

水声通信中一种新型无前后缀的单载波频域均衡技术

涂星滨 肖芳贵 许肖梅*

(厦门大学海洋与地球学院 厦门 361102)

(厦门大学水声通信与海洋信息技术教育部重点实验室 厦门 361102)

摘要: 单载波频域均衡(SC-FDE)是水声通信中实现高数据率传输的重要技术之一,但传输序列中周期性插入的循环前缀或保护间隔等前后缀降低了频带利用率和通信速率。该文在时间反转(TR)处理的基础上提出一种新型无前后缀的水声单载波频域均衡技术,即发射机传输无前后缀的单载波信号,接收机对各个数据块的后缀进行重构并利用频域均衡技术消除符号间干扰。重构数据块后缀作为接收机的核心部分,主要包括3个步骤:TR处理、干扰消除和后缀重构。首先,TR处理将来自接收阵元的多通道信号融合为单通道信号,并且其等效信道冲激响应(即 q 函数)的稳定主峰避免了后缀重构中的噪声放大。然后,通过干扰消除,去除来自前一数据块的块间干扰(IFI)和来自当前数据块的反因果干扰(ACI)。最后,根据 q 函数主峰及其右侧的因果部分计算信号的各个路径分量,实现数据块的后缀重构。实验结果验证了这一技术的有效性,并且性能优于现有无前后缀的单载波频域均衡技术。
关键词: 水声通信; 单载波; 频域均衡; 前后缀; 时间反转

中图分类号: TN929.3

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2021)03-0758-09

DOI: 10.11999/JEIT200611

A Novel Single-Carrier Frequency-Domain Equalization Technique without Prefix or Suffix for Underwater Acoustic Communications

TU Xingbin XIAO Fanggui XU Xiaomei

(College of Ocean and Earth Sciences, Xiamen University, Xiamen 361102, China)

(Key Laboratory of Underwater Acoustic Communication and Marine Information Technology, Xiamen University, Xiamen 361102, China)

Abstract: Single-Carrier Frequency-Domain Equalization (SC-FDE) is one of the key techniques to achieve high data-rate transmissions in underwater acoustic communications. However, the periodically inserted prefixes or suffixes, in forms of cyclic-prefixes or guard intervals in transmission sequence, reduce the bandwidth efficiency and data rate. A SC-FDE technique without prefix or suffix is proposed based on the Time Reversal (TR) for underwater acoustic communications. At the transmitter side, the single-carrier signal without prefix or suffix is transmitted. At the receiver side, the suffix is reconstructed in each block before canceling the intersymbol interference with FDE. The suffix reconstruction, which is the core of receiver, contains three main procedures: the TR processing, interference cancelation, and suffix reconstruction. First, the TR processing converts receptions from an array of receiving elements into a single composite signal. The equivalent impulse response (namely the q -function) has a stable peak, which avoids the noise amplification. Next, the interference cancelation is conducted to remove the InterBlock Interference (IFI) from the previous block and the Acausal Interference (ACI) from the current block. Afterward, suffix reconstruction is achieved by calculating the multipath arrivals of each symbol, which are obtained from the causal part of the q -function. Experimental results validate the effectiveness of this technique and its superiority over the SC-FDE technique without prefix or suffix in the current literature.

Key words: Underwater acoustic communication; Single carrier; Frequency-Domain Equalization (FDE); Prefix and suffix; Time Reversal (TR)

收稿日期: 2020-07-23; 改回日期: 2020-12-07; 网络出版: 2020-12-15

*通信作者: 许肖梅 xmxu@xmu.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金(41976178, 41676024)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (41976178, 41676024)

1 引言

水声信道较大的多径时延对高数据率、高可靠性的水声通信提出了挑战^[1,2]。单载波频域均衡(Single-Carrier Frequency-Domain Equalization, SC-FDE)技术^[3-5]的提出能有效解决这一问题,但也带来了新的问题。一方面,多径传输导致接收信号出现符号间干扰(InterSymbol Interference, ISI)。SC-FDE技术在接收端通过单抽头的频域均衡滤波器,消除接收信号中的ISI。另一方面,数据块中存在块间干扰(InterBlock Interference, IBI),并且单抽头的频域均衡要求信道矩阵为循环矩阵。因此传输符号序列中需周期性地插入循环前缀或保护间隔等前后缀,但也带来了额外的系统开销,降低了频带利用率和通信速率。

为避免传输符号序列中前后缀的插入,提升通信的频带利用率和通信速率,研究者提出了无前后缀的SC-FDE技术。其核心思想是,在发射端传输无前后缀的单载波信号,在接收端重构各个数据块的后缀并利用FDE消除ISI。一种常见的技术是Turbo均衡^[6,7]。它利用Turbo均衡迭代中的先验软符号与估计信道的卷积,重构数据块中的循环前缀;而Turbo均衡则为循环前缀重构提供了更为准确的输入信息,加快了循环前缀重构的收敛。另一种简单有效的技术是重叠FDE^[8,9]。它将接收信号划分为重叠的数据块,并在FDE后去除数据块的头尾部分以消除前向干扰和后向干扰。文献^[10,11]提出了一种基于时间反转(Time Reversal, TR)处理的无前后缀FDE接收机,利用等效的信道冲激响应(即 q 函数)重构数据块中的前缀,但它忽略了 q 函数中的反因果干扰(Acausal Interference, ACI),仍需要引入重叠分块来抑制数据块中的残余干扰。

本文在文献^[10,11]的基础上,提出一种基于ACI消除的频域均衡技术ACIC-FDE(FDE with ACI Cancellation)。首先,本技术引入TR处理,将来自接收阵元的多通道信号融合为单通道信号,并进行后缀重构。与现有技术不同,本技术无需通过Turbo均衡重构各个通道的循环前缀,而是利用TR处理中稳定的 q 函数来重构后缀并避免噪声放大。其次,分别通过IBI消除和ACI消除,消除数据块中的干扰。与文献^[10,11]中通过数据重叠分块来抑制

残余干扰的方法不同,本技术在IBI消除的基础上,提出一种ACI消除方法,消除 q 函数所带来的反因果干扰。最后,通过计算信号的各个路径分量,实现数据块的后缀重构。对比现有技术,本技术计算量无显著增加,但在性能上带来一定增益。

2 无前后缀的频域均衡接收机

考虑具有 M 个接收水听器的单输入多输出水声通信系统。所提ACIC-FDE接收机的结构如图1所示,双横线表示多通道信号,单横线表示单通道信号。首先,结合估计的信道冲激响应 \hat{H} ,通过TR处理将多通道接收信号 $\mathbf{R} = [\mathbf{r}_1 \ \mathbf{r}_2 \ \dots \ \mathbf{r}_M]$ 融合为单通道信号 \mathbf{x} 。其中,矩阵 \hat{H} 第 m 列($m=1, 2, \dots, M$)表示发射换能器与第 m 个水听器间的信道冲激响应 $\hat{H}(:, m) = [h_m(0) \ h_m(1) \ \dots \ h_m(L-1)]^T$ (L 为信道长度), \mathbf{r}_m 为第 m 个水听器的接收数据块向量。然后,通过干扰消除,得到IBI消除后的信号 \mathbf{x}_B 和ACI消除后的信号 \mathbf{x}_A 。最后,将后缀重构得到的信号 \mathbf{x}_S 输入FDE并做相位校正,得到均衡后的信号 \mathbf{z} ,并进一步得到软判决输出 $\bar{\mathbf{s}}$ 。注意,FDE可以替换为频域判决反馈均衡(Frequency-Domain Decision Feedback Equalization, FD-DFE)^[12-15]。

2.1 TR处理

TR处理将各个水听器接收到的数据块合并为单通道的数据块

$$\mathbf{x} = \sum_{m=1}^M \hat{H}_m \mathbf{r}_m = \sum_{m=1}^M \hat{H}_m (\mathbf{H}_m \mathbf{s} + \boldsymbol{\eta}_m) = \mathbf{Q} \mathbf{s} + \boldsymbol{\eta} \quad (1)$$

式中, $\mathbf{x} = [x(0) \ x(1) \ \dots \ x(N_e^\psi - 1)]^T$, $\mathbf{r}_m = [r_m(0) \ r_m(1) \ \dots \ r_m(N_e^\psi + L - 2)]^T$ 为接收符号向量, $\mathbf{s} = [s(-L + 1) \ \dots \ s(N_e^\psi + L - 2)]^T$ 为发射符号向量, $\boldsymbol{\eta} = [\eta(0) \ \eta(1) \ \dots \ \eta(N_e^\psi - 1)]^T$ 为噪声项, N_e^ψ 为可变数据块长度(ψ 为迭代索引),其取值将在2.2节介绍。式(1)中,矩阵 \mathbf{H}_m , \hat{H}_m 和 \mathbf{Q} 分别表示为

$$\mathbf{H}_m = \begin{bmatrix} h_m(L-1) & \dots & h_m(0) & & \\ & \ddots & & \ddots & \\ & & h_m(L-1) & \dots & h_m(0) \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{(N_e^\psi + L - 1) \times (N_e^\psi + 2L - 2)} \quad (2)$$

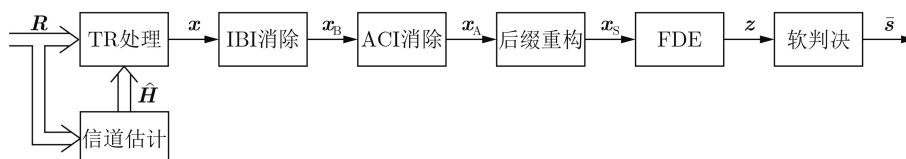


图1 ACIC-FDE接收机的结构框图

$$\tilde{\mathbf{H}}_m = \begin{bmatrix} h_m^*(0) & \cdots & h_m^*(L-1) & & \\ & \ddots & & \ddots & \\ & & h_m^*(0) & \cdots & h_m^*(L-1) \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{N_e^\psi \times (N_e^\psi + L - 1)} \quad (3)$$

$$\mathbf{Q} = \sum_{m=1}^M \tilde{\mathbf{H}}_m \mathbf{H}_m = \begin{bmatrix} q(L-1) & \cdots & q(-L+1) & & \\ & \ddots & & \ddots & \\ & & q(L-1) & \cdots & q(-L+1) \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{N_e^\psi \times (N_e^\psi + 2L - 2)} \quad (4)$$

式中, $q(l')$ ($l' = -L+1, \dots, L-1$)为 q 函数, 它本质上为各通道冲激响应 $h_m(l)$ ($l = 0, 1, \dots, L-1$)的自相关累加^[16]

$$q(l') = \sum_{m=1}^M h_m(l) * h_m^*(L-1-l) \quad (5)$$

从式(1)–式(4)可以看到, 当前数据块包含了来自前一数据块的因果干扰(即当前符号包含过去符号的后向多径干扰)和来自后一数据块的反因果干扰(即当前符号包含未来符号的前向多径干扰)。在后续的后缀重构中, 反因果干扰会使重构的后缀存在一定的偏差。

2.2 干扰消除

干扰消除主要考虑来自前一数据块的因果干扰IBI和来自当前数据块与下一数据块的反因果干扰ACI。对于当前数据块而言, 下一数据块的符号是未知的, 故来自下一数据块的反因果干扰无法直接获得。为此, 需要将当前数据块扩展至下一数据块, 使预设的数据块长度 N 延长至 N_e^ψ 。

图2给出了迭代过程中数据块处理的示意图。图2中, 蓝色斜线表示因果干扰, 红色斜线表示反因果干扰; 当前数据块的干扰用实斜线表示, 前一数据块和后一数据块的干扰用虚斜线表示。首先, 在TR处理后的信号 \mathbf{x} (长度为 N_e^ψ)中, 消除来自前一数据块的因果干扰, 得到IBI消除后的信号 \mathbf{x}_B

$$\mathbf{x}_B = \mathbf{x} - \mathbf{Q}\mathbf{T}\bar{\mathbf{s}} \quad (6)$$

式中, 第2项即为IBI, 其中 $\bar{\mathbf{s}}$ 为发射符号向量 \mathbf{s} 的软判决估计, 变换矩阵 \mathbf{T} 是大小为 $N_e^\psi + 2L - 2$ 的方阵

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{L-1} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (7)$$

而后, 消除来自当前数据块中的反因果干扰, 得到ACI消除后的信号 \mathbf{x}_A

$$\mathbf{x}_A = \mathbf{x}_B - \mathbf{Q}_A \bar{\mathbf{s}}^{\psi-1} \quad (8)$$

式中, 第2项即为ACI, 其中 $\bar{\mathbf{s}}^{\psi-1} = [\bar{s}(0) \ \bar{s}(1) \ \dots$

$\bar{s}(N_e^{\psi-1} - L_q - 1)]^T$ 为前一次迭代的软判决输出(注意 $N_e^{\psi-1} - L_q = N_e^\psi$, 且在第1次迭代中 $\bar{\mathbf{s}}^{\psi-1} = \bar{\mathbf{s}}^0 = \mathbf{0}_{N_e^\psi}$), 矩阵 \mathbf{Q}_A 为 \mathbf{Q} 的反因果部分, 即

$$\mathbf{Q}_A = \begin{bmatrix} 0 & q(-1) & \cdots & q(-L+1) & & \\ & \ddots & \cdots & \cdots & \ddots & \\ & & \ddots & \cdots & \cdots & q(-L+1) \\ & & & \ddots & \cdots & \vdots \\ & & & & \ddots & q(-1) \\ & & & & & 0 \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{N_e^\psi \times N_e^\psi} \quad (9)$$

由于下一数据块的符号未知, 当前数据块尾部的 L_q 个符号(L_q 为 q 函数中主要多径时延的长度, 一般有 $L_q \ll L$)仍残留有ACI干扰, 故在后续重构之前需要舍弃这部分的信号。这使得信号长度与软判决输出长度由 N_e^ψ 减小至 $N_e^\psi - L_q$ 。在第 $\psi+1$ 次迭代中, 可估计ACI长度也随之缩短 L_q 。为使最后的软判决输出长度等于预设数据块长度 N , 可将第 ψ 次迭代中的初始数据块长度设为 $N_e^\psi = N + (\Psi - \psi + 1)L_q$, Ψ 为总迭代次数。

2.3 后缀重构

后缀重构算法包含两个步骤: 路径分量计算和后缀信号重构。路径分量计算根据 q 函数依次计算每一发射符号对应的直达分量与多径分量; 后缀信号重构则将各个时刻对应的不同路径分量相加, 并通过首尾的重叠相加^[3,4], 得到后缀重构后的信号 \mathbf{x}_S 。具体过程可参考文献^[10,11]。

2.4 计算复杂度

ACIC-FDE接收机的计算复杂度如表1所示。表1中同时给出了传统FDE接收机与文献^[10,11]中

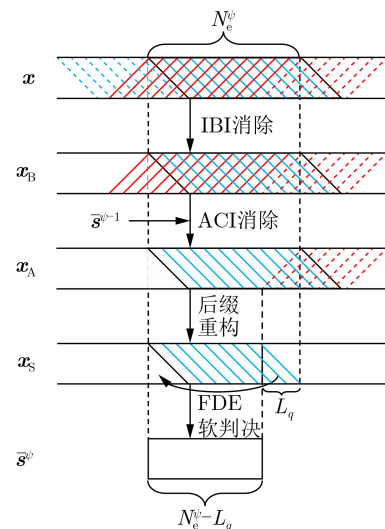


图2 第 ψ 次迭代过程中的数据块处理示意图

TR-FDE接收机的计算复杂度。其中，范例值根据第3节参数计算得来，即 $\Psi=3$ ， $M=5$ ， $N=400$ ， $L=128$ ， $L_q=16$ 。

表1表明，计算复杂度主要来源于信道估计与TR处理两部分。在传统FDE中，虽没有TR处理、干扰消除、前后缀重构等步骤，但相比于基于TR处理的FDE接收机，传统FDE在均衡与FFT/IFFT时的多通道处理增加了一定计算量。对于ACIC-FDE，由于数据块长度有所增加，其计算量相比FDE与TR-FDE略有升高。但总体而言，3种频域均衡接收机在一个数据块内的计算复杂度基本相当。

3 性能验证与结果分析

本研究在不同接收信噪比(Signal-to-Noise Ratio, SNR)下，通过仿真与水池实验来验证ACIC-FDE的性能。选取的性能指标包括输出信噪比(Output SNR, OSNR)^[17]和通信误码率(Bit Error Rate, BER)。

3.1 仿真结果

仿真信道来源于文献[18]的信道仿真模型。通

信仿真在信道仿真的基础上，将发射符号与仿真信道进行卷积得到接收符号，并引入不同强度的噪声以模拟不同的接收信噪比。仿真中所采用的主要信道模型参数与通信仿真参数见表2。仿真信道为慢时变信道，某一时刻的冲激响应及 q 函数如图3所示。其中，图3(a)所示为发射换能器与深度13.3 m处水听器间的信道冲激响应，图3(b)为多通道融合后的 q 函数。可以看到，信道冲激响应的主要路径和能量较小的散射分量集中在8 ms的时延范围内。对于 q 函数，在零时延处有一稳定且能量较高的主峰，而主峰两侧“旁瓣”的绝对时延主要在1 ms以内。因此，在ACI消除中，取 $L_q=L/8=16$ 。

不同SNR下，ACIC-FDE接收机的OSNR与BER如图4所示。当SNR小于-4 dB时，接收机无法正常工作；当SNR大于-4 dB时，随着迭代次数增加，信道估计、ACI消除更加准确，接收机性能显著提升。1次迭代时，OSNR在仿真SNR范围内无法达到10 dB(见图4(a))，BER最小为 10^{-2} (见图4(b))。2次和3次迭代时，最小BER分别在 10^{-4} 和

表1 几种频域均衡接收机在一个数据块内的计算复杂度

步骤	FDE		TR-FDE		ACIC-FDE	
	复杂度	范例值	复杂度	范例值	复杂度	范例值
信道估计	ΨMNL	7.68×10^5	ΨMNL	7.68×10^5	$\sum_{\psi=1}^{\Psi} MN_e^{\psi} L$	8.29×10^5
TR处理	0	0	$(3/2)\Psi MN \log_2 N$	7.78×10^4	$(3/2) \sum_{\psi=1}^{\Psi} MN_e^{\psi} \log_2 N_e^{\psi}$	8.51×10^4
IBI消除	0	0	$(3/2)\Psi L_q \log_2 L_q$	2.88×10^2	$(3/2)\Psi L_q \log_2 L_q$	2.88×10^2
ACI消除	0	0	0	0	$(3/2) \sum_{\psi=1}^{\Psi} N_e^{\psi} \log_2 N_e^{\psi}$	1.70×10^4
前后缀重构	0	0	ΨNL_q	1.92×10^4	$\sum_{\psi=1}^{\Psi} (N_e^{\psi} - L_q) L_q$	2.00×10^4
均衡	$2\Psi MN$	1.20×10^4	$2\Psi N$	2.40×10^3	$2 \sum_{\psi=1}^{\Psi} (N_e^{\psi} - L_q)$	2.50×10^3
FFT/IFFT	$\Psi(MN + N/2) \times \log_2 N$	5.70×10^4	$(3/2)\Psi N \log_2 N$	1.56×10^4	$(3/2) \sum_{\psi=1}^{\Psi} (N_e^{\psi} - L_q) \times \log_2 (N_e^{\psi} - L_q)$	1.63×10^4
总计算量	$O(\Psi MNL)$	8.37×10^5	$O(\Psi MNL)$	8.83×10^5	$O\left(\sum_{\psi=1}^{\Psi} MN_e^{\psi} L\right)$	9.71×10^5

表2 信道模型参数与通信仿真参数

信道模型参数	数值	通信仿真参数	数值
水深/传输距离	20 m/1000 m	调制方式	QPSK
海底起伏方差	10^{-3}	符号速率	16 ksymb/s
载波频率/带宽	85 kHz/20 kHz	过采样率/滚降系数	3/0.25
发射深度/接收深度	13.4 m/9.5~17.0 m(5阵元，间隔约1.9 m)	信道估计	压缩采样匹配追踪(稀疏度15)
声扩展因子	1.0	数据块时长	25 ms(无重叠)
仿真时长	3.0 s	迭代次数	1, 2, 3

10⁻⁵量级, OSNR达到10 dB时所需的SNR分别为4 dB和2 dB。

ACIC-FDE接收机的作用是提升通信速率, 而对于传统有前后缀的情况, 也能通过增大调制阶数来达到这一目的。为此, 仿真进一步分析传统频域均衡接收机(记为FDE)的性能, 并与ACIC-FDE接收机做比较。在传统FDE仿真中, 调制方式为8QAM; 为使通信速率与前述仿真相同, 符号速率设为14.4 ksym/s, 每个数据块末尾补零长度为8.75 ms, 仿真时长为2.0 s, 其余参数与表2相同。仿真结果如图5所示。由于在FDE中无需考虑IBI, ACI与前后缀重构, 迭代处理几乎没有带来增益。同时, 高阶调制不可避免地导致通信性能的降低,

故基于8QAM调制的FDE性能不及基于QPSK调制的ACIC-FDE(见图4与图5)。

为比较ACIC-FDE与现有无前后缀FDE接收机的性能, 图6给出了ACIC-FDE与TR-FDE两种接收机的仿真BER。当SNR小于-4 dB时, ACI估计误差较大, 在ACI消除后反而增加了信号中的干扰, 导致接收机性能下降。而当SNR大于-4 dB时, 这一情况相反, 且信号中的ACI消除后, 数据块后缀重构的准确度也随之升高。这两方面的共同作用使接收机的性能得以提升。在SNR=10 dB时, TR-FDE的仿真BER在10⁻³~10⁻²量级, 而ACIC-FDE则在10⁻⁵~10⁻⁴量级。此外, 在2次迭代时, TR-FDE的BER曲线在高SNR下趋于误码平台, 这

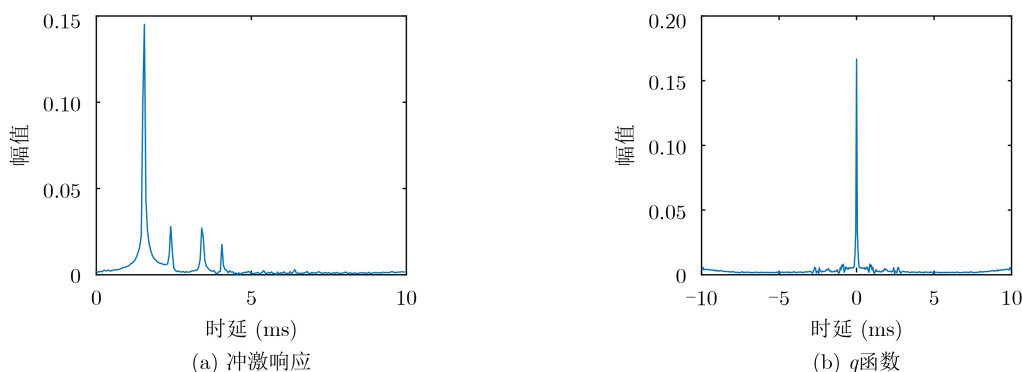


图3 仿真信道冲激响应及q函数

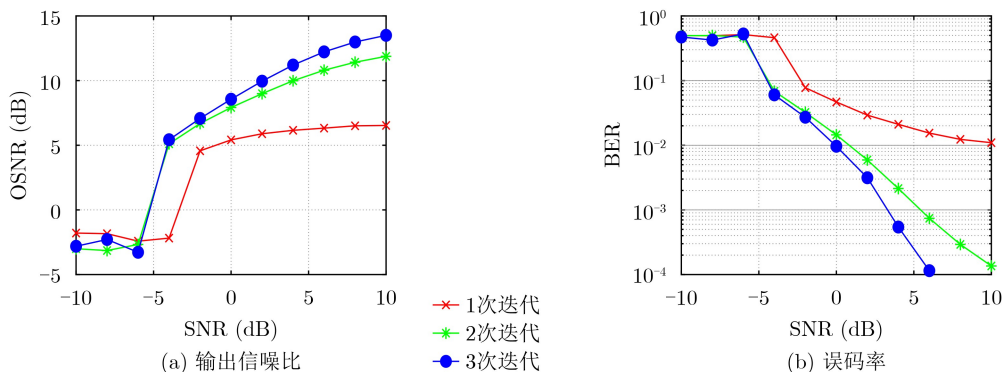


图4 不同接收信噪比下, ACIC-FDE的仿真结果

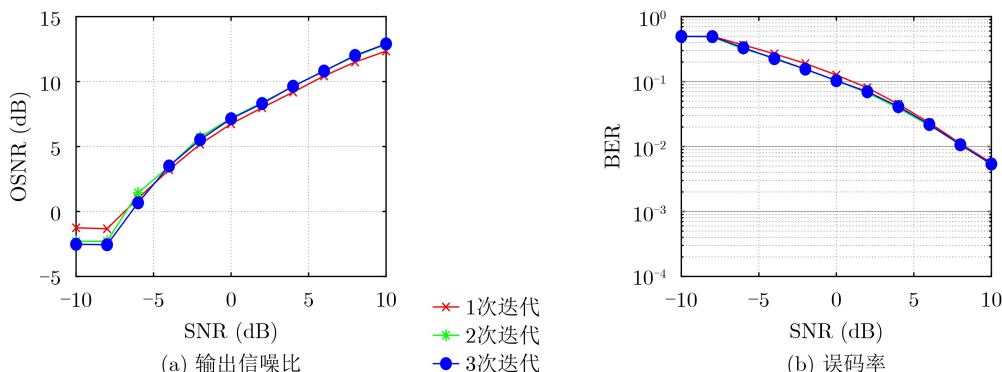


图5 不同接收信噪比下, FDE的仿真结果

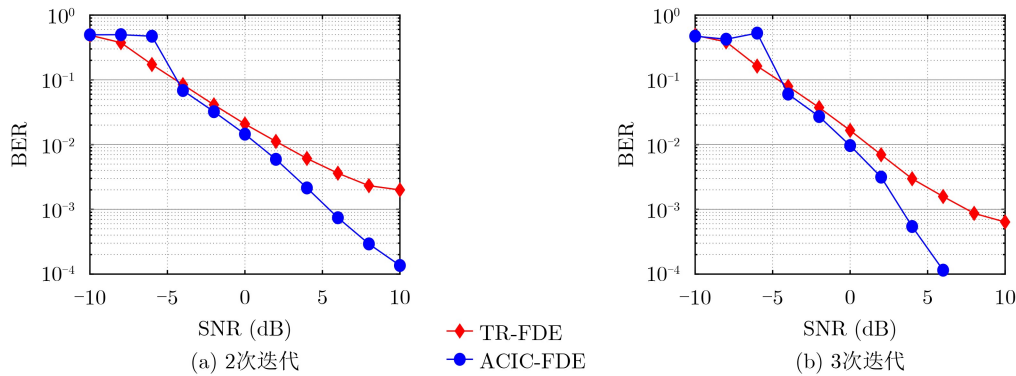


图6 TR-FDE与ACIC-FDE接收机的仿真结果

也是信号中的ACI没有得到充分的消除、后缀重构误差较大所造成的。

需指出的是，一种更为直接高效的后续重构方式为卷积，即将前一次迭代的软判决输出与 q 函数卷积，直接得到后缀。图7给出了这一FDE接收机(记为Conv-FDE)的仿真结果，并与ACIC-FDE接收机做对比。在-2 dB以上的接收SNR下，Conv-FDE接收机的性能劣于ACIC-FDE接收机。其原因是卷积中的软判决输出与 q 函数在初始迭代中误差较大，后缀重构误差也较大，收敛速度较慢。因此，通过卷积重构后缀的FDE，一般需结合Turbo均衡软符号估计的快速收敛特性^[6,7]，才能达到较为理想的效果。而ACIC-FDE则直接利用接收信号重构后缀，最大限度降低了后缀重构中的误差，因而能达到比Conv-FDE更低的误码率。

3.2 实验结果

水池实验于2020年8月在厦门大学翔安校区进行。实验水池长27 m、宽15 m、深2 m，发射换能器 T_0 与接收水听器阵列 $H_1 \sim H_4$ (水平阵列，间隔1.0 m)分别布设于水池的斜对角两端，布放深度为1 m。水池通信实验的主要参数见表3。与仿真信道相比，水池实验中信道时变性相对较快，接收机需要更高的迭代次数来达到较优的性能，故迭代次数设为5次。此外，为达到更好的解调性能，接收机中的FDE替换为FD-DFE，接收机对应记为TR-FD-DFE和ACIC-FD-DFE。

收发端之间的水声信道示例如图8所示，其中

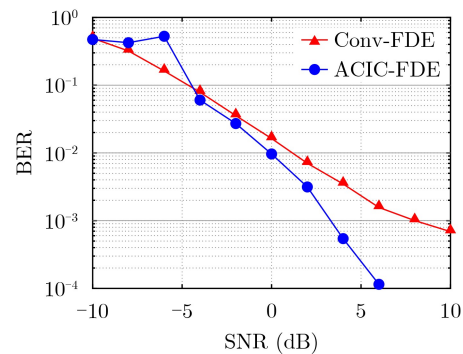


图7 Conv-FDE与ACIC-FDE接收机的仿真结果(3次迭代)

图8(a)与图8(b)分别为 T_0 与 H_1 、 T_0 与 H_3 之间的信道冲激响应(分别记为Ch1和Ch3)。可以看到，信道的最大时延扩展约为12 ms。同时，除水面与水池底部外，水池四壁也会对声波造成反射，使得信道的多径较为丰富，且部分路径在时延上难以区分开。

3种接收SNR下，Ch1和Ch3的多普勒频移与扩展如图9所示。这里展示的是其中一个数据包的多普勒频率。可以看到，实验中的多普勒频移均在3.2 Hz左右。SNR=17.6 dB时的多普勒扩展最小，信道时变性最慢；而SNR=16.3 dB和20.9 dB时，各个路径的多普勒扩展相对更为严重，信道的时变性相对更快。

水池实验验证了ACIC-FD-DFE接收机的优势，如图10所示。其中，TR-FD-DFE接收机采用了两种数据分块模式：一种是重叠率 $\alpha=0$ 的数据分块，即与仿真中的TR-FDE接收机数据分块相同；

表3 水池通信实验参数

通信实验参数	数值	通信实验参数	数值
调制方式	QPSK	分数采样率	4
载波频率/带宽	85.5 kHz/8 kHz	数据块时长	40 ms
各功率下传输数据包数	3	信道估计	压缩采样匹配追踪(稀疏度30)
数据包时长	6.0 s	迭代次数	5
符号速率	6.4 ksymb/s	接收机	TR-FD-DFE, ACIC-FD-DFE

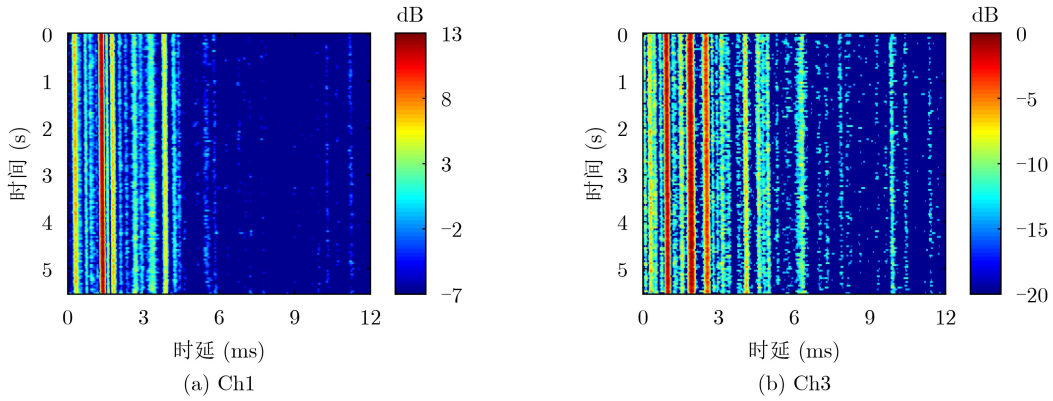


图8 收发端之间的水声信道冲激响应(平均SNR=20.9 dB)

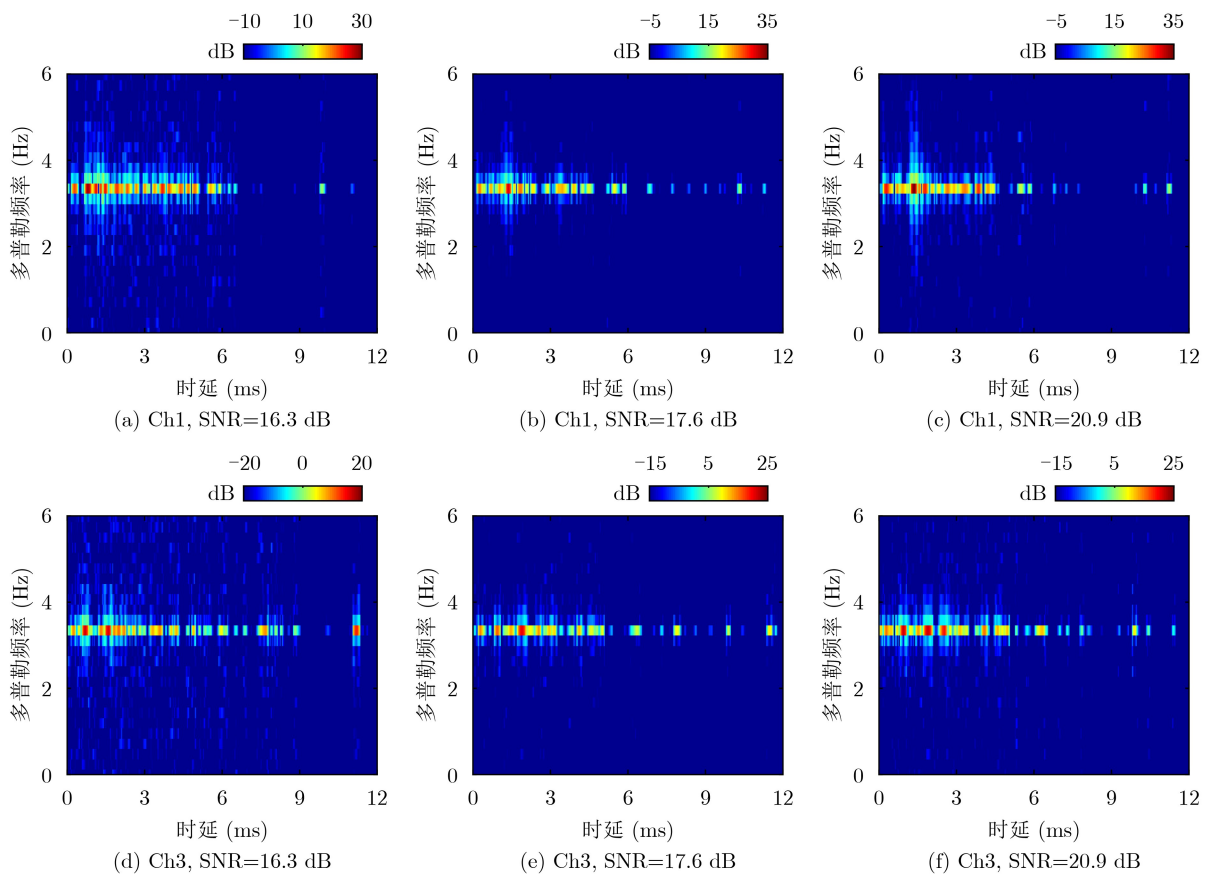


图9 3种接收信噪比下, Ch1和Ch3的多普勒频移和扩展

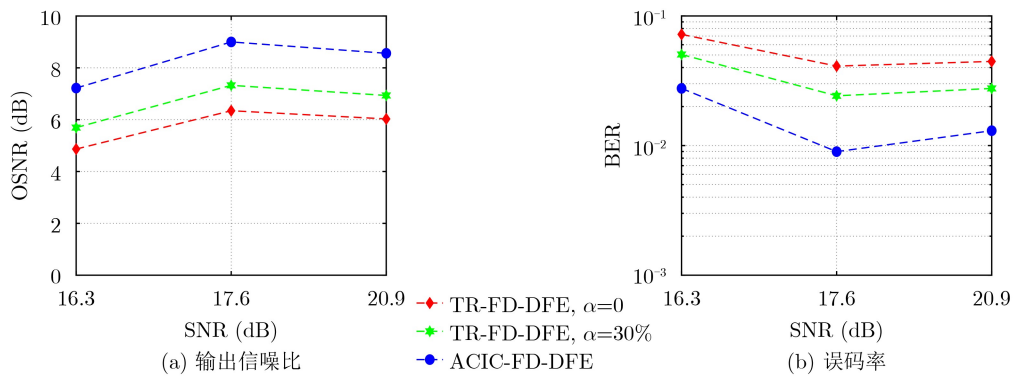


图10 水池实验解调结果

另一种是 $\alpha=30\%$ 的重叠数据分块, 以更好地消除数据块间的残余干扰。从解调性能上看, 不论是何种数据分块模式, 其性能都劣于ACIC-FD-DFE接收机。后者在输出信噪比方面平均有2.5 dB和1.6 dB的性能提升, 在误码率方面平均下降了约70%和50%。从接收信噪比上看, 当SNR=16.3 dB时, 由于接收信噪比低、信道时变性最快(见图9), 解调性能相对较差; 而当SNR=17.6 dB时, 虽然接收信噪比不是最大, 但水声信道的时变性最慢, 故解调性能相对较好。需指出的是, 由于实验中水听器自噪声较高, 故总体的接收信噪比都不高, ACIC-FD-DFE接收机的解调误码率都在 10^{-2} 量级。

4 结论

为提高SC-FDE水声通信中的频带利用率和通信速率, 本文提出了一种新型无前后缀的单载波频域均衡技术ACIC-FDE(ACIC-FD-DFE)。本技术在现有技术的基础上, 考虑TR处理后的反因果干扰ACI, 提高后缀重构的准确度; 针对ACI消除中未来数据块符号未知的问题, 提出采用可变数据块长度的方法, 消除未来数据块符号对当前数据块的ACI干扰。仿真与水池实验结果表明, 本技术能有效消除信号中的ACI, 实现数据块后缀的有效重构。与现有无前后缀的频域均衡技术相比, 本技术有显著的性能提升, 且计算量基本不变。运用这一技术, 可实现SC-FDE水声通信中无前后缀的频域均衡, 无需采用重叠的数据分块。

参考文献

- [1] STOJANOVIC M. Acoustic (Underwater) Communications[M]. PROAKIS J G. Wiley Encyclopedia of Telecommunications. New York: John Wiley & Sons, 2003: 36–47.
- [2] SONG Aijun, STOJANOVIC M, and CHITRE M. Editorial underwater acoustic communications: Where we stand and what is next?[J]. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 2019, 44(1): 1–6. doi: [10.1109/JOE.2018.2883872](https://doi.org/10.1109/JOE.2018.2883872).
- [3] ZHENG Y R, XIAO Chengshan, YANG T C, et al. Frequency-domain channel estimation and equalization for single carrier underwater acoustic communications[C]. OCEANS 2007, Vancouver, Canada, 2007: 1–6.
- [4] ZHENG Y R, XIAO Chengshan, YANG T C, et al. Frequency-domain channel estimation and equalization for shallow-water acoustic communications[J]. *Physical Communication*, 2010, 3(1): 48–63. doi: [10.1016/j.phycom.2009.08.010](https://doi.org/10.1016/j.phycom.2009.08.010).
- [5] BENVENUTO N, DINIS R, FALCONER D, et al. Single carrier modulation with nonlinear frequency domain equalization: An idea whose time has come—again[J]. *Proceedings of the IEEE*, 2010, 98(1): 69–96. doi: [10.1109/JPROC.2009.2031562](https://doi.org/10.1109/JPROC.2009.2031562).
- [6] WANG Longbao, TAO Jun, and ZHENG Y R. Single-carrier frequency-domain turbo equalization without cyclic prefix or zero padding for underwater acoustic communications[J]. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 2012, 132(6): 3809–3817. doi: [10.1121/1.4763987](https://doi.org/10.1121/1.4763987).
- [7] ZHENG Y R, WU Jingxian, and XIAO Chengshan. Turbo equalization for single-carrier underwater acoustic communications[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2015, 53(11): 79–87. doi: [10.1109/MCOM.2015.7321975](https://doi.org/10.1109/MCOM.2015.7321975).
- [8] ZHANG Jian and ZHENG Y R. Bandwidth-efficient frequency-domain equalization for single carrier multiple-input multiple-output underwater acoustic communications[J]. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 2010, 128(5): 2910–2919. doi: [10.1121/1.3480569](https://doi.org/10.1121/1.3480569).
- [9] BOCQUET W, HAYASHI K, and SAKAI H. Systematic design of single carrier overlap frequency domain equalization[J]. *Journal of Systems Science and Complexity*, 2010, 23(1): 50–60. doi: [10.1007/s11424-010-9275-2](https://doi.org/10.1007/s11424-010-9275-2).
- [10] TU Xingbin, SONG Aijun, and XU Xiaomei. Prefix-free frequency domain equalization for underwater acoustic single carrier transmissions[J]. *IEEE Access*, 2017, 6: 2578–2588. doi: [10.1109/ACCESS.2017.2784388](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2017.2784388).
- [11] TU Xingbin, SONG Aijun, and XU Xiaomei. Time reversal based frequency-domain equalization for underwater acoustic single-carrier transmissions[J]. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 2018, 143(3): 1957–1958.
- [12] BENVENUTO N and TOMASIN S. Iterative design and detection of a DFE in the frequency domain[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2005, 53(11): 1867–1875. doi: [10.1109/TCOMM.2005.858666](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2005.858666).
- [13] MONTEZUMA P, SILVA F, and DINIS R. Frequency-Domain Receiver Design for Doubly Selective Channels[M]. Boca Raton: CRC Press, 2017: 56–62.
- [14] HE Chengbing, HUO Siyu, ZHANG Qunfei, et al. Multi-channel iterative FDE for single carrier block transmission over underwater acoustic channels[J]. *China Communications*, 2015, 12(8): 55–61. doi: [10.1109/CC.2015.7224706](https://doi.org/10.1109/CC.2015.7224706).
- [15] 景连友, 何成兵, 张玲玲, 等. 水声通信中基于软判决的块迭代判决反馈均衡器[J]. *电子与信息学报*, 2016, 38(4): 885–891. doi: [10.11999/JEIT150669](https://doi.org/10.11999/JEIT150669).
- [16] JING Lianyou, HE Chengbing, ZHANG Lingling, et al. Iterative block decision feedback equalizer with soft detection for underwater acoustic channels[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2016, 38(4): 885–891. doi: [10.11999/JEIT150669](https://doi.org/10.11999/JEIT150669).
- [16] YANG T C. Correlation-based decision-feedback equalizer

- for underwater acoustic communications[J]. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 2005, 30(4): 865–880. doi: [10.1109/JOE.2005.862126](https://doi.org/10.1109/JOE.2005.862126).
- [17] STOJANOVIC M, CATIPOVIC J, and PROAKIS J G. Adaptive multichannel combining and equalization for underwater acoustic communications[J]. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 1993, 94(3): 1621–1631. doi: [10.1121/1.408135](https://doi.org/10.1121/1.408135).
- [18] QARABAQI P and STOJANOVIC M. Statistical characterization and computationally efficient modeling of a class of underwater acoustic communication channels[J]. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 2013, 38(4): 701–717. doi: [10.1109/JOE.2013.2278787](https://doi.org/10.1109/JOE.2013.2278787).
- 涂星滨: 男, 1989年生, 博士生, 研究方向为水声通信与信号处理.
肖芳贵: 男, 1995年生, 硕士生, 研究方向为水声通信与信号处理.
许肖梅: 女, 1960年生, 博士, 教授, 研究方向为水声遥测遥控、水声通信、水声网络.
- 责任编辑: 余蓉