一种适用于深海远程水声通信的LT-Turbo均衡方法

台玉朋^{①②}, 王海斌^{①*}, 杨晓霞^①, 汪俊^①

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 中国科学院大学, 北京 100190

*联系人, E-mail: whb@mail.ioa.ac.cn

收稿日期: 2016-03-28; 接受日期: 2016-06-21; 网络出版日期: 2016-08-08

国家自然科学基金资助项目(编号: 11434012, 41561144006, 11404366)

摘要 深海水声信道具有信噪比低、信道参数随时间和空间变化的特点, 而且由于反馈延时长等限制, 在当前的深海远程水声通信系统中很难建立有效的反馈信道, 这也使基于反馈信道的差错控制方法和组网协议难以应用于深海远程水声通信. 针对以上两方面问题, 本文提出了一种基于Ludy Transform编码(LT编码)的联合迭代均衡译码方法, 简称LT-Turbo均衡方法. 该方法利用了LT编码的无固定编码速率、与信道和通信节点无关等特性, 能够在深远海水声通信中灵活控制编码速率, 并通过联合迭代均衡译码, 进一步提高通信效率. 数值仿真结果显示, 相比于分离的均衡译码方法, LT-Turbo均衡方法能够获得更低的误码率, 而且更接近理论极限; 在低信噪比的深海水声信道中, 实现同样的可靠信息传输, 该方法所需的编码冗余度为传统时域重发方法的1/2左右, 提高了有效信息传输速率.

关键词 深海, LT编码, 水声通信, Turbo均衡

PACS: 43.30.+m, 43.58.+z, 43.60.+d

声波经过长距离的传播后能量损失严重, 且深海水声信道是一个随时间和空间变化的信道, 因此深海远程水声通信面临信噪比低和信道时变、空变等问题. 由于受信端自身条件限制, 在深海远程通信中往往没有条件建立反馈信道. 另外即使反馈信道存在, 由于传播距离较远反馈延时往往要达到几分钟到十几分钟, 严重影响通信的效率.

一般通过以下几种方法来解决上述问题: (1) 采

用扩频通信^[1]等可靠性较高的调制方式. 为了保证在时变信道条件下的通信可靠性, 这类通信方式往往需要采用固定且较低的通信速率, 无法主动调节通信速率. (2) 采用时域重发方法. 发射端重复发送通信信号, 接收端运用多通道均衡方法^[2,3], 将重发信号看成并发的多通道输入信号, 采用并联的均衡器对各个通道进行均衡并将结果整合后与解码器进行迭代. 该方法可以充分利用时域重发获得解码增益, 但在许多情况下

引用格式: 台玉朋, 王海斌, 杨晓霞, 等. 一种适用于深海远程水声通信的LT-Turbo均衡方法. 中国科学: 物理学 力学 天文学, 2016, 46: 094313
Tai Y P, Wang H B, Yang X X, et al. A novel LT-Turbo equalization for long-range deep-water acoustic communication (in Chinese). Sci Sin-Phys Mech Astron, 2016, 46: 094313, doi: [10.1360/SSPMA2016-00179](https://doi.org/10.1360/SSPMA2016-00179)

仍存在通信效率不高的问题.

同时, 随着水声通信的发展, 水声通信的网络化已成一种趋势^[4-6]. 由于水声信道的复杂性, 对于应用于水声通信网络中的编码方案, 要求其具有更高的编码速率灵活性, 以及更低的与信道和通信节点之间的相关性. 传统的固定编码速率通信以及时域重发的通信方式难以满足这方面的要求.

喷泉码的出现为解决这一问题提供了一种新的思路. 喷泉码是一种“无码率”的编码方式. 所谓无码率即无固定编码速率, 基本原理是每一个单独的编码都存在全局的部分信息, 且发信端可以产生无限多的编码, 收信端只要接收到足够数量的编码后便可以恢复出全部传输的信息. 1998年Byers等人^[7]首次提出喷泉码概念, 2002年Luby^[8]提出了首个符合喷泉码概念且具有实用价值的LT编码, 之后喷泉码在网络纠错以及多播网络、分布式存储等^[9-11]方面的应用均受到了广泛的关注. 由于喷泉码无固定编码速率的特性, 在提高通信可靠性和编码灵活性等方面具有一定优势. 近几年, 喷泉码在水声网络方面(如水声广播、中继网络^[12,13]等)的应用也逐渐得到了重视.

现有研究一般都是针对喷泉码在浅海近距离水声通信网络中的应用进行的. 然而, 深海远程水声通信往往面临更低信噪比以及更恶劣的信道环境, 需要性能优良的均衡器和信道编译码等方法来解决. 因此, 本文首先采用基于比特的LT编码直接替代原有深海远程通信系统中的卷积码或者分组码等信道编码方法, 并在此基础上提出了一种基于LT编码的联合迭代均衡译码方法, 称为LT-Turbo均衡方法. 该方法在提升通信效率的同时引入了LT编码的优点, 提高了无反馈信道条件下深海远程水声通信的可靠性, 并为进一步提出适用于深海远程水声通信的高鲁棒性通信协议提供了物理层基础.

1 基于比特的LT编译码方法

在以往的大部分研究中, 一般将LT编码应用于网络层, 作为针对数据块操作的网络编码. 但是, 将LT编码应用于深海远程水声通信时, 由于信道的特殊性, 需要更多考虑LT码与物理层的均衡译码算法相结合的问题, 所以本文接下来将重点介绍基于比特的LT编/解码方法.

简单来说, 基于比特的LT编码方法包括以下几个步骤:

(1) 根据给定的编码度分布序列 $\rho(d)$ ($d=1,2,3,\dots,k$), 得到第 i 个校验比特 c_i 的度 d_i ;

(2) 随机选择 d_i ($i=1,2,3,\dots$) 个信源比特 $(u_1, u_2, u_3, \dots, u_{d_i})$, 作为 c_i 的邻接节点;

(3) 对 d_i 个信源比特进行逐次异或运算, 得到校验比特 c_i .

对于LT码的解码算法, 为保证更高的解码效率, 本文采用基于和积算法的软解码方法.

设符号 $(+)$ 表示异或操作, $z = x_1(+)x_2$, 则关于 z 的对数似然比(Log-Likelihood Ratio, LLR) $L(z) = L(x_1(+)x_2)$ 可以通过下式计算^[14]

$$L(z) = 2 \operatorname{arctanh} \left[\tanh \left(\frac{L(x_1)}{2} \right) \cdot \tanh \left(\frac{L(x_2)}{2} \right) \right], \quad (1)$$

且由编码方法可知

$$c_i = u_1(+)u_2(+)u_3(+) \dots (+)u_{d_i}, \quad (2)$$

利用异或操作的交换律, 可以将式(2)写成

$$u_n = c_i(+)u_1(+)u_2(+) \dots (+)u_{d_i}. \quad (3)$$

令 $L(t_{i,j})$ 表示从校验比特 c_i 传向信源比特 u_j 的软信息, $L(h_{i,j})$ 表示由信源比特 u_i 传向校验比特 c_j 的软信息, 由式(1)和(3)可知

$$L(t_{i,j}) = 2 \operatorname{arctanh} \left[\tanh \left(\frac{L(c_i)}{2} \right) \times \prod_{n \in N_i, n \neq j} \tanh \left(\frac{L(h_{n,i})}{2} \right) \right]. \quad (4)$$

其中, $N_i = \{\bar{n}_{i,1}, \bar{n}_{i,2}, \dots, \bar{n}_{i,d_i}\}$ 表示所有与校验比特 c_i 邻接的信源比特的下标集合. 所以

$$L(h_{i,j}) = \sum_{e \in \varepsilon_i, e \neq j} L(t_{e,i}), \quad (5)$$

其中, $\varepsilon_i = \{\bar{e}_{i,1}, \bar{e}_{i,2}, \dots, \bar{e}_{i,d_i}\}$ 表示所有与信源比特 u_i 邻接的校验比特的下标集合. 这样便形成了软信息从校验比特到信源比特再从信源比特返回校验比特的一个循

环迭代的过程. 经过多次循环, 最终可以通过式(5)计算 $L(u_i)$ 的值, 并对 $L(u_i)$ 进行硬判决获得解码结果

$$L(u_i) = \sum_{e \in \varepsilon_i} L(t_{e,i}). \quad (6)$$

基于以上介绍的比特LT编译码方法, 本文首先提出了如图1所示的深海远程水声通信系统. 将基于比特的LT编码直接作为信道编码方法应用于系统中, 利用LT编码的特性, 使整个通信系统既具有信道编码的前向纠错能力, 又具有网络编码的速率调节和整合来自不同节点不同信道的信号的能力.

系统中信源序列 s_k 先通过LT编码生成编码序列 c_k , c_k 经过调制器得到输出符号序列 x_n . 发射信号通过有噪衰落信道后到达受信端. 受信端首先对接收到的信号 y_n 应用横向线性均衡器进行均衡, 以削弱多途效应所引起的码间串扰(Intern-Symbol Interference, ISI). 然后, 对经过均衡处理的信号 $\hat{x}_n$ 进行软解调, 即将符号信息转化为针对比特的对数似然比信息 $L(c_k)$, 将其输入到LT软解码器, 经过多次迭代解码后得到关于信源的软信息 $L(u_k)$, 并最终对其进行硬判决得到译码结果 u_k .

2 LT-Turbo联合均衡译码方法

水声信道是一种典型的多途信道, 特别是深海远程水声信道, 多途时延扩展往往覆盖几十甚至上百个符号. 在这种情况下, 传统的线性均衡器会出现明显的性能瓶颈, 很难有效消除ISI. 以往研究已证明, 联合均衡译码(Turbo均衡)^[2]方式能够有效提高水声通信均衡器的性能. 为进一步适应深海远程水声信道的特点, 本文在图1所示的分离的均衡与LT译码系统的基础上提出一种基于LT编码的联合迭代均衡方法, 称为LT-Turbo均衡方法.

传统的Turbo均衡一般采用卷积码作为信道编译码方法. 如果要构建基于LT编码的Turbo均衡方法, 首

先需要在译码过程中实现对输入的 $L(c_k)$ 的更新, 并将更新后得到的 $L(\hat{c}_k)$ 值反馈给均衡器从而实现迭代均衡.

$L(\hat{c}_k)$ 可以分解为从译码过程中获得的关于 c_k 的额外的信息 $L_{\text{ex}}(\hat{c}_k)$ 与输入的 $L(c_k)$ 之和. 即

$$L(\hat{c}_i) = L_{\text{ex}}(\hat{c}_i) + L(c_i), \quad (1 \leq i \leq k). \quad (7)$$

观察译码过程可知, 节点 c_i 的 $L_{\text{ex}}(\hat{c}_i)$ 主要来自于其他节点在译码过程中传递给与节点 c_i 邻接的信源节点的软信息. 即

$$L_{\text{ex}}(\hat{c}_i) = 2 \arctan \left[\prod_{n \in N_i} \frac{\sum_{e \in \varepsilon_i, e \neq j} L(t_{e,i})}{2} \right]. \quad (8)$$

由式(8)与(5)可得出

$$L_{\text{ex}}(\hat{c}_i) = 2 \arctan \left[\prod_{n \in N_i} \frac{L(h_{n,i})}{2} \right]. \quad (9)$$

最终得到 $L(c_i)$ 的更新公式

$$L(\hat{c}_i) = 2 \arctan \left[\prod_{n \in N_i} \frac{L(h_{n,i})}{2} \right] + L(c_i). \quad (10)$$

在此基础上, 提出了如图2所示的LT-Turbo均衡方法.

该方法在图1所示的均衡器P(f)与LT译码器之间引入了一条反馈回路. 同时为利用反馈信息, 在原有的横向线性均衡器的基础上增加一个反馈滤波器Q(f). 均衡器的输出变为

$$s_n = P_n Y_n - Q_n \hat{D}_n, \quad (11)$$

其中, 向量 P_n 与 Q_n 分别是滤波器P(f)与Q(f)的系数, Y_n 和 $\hat{D}_n$ 则分别为信道的输出序列与LT解码器的估计序列.

图1 (网络版彩图)基于比特LT编码的深海远程水声通信框图

Figure 1 (Color online) Diagram of Long range deep-water acoustic communication based on bit LT code.

为实现自适应的最小均方误差(Minimum Mean-Square Error, MMSE)均衡, 采用了最小均方算法(Least Mean Square, LMS)实现对式(12)所定义的估计均方误差($\widehat{\text{MSE}}$)的最小化

$$\widehat{\text{MSE}} = E\{|s_n - \bar{d}_n|\}, \quad (12)$$

其中 $\bar{d}_n$ 为对均衡结果的判决值, s_n 为归一化后的均衡器输出.

由此得到滤波器系数 $\mathbf{P}_n$ 与 $\mathbf{Q}_n$ 的更新公式

$$\begin{aligned} \mathbf{P}_{n+1} &= \mathbf{P}_n - \mu \mathbf{Y}_n \cdot (s_n - \bar{d}_n), \\ \mathbf{Q}_{n+1} &= \mathbf{Q}_n + \mu \widehat{\mathbf{D}}_n \cdot (s_n - \bar{d}_n), \end{aligned} \quad (13)$$

其中, μ 为更新步长.

在迭代过程中, 均衡器可以利用译码器的输出结果自适应地对信道进行估计与跟踪, 从而更好地消除

ISI, 反过来, 均衡器的输出也会对译码器形成正向激励, 从而获得更准确的译码结果. 这样便形成一个正向的循环, 均衡器和译码器的性能均会随着迭代的进行而逐步提升.

3 数值仿真

3.1 通用信道下的数值仿真

在通用仿真信道下, 通过数值仿真来验证采用LT-Turbo均衡方法经过多次迭代后的误码率性能, 并与分离的均衡译码方法的误码率性能对比. 仿真采用正交相移键控(Quadrature Phase Shift Keyin, QPSK)调制方式. 两种方法均采用码率为1/2的LT编码. 仿真结果如图3所示.

图2 (网络版彩图)LT-Turbo均衡译码框图

Figure 2 (Color online) Diagram of LT-Turbo equalization.

图3 (网络版彩图)分离的均衡译码方法与LT-Turbo均衡方法在两种Proakis信道下的误码率. (a) Proakis A信道; (b) Proakis B信道

Figure 3 (Color online) Bit Error Rates of the separated equalization and decoding method and the LT-Turbo method in two Proakis channels. (a) Proakis A channel; (b) Proakis B channel.

仿真信道所采用的信道为两种通用的Proakis信道^[15], 即Proakis A信道和Proakis B信道, 分别代表典型的一般多途衰落信道与较差多途衰落信道. 信道的系数向量分别为

$$\mathbf{H}_{\text{proakisA}} = [0.04; -0.05; 0.07; -0.21; -0.5; 0.73; 0.36; 0; 0.21; 0.03; 0.07]^T,$$

$$\mathbf{H}_{\text{proakisB}} = [0.407; 0.815; 0.407]^T.$$

为比较LT-Turbo均衡方法与原有的时域重发方法的性能, 将相同的信号分别输入到码率为1/4的LT编码器和码率为1/2, 生成多项式为19, 29(十进制表示)的卷积编码器进行编码后, 分别单次发送和重复两次发送, 使两者的等效码率均为1/4. 接收端则分别采用LT-Turbo均衡方法和并行多通道Turbo均衡方法进行接收. 调制方法仍然为QPSK, 仿真信道采用Proakis B信道.

由图4结果可知, 在Proakis B信道下, 两种方法均能在较低信噪比情况下实现可靠译码. 同样达到低于 10^{-4} 的误码率, 采用LT-Turbo均衡方法所需的最低输入信噪比比时域重发方法大约降低了2 dB.

3.2 深海信道下的数值仿真

通过对2013年7月在西太平洋组织开展的一次深海海水声通信实验所获得的实测数据进行信道估计. 本次实验海区的海深约5000 m, 属典型的深海海水声信道, 声速剖面如图5所示, 图中海深1400 m以上声速数据为实验期间通过声速仪测得, 海深1400 m以下部分则

图4 (网络版彩图)LT-Turbo均衡方法与时域重发方法的性能对比

Figure 4 (Color online) Performance comparison between LT-Turbo equalization method and time domain retransmission method.

图5 (网络版彩图)西太平洋深海实验海区声速剖面
Figure 5 (Color online) Sound speed profile of the West Pacific.

来自于经验数据. 利用声传播模型进行计算, 得到实验海区的传播损失如图6所示, 其中声源深度为125 m, 接收深度为150 m. 由图6可见, 此信道存在明显的会聚区和声影区. 图7为利用实测数据所估计的深海海水声信道.

实验中接收船距离发射船69 km, 如图6所示, 位于第二声影区位置. 观察图7中的深海海水声信道响应可见, 在声波到达之后的1.82 s左右存在一簇能量较强的多途信号, 信道多途时延大, 且衰落严重.

在上述深海信道下比较LT-Turbo均衡方法与时域重发方法的性能, 结果如图8所示.

对比图4和8两次仿真试验的结果可知, 在深海海水声信道下, 两者的性能均有所下降. 但时域重发方法的性能下降更为明显. 两者的最低输入信噪比差距扩大到5 dB. 分析原因可知, 时域重发方法实质上是依靠重发信号能量叠加来获得重发增益. 但是, 在信号能量叠加的同时, 多途的能量也在叠加, 且深海海水声信道多途时延较长, 均衡器很难有效去除多途的影响.

图6 (网络版彩图)传播损失曲线

Figure 6 (Color online) Calculated transmission loss curve.

图7 (网络版彩图)深海水声信道响应
Figure 7 (Color online) Measured channel impulse responses of the deep sea.

图8 (网络版彩图)实测深海水声信道下LT-Turbo与时域重发方法对比
Figure 8 (Color online) Performance comparison between the LT-Turbo method and the time domain retransmission method in the measured underwater acoustic channel.

残余的多途能量相当于噪声,削弱了信号重发所带来的增益. 但LT-Turbo均衡方法所带来的增益为编码增益,与信道无关,所以并不会因为信道的恶化而对其造成较大的影响.

为进一步验证LT-Turbo均衡方法在编码灵活性以及通信可靠性上的表现,设计了如下仿真试验. 在不同信噪比下分别发送足够多的LT编码符号,并记录在各个信噪比下实现错误率小于 10^{-5} 的信息传输所需的最小LT编码符号个数. 对于重发方法,则重复发送码率为1/2的卷积码序列,并记录在各个信噪比下实现错误率小于 10^{-5} 的信息传输所需的最小重发次数. 为了使结果更加直观,仿真中采用冗余度(发送比特数/有效比特数)来衡量两者的性能. 仿真结果如表1所示. 由此得到如图9所示的最小编码冗余度对比图.

可见,在典型的深海水声信道下,相比于传统的

图9 (网络版彩图)最小编码冗余度对比图
Figure 9 (Color online) Comparison of the minimum code redundancy.

表1 LT-Turbo均衡方法与时域重发方法性能仿真结果
Table 1 Simulation results of the LT-Turbo method and time domain retransmission method

信噪比 (dB)	有效比特数	LT-Turbo方法		重发方法	
		发送比特数	冗余度	重发次数	冗余度
0	10^5	480000	4.8	6	12
1	10^5	430000	4.3	6	12
2	10^5	400000	4	5	10
3	10^5	340000	3.4	4	8
4	10^5	300000	3	4	8
5	10^5	280000	2.8	3	6
6	10^5	240000	2.4	3	6
7	10^5	230000	2.3	2	4
8	10^5	220000	2.2	2	4
9	10^5	210000	2.1	1	2
10	10^5	200000	2	1	2

重发方法, LT-Turbo均衡方法可以通过发送更少的编码来实现信息的可靠传输, 且这一优势在低信噪比时更为明显. 在信噪比为0–8 dB时, 实现同样的可靠信息传输, LT-Turbo均衡方法所需的编码冗余度约为传统重发方法的1/2, 提高了信息的有效传输速率.

4 结论

本文提出了一种基于LT编码的LT-Turbo联合均衡译码方法. 在相同的信道条件以及信噪比时, 该方

法比基于LT编码的分离的均衡译码方法和传统的重发方法均具有更低的误码率. 特别对于深海远程水声通信, 相比于传统的重发方法, 在低信噪比区域, 该方法具有较大的性能优势, 且性能不会因为信道的变化而大幅降低, 更加适用于具有低信噪比、信道参数随时间和空间变化特点的深海水声信道. 同时, 该方法也为解决无反馈条件下信息可靠传输问题以及提出新的无反馈条件下深海远程水声通信协议提供了物理层基础.

参考文献

- 1 Wang H B, Shen T, Wang J, et al. Research progress in chaotic orthogonal code-division multiplexing acoustic communications (in Chinese). *Sci Sin-Phys Mech Astron*, 2013, 43: 51–61 [王海斌, 沈涛, 汪俊, 等. 混沌正交码分复用声学通信研究进展. 中国科学: 物理学 力学 天文学, 2013, 43: 51–61]
- 2 Youcef A, Laot C, Amis K. Adaptive frequency-domain equalization for underwater acoustic communications. In: OCEANS. Santander: IEEE, 2011. 1–6
- 3 Laot C, Glavieux A, Labat J. Turbo equalization: Adaptive equalization and channel decoding jointly optimized. *IEEE J Select Areas Commun*, 2001, 19: 1744–1752
- 4 Pompili D, Akyildiz I. Overview of networking protocols for underwater wireless communications. *IEEE Commun Mag*, 2009, 47: 97–102
- 5 Akyildiz I F, Pompili D, Melodia T. Underwater acoustic sensor networks: Research challenges. *Ad Hoc Networks*, 2005, 3: 257–279
- 6 Wang Y, Liu Y, Guo Z. Three-dimensional ocean sensor networks: A survey. *J Ocean Univ China*, 2012, 11: 436–450
- 7 Byers J W, Luby M, Mitzenmacher M, et al. A digital fountain approach to reliable distribution of bulk data. In: Proceedings of the ACM SIGCOMM'98 Conference. New York: ACM, 1998. 56–67
- 8 Luby M. LT codes. In: Proceedings of 43rd Foundations of Computer Science. Vancouver: IEEE, 2002. 271–282
- 9 Luby M, Watson M, Gasiba T, et al. Raptor codes for reliable download delivery in wireless broadcast systems. In: Proceedings of 3rd IEEE Consumer Communications and Networking Conference. Nevada: IEEE, 2006. 192–197
- 10 Castura J, Mao Y. Rateless coding and relay networks. *IEEE Signal Process Mag*, 2007, 24: 27–35
- 11 Molisch A F, Neelesh B, Yedidia J S, et al. Cooperative relay networks using fountain codes. In: Proceedings of Globecom 2006. San Francisco: IEEE, 2006. 1–6
- 12 Casari P, Rossi M, Zorzi M. Towards optimal broadcasting policies for HARQ based on fountain codes in underwater networks. In: Proceedings of Wireless on Demand Network Systems and Services. Garmisch-Partenkirchen: IEEE, 2008. 11–19
- 13 Apavatjirut A, Jaffres-Runser K E, Goursaud C, et al. Overflow of fountain codes in multi-hop wireless sensor networks. In: Proceedings of 22nd International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications. Toronto: IEEE, 2011. 995–999
- 14 Hagenauer J, Offer E, Papke L. Iterative decoding of binary block and convolutional codes. *IEEE Trans Inform Theor*, 1996, 42: 429–445
- 15 Proakis J G. Digital Communications. New York: McGraw-Hill, 1989

A novel LT-Turbo equalization for long-range deep-water acoustic communication

TAI YuPeng^{1,2}, WANG HaiBin^{1*}, YANG XiaoXia¹ & WANG Jun¹

¹ State Key Laboratory of Acoustics, Institute of Acoustics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China;

² University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China

Long range deep-water acoustic communication (LDAC) is challenging due to low SNR and time- space-varying channel parameters. Since there exists the long feedback delay, it's hard to construct the feedback channel in LDAC. So the feedback based error control methods and the link-layer framings are all disabled in LDAC. To solve these problems, the Ludy Transform code (LT code), which is a kind of rateless fountain code, is introduced to replace the traditional channel code of the classical LDAC system. LT code brings in the rateless property and the channel independence which are the foundation of the no-feedback link-layer framing, but the performance of this receiver scheme has a distinct gap compared with the theoretical bound. So a LT-Turbo equalization method is proposed, where the adaptive linear equalization and the decoder of LT code are jointly optimized in an iterative process. The simulation results show that the LT-Turbo equalization could get a lower bit error rate than the classical method under various kinds of channels. The results of another contrastive simulation between the LT-Turbo equalization method and the classical time domain retransmission method show that the minimum required code redundancy of LT-Turbo equalization is only 1/2 of the classical time domain retransmission method in the same low-SNR deep-water acoustic channel, which proves the excellent performance of the LT-Turbo equalization.

deep water, LT code, acoustic communication, Turbo equalization

PACS: 43.30.+m, 43.58.+z, 43.60.+d

doi: [10.1360/SSPMA2016-00179](https://doi.org/10.1360/SSPMA2016-00179)