

# 一种水声通信中基于信道估计的假设反馈自适应均衡器

张宏滔<sup>1</sup>, 陆佺人<sup>1</sup>, 陈敬军<sup>2</sup>

(1. 东南大学无线电工程系, 南京 210096; 2. 上海船舶电子设备研究所, 上海 200025)

**摘要:** 直接序列码分多址(DS/CDMA)是一种受关注的水下声通信网多址接入方案。提出一种基于信道估计的水声 DS/CDMA 系统自适应码片级均衡器。水声信道的时变特性要求自适应均衡器系数以码片速率更新,而不是以码元速率更新。在线性均衡之前利用信道估计器抑制由先前发送的码片引起的码片间干扰,仅对少量幅值较大的信道抽头做均衡,有效地降低了运算复杂度。仿真实验验证了均衡器的性能。

**关键词:** 水声通信;自适应均衡;信道估计;直接序列码分多址

中图分类号:TN929 文献标识码:A 文章编号:1000-3630(2005)02-0089-05

## Channel-estimation based hypothesis-feedback adaptive equalization for underwater acoustic communications

ZHANG Hong-tao<sup>1</sup>, LU Ji-ren<sup>1</sup>, CHEN Jing-jun<sup>2</sup>

(1. Department of Radio Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China;

2. Shanghai Marine Electronic Equipment Research Institute, Shanghai 200025, China)

**Abstract:** Direct sequence code division multiple access (DS/CDMA) as a technique for underwater acoustic networks is attracting attention from researchers. Adaptive chip-level equalization based on channel estimation is proposed in this paper. Time variability of the underwater channel requires that receiver adaptation be performed at the chip rate, rather than the symbol rate. Channel estimation is used to cancel inter chip interferences caused by hypothetically transmitted chips prior to linear equalization. By selecting only significant channel components, computational complexity is reduced. Simulation is carried out to evaluate the equalization performance.

**Key words:** underwater acoustic communication; adaptive equalization; channel estimation; DS/CDMA

## 1 引言

近年来,随着世界各国海洋开发步伐的加快,对水下传感器网络、水下监视系统、水声预警网络的需求愈来愈迫切,水下声通信与水下声网络(underwater acoustic networks)成为了国际上的研究热点<sup>[1,2]</sup>。

水声信道是时变多径衰落信道,为了使均衡器能补偿信道的时变,必须考虑自适应方法。在 DS/

CDMA 系统中,如果信道是静态的或者是准静态的(即信道参数在一个符号间隔内保持不变),那么在解扩之后接收机将获得正确判决所需的处理增益,同时正确的判决又被用于调整均衡器系数,为后续的符号判决做准备;但是如果当信道变化速率快于符号速率,而均衡器系数仍然在一个符号间隔内保持不变,那么这时将很难保证判决符号的可靠性,由此可见,当信道变化速率快于符号速率时,为了能跟上信道的变化,均衡器系数的更新速率应该快于符号速率,也就是说,这时的均衡器系数应该以码片(chip)速率更新。为了实现均衡器系数以码片速率更新的目的,必须要有可靠的码片判决信息,但是在解扩之前,又无法获得可靠的判决信息。为了解决

收稿日期:2005-01-21; 修回日期:2005-03-26

基金项目:国防预研基金资助项目(10106060703)

作者简介:张宏滔(1976-),男,浙江富阳人,博士研究生,主要从事水声通信、水声网络技术研究。

这对矛盾,文献[3]中提出基于假设反馈的自适应判决反馈均衡器,均衡器的反馈输入是用假设的码片判决替代真实的判决,实现了均衡器系数以码片速率更新的目的。

由于进行高速数据传输满足水下声网络发展的实际需要,对水声通信提出了更高的要求。很高的数据传输率和海底与海面反射形成的多径效应使得码间干扰长达几十、上百个符号,传统的滤波器每次需要更新的抽头数目过于庞大(一般来说,均衡器需要更新的抽头数约为信道时延扩展与符号间隔比值的1~2倍),限制了它的应用场合。海洋声信道的多径结构具有稀疏性<sup>[4,5]</sup>,造成均衡器权系数的分布也具有稀疏性,利用这一特性可以有效地降低运算复杂度<sup>[6-9]</sup>。

本文在文献[3]的方法基础上,提出一种基于信道估计的假设反馈自适应均衡器,我们将常规的判决反馈均衡形式转化为信道估计联合线性均衡的形式,即在线性均衡之前用信道估计器来抑制先前(假设已经发送的)码片引起的那部分码片间干扰。对于像水声信道这类具有长时延特性的稀疏信道,仅选择信道冲激中几个幅值较大的抽头做均衡,可以大大降低均衡器的运算量。仿真实验验证了该均衡器的有效性。

## 2 基于信道估计的假设反馈自适应均衡器

### 2.1 接收信号模型

考虑具有  $U$  个用户的 DS/CDMA 系统,接收端基带信号可写成  $U$  个用户信号和的形式:

$$r(t) = \sum_{u=1}^U r_u(t) \quad (1)$$

其中  $r_u(t)$  是用户  $u$  的信号,可写为:

$$r_u(t) = \sum_n d_u(n)h_u(t - nT_c) + w(t) \quad (2)$$

其中  $w(t)$  是高斯白噪声,  $h_u(t)$  是用户  $u$  的信道冲激响应,  $d_u(n)$  是用户  $u$  经过扩频后的信息序列,可写为:

$$d_u(n) = q_u(m)s_u(l), \quad n = mL + l, \quad l = 0, \dots, L-1 \quad (3)$$

其中  $L$  是扩频增益,  $q_u, s_u$  分别是用户  $u$  的信息(码元)序列和扩频码序列,当采用 BPSK 调制时,  $q_u(m) \in \{-1, +1\}$ 。当以码片速率  $1/T_c$  采样时,用户信

号  $r_u(t)$  的采样序列用矩阵形式可以表示为:

$$\begin{bmatrix} r_u(nT_c + M_1T_c) \\ \vdots \\ r_u(nT_c + T_c) \\ r_u(nT_c) \\ r_u(nT_c - T_c) \\ \vdots \\ r_u(nT_c - M_2T_c) \end{bmatrix} = \sum_k \begin{bmatrix} h_u(kT_c + M_1T_c) \\ \vdots \\ h_u(kT_c + T_c) \\ h_u(kT_c) \\ h_u(kT_c - T_c) \\ \vdots \\ h_u(kT_c - M_2T_c) \end{bmatrix} d_u(n-k) + \begin{bmatrix} w(nT_c + M_1T_c) \\ \vdots \\ w(nT_c + T_c) \\ w(nT_c) \\ w(nT_c - T_c) \\ \vdots \\ w(nT_c - M_2T_c) \end{bmatrix} \quad (4)$$

从式(4)可以看出,  $(M_1 + M_2 + 1)$  维的信道参数向量  $\mathbf{h}(0) = [h(M_1T_c), \dots, h(0), \dots, h(-M_2T_c)]^T$  可以捕获在时间间隔  $(-M_2T_c, M_1T_c)$  内的信道响应  $h(t)$ 。式(4)可简记为(省略用户下标):

$$\mathbf{r}(n) = \sum_k \mathbf{h}(k)d(n-k) + \mathbf{w}(n) \quad (5)$$

### 2.2 均衡算法描述

本小节我们给出基于信道估计的假设反馈自适应均衡器的结构及其算法,图1是均衡器结构示意图。

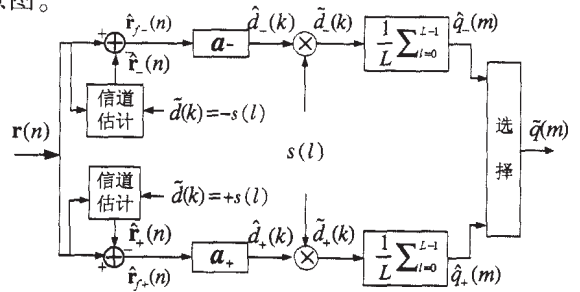


图1 基于信道估计的假设反馈自适应均衡器

Fig.1 Adaptive equalizer based on hypothetical channel feed-back

首先,考虑一个判决反馈均衡器(DFE),其信息符号的估计  $\hat{d}(n)$  可以表示为:

$$\hat{d}(n) = \mathbf{a}^T \mathbf{r}(n) - \sum_{k>0} b_k \tilde{d}(n-k) \quad (6)$$

其中  $\mathbf{a}$  是前向滤波器系数向量,  $b_k$  是反馈滤波器系数,在判决导引模式下,如果  $\tilde{d}(n)$  表示的是已判决的码片值,则该均衡器是码片级均衡器(chip-level equalization)。DFE的基本思想是:一旦一个信息符号被检测并判决后(假设判决是正确的),就可以在检测后续符号之前预测并消除由这个符号带来的码间干扰。如果这种码间干扰能够被完全消除,那么反馈滤波器系数  $b_k$  应满足如下条件:

$$b_k = \mathbf{a}^T \mathbf{h}(k), \quad k > 0 \quad (7)$$

由式(5)~(7)可得:

$$\hat{d}(n) = \mathbf{a}^T [\mathbf{r}(n) - \sum_{k>0} \mathbf{h}(k)d(n-k)] = \mathbf{a}^T \mathbf{r}_f(n) \quad (8)$$

分别定义前向滤波器向量  $\mathbf{r}_f$  及反馈滤波器向量  $\mathbf{r}_b$ :

$$\mathbf{r}_f(n) = \mathbf{r}(n) - \sum_{k>0} \mathbf{h}(k)d(n-k) \quad (9)$$

$$\mathbf{r}_b(n) = \sum_{k>0} \mathbf{h}(k)d(n-k) \quad (10)$$

向量  $\mathbf{r}_f$  不能直接获得,但是可以通过先前的判决值  $\hat{d}(n-k)$  以及信道参数估计值  $\hat{\mathbf{h}}(k)$  来重构。通过上面的分析,我们将判决反馈均衡形式转化为线性均衡联合信道估计的形式。问题是:①如何在接收信号解扩之前获得可靠的码片判决信息,②如何获得准确的信道参数  $\hat{\mathbf{h}}(k)$ ,下面我们来逐一解决这两个问题。

问题①的解决:

对于 BPSK 信号,发送的码元  $q(m)$  仅有两种可能:或+1,或-1。若发送的码元是+1,那么与码元+1对应的长度为  $L$  的码片序列就是扩频码序列,若发送的码元是-1,那么与码元-1对应的长度为  $L$  的码片序列就是负的扩频码序列,即有如下关系:

$$\hat{d}(mL+l) = \begin{cases} +s(l), & \text{若 } q(m)=+1 \\ -s(l), & \text{若 } q(m)=-1 \end{cases}, \quad l=0, \dots, L-1 \quad (11)$$

因此与  $q(m)$  的两个假设值对应的码片序列被反馈,得到当前的码片估计值为:

$$\hat{\mathbf{d}}_{\pm}(n) = \mathbf{a}_{\pm}^T [\mathbf{r}(n) - \sum_{k>0} \hat{\mathbf{h}}_{\pm}(k)\hat{d}_{\pm}(n-k)] = \mathbf{a}_{\pm}^T \mathbf{r}_{f\pm} \quad (12)$$

问题②的解决:

仔细观察式(5)可以得出:

$$(13)$$

为了取消上式中数学期望的符号,可以用一种随机逼近法来迭代计算  $h_{\pm}(0)$  的估计值<sup>[7]</sup>:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{h}}_{\pm}[n] &= (1 - \lambda_{ch}) \sum_{i=0}^n \lambda_{ch}^{n-i} \mathbf{r}(i) \hat{d}_{\pm}(i) = \\ &\lambda_{ch} \hat{\mathbf{h}}_{\pm}[n-1] + (1 - \lambda_{ch}) \mathbf{r}(n) \hat{d}_{\pm}(n) \end{aligned} \quad (14)$$

其中  $\lambda_{ch}$  是指数加权因子,  $\hat{\mathbf{h}}_{\pm}[n]$  是  $h_{\pm}(0)$  的第  $n$  次迭代值。如果后续的线性均衡对  $\hat{\mathbf{h}}_{\pm}[n]$  捕获的整个信道响应都做处理,那么对于像水声信道这类长时延的信道,均衡运算的计算开销是巨大的。事实上,为了降低计算量可以采用一种次优的方法,即只选择幅值最大的几个抽头信号做均衡就能达到令人满意的效果,后面的仿真实验证实了这一点。

现在回到式(12),定义前向滤波器向量的估计  $\hat{\mathbf{r}}_{f\pm}$  及反馈滤波器向量的估计:

$$\hat{\mathbf{r}}_{f\pm}(n) = \mathbf{r}(n) - \sum_{k>0} \hat{\mathbf{h}}_{\pm}(k)\hat{d}_{\pm}(n-k) \quad (15)$$

$$\hat{\mathbf{r}}_{b\pm}(n) = \sum_{k>0} \hat{\mathbf{h}}_{\pm}(k)\hat{d}_{\pm}(n-k) \quad (16)$$

注意到式(16)可以写成迭代形式<sup>[8]</sup>:

$$\hat{\mathbf{r}}_{b\pm}(n) = \downarrow [\hat{\mathbf{r}}_{b\pm}(n-1)] + \hat{\mathbf{h}}_{\pm}(1)\hat{d}_{\pm}(n-1) \quad (17)$$

这样就不必每次都计算整个和式,式(17)中的  $\downarrow [\hat{\mathbf{r}}_{b\pm}(n-1)]$  表示将列向量  $\hat{\mathbf{r}}_{b\pm}(n-1)$  向下平移一个元素,并用 0 填补第一元素的位置。

有了两个假设下的码片估计之后,就可以进行解扩运算:

$$\hat{q}_{\pm}(m) = \frac{1}{L} \sum_{l=0}^{L-1} s(l)\hat{d}_{\pm}(mL+l) \quad (18)$$

根据最小距离准则对码元估计  $\hat{q}(m)$  进行判决,判决规则如式(19),获胜的假设值就作为该码元的判决值。

$$\tilde{q}(m) = \begin{cases} +1, & \text{若 } |\hat{q}_{+}(m) - 1| \leq |\hat{q}_{-}(m) + 1| \\ -1, & \text{其他} \end{cases} \quad (19)$$

接下来,讨论均衡器系数更新的问题,任何基于最小均方误差准则(MMSE 准则)的自适应算法(如 LMS 或 RLS)均可用来更新线性均衡器系数  $\mathbf{a}$ 。根据实际信道的状况与系统的性能要求,均衡器系数  $\mathbf{a}$  可以选择按码片速率更新或是选择按码元速率更新。当选择按码片速率更新时,系数  $\mathbf{a}$  的调整受码片误差  $e_{\pm}^d(n)$  的控制,当选择按码元速率更新时,系数  $\mathbf{a}$  的调整受码元误差  $e_{\pm}^q(m)$  的控制,两类误差定义如下:

$$e_{\pm}^d(n) = \pm s(l) - \hat{d}_{\pm}(n), \quad n = mL+l, \quad l=0, \dots, L-1 \quad (20)$$

$$e_{\pm}^q(m) = \pm 1 - \hat{q}_{\pm}(m) \quad (21)$$

总结上述过程,接收信号被复制成两个支路(分别对应+1、-1两个假设),如图 1 所示,每个支路上的均衡器系数  $\hat{\mathbf{a}}_{\pm}$  以及信道参数的估计  $\hat{\mathbf{h}}_{\pm}(0)$  按不同的假设各自独立更新,每经过  $L$  次(称为一轮)迭代做出一个码元判决,获胜假设支路上的系数被保留下来,并用其替换失败假设支路上的系数,作为下一轮迭代的起始值。

### 3 仿真结果及分析

在本小节中,我们用仿真实验来验证均衡器的性能。仿真时水声信道的模拟采用了文献[10]的方

法,海深 50m,收、发换能器距离海底 15m,取幅值最强的 8 径,为了验证算法跟踪时变信道的能力,各径的 Doppler 扩展取 1.2Hz。载波频率取 8.5kHz,码片速率  $R_c=5Kchip/s$ 。考虑 4 个用户,其中与期望用户对应的信道是水平距离为 2km 的信道,与干扰用户对应的信道分别是 5km、8km、10km 信道 (3 个干扰用户的功率相同)。

接收机以码片速率采样,仿真时假定在接收端对期望用户的码片已经完全同步,而干扰用户相对期望用户的时延分别为 1、2、3 个码片。信道估计时指数加权因子  $\lambda_{ck}=0.98$ ,均衡器自适应算法采用 RLS 算法,指数加权因子  $\lambda=0.998$ ,扩频码选用 Gold 码序列。

### 3.1 验证信道估计的性能

图 2 示出 2km 原始信道参数及用本文算法估计出的信道参数 (信噪比  $SNR=20dB$ ,信干扰比  $SIR=0dB$ ,扩频增益  $L=15$ )。从图 2 中可以看出,用本文方法可以较好地估计出幅值较强的几个冲激。很显然,对于 2km 浅海水声信道,它的时延扩展约为 10ms,如果我们将捕获的整个信道都做均衡处理,均衡器的阶数至少为 50 ( $10ms/0.2ms=50$ ),这样的计算量将会很大。

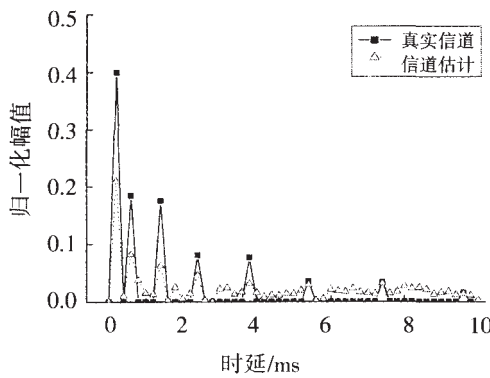


图 2 信道估计结果

### 3.2 比较按码元速率与码片速率更新的均衡器性能

图 3 比较了当均衡器系数按码元速率与码片速率更新时本文算法的性能 (信噪比  $SNR=20dB$ ,信干扰比  $SIR=0dB$ ,训练序列数  $N_T=0$ ,选择幅值最大的 3 个抽头信号做均衡,图中横坐标指迭代次数)。由图可见,当扩频增益  $L=15$  时,均衡器按码元速率更新的性能接近于按码片速率更新的性能,值得注意的是,均衡器没有使用训练序列 (以全盲的方式工作) 就可以很快收敛。而当扩频增益  $L=63$  时,均衡器按码元速率更新的性能变差了,这是因为随着扩频增益的增加,码元间隔加大,均衡器适应信道变化的能

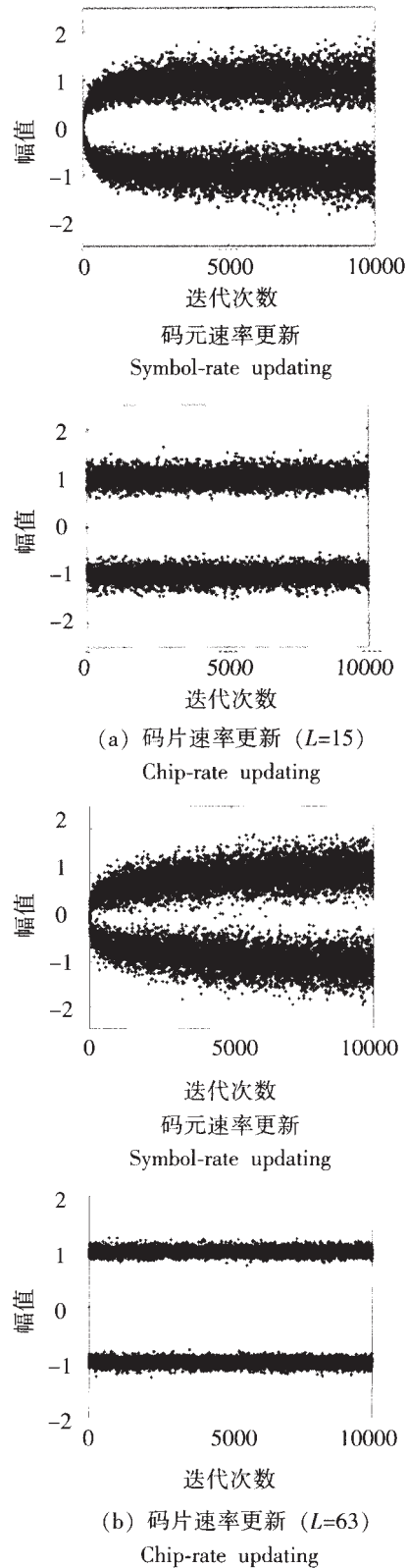


图 3 按码元速率与码片速率更新的均衡器性能比较

Fig.3 Performance comparison between symbol-rate updating and chip-rate updating

力下降。而当均衡器按码片速率更新时情况有所不同,尽管这时码片信噪比  $SNR_c (SNR_c=SNR/L)$  随着扩



频增益的增加而减小,但是接收机抑制多址干扰的能力却随着扩频增益的增加而加大。当然,按码片速率更新的均衡器性能的改善是以计算复杂度增加为代价的,因此,在实际系统中应该以当时的信道状况与系统要求的性能来选择合适的均衡器更新速率。

### 3.3 误码率性能实验分析

在本实验中,采用了两种选择信道抽头做均衡的方式:方式一,选择幅值最大的 3 个抽头信号做均衡( $N_f=3$ );方式二,选择最强径附近连续的 12 个抽头信号做均衡( $N_f=12$ )。另外,还对文献[3]的方法做了仿真,在做文献[3]中的方法时,DFE 的前向滤波器与反馈滤波器阶数均取 12。图 4 示出了各种方法的误比特率性能(信噪比  $SNR=20\text{dB}$ ,信干扰比  $SIR=0\text{dB}$ ,扩频增益  $L=15$ ,训练序列数  $N_t=20$ )。通过比较发现文献[3]中 DFE 的误码率高于本文方法,分析其原因是因为在  $2\text{km}$  信道条件下(信道阶数为 50),采用 12 阶的 DFE 未能充分补偿码间干扰,而采用基于信道估计的均衡器在准确捕获到信道的最强径时,可以降低对均衡器阶数的要求。

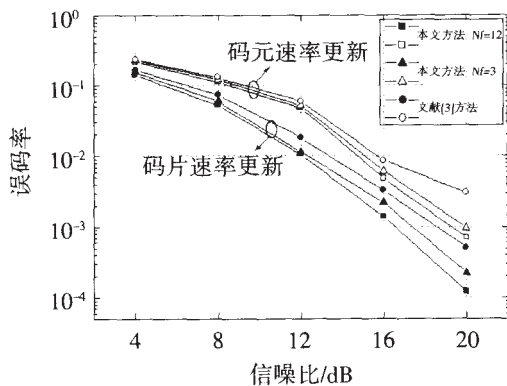


图 4 两种均衡器误码率性能比较

Fig.4 BER comparison of the two equalizers

## 4 结 论

水声信道的恶劣传输条件导致接收机复杂度大大增加,信道的时变特性要求自适应均衡器的系数以码片速率更新,而不是以码元速率更新;信道的长时延扩展造成传统的自适应均衡器的阶数过于庞大,限制了它的应用场合。本文为水声 DS/CDMA 系统提出一种基于信道估计的假设反馈自适应均衡

器,在线性均衡之前利用信道估计器抑制由假设发送的码片引起的码片间干扰,并通过仅对少量幅值较大的信道抽头做均衡,有效地降低了运算复杂度,仿真实验验证了均衡器的性能。

### 参 考 文 献

- [1] Sozer E M, Stojanovic M, Proakis J G. Underwater acoustic networks[J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 2000, 25(1): 72-83.
- [2] Rice J, Creber B, Fletcher C, et al. Evolution of seabed underwater acoustic networking[A]. OCEANS 2000 MTS/IEEE Conference and Exhibition[C]. 2000, 3(3): 2007-2017.
- [3] Stojanovic M, Freitag L. Hypothesis-feedback equalization for direct-sequence spread-spectrum underwater communications[A]. OCEANS 2000 MTS/IEEE Conference and Exhibition[C]. 2000, 1(1): 123-129.
- [4] Kocic M, Brady D, Stojanovic M. Sparse equalization for real-time digital underwater acoustic communications [A]. OCEANS' 95 MTS/IEEE. Challenges of Our Changing Global Environment Conference Proceedings [C]. 1995, 3(3): 1417-1422.
- [5] Freitag L, Johnson M, Stojanovic M. Efficient equalizer update algorithms for acoustic communication channels of varying complexity[A]. OCEANS'97. MTS/IEEE Conference Proceedings [C]. 1997, 1(1): 580-585.
- [6] Rontogiannis A A, Berberidis K. Efficient decision feedback equalization for sparse wireless channels[J]. Wireless Communications IEEE Transactions on, 2003, 2(3): 570- 581.
- [7] Stojanovic M, Freitag L, Johnson M. Channel-estimation-based adaptive equalization of underwater acoustic signals[A]. OCEANS' 99 MTS/IEEE. Riding the Crest into the 21st Century [C]. 1999, 2(2): 985-990.
- [8] Ariyavisitakul S, Greenstein L. Reduced-complexity equalization techniques for broadband wireless channels [J]. IEEE J Select Areas Commun, 1997, 15(1): 5-15.
- [9] Ariyavisitakul S, Sollenberger N R, Greenstein L J. Tap-selectable decision-feedback equalization [J]. Communications, IEEE Transactions on, 1997, 45(12): 1497-1500.
- [10] Zielinski A, Young-Hoon Yoon, Wu L X. Performance analysis of digital acoustic communication in a shallow water channel [J]. IEEE Journal of Oceanic Engineering, 1995, 20(4): 293-299.