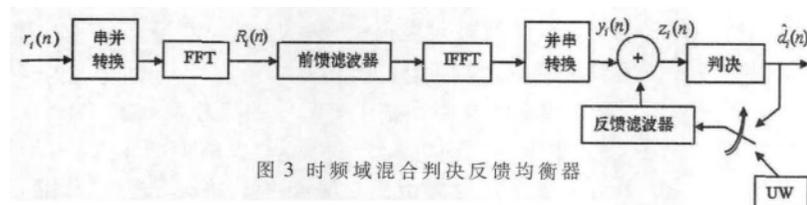


图 3 时频域混合判决反馈均衡器

对于该判决反馈均衡器, 前馈部分为 N 个 ($N=N_{FFT}$) 抽头的频域线性均衡器, 抽头系数为: $U = \text{diag}(U_0, U_1, \dots, U_{N-1})$, 接收信号经过前馈滤波器输出后为:

$$y_i(n) = R_i(n)UF^H \quad (4)$$

其中 F 为傅里叶变换矩阵。

反馈部分为一个时域横向滤波器, 抽头系数为 f_i ($l=1, 2, \dots, B$), B 为抽头个数, 系统输出为:

$$z_i(n) = y_i(n) + \hat{d}_i(n)f, \quad n=0, 1, \dots, N_{FFT}-N_g-1 \quad (5)$$

其中 f 为 $N \times N$ 的循环矩阵, 其第一行为 $(0, \dots, 0, f_B, f_{B-1}, \dots, f_1, 0, \dots, 0)$, 将其进行特征值分解得 $A_f = FfF^H$, 其中 $A_f = \text{diag}(F_0, F_1, \dots, F_{N-1})$, $F_n = \sum_{l=1}^B f_l \exp(-j2\pi nl/N)$, $n=0, 1, \dots, N-1$ 。

$\hat{d}_i(n)$ 为判决后的信号。本文在反馈部分利用已知的 UW 字来均衡最前面的 B 个数据符号。采用 MMSE 准则来确定均衡器的系数, 即:

$$E(|e(n)|^2) = E(|z_i(n) - d_i(n)|^2) \quad (6)$$

将式(3)、式(4)和式(5)代入式(6)后可得:

$$E(|e(n)|^2) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} [\sigma_w^2 |U_n|^2 + \sigma_d^2 |1 - (U_n H(n) + F_n)|^2] \quad (7)$$

利用梯度算法可得前馈滤波器的系数:

$$U = (I - A_f)H^H (H^H H + I / \text{SNR})^{-1} \quad (8)$$

其中, I 为 $N \times N$ 的单位矩阵, SNR 为信噪比。将式(8)代入式(7)得:

$$E(|e(n)|^2) = \frac{\sigma_w^2}{P} \sum_{n=0}^{N-1} \frac{1}{|H(n)|^2 + 1/\text{SNR}} \left(1 - \sum_{l=1}^B f_l \exp(-j2\pi nl/N)\right) \quad (9)$$

再次利用梯度算法可得 B 个线性方程, 写成矩阵的形式为:

$$v\mathbf{t} = \boldsymbol{\lambda}, \quad \mathbf{t} = (f_1, f_2, \dots, f_B)^T \quad (10)$$

其中 v 为 $B \times B$ 的矩阵, 其元素为:

$$v_{m,l} = \sum_{n=0}^{N-1} \frac{\exp(-j2\pi n(l-m)/N)}{|H(n)|^2 + 1/\text{SNR}}, \quad \boldsymbol{\lambda} \text{ 为 } B \times 1 \text{ 的向量, 其元素}$$

$$\text{为 } \lambda_m = \sum_{n=0}^{N-1} \frac{\exp(j2\pi nm/N)}{|H(n)|^2 + 1/\text{SNR}}.$$

3 基于 UW 字的块迭代频域判决反馈均衡

块迭代频域判决反馈均衡器的结构框图如图 4 所示。

IBDFE 系统第 l 次迭代输出为:

$$\tilde{D}_n^{(l)} = G_n^{(l)} R_i(n) + B_n^{(l)} \hat{D}_n^{(l-1)} \quad (11)$$

其中 $\{G_n^{(l)}\}$, $\{B_n^{(l)}\}$ ($n=0, 1, \dots, N-1$) 分别为前馈部分和反馈部分的系数。将式(3)代入式(11)中得:

$$\tilde{D}_n^{(l)} = (G_n^{(l)} H_n D_i(n) + B_n^{(l)} \hat{D}_n^{(l-1)}) + G_n^{(l)} W(n) \quad (12)$$

从上式可以看出 $\tilde{D}_n^{(l)}$ 由信号、码间干扰、噪

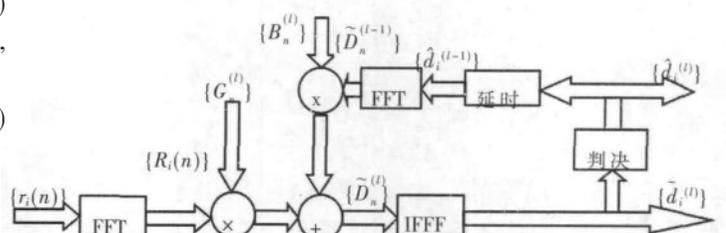


图 4 块迭代频域判决反馈均衡器

声三部分组成,将式(12)进一步写成:

$$\hat{D}_n^{(l)} = \gamma^{(l)} D_i(n) + \varepsilon^{(l)} \quad (13)$$

其中, $\gamma^{(l)} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} G_n^{(l)} H_n$, $\varepsilon^{(l)} = [(G_n^{(l)} H_n - \gamma^{(l)}) D_i(n) + B_n^{(l)} \hat{D}_n^{(l-1)}] + G_n^{(l)} W(n)$ 。为了使干扰最小化,将信号与噪声加上码间干扰的比值最大,定义:

$$\text{SNIR} = \frac{|\gamma^{(l)}|^2}{\text{var}(\varepsilon^{(l)})} \quad (14)$$

通过使 SNIR 取得最大值,确定出前馈部分和反馈部分的系数分别为:

$$G_n^{(l)} = \frac{\text{SNIR} H_n^*}{1 + \text{SNIR} (1 - \rho^{(l-1)})^2 |H_n|^2} \quad (15)$$

$$B_n^{(l)} = -\rho^{(l-1)} (G_n^{(l)} H_n - \gamma^{(l)}) \quad (16)$$

其中 ρ^l 为发送信号和判决后信号的相关系数。对于 SNR 本文利用 UW 字进行估计。

4 系统仿真及实验结果

仿真时加入的信道为基于高斯束射线跟踪的 Bellhop 模型所产生的多径信道。Bellhop 射线模型为美国海军海洋声学实验室所采用的标准模型之一,比传统的射线模型具有更精准的计算结果^[10]。信道建模时的参数为:夏天、三级海况、水深 20 m、收发点水深 10 m,相距 1 km。产生的信道如表 1 所示。单载波系统的仿真及水池实验的参数设置如表 2 所示。

表 1 多径时延和幅度衰减

多径条数	时延/s	幅度
1	0	1
2	0.0017	0.56
3	0.006	0.54
4	0.012	0.52
5	0.021	0.50

表 2 单载波系统参数

项目	参数
信号频带/kHz	10~15
载波频率/kHz	12.5
码元宽度/ms	0.4
块数据长度/ms	204.8
UW(chu)长度/ms	51.2
采样率/kHz	60
数据率/(kb/s)	5
调制方式	QPSK
帧同步	线性调频(8 kHz~16 kHz)50 ms

图 5 给出了在不同信噪比下,采用图 1 两种块结构,信道估计的 NMSE 曲线。NMSE 定义为:

$$\text{NMSE} = \frac{E[\sum_n |h(n) - \hat{h}(n)|^2]}{E[\sum_n |h(n)|^2]} \quad (17)$$

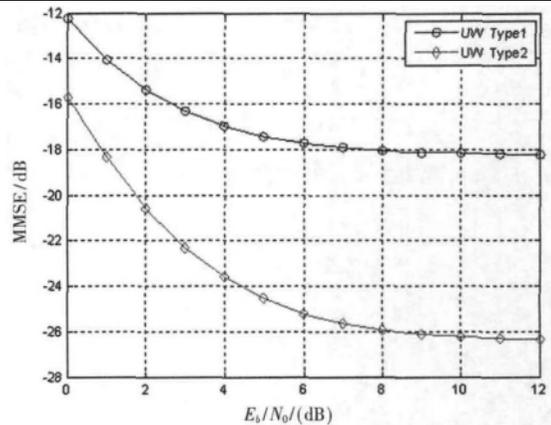


图 5 两种 UW 字结构的 NMSE 与信噪比关系曲线图

从图 5 可以看出,采用 Type1 的信道估计的性能明显比 Type2 的差,这与之前的分析是一致的。

图 6 给出了不同信噪比下,IBDFE 不同迭代次数(1~4)和 HDFE 的误码曲线。从图中可以看出在第 2 次迭代时,误码性能得到了很大的改善,而之后性能的提升不是很明显。与 HDFE 相比,IBDFE 的性能更优越,这主要是因为对于 HDFE 前面符号判决是否准确,直接影响到后面符号的判决,所以有可能出现错误传播导致性能下降。而对于 IBDFE,通过迭代使判决后信号的精度得到提升,避免了上述情况的出现。

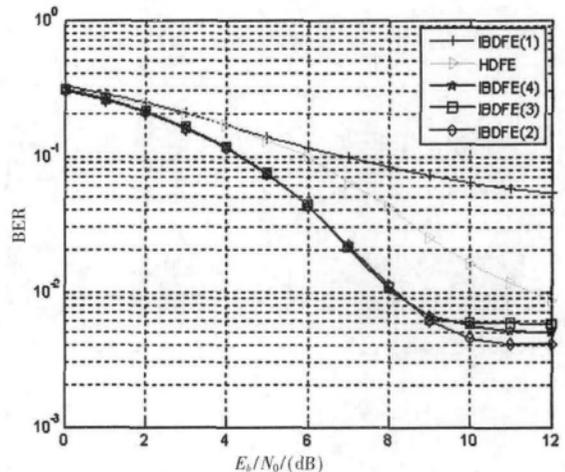


图 6 不同均衡方法的误码率曲线图

在厦门大学通信与海洋信息技术教育部重点实验室对这两种均衡方法进行了水池实验。收发换能器吊放深度为离水面 1 m,距离为 3 m。由于池壁材料为陶瓷介质,对信号反射能力强,由此造成严重的多径现象。发送的数据量为 20480。表 3 为水池实验结果。图 7 为水池实验均衡前后星座图对比。

本文根据 UW 字结构的特点提出了两种运用于水声通信的单载波判决反馈均衡器。在理论上比较分析了这两种均衡器的性能。由于 IBDFE 的反馈部分是在频域进行的,使得其性能得到提升,并在仿真和水池实验中进行了验证。结果表明基于 UW Type2 的块迭代频域判决反馈均衡在水声通信中有良好的应用前景。

表 3 水池实验结果

数据编号	HDFEE 误码个数	HDFE BER	IBDFE 误码个数	IBDFE BER
1	2	0.000 09	1	0.000 04
2	2	0.000 09	0	0
3	5	0.000 2	1	0.000 04
4	2	0.000 09	2	0.000 09
5	0	0	0	0
6	2	0.000 09	1	0.000 04
7	6	0.000 2	2	0.000 09
8	8	0.000 3	1	0.000 04
9	22	0.001 1	2	0.000 09
10	53	0.002 6	15	0.000 7
11	84	0.004 1	25	0.001 2
平均误码		0.000 805		0.000 212

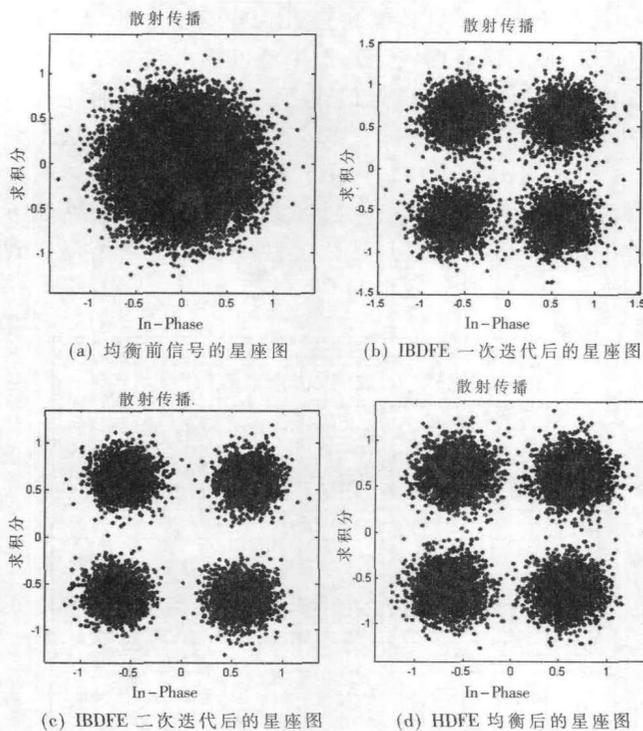


图 7 均衡前后星座图对比

参考文献

[1] STOJANOVIC M, CATIPOVIC J A, PROAKIS J G. Phase-coherent digital communications for underwater acoustic channels[J]. IEEE J Oceanic Eng(S0364-9059), 1994,19(1): 100-111.

[2] STOJANOVIC M, CATIPOVIC J A, PROAKIS J G. Recent advance in high speed underwater acoustic communications[J]. IEEE J Oceanic Eng(S0364-9059), 1996,21(2):125-136.

[3] KILFOYLE D B, BAGGEROER A B. The state of the art in under-water acoustic telemetry[J]. IEEE J Oceanic Eng (S0364-9059), 2000,25(1):4-27.

[4] PORAKIS J G. Adaptive equalization techniques for acoustic telemetry channels[J]. IEEE J Oceanic Eng,1991,16(1): 21-31.

[5] FALCONER D,ARIYAVISITAKUL S L, SEEYAR A B, et al. Frequ-ency domain equalization for single-carrier broad band w-ireless systems[J]. IEEE Communication Magazine, 2002,40(4):58-66.

[6] 吴江, 吴伟陵. 未来无线通信中的单载波频域均衡技术 [J]. 数据通信, 2004(05):4-7.

[7] 王利平. 基于 SC-FDE 的水声通信技术研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 2010.

[8] BENVENUTO N, TOMASIN S. On the comparison between OFDM and single carrier with a DFE using a frequency-domain feed-forward filter[J]. IEEE Transactions on Communications, 2002,50(6):947-955.

[9] BENVENUTO N, TOMASIN S. Iterative design and detection of a DFE in the frequency domain[J]. IEEE Trans. Commun. 2005,53(11):1867-1875.

[10] 陶毅, 许肖梅, 陈东升. 台湾海峡近海水声信道传递函数仿真研究[J]. 系统仿真学报, 2007,19(16):3639-3642.

(收稿日期: 201207-22)

作者简介

朱鹤群, 男, 1987 年生, 硕士研究生, 主要研究方向: SC-FDE、压缩传感、水声通信。

胡晓毅, 女, 1966 年生, 教授, 主要研究方向: 水声通信网络物理层技术、多载波调制技术、扩频通信。

行业聚焦
Focus on Industry

MHL 非无隐忧 权利金、竞争标准挑战纷至沓来

愈来愈多的电视与手机具备 MHL(Mobile High-Definition Link)功能,使其看似已成为业界共通标准,但实际上 MHL 在后续的推广上仍有阻碍与隐忧。依 DIGITIMES Research 的观察分析,特殊版本的 USB (Universal Serial Bus)、Wi-Fi Miracast、MyDP(My DisplayPort)、DiiVA(Digital Interface for Video and Audio)等都可能直接或间接与 MHL 竞争。

MyDP 与 MHL 同为有线方式传输高清晰视讯的技术标准,但 MyDP 强调零权利金,明显与 MHL 的 10 万美元入会费有所区别,同时 MyDP 也强调在手机播放时有更佳的充电效率。此功能也迫使 MHL 标准提升成 2.0,以跟进强化充电效率。

在无线技术领域,由 Wi-Fi 标准衍生出来的 Wi-Fi Miracast 无线视讯传递技术也是 MHL 的潜在威胁之一。虽然 Miracast 与 MHL 之间并非直接竞争关系,但由于锁定相同的应用情境,因此两者之间应有一定的替代效果存在。最后, MHL 阵营目前授权测试中心家数仍少,且有球员兼裁判之嫌,均是 MHL 后续推行的课题与挑战。

(DIGITIMES Research 供稿)