

一种水声通信中的多阵元 Turbo 均衡算法

许浩^{②③} 朱敏^{①②③} 武岩波^{*①②}

^①(中国科学院声学研究所声场声信息国家重点实验室 北京 100190)

^②(中国科学院声学研究所海洋声学技术实验室 北京 100190)

^③(中国科学院大学 北京 100190)

摘要: Turbo 均衡应用在水声通信中的问题主要在于水声信道时间扩展长,多接收阵元处理复杂度较高。该文研究了将时间反转与马尔可夫链蒙特卡罗(MCMC)均衡联合优化算法用于实现 Turbo 均衡。首先进行时间反转实现多接收阵元较长多径时延的压缩,再利用白化滤波器解决时间反转造成的噪声模型失配问题,最后利用复杂度较低的 MCMC 均衡器结合软迭代信道估计对时间反转合并后得到的信号进行均衡。结合真实实验信道条件对信道响应估计的误差建立模型,通过仿真比较得出,该算法在相同条件下相对于多阵元直接自适应 Turbo 均衡算法复杂度降低 67%,且有 1.6 dB 的误码率性能增益。通过对湖上试验数据进行处理,进一步验证了该算法的优势。

关键词: 水声通信; 时间扩展; 时间反转; 白化滤波器; 马尔可夫链蒙特卡罗均衡

中图分类号: TN929.3

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2014)06-1465-07

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2013.01027

An Algorithm of Multi-array Turbo Equalization of Underwater Acoustic Communication

Xu Hao^{②③} Zhu Min^{①②③} Wu Yan-bo^{①②}

^①(State Key Laboratory of Acoustics, Institute of Acoustics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China)

^②(Ocean Acoustic Technology Laboratory Institute of Acoustics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China)

^③(University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China)

Abstract: The main problems of the application of the Turbo equalizer in underwater acoustic communication are long time spread of channel and the multi-array processing. The union algorithm of time reversal and Markov Chain Monte Carlo (MCMC) equalization is proposed. Time reversal compresses the long time spread by combining multi-array signal, then the whitening filter is adopted to the solution of the noise model mismatch, at last the MCMC equalizer under optimal Maximum *A Posteriori* (MAP) criterion realizes the soft-in soft-out equalizer with the channel information obtained by channel estimation of soft iteration. The simulation based on the real experimental condition is conducted for the error model of truncated channel estimation. Simulation results denote that, this algorithm gets 1.6 dB Bit Error Rate (BER) performance gain, and 67% complexity loss over adaptive Turbo equalization. In the real experiment conducted in a lake, result of data processing denotes that the union algorithm of time reversal and MCMC equalizer have a superior performance over the algorithm of multichannel adaptive Turbo equalizer.

Key words: Underwater acoustic communication; Time spread; Time reversal; Whitening filter; Markov Chain Monte Carlo (MCMC) equalization

1 引言

单载波相干水声通信的主要问题是消除信道多径造成的码间干扰(ISI)^[1]。在水声通信中, Turbo 均衡将软输入软输出(SISO)均衡器和软输入

软输出(SISO)译码器联合迭代,是目前对抗信道多径扩展有效的均衡手段^[2-4]。Turbo 均衡器多种实现方式的区分主要在于 SISO 均衡器的准则,以及是否采用信道估计来获得滤波器系数。其中 SISO 均衡器实现的主要准则有两种,分别是最大后验(MAP)准则和最小均方误差(MMSE)准则。MAP 准则下的利用信道估计的 SISO 均衡器的性能是最优的,但其复杂度随着均衡器长度的增大呈指数级增长。MMSE 准则下利用信道估计更新系数线性 SISO

2013-07-11 收到, 2013-11-01 改回

国家 863 计划项目(2002AA401004, 2009AA093301, 2009AA093601)

资助课题

*通信作者: 武岩波 wuyanbo@mail.ioa.ac.cn

均衡器是一种次优的均衡方式，复杂度较 MAP 准则下的 SISO 均衡器低，但其对于多阵元时延扩展较长的水声信道复杂度仍然较高^[5]。目前针对水声信道中多阵元 Turbo 均衡的主要实现方法是自适应多阵元 Turbo 均衡器，其不需要信道估计，而且复杂度随信道长度线性增长，易于实现^[6-8]。但是自适应 Turbo 均衡器为了使得均衡器收敛依赖于步长因子选择，在使用多阵元联合以及较长时延的水声信道中，步长因子难以选择且性能有限。马尔可夫链蒙特卡罗(MCMC)是近年来提出的 MAP 准则降低复杂度的实现，其利用吉布斯采样器搜索所有可能的序列得到对检测结果贡献较大的序列集合以降低复杂度，较 MMSE 准则下线性均衡器更接近最优 MAP 均衡器的性能^[9,10]。虽然其复杂度随信道长度增长线性增长，但是其在多阵元处理以及信道时间扩展较长时复杂度仍然较高。

时间反转多阵元合并是近年来在水声通信中较为广泛使用的多阵元联合处理手段，其极大地压缩单个阵元接收信号较长的时延并有效的利用信号的能量^[11,12]。时间反转与判决反馈均衡器级联在水声通信中有较好的效果^[13,14]，然而水声通信中 Turbo 均衡技术尚没有考虑时间反转可以极大简化后级均衡的复杂度，因而 Turbo 均衡在实际工程中较高的复杂度使其难以实用。

可见，选择复杂度较低且高性能的均衡算法对 Turbo 均衡在水声通信中应用至关重要。本文提出的时间反转合并与 MCMC 均衡联合算法，基于优势互补的思想，并加以改进以实现低复杂度和高性能的目标，其特点是：(1)使用时间反转多阵元合并，其具有降低后级均衡器阶数，且不依赖于其它参数的选择，使得其可以简化均衡算法的设计。在时间反转合并后，使用了利用接收信号信息重构白化滤波器，使得合并生成的单路信号中噪声为高斯白噪声，满足了 MCMC 均衡算法基于信道噪声为高斯白噪声的假设，解决了噪声模型失配问题。(2)使用复杂度较低性能较优的 MCMC 均衡算法，对时

间反转合并后的单路信号进行均衡^[15,16]，迭代中，MCMC 均衡需要的信道与误差方差由软迭代信道估计器利用译码器反馈的软信息进行处理获得。

2 系统模型

图 1 为时间反转与 MCMC 联合优化 Turbo 均衡相干通信系统模型。信息比特通过并行级联 Turbo 编码器，经过星座映射后发射。信号经过水声信道后被多个阵元接收信号，然后时间反转多阵元合并多阵元信号，最后 MCMC 均衡译码输出信息比特。

在 Turbo 编码器中，分量编码器为递归卷积码，系数为(23,35)，经过删余后码率为 1/2。编码器输出比特经过映射后得到 QPSK 符号序列，产生编码 QPSK 符号序列，并和训练序列 t_n 一起构成 $x_n, n = 1, 2, \dots, N_s$ ，经过调制后进行水声信号输出。

文献[1]中给出了相干通信水声信道的横向滤波器模型。信号 x_n 在水声信道中传输，接收符号表示为

$$r_{k,n} = h_{k,n} \otimes x_n + w_{k,n}, \quad k = 1, 2, \dots, N_r \quad (1)$$

其中 $h_{k,n}$ 为第 k 个阵元信道横向滤波器抽头系数， x_n 为发送符号， $w_{k,n}$ 为 n 时刻均值为零方差为 $\sigma_{w,k}^2 = E\{w_{k,n} w_{k,n}^*\}$ 的高斯白噪声。

SISO 均衡器和 SISO 译码器通过外部信息传递进行迭代均衡译码。均衡器在处理完符号序列 $r_{k,n}$ 后，输出软信息 $L_e(b_l)$ 作为 SISO 译码器的输入。然后，SISO 译码器通过计算输出关于数据符号的软信息，并反馈到均衡器和软迭代信道估计器中，如此循环迭代多次，最终由译码器输出判决符号。

3 时间反转与 MCMC 联合 Turbo 均衡算法

3.1 时间反转多阵元合并

水声通信中接收到的信号时间扩展较长，较多的阵元数量使得均衡处理的难度较大，时间反转是降低后级均衡复杂度的有效方法。文献[13]给出时间反转合并的单路信号为

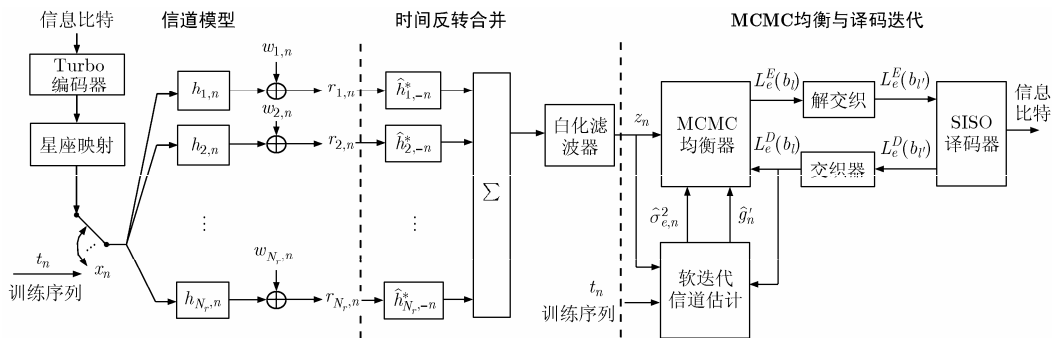


图 1 时间反转与 MCMC 联合均衡水声通信系统传输模型

$$\begin{aligned}
z_n &= \sum_{k=1}^{N_r} (r_{k,n} \otimes h_{k,-n}^*) \\
&= \sum_{k=1}^{N_r} \left((h_{k,n} \otimes h_{k,-n}^* \otimes x_n) + w_{k,n} \otimes h_{k,-n}^* \right) \\
&= \left(\sum_{k=1}^{N_r} (h_{k,n} \otimes h_{k,-n}^*) \right) \otimes x_n + \sum_{k=1}^{N_r} w_{k,n} \otimes h_{k,-n}^* \\
&= (q_n \otimes x_n) + \zeta_n \quad (2)
\end{aligned}$$

其中 \otimes 表示卷积, q_n 在 N_r 足够大的情况下近似于理想冲激响应 δ_n 。每个信道的冲激响应的估计 $\hat{h}_{k,n}$ 由接收到的线性调频 chirp 信号进行自相关处理后得到。 ζ_n 为时间反转合并后产生的有色噪声。

3.2 基于噪声样本构建的白化滤波器

时间反转多阵元处理将时间扩展较长的多阵元信号合并为时间扩展较短的单路信号, 各阵元的高斯白噪声将被合并成有色高斯噪声。为了达到更优越的均衡效果, 将时反与基于高斯白噪声假设的 MCMC 均衡器联合时, 将出现噪声模型失配问题。为了避免噪声模型失配问题, 对时反处理得到的单路信号进行白化处理。

噪声白化处理的过程类似于 AR 过程, 即需要得到的白化滤波器系数为 f_n , 其满足以下的条件:

$$\eta_n = \sum_m \zeta_{n-m} f_m, \quad \gamma_{\eta\eta,m} = E(\eta_n \eta_{n-m}^*) = \sigma_{\eta\eta}^2 \delta_m \quad (3)$$

其中 $\sigma_{\eta\eta}^2$ 为白化后高斯噪声的功率, δ_m 为单位冲激响应, 利用在通信间隔中采集的噪声样本 $w'_{k,n}$ 进行时间反转合并得到有色噪声样本:

$$\zeta'_n = \sum_{k=1}^{N_r} \left(\sum_l (w'_{k,n-l} \hat{h}_{k,-l}^*) \right) \quad (4)$$

再利用前向线性预测算法以及 Yule-Walker 方程求得滤波器的系数 f_n , 使其满足

$$\eta'_n = \sum_m \zeta'_{n-m} f_m, \quad \gamma_{\eta'\eta',m} = E(\eta'_n \eta'_{n-m}^*) = \sigma_{\eta'\eta'}^2 \delta_m \quad (5)$$

对于时间反转合并的处理过程可以进一步从式(2)转化为

$$y_n = z_n \otimes f_n = g_n \otimes x_n + \eta_n, \quad g_n = q_n \otimes f_n \quad (6)$$

其中 g_n 为时间反转白化后的信道响应, 根据时间反转的聚焦效应, 其能量主要集中在部分阶数上, 利用截断可以在性能损失很小的情况下, 降低后级均衡的复杂度, 其截断后的信道响应记为 g'_n 。假设发送符号之间统计独立, g_n 与 g'_n 的时间扩展长度分别为 $K+1$ 和 $L+1$, 截断后的信道噪声方差相对于截断前将增加为

$$\sigma_{\eta\eta'}^2 = \sigma_{\eta\eta}^2 + \sum_{n=0}^K g_n g_n^* - \sum_{n=0}^L g'_n g_n'^* \quad (7)$$

3.3 基于软迭代信道和误差方差估计的 MCMC 均衡算法

MCMC 均衡是最优 MAP 均衡器的降低复杂度实现, 文献[9]指出, 其在信道以及噪声特性完全已知条件下接近最优 MAP 均衡器的性能。但是在真实通信情况下, 信道响应和噪声方差均未知, 因而限制了其在实际中的应用。本文将 MCMC 均衡算法扩展, 利用软迭代信道估计器提供的信道和误差方差估计, 在每次均衡译码迭代时更新均衡器参数。文献[15]中提出软迭代信道估计算法, 其误差方差的估计没有封闭计算公式作为依据, 本节给出误差方差的构成分析, 并使用均值处理得到误差方差的估计, 使其具有封闭的计算公式。参考式(6)中的卷积形式, 软迭代信道估计器在最小均方算法下的信道估计更新方程为

$$\hat{\mathbf{g}}'_n = \hat{\mathbf{g}}'_{n-1} + \mu \bar{\mathbf{x}}_n^* (z_n - \bar{z}_n) \quad (8)$$

其中 $\bar{\mathbf{x}}_n = [\bar{x}_n, \bar{x}_{n-1}, \dots, \bar{x}_{n-L}]^T$ 为利用译码器反馈的软信息估计的软符号序列其计算过程在文献[3]中给出, $\hat{\mathbf{g}}'_n$ 为 n 时刻横向滤波器的抽头系数, 实验中选用固定的步长来 μ 。误差方差建模成噪声方差与信道估计方差之和为

$$\sigma_{e,n}^2 = \sigma_{\eta\eta'}^2 + E\left(\left(\mathbf{g}'_n - \hat{\mathbf{g}}'_n\right)^H \left(\mathbf{g}'_n - \hat{\mathbf{g}}'_n\right)\right) \quad (9)$$

选取合适的 M_t 为截取窗长度, 误差方差的估计为

$$\begin{aligned}
\hat{\sigma}_{e,n}^2 &= \frac{1}{M_t} \sum_{m=1}^{M_t} \left(z_{n-m+1} - \hat{\mathbf{g}}'_{n-m+1} \bar{\mathbf{x}}_{n-m+1}^* \right)^H \\
&\quad \cdot \left(z_{n-m+1} - \hat{\mathbf{g}}'_{n-m+1} \bar{\mathbf{x}}_{n-m+1}^* \right) \quad (10)
\end{aligned}$$

假设 bit 集合 $\mathbf{b}^a = \{b_0^{(n)}, b_1^{(n)}, \dots, b_{l-1}^{(n)}, a, b_{l+1}^{(n-1)}, b_{l+2}^{(n-1)}, \dots, b_{M_b N-1}^{(n-1)}\}$, N 为一帧内符号长度。为了适用于实际应用中, 信道冲激响应 $\hat{\mathbf{g}}'_n$ 由软迭代信道估计获得, 对于对应的比特为 $a = 0, 1$ 的比特序列, 每一个 bit 的条件概率为

$$\begin{aligned}
P(b_l = a | b_0^{(n)}, \dots, b_{l-1}^{(n)}, b_{l+1}^{(n-1)}, \dots, b_{M_b N-1}^{(n-1)}, \mathbf{y}, L_{1,e}(b_l)) \\
= C \cdot \exp \left\{ \sum_{j=i}^{i+L} \left[-\frac{1}{\hat{\sigma}_{e,n}^2} \left| z_j - \sum_{i=0}^L \hat{g}'_i x_{j-i}^a \right|^2 \right] \right. \\
\left. + (-1)^a L_{1,e}(b_l) / 2 \right\},
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
C = 1 / \left[P(b_l = 0 | b_0^{(n)}, \dots, b_{l-1}^{(n)}, b_{l+1}^{(n-1)}, \dots, b_{M_b N-1}^{(n-1)}) \right. \\
\left. + P(b_l = 1 | b_0^{(n)}, \dots, b_{l-1}^{(n)}, b_{l+1}^{(n-1)}, \dots, b_{M_b N-1}^{(n-1)}) \right] \quad (11)
\end{aligned}$$

吉布斯采样器生成子集 \mathbf{b}' 针对第 l 个 bit 的集合为 \mathbf{b}'_l , \mathbf{b}'_l 的每一个成员都由 $(L+1)M_b$ 个 bit 构成。将其每个成员的第 l 个 bit 翻转, 并针对第 l 个 bit 位的值分类为集合 $\mathbf{b}'_{l,0}$, $\mathbf{b}'_{l,1}$, 然后利用 $\mathbf{b}'_{l,0}$, $\mathbf{b}'_{l,1}$ 分别生成外部信息输出给译码器。

$$L_{1,e}(b_l) = \ln \frac{\sum_{b_{l,0}} \left\{ \exp \left[-\frac{1}{\hat{\sigma}_{e,n}^2} \sum_{j=0}^{2L+1} \left| z_j - \sum_{i=0}^L \hat{g}'_i x_{j-i} \right|^2 + \sum_{j=0}^{M_b(L+1)-1} (-1)^{b_j} L_{2,e}(b_j)/2 \right] \right\}}{\sum_{b_{l,1}} \left\{ \exp \left[-\frac{1}{\hat{\sigma}_{e,n}^2} \sum_{j=0}^{2L+1} \left| z_j - \sum_{i=0}^L \hat{g}'_i x_{j-i} \right|^2 + \sum_{j=0}^{M_b(L+1)-1} (-1)^{b_j} L_{2,e}(b_j)/2 \right] \right\}} - L_{2,e}(b_l) \quad (12)$$

MCMC 均衡算法流程如表 1 所述。

表 1 MCMC 均衡算法流程

输入: 来自于译码器的先验信息

(1) 吉布斯采样生成采样集合

具体步骤:

(a) 利用训练序列或者软迭代信道估计得到信道估计和误差方差, 并生成初始比特序列 $\mathbf{b}^{(0)}$;

(b) for $n = 1$ to M

依赖于 $P(b_0 = a | b_1^{(n-1)}, b_2^{(n-1)}, \dots, b_{M_b N-1}^{(n-1)}, \mathbf{y}, L_{1,e}(b_0))$
生成 $b_0^{(n)}$;

依赖于 $P(b_1 = a | b_0^{(n)}, b_2^{(n-1)}, \dots, b_{M_b N-1}^{(n-1)}, \mathbf{y}, L_{1,e}(b_1))$ 生成 $b_1^{(n)}$;

⋮

依赖于 $P(b_{M_b N-1} = a | b_0^{(n)}, b_1^{(n-1)}, \dots, b_{M_b N-2}^{(n-1)}, \mathbf{y}, L_{1,e}(b_{M_b N-1}))$ 生成 $b_{M_b N-1}^{(n)}$;

保存 $\mathbf{b}^{(n)}$ 得到子集 \mathbf{b}' 。

end for

(2) 由子集 \mathbf{b}' 使用 MAP 准则生成似然比输出

4 仿真分析

本文多接收阵元均衡器的性能仿真信道基于信道模型式(1)。信道横向滤波器的阶数为 100, 各抽头系数均来源于真实实验中现场的接收数据估计得到。使用了共 4 个阵元的接收信号估计得到的信道冲激响应, 并将其归一化, 使得信道冲激响应的能量为 1。为了简化仿真, 假设一帧内信道冲激响应保持不变, 信道噪声均值为零, 方差随信噪比改变的高斯白噪声。时间反转的信道估计 $\hat{h}_{k,n}$ 由模拟真实实验下线性调频 chirp 信号做相应处理得到, 时间反转合并后估计信道响应 \hat{g}'_n 与真实信道响应 \hat{g}_n 的误差 $e_n = \hat{g}'_n - \hat{g}_n$ 。依赖于信道噪声的功率 σ_m^2 以及使用的步长因子 μ , 参考文献[2]将其建模成高斯白噪声, 高斯白噪声的均值为 0, 方差为

$$E(e_n e_n^*) = \frac{\mu}{2} \sigma_m^2 \quad (13)$$

信道的信噪比设置根据 Turbo 码的码率以及 QPSK 调制方式如式(14)所示。

$$\frac{E_b}{N_0} = N_r^2 P_h / \sum_{k=1}^{N_r} \sigma_{w,k}^2 \quad (14)$$

其中 P_h 为每个信道信号的归一化能量。

此外, 在相同的信噪比以及信道条件下, 依照文献[4]在相同信噪比下进行自适应多阵元 Turbo 均衡器均衡系数的建模。为了方便比较, 两种 Turbo 均衡译码的最大迭代次数都为 5, 其中时间反转 MCMC 联合 Turbo 均衡的吉布斯采样算法迭代次数为 10, 其使用的信道估计器估计的信道扩展为 10 个符号长度。而多阵元自适应 Turbo 均衡的前馈滤波器和反馈滤波器长度分别为 400 和 200。由于时间反转 MCMC 联合 Turbo 均衡算法复杂度取决于吉布斯采样迭代次数与信道响应长度的乘积, 且呈线性关系, 而多阵元自适应 Turbo 均衡复杂度也与前馈反馈阶数之和呈线性关系, 可以得出时间反转 MCMC 联合 Turbo 均衡算法复杂度大约为多阵元自适应 Turbo 均衡复杂度的 33%左右。

本文选取真实实验中采集的 4 个阵元信号经过信道估计后得到的信道冲激响应来进行仿真, 符号速率为 4k symbol/s, 如图 2(a)所示信道冲激响应的扩展约为 20 ms。图 2(b)为 4 个阵元时间反转合并后, 生成的单路信号, 经过信道估计后得到的信道冲激响应, 由于时间反转合并经过白化以后, 信道冲激响应聚焦效果明显, 只截取了部分能量集中的冲激响应方便显示。

在无线电通信中, 通常使用蒙特卡罗仿真来获得均衡器误码率在不同信噪比下变化的曲线, 以分析均衡器性能, 并准确地得到性能差距。仿真参数设置如下: 训练符号序列 t_n 和通过(23,35)Turbo 码生成的数据符号序列一起构成发送符号序列 x_n 。一帧数据包含长度为 200 个符号的初始化训练序列, 以及长度为 1936 的数据符号。每一个传输符号 x_n 的能量 E_s 都被归一化。信噪比设置为符号功率与噪声功率的比值。两种均衡算法步长因子均设定为 $\mu = 0.001$ 。利用较多的帧数(执行 1400 帧)在信噪比区间为 3~6.5 dB 对误比特率进行了仿真。图 3 给出了两种均衡算法在不同信噪比下以及不同迭代次数下的性能差异。

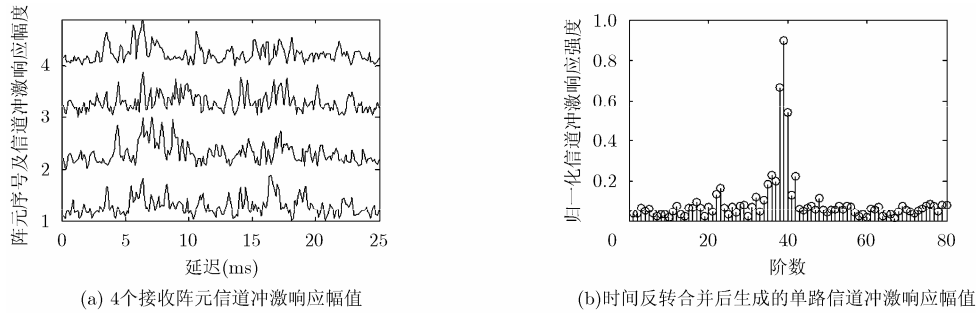


图2 信道冲激响应幅值

比较图 3 中两种均衡算法的性能，时间反转 MCMC 联合 Turbo 均衡性能在不同迭代次数下，相对于多阵元直接自适应 Turbo 均衡，在更低的信噪比下达到 10^{-4} 的误码率量级。进一步分析性能差距，在第 1 次迭代时，两种均衡器性能的差距大致在 1 dB 左右，而第 2 次迭代的均衡器性能差距已经扩大到了 1.3 dB，在第 5 次迭代的均衡器性能差距更是达到了 1.6 dB。这表示均衡器与译码器的迭代可以为时间反转 MCMC 联合 Turbo 均衡算法带来较多阵元直接自适应 Turbo 均衡更多的增益。

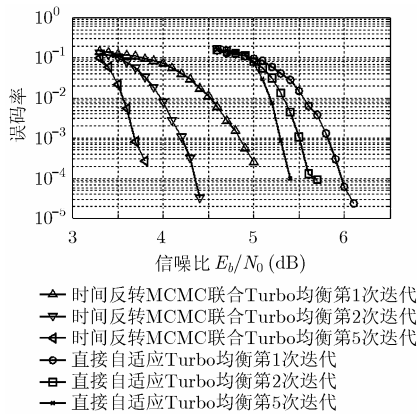


图3 两种均衡器算法的误码率性能比较

5 湖试数据处理

为了验证本文提出的时间反转 MCMC 联合

Turbo 均衡算法对水声信道的通信性能，本文对 2012 年进行的千岛湖试验数据进行处理并分析。此数据的产生条件为：通信距离为 1100~2200 m，接收阵列(包含 4 个接收阵元)在一个固定船体下方，接收阵元深度 12~18 m，发射阵深度 20 m。

图 4(a)为一次发射 14 帧信号内，对单个阵元信道估计得到的信道变化情况，而图 4(b)给出了时间反转后得到的单一信道变化情况，可知时间反转合并后极大地压缩了相对于原单一阵元信道造成的时间扩展，并且信道变化较小。结合图 4(a)和图 4(b)可知，在一次发射间隔内信道的时延扩展达到了 20 ms，相对于发射的符号率，这样的时延使得直接对阵元接收数据进行均衡的均衡器阶数较大。

图 5 给出了对两种均衡器算法分别对相同的 19 次发射数据，在不同阵元数目情况下，进行 5 次迭代处理后的误码率情况。比较误码率情况，在使用 3 个和 4 个阵元进行误码率分析的情况下，时间反转 MCMC 联合 Turbo 均衡算法均能使得误码率为 0，而多阵元自适应 Turbo 均衡则只能在使用 3 个和 4 个阵元时部分情况下使得误码率达到 0，在 3 个阵元情况下大多数数据的误码率在 0.1 以上，不具备实际应用可能。进一步降低阵元数目到 2 个，对其进行处理多阵元直接自适应 Turbo 均衡误码率都在 0.1 量级，明显高于时间反转 MCMC 联合 Turbo 均衡算法 0.01 量级的误码率。图 6 给出了在使用 3 个

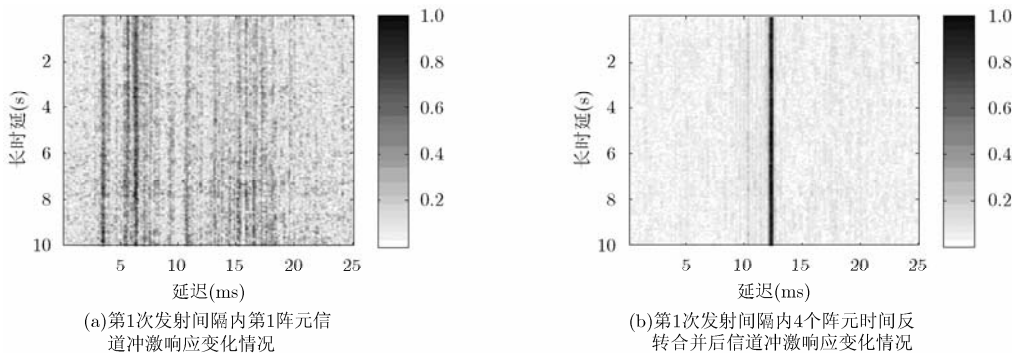


图4 信道变化情况

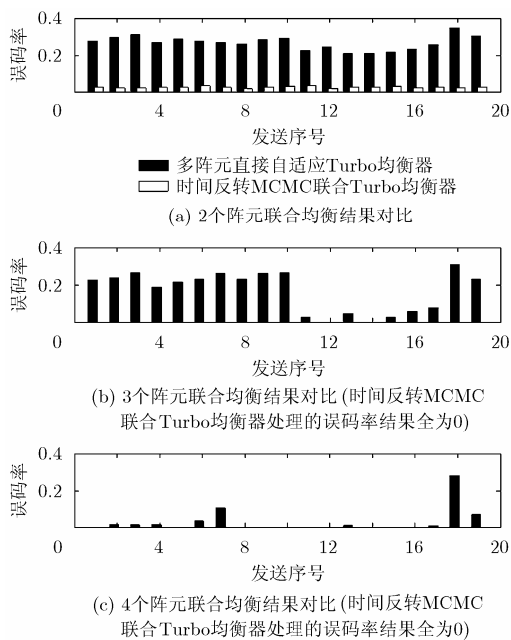


图 5 19 次发射试验数据处理误码率分析

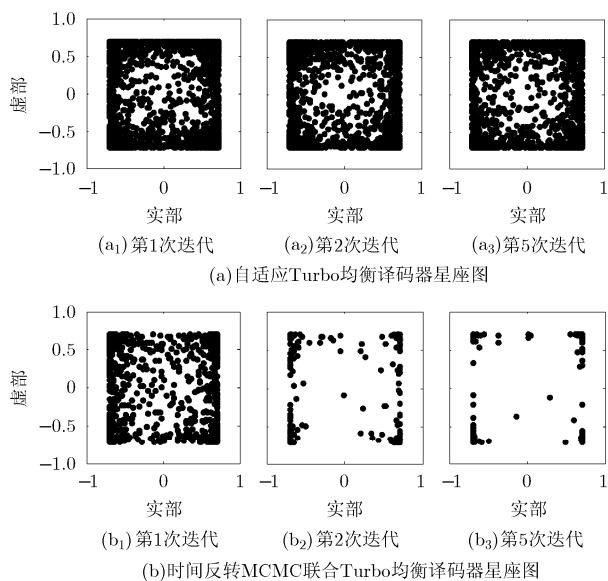


图 6 迭代输出星座图

阵元, 不同迭代次数自适应 Turbo 均衡和时间反转 MCMC 联合 Turbo 均衡译码器输出软信息复原得到的星座图图案。如图自适应 Turbo 均衡的输出星座图 3 次迭代没有增益, 而时间反转 MCMC 联合 Turbo 均衡译码器输出星座图随着迭代次数的增加分隔越来越明显, 直至完全译码输出正确。

综上所述, 通过对真实湖试数据的处理可以得到时间反转 MCMC 联合 Turbo 均衡算法性能在相同条件下, 要明显优于多阵元直接自适应 Turbo 均衡器。

6 结论

针对 Turbo 均衡在水声通信中问题主要存在于多阵元处理以及信道扩展较长, 本文提出了时间反转 MCMC 联合 Turbo 均衡算法。由仿真结果可知, 时间反转 MCMC 联合 Turbo 均衡算法的性能明显优于文献[7]中提出的多阵元直接 Turbo 均衡算法, 且可以在更低的信噪比下达到零误码率。从湖试数据处理中可以看出, 本文提出的算法为多阵元水声相干通信提供更可靠的性能, 并且算法复杂度在工程实现上更加可行。

参考文献

- [1] Stojanovic M, Catipovic J A, and Proakis J G. Phase-coherent digital communications for underwater acoustic channels[J]. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 1994, 19(1): 100-111.
- [2] Tuchler M and Singer A C. Turbo equalization: an overview[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2011, 57(2): 920-952.
- [3] Otnes R and Eggen T H. Underwater acoustic communications: long-term test of turbo equalization in shallow water[J]. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 2008, 33(3): 321-334.
- [4] Walree P A and Leus G. Robust underwater telemetry with adaptive turbo multiband equalization[J]. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 2009, 34(3): 645-656.
- [5] Rafati A, Lou H, and Xiao C. Soft-decision feedback turbo equalization for LDPC-coded MIMO underwater acoustic communications[J]. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 2013, 38(1): 1-10.
- [6] Yellepeddi A and Preisig J C. Soft-adaptive turbo equalization: using soft information in adaptation[C]. *Proceedings of Signals, Systems and Computers (ASLOMAR)*, Pacific Grove, 2012: 1541-1546.
- [7] Choi J W, Riedl T J, and Kim K. Adaptive linear turbo equalization over doubly selective channels[J]. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 2011, 36(4): 473-489.
- [8] Meng Qing-wei, Huang Jian-guo, and Han Jing. An improved direct adaptive multichannel turbo equalization scheme for underwater communications[C]. *Proceedings of IEEE OCEANS Conference*, Yeosu, 2012: 221-225.
- [9] Wang Hong, Chen Rong-rong, and Choi Jun Won. Markov chain monte carlo detection for frequency-selective channels using list channel estimates[J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2011, 5(8): 1537-1547.
- [10] Peng R H, Chen R R, and Behrouz F B. Markov chain monte carlo detectors for channels with intersymbol interference[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2010, 58(4):

- 2206-2217.
- [11] Nie Xing-yan, Xu Wen, and Zhen Jia-chun. Time reversal acoustic communication with concatenated reed-solomon code[C]. Proceedings of IEEE OCEANS Conference, Yeosu 2012: 221-225.
- [12] Aijun S, Badiy M, and McDonald V K. Time reversal receivers for high data rate acoustic multiple-input multiple-output communication[J]. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 2011, 36(4): 525-538.
- [13] Rouseff D. Intersymbol interference in underwater acoustic communications using time-reversal signal processing[J]. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 2005, 117(3): 780-791.
- [14] Xia M, Xu W, and Pan X, Time reversal based channel tracking for underwater acoustic communications[C]. Proceedings of the Seventh ACM International Conference on Underwater Networks and Systems, Los Angeles, California, 2012: 1-5.
- [15] Otnes R and Tuchler M. Iterative channel estimation for turbo equalization of time-varying frequency-selective channels[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2004, 3(6): 1918-1923.
- [16] 唐怀东, 朱敏, 武岩波. 一种水声信道 Turbo 均衡中的软迭代信道估计算法[J]. *电子与信息学报*, 2013, 35(3): 677-682.
- Tang Huai-dong, Zhu Min, and Wu Yan-bo. An algorithm of soft iterative channel estimation for Turbo equalization of underwater acoustic communication[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2013, 35(3): 677-682
- 许浩: 男, 1990年生, 硕士生, 研究方向为水声通信、信道均衡.
- 朱敏: 男, 1971年生, 研究员, 研究方向为海洋声学及其技术.
- 武岩波: 男, 1982年生, 副研究员, 研究方向为海洋声学及其技术.