

被动时反与自适应均衡相联合的水声通信研究

宫改云^{1,2}, 姚文斌³, 潘翔²

(1. 杭州电子科技大学应用数学与工程计算研究所, 杭州 310018; 2. 浙江大学信电系, 杭州 310027;
3. 浙江经济职业技术学院, 杭州 310018)

摘要: 在实际的水声环境中, 被动时反处理单向传输、实施简单, 可以减小信道衰落的影响并重组多途信号, 抑制码间干扰, 但因水声信道复杂性等的影响, 接收到信号经被动时反处理后仍存在残余的码间干扰, 为此, 被动时反处理后, 基于递归最小二乘(RLS)的判决反馈自适应均衡处理方法被用来消除这些残余的码间干扰。复杂的实验室波导试验结果表明这种联合处理: (1)实现了无误码传输, (2)自适应均衡器的抽头数较少, 计算复杂度较低。验证了被动时间反转和自适应均衡相联合的信号处理方法在相位相干水下通信中的可靠性与高效性。

关键词: 被动时反; 码间干扰; 自适应均衡

中图分类号: TN911.5

文献标识码: A

文章编号: 1000-3630(2010)-02-0129-06

DOI 编码: 10.3969/j.issn1000-3630.2010.02.003

A study of underwater acoustic communication based on the joint processing of passive time reversal and adaptive equalization

GONG Gai-yun^{1,2}, YAO Wen-bin³, PAN Xiang¹

(1. Institute of Applied Mathematics and Engineering Calculation, Hangzhou Dianzi University, Hangzhou 310018, China;
2. Department of Information Science and Electronic Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China;
3. Logistic Technology School, Zhejiang Technology Institute of Economy, Hangzhou 310018, China)

Abstract: Passive time reversal processing only needs one-way propagation so that it can be implemented more easily. While its spatial focusing can mitigate channel fading and its temporal focusing reduces intersymbol interference(ISI), there always is some residual ISI depending on the complexity of the channel. Therefore a decision feedback equalizer based on recursive least squares algorithm is used to reduce the residual ISI after passive time reversal processing. The complex experimental waveguide results show that (1) the number of error symbols can be reduced to zero by this joint processing while it's impossible for the passive time reversal processing; (2) the number of taps of adaptive equalization after passive time reversal processing is reduced largely so that the complexity of computation is also reduced. This demonstrates that this joint processing of passive time reversal and adaptive equalization is not only reliable but also effective in phase coherent underwater communication.

Key words: passive time reversal; intersymbol interference; adaptive equalization

1 引言

水声通信是通信研究中的一个重要领域。大量研究表明, 多途效应是水声信号在声道中传播发生畸变的根本所在, 因此, 克服多径效应引起的码间干扰, 减小系统的误码率, 是水声通信的主要研究课题^[1]。自适应均衡是现代通信中广泛采用的消除码间干扰的一种方法。复杂的水下环境使多路经时延扩展较为严重, 因此, 相对于无线通信, 水声通信中的自适应均衡器需要更多的抽头以适

应输入信号的变化, 增大了计算的复杂度^[2]。采用精致的空时多通道均衡器, 复杂度会有所下降^[3], 但是所作的处理只限于接收端, 那么能否对发射端和接收端同时处理, 从而降低计算复杂度实现高速率的水下通信呢?

时反处理基于波动方程解的时反不变性和互易性原理, 具有空时聚焦的特性。当波导中一个点源发射的信号被一个发射/接收传感器接收后, 该传感器把时域信号按时间反转的形式发射出去, 信号将会在声源处聚焦, 聚焦点不仅在其所在位置能量达到最大, 而且信号波形也与点源之前发射的时间反转一致。时间反转的这种时间聚焦性可以重组多途信号而抑制码间干扰, 空间聚焦性能可以减小信道衰落的影响。传统的主动式时间反转, 需要往返共发送两次, 增加了通信的等待时间, 降低了通信速率。同时, 接收阵需要收发合置, 增加了发射功

收稿日期: 2008-12-30; 修回日期: 2009-03-10

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(60772094)、浙江省自然科学基金资助项目(Y7080044)

作者简介: 宫改云(1978-), 女, 山西繁峙人, 讲师, 博士研究生, 研究方向为水声信号处理。

通讯作者: 宫改云, E-mail: gonggaiyun_xiang@163.com

率及系统设备的复杂性。因此,主动时间反转在水声通信中的应用就受到了限制。被动时间反转相对于主动时间反转,最大的优势就是省去了阵的收发合置功能,并且单向传输即可实现^[4]。

国内外已进行了多次海试并成功验证了时间反转技术。文献[10-14]将时间反转技术应用于包括 PSK、FSK 和 OFDMA 等水下通信体制,这些应用中均为主动时间反转,文献[10-14]采用了被动时间反转,并给出了理论证明。文献[15]则是依据时延差编码进行了单阵元的被动时反通信研究。尽管利用时间反转处理,通过空时聚焦减少了码间干扰,但由于换能器的数量、分布及水声信道复杂性的影响,接收信号经被动时反均衡器处理后仍存在残余的码间干扰,因此,将时间反转与自适应均衡器联合应用于水下通信就成为必然。文献[16, 17]分别将主动时反和被动时反与自适应均衡器相联合来提高通信质量。在国内,尽管目前已有关于被动时反在水声通信中的研究^[13],但通过被动时反与自适应均衡器相联合来提高通信质量的研究还比较匮乏,为此本文将易于实施的被动时间反转和基于递归最小二乘(RLS)算法的自适应均衡器相联合来实现 SIMO 水下通信并进行了实验验证。在实验论证中,为了尽可能保证被动时反所依赖的环境不发生变化,区别于文献[15],本文将探测信号和信息信号间加入一定保护间隔后同时发送,复杂的波导环境实验验证了该方法的可靠性和高效性。

2 SIMO 水声通信中被动时反处理原理

假设采用如图 1 所示的 SIMO 水声通信系统,发送端点声源位于点 S 处,接收端接收阵由 N 个传感器构成,点声源和接收阵的第 j 个元素间的传递函数为 $h_j(t)$, $j=1,2,\dots,N$ 。在发射信息信号 $s(t)$ 之前,点声源首先发射探测信号 $p(t)$,在接收阵的第 j ($j=1,2,\dots,N$) 个传感器上接收到探测信号和信息信号分别为 $p_{rj}(t)$ 和 $s_{rj}(t)$ 。接收端首先将 $p_{rj}(t)$ 的时

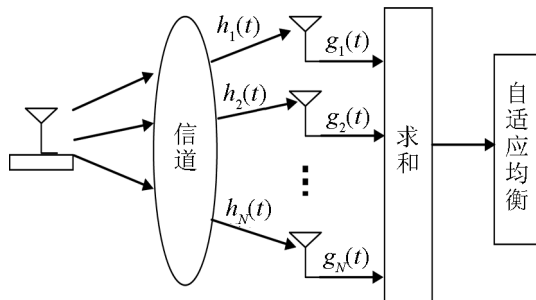


图 1 SIMO 水声通信系统图

Fig.1 System diagram of SIMO acoustic communication

间反转形式 $p_{rj}(-t)$ 作为预处理器,接收到的信息信号 $s_{rj}(t)$ 经该预处理器(与 $p_{rj}(-t)$ 作卷积运算)后,其输出信号 $r'_j(t)$ 再与探测信号 $p(t)$ 作卷积处理,于是最后输出波形就近似于原信息波形 $s(t)$,实现被动时反处理。

在接收端的第 j 个传感器上接收到的信息信号 $s_{rj}(t)$ 经过预处理器 $p_{rj}(-t)$ 得到 $r'_j(t)$ 为:

$$r'_j(t) = s_{rj}(t) \otimes p_{rj}(-t) = s(t) \otimes p(-t) * [h_j(t) \otimes h_j(-t)] + n_{rj}(t) \quad (1)$$

式中, $n_{rj}(t)$ 为信道的干扰噪声。可以看到经过预处理器后的信号 $r'_j(t)$ 消除了多途作用,但含有了探测信号 $p(t)$ 的信息,为了消除探测信号信息 $p(-t)$, $r'_j(t)$ 再与 $p(t)$ 做卷积运算,得到 $r(t)$:

$$r_j(t) = r'_j(t) \otimes p(t) = s(t) \otimes [h_j(t) \otimes h_j(-t)] \otimes [p(t) \otimes p(-t)] + n_{rj}(t) \quad (2)$$

式中, $n_{rj}(t) = n_{rj}(t) \otimes p(t)$ 。

对每个传感器的接收信号采用相同的处理方法,并对其结果线性加权求和,则为 SIMO 的输出信号 $r(t)$:

$$r(t) = \sum_{j=1}^N r_j(t) + n(t) = s(t) \otimes \left[\sum_{j=1}^N [h_j(t) \otimes h_j(-t)] \right] \otimes [p(t) \otimes p(-t)] + n(t) \approx s(t) \otimes \delta(t) \otimes \delta(t) + n(t) \quad (3)$$

$$\text{其中 } n(t) = \sum_{j=1}^N n_{rj}(t)。$$

由式(3)可以看出,发射信息信号 $s(t)$ 经过的信道实际上是信道自相关和探测信号自相关的卷积,当组合信道近似为 $\delta(t)$ 时,接收信号 $r(t)$ 可近似为信息信号 $s(t)$ 。多径信号实现了同时、同相叠加,在时间上把接收到的扩展信号进行了压缩,均衡了信号,同时分集接收的引入又增强了信号的抗衰落性。在实际的通信操作中,若探测信号自身可近似为 $\delta(t)$ 时,被动时反均衡器就可以省去与探测信号自身的卷积。

3 基于 RLS 算法的自适应均衡器原理

尽管时间反转的时间聚焦性可以重组多途信号而抑制码间干扰,空间聚焦性能可以减小信道衰落的影响,但是发射器空间分布特性、信道的复杂性及通信过程中少许的环境变化都会使组合信道不能近似为 $\delta(t)$,因此,经时反处理后的信号就存在残余的码间干扰。在相位相干通信中,为获得高数据传输率就必须采用高进制的调制方法,而残余的码间干扰对高进制调制方法下的星座图影响尤为严重。故时反均衡器的输出信号仍需要自适应均

衡器的后处理。

自适应均衡器能够根据信道的时变特性和非线性,采用自适应算法对均衡器参数进行调整,实现对接收信号的实时处理。判决反馈均衡器是较为常用的一种时域自适应均衡器。它是在线性横向滤波器的基础上叠加了反馈滤波器来实现均衡的,反馈滤波器的引入主要是用来从当前估计值中除去由先前被检测符号引入的那部分 ISI。此外,因递归最小二乘(RLS)算法的收敛性能优于自适应最小均方误差(LMS)算法,因此,本文将采用基于 RLS 算法的判决反馈均衡器来对时反均衡器的输出信号进行自适应处理^[3]。

假设判决反馈均衡器的前馈均衡器的抽头权重矢量为 $\mathbf{a}' = [a_{-N_1}, \dots, a_{N_1}]^*$, 其中 * 表示共轭。在 n 时刻,输入前馈均衡器的信号为 $\mathbf{r}(n) = [r(nT + N_1T), \dots, r(nT - N_1T)]^T$, 上标 T 表示转置,则前馈均衡器的输出信号为 $f(n) = \mathbf{a}'^T \mathbf{r}(n)$ 。假设反馈均衡器的权重矢量为 $\mathbf{b}' = [b_1, \dots, b_M]^*$, 目前输入反馈均衡器的 M 个先前决策构成的矢量为 $\tilde{\mathbf{d}}(n) = [\tilde{d}(n-1), \dots, \tilde{d}(n-M)]^T$, 则反馈均衡器的输出为 $q(n) = \mathbf{b}'^T \tilde{\mathbf{d}}(n)$ 。在 n 时刻的码估计为 $\hat{d}(n) = f(n) - q(n)$, 估计误差为 $e(n) = d(n) - \hat{d}(n)$ 。为了求解最佳均衡器权重值,把前馈均衡器矢量和反馈均衡器矢量构成新的权重矢量 $\mathbf{c}$, 前馈均衡器的信号和反馈均衡器的输入信号构成新的矢量 $\mathbf{u}(n)$, 则码估计 $\hat{d}(n)$ 可表示如下:

$$\hat{d}(n) = [\mathbf{a}' \quad -\mathbf{b}'] \begin{bmatrix} \mathbf{r}(n) \\ \tilde{\mathbf{d}}(n) \end{bmatrix} = \mathbf{c}'^T \mathbf{u}(n) \quad (4)$$

利用 RLS 算法则有如下的自适应算法:

(1) 初始化

$$\mathbf{c}(-1) = \mathbf{0}, \quad \mathbf{P}(-1) = \delta^{-1} \mathbf{I} \quad (\delta \text{ 是小的正常量}) \quad (5)$$

(2) 自适应增益计算

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{g}}_\lambda(n) &= \frac{1}{\lambda} \mathbf{P}(n-1) \mathbf{u}(n), \quad \bar{\alpha}(n) = 1 + \bar{\mathbf{g}}_\lambda^T(n) \mathbf{u}(n) \\ \mathbf{g}(n) &= \frac{\bar{\mathbf{g}}_\lambda(n)}{\bar{\alpha}(n)}, \quad \mathbf{P}(n) = \frac{1}{\lambda} \mathbf{P}(n-1) - \mathbf{g}(n) \bar{\mathbf{g}}_\lambda^T(n) \end{aligned} \quad (6)$$

(3) 滤波形成误差

$$e(n) = d(n) - \hat{d}(n) = d(n) - \mathbf{c}'^T(n) \mathbf{u}(n) \quad (7)$$

(4) 系数更新

$$\mathbf{c}(n) = \mathbf{c}(n-1) + \mathbf{g}(n) e^*(n) \quad (8)$$

4 被动时反和自适应均衡器联合处理通信流程

为实现接收端被动时反和自适应均衡器的联

合处理,并使发送的信号适合于信道的传输,发送端首先采用图 2(a)所示的模式对输入序列进行信道编码,其中保护间隔的键入是为了使接收的探测信号和训练信号之间没有干扰;然后,对输入序列进行 PSK 调制,并将调制序列加载到适合信道传输的中心频率经发送滤波器后发射到信道中。具体流程如图 2(b)所示。

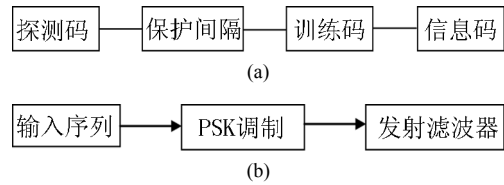


图2 发送流程

Fig.2 Transmitting flow chart

发送滤波器的输出信号经信道传输后被接收阵接收,待数据接收完毕,开始接收端处理。在接收端,首先对接收到的信号进行滤波处理;接着采用第2节中的被动时反处理器,进行被动时反处理;然后对被动时反处理的信号采用第3节中的基于 RLS 算法的判决反馈均衡器进行自适应均衡器处理;最后进行译码。具体流程如图3所示。整个联合处理的水下通信系统简图如图1所示。图1中 $g_i(t), i=1, \dots, N$, 代表了与各个通道对应的接收滤波器和时反处理器。

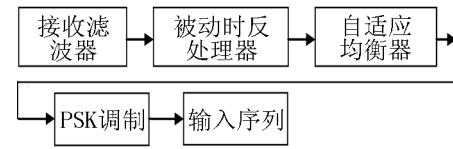


图3 接收流程

Fig.3 Receiving flow chart

5 实验验证

为了验证被动时反均衡器和自适应均衡器联合处理在 SIMO 通信系统中的有效性,于 2008 年 4 月作了实验室波导实验。实验环境如图4所示,上层为水层,下层为沙层,声源位于靠近水面处,接收阵由间隔为 0.04m 的 32 元传感器构成,声源和接

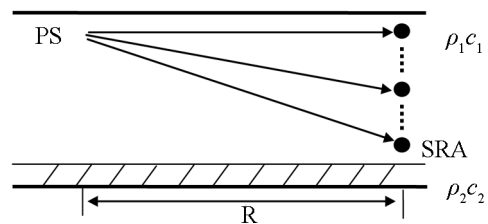


图4 波导试验环境示意图

Fig.4 Sketch map of waveguide experimental environment

收阵间的距离为 8m。为了使环境复杂化,我们把传感器构成的平面阵放入水下。发射信号采用 PSK 调制,载波中心频率为 10kHz,采样率为 50kHz,码率为 2000 波特/s。发射数据模式如图 2(a)所示。其中,探测码 1 个,且选其为 1,保护间隔 50ms,训练码和信息码分别由 50 个和 500 个 M 进制的随机数据构成。为了满足无码间串扰的基带传输特性,发射数据经 PSK 调制后,经过了滚降因子为 1 的升余弦滚降系统——发射滤波器。

图 5(a)为发射的 QPSK 信号,图 5(b)为经滤波处理后 32 路接收信号中的第 10 路接收信号。比较图 5(a)和图 5(b),可以看到发射信号经信道传输后发生了较为严重的畸变,失真较为严重,这种失真接收信号的星座图如图 6(a)所示,从图 6(a)可以看出,此时的接收信号严重混叠,误码率很高。为了降低误码率,提高通信系统性能,需要对信道的传输特性加以校正和补偿,也就是必须对这种失真信号进行均衡处理,为此,我们将接收到的 32 路失真信号进行了被动时反处理。被动时反处理后的星座图如图 6(b)所示,比较图 6(a)、6(b)可以发现,经被动时反处理后的星座图的眼图明显张开,但效果仍不太好,这说明被动时反处理确实可以起到消除码间干扰的作用,但不能完全消除,于是又将经被动时反处理后的信号送入基于 RLS 的自适应判决

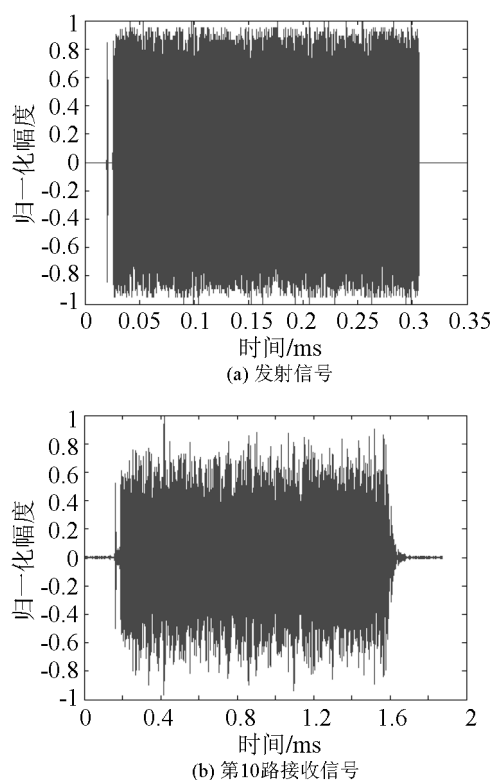


图 5 发射信号及第 10 路接收信号
Fig.5 Transmitting signal and receiving signal received by NO.10 hydrophone

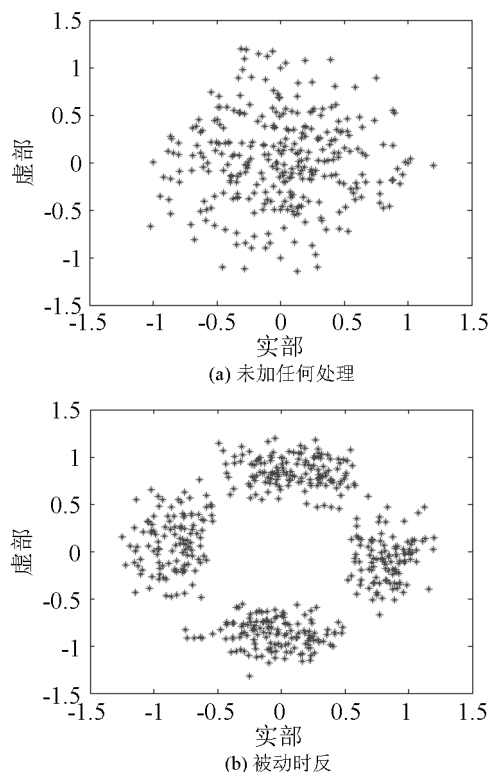


图 6 未加任何处理和被动时反处理后信号星座图比较
Fig.6 Comparison of constellations between receiving signals before and after passive time-reversal processing

反馈均衡器。

这里判决反馈均衡器的前馈阶数和反馈阶数分别为 2 和 2,时延为 1,遗忘因子为 0.9,处理结果如图 7 所示,其中图 7(a)为学习曲线,图 7(b)为自适应均衡器处理后的星座图,从图 7 中可以看到学习曲线的收敛速度很快,且自适应均衡器的使用使眼图张开更为明显。比较图 6(b)和图 7(b)可以看出,被动时反和自适应均衡器联合处理星座图明显好于单被动时反星座图,这说明在对信道传输特性的校正和补偿上,被动时反和自适应均衡器联合处理的性能优于单被动时反处理性能。为了进一步验证其有效性,在相同的实验条件下又作了 BPSK 和 8PSK 调制信号的试验。实验数据处理结果如图 8 所示,从图 8 中仍可清晰看到单被动时反均衡器处理后的星座图要比经被动时反和自适应均衡器联合处理后的星座图差。表 1 列出了三种调制下不同处理方法的误码率。从表 1 得知,在高进制相位调制信号下,单被动时反处理未能完全消除码间干扰,并且在 8PSK 情形下,即使传输的码元数已减少到前两种调制情形下的 3/5,仍具有较高的误码率,而被动时反和自适应均衡器的联合处理在这三种调制情形下得到的误码率却都为 0。这表明:首先,单被动时反随着调制信号进制数的增加,对信道传输特性的校正和补偿能力随之降低;其次,被

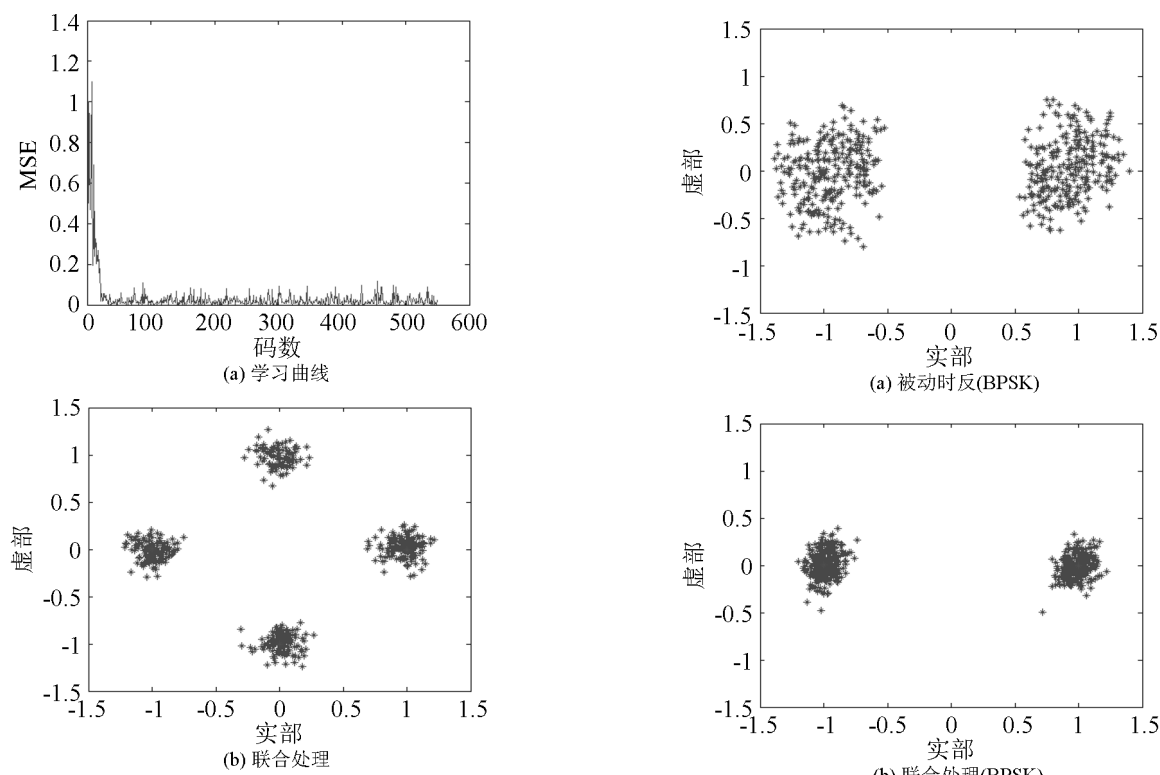


图 7 MSE 及判决反馈处理后的星座图
Fig.7 MSE and constellation of receiving signal after decision feedback equalization

表 1 误码性能分析
Table 1 Performance analysis of error symbols

调制方式	误码率	
	被动时反处理	被动时反处理+自适应均衡
BPSK	0	0
QPSK	0.01	0
8PSK	0.3267	0

注: 表中用来进行性能分析的 BPSK、QPSK 和 8PSK 码元数分别为 500 个、500 个和 300 个

动时反和自适应均衡器的联合处理在不同进制下都能实现对信道传输特性较好的校正和补偿, 这就充分地验证了这种联合处理的可靠性; 此外, 联合处理中的自适应均衡器阶数较小, 又说明其计算复杂度较低, 体现了其高效性。

6 结 论

被动时反处理的空时聚焦性可以抑制码间干扰, 减小信道衰落的影响, 但复杂的信道环境和一些不确实的因素使经时反均衡器处理后的信号仍存在残余的码间干扰, 而残余的码间干扰对高进制 PSK 调制信号影响尤为严重。为此, 本文将被动时反处理器和判决反馈均衡器进行联合处理来实现水下通信, 并进行了实验室验证。实验结果表明这种联合处理不仅消除了残余的码间干扰, 实现了无误码传输, 而且减少了自适应均衡器的抽头个数,

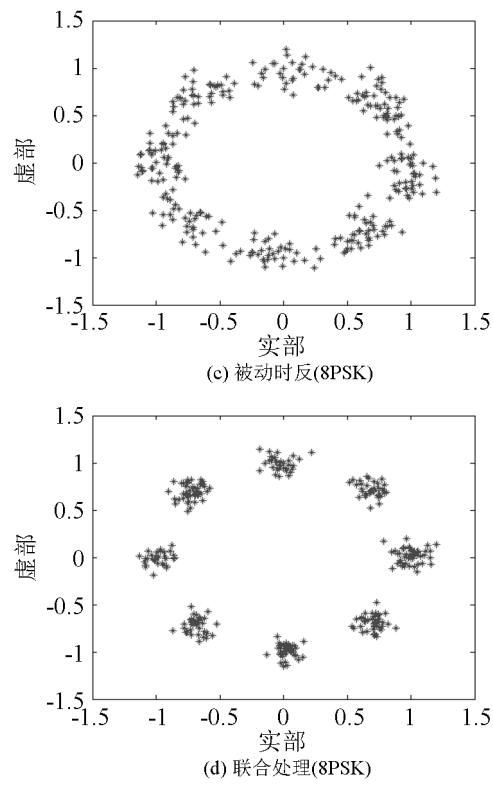


图 8 被动时反处理器及被动时反处理器和判决反馈均衡器联合处理星座图比较(BPSK 和 8PSK)

Fig.8 Comparison of constellations between receiving signals after passive time-reversal processing and after the joint processing (BPSK and 8PSK)

降低了计算复杂度。将被动时反处理器和自适应判决反馈均衡器经联合处理应用于 MIMO 水下通信成为进一步的研究课题。

参 考 文 献

- [1] Kilfoyle D and Baggeroer A. The state of the art in underwater acoustic telemetry[J]. IEEE J. Ocean. Eng, 2000, **2**(1): 4-27.
- [2] Stojanovic M, Capitovic J, Proakis J. Adaptive multichannel-combining and equalization for underwater acoustic communications[J]. J. Acoust. Soc. Amer, 1993, **94**(3): 1621-1631.
- [3] Stojanovic M, Capitovic J, Proakis J. Reduced-complexity spatial and temporal processing of underwater acoustic communication signals[J]. J. Acoust. Soc. Amer, 1995, **98**(2): 961-972.
- [4] Dowling D R, Acoustic pulse compression using passive phase-conjugate processing[J]. J. Acoust. Soc. Amer, 1994, **95**(3): 1450-1458.
- [5] Geoffrey F. Edelmann, Akal T, Hodgkiss W S, et al. An initial demonstration of underwater acoustic communication using time reversal[J]. IEEE. J. Oceanic Eng, 2002, **27**(3): 602-609.
- [6] Kevin B Smith, Antonio A M Abrantes, Larraza A. Examination of time-reversal acoustics in shallow water and applications to noncoherent underwater communications[J]. J. Acoust. Soc. Amer, 2003, **113**(6): 3095-3110.
- [7] Heinemann M, Larraza A, Smith K B. Experimental studies of applications of time-reversal acoustics to noncoherent underwater communications[J]. J. Acoust. Soc. Amer, 2003, **113**(6): 3111-3116.
- [8] 陆铭慧, 张碧星, 汪承瀚. 时间反转法在水下通信中的应用[J]. 声学学报, 2005, **30**(4): 349-354.
LU Minghui, ZHANG Bixing, WANG Chengpin. Application of time reversal in underwater acoustic communication[J]. Acta Acustica, 2005, **30**(4): 349-354.
- [9] Joao Gomes, Victor Barroso. Time-Reversed OFDM communication in underwater channels[A]. 2004 IEEE 5th Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications[C]. 2004. 626-630.
- [10] Rouseff D, Jackson D R, Fox W L J, et al. Underwater acoustic communication by passive phase conjugation: Theory and experimental results[J]. IEEE J. Oceanic Eng, 2001, **26**(4): 821-831.
- [11] Hursky P, Porter M B, Rice J A, McDonald V K. Passive phase-conjugate signaling using pulse-position modulation[A]. MTS/IEEE Conference and Exhibition OCEANS, Hawaii[C]. 2001. 2244-2249.
- [12] Kuperman W A, Hodgkiss W S, Hee Chun Song, et al. Phase conjugation in the ocean: Experimental demonstration of an acoustic time-reversal mirror[J]. J Acoust. Soc. Amer, 1998, **103**(1): 25-40.
- [13] 郭国强, 杨益新. 浅海波导中时间反转处理增强信混比能力的仿真分析[J]. 声学技术, 2007, **26**(5): 826-829.
GUO Guoqiang, YANG Yixin. Echo-to-reverberation enhancement capability of time reversal processing in shallow water[J]. Technical Acoustics, 2007, **26**(5): 826-829.
- [14] 韩晶, 周祖华. 海洋波导条件下矢量反转镜空间相关特性[J]. 声学技术, 2008, **27**(3): 333-337.
HAN Jing, ZHOU Zuhua. The spatial correlation property of vector time reversal mirror (TRM) under the condition of sea wave guide[J]. Technical Acoustics, 2008, **27**(3): 333-337.
- [15] 殷敬伟, 惠娟, 惠俊英, 生雪莉, 姚直象. 无源时间反转镜在水声通信中的应用[J]. 声学学报, 2007, **32**(4): 362-368.
YING Jinwei, HUI Juan, HUI Junying, SHENG Xueli, YAO Zhixiang. Application of passive time reversal mirror in underwater acoustic communication[J]. Acta Acustica, 2007, **32**(4): 362-368.
- [16] Song H C, Hodgkiss W S, Kuperman W A, Stevenson M, Akal T. Improvement of time-reversal communications using adaptive channel equalizers[J]. J. IEEE Oceanic Eng, 2006, **31**(2): 487-496.
- [17] Song H C, Hodgkiss W S, Kuperman W A, Stevenson M, Akal T. Mimo mulit-access time-reversal communications[J]. J. IEEE Oceanic Eng, 2007, **32**(4): 915-925.