

正交小波变换和时间分集联合盲均衡算法

郭业才¹ 丁雪洁¹

摘要

为了克服水声信道多径效应及常数模算法的缺陷,将时间分集技术应用于盲均衡算法中以减小多径效应对信号传输的影响,利用双曲正切误差函数代替常数模误差函数,以减小均方误差,并以软切换的方式与判决引导(DD)算法相结合,同时引入数字锁相环共同纠正多普勒效应引起的相位旋转.为加快算法的收敛速度,对输入信号进行正交小波变换以减小输入信号的自相关性,从而提出一种正交小波变换和时间分集技术联合盲均衡算法(WT-CTDE).水声信道仿真结果验证了该算法的有效性.

关键词

时间分集;正交小波变换;双曲正切误差函数;判决引导算法;数字锁相环

中图分类号 TN911.7

文献标志码 A

收稿日期 2009-10-28

资助项目 全国优秀博士学位论文作者专项资金(200753);江苏省高校自然科学基金(08KJB510010,07KJB5100 68);江苏省“六大人才高峰”培养对象资助;江苏省自然科学基金(BK2009410);南京信息工程大学科研机构和创新团队(2009)(JG0803,TD0810)

作者简介

郭业才,男,教授,博导,主要从事通信理论与技术、信号与信息处理、气象信息技术与安全等方向的研究. guo-yecai@163.com

¹ 南京信息工程大学 电子与信息工程学院, 南京,210044

0 引言

Introduction

在水声通信中,由于多径衰落和信道失真的存在,在接收端会产生严重的码间干扰(Inter-Symbol Interference, ISI),降低了信息传输速率和可靠性.盲均衡技术由于不需要训练序列节省了带宽,更适合带宽受限的水声信道^[1].然而,传统的盲均衡技术并未很好解决信道多径衰落所带来的影响,分集技术是克服多径衰落的有效途径之一,因此将分集技术应用于盲均衡中将会大大提高通信质量^[2].常用的分集技术主要包括空间分集、时间分集以及频率分集等.其中时间分集是指将待发送的信号每隔一定时间间隔(传输时间间隔大于或等于相干时间(Coherence Time))重复发送,在接收端形成分集效果,与空间分集相比节省了接收天线的数目.

传统常数模算法(Constant Modulus Algorithm, CMA)由于误差函数曲线的不对称性,使其收敛速度慢、稳态误差大.文献[3]利用奇对称的双曲正切误差函数,使盲均衡算法的均方误差减小,但收敛速度并没有加快;文献[4]表明,判决引导(Decision Directed, DD)算法既能加快收敛速度又能减小稳态误差,但不能降低输入信号的自相关性;文献[5]表明,在均衡器输入端对输入信号进行正交小波变换后,可以降低信号的自相关性,从而有效地提高收敛速度.这几种算法,均不能纠正因多普勒频移引起的相位旋转.文献[6]在盲均衡算法中引入数字锁相环,较好地纠正了相位旋转,有效地实现了载波恢复.

因此,本文将时间分集技术应用于基于双曲正切误差函数的盲均衡器^[1]中,在结合DD算法,并引入数字锁相环后,对盲均衡算法的输入信号进行正交小波变换,从而得到一种正交小波变换和时间分集相融合的盲均衡算法.该算法收敛速度快、均方误差小,能有效地克服相位旋转.

1 时间分集盲均衡算法

Time diversity blind equalization algorithm

时间分集就是指以超过信道相干时间的的时间间隔重复发送同一信号,使接收端收到多个具有独立衰落环境的信号,再经过适当的方

式合并,从而提高接收端的信噪比、降低误码率. 具有 D 重时间分集盲均衡器结构如图 1 所示.

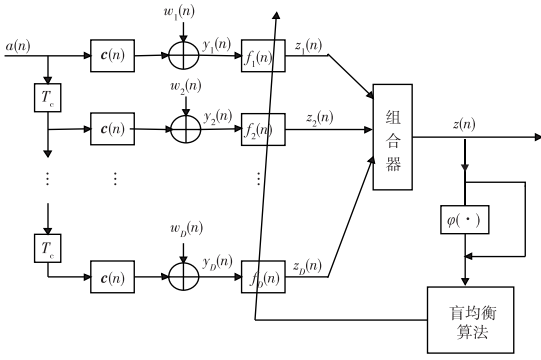


图 1 时间分集盲均衡器结构

Fig. 1 Structure of time diversity blind equalizer

图 1 中: $\{a(n)\}$ 是独立同分布的发射信号序列; $c(n)$ 是每路信道的脉冲响应; T_c 是时间间隔; $\{w_l(n)\}$ 是第 l 路的高斯白噪声序列; $y_l(n) = [y_l(n), y_l(n-1), \dots, y_l(n-M_f+1)]^T$ 是第 l 路均衡器的输入信号; $f_l(n) = [f_l(n), f_l(n+1), \dots, f_l(n+M_f-1)]$ 是第 l 路均衡器的权向量 (M_f 为均衡器的长度); $z_l(n)$ 是第 l 路均衡器的输出 ($l=1, 2, \dots, D$); $z(n)$ 是经过合并后的输出信号.

图 1 表明,在时间分集盲均衡器中,每一支路由相同信道和不同子均衡器组成. 每一支路的输出信号再经组合器进行合并,在合并技术中,虽然等增益合并性能不如最大比合并,但最易于实现,因此本文采取等增益合并技术.

2 时间分集联合盲均衡算法

Time diversity combined blind equalization algorithm

基于双曲正切函数的常数模算法 (HCMA)^[1] 具有比传统常数模算法更好的性能,将时间分集引入该盲均衡算法后与判决引导 (DD) 算法以软切换的方式结合,能减小均方误差,但不能纠正时变信道引起的相位旋转,导致 DD 算法错误判决的增加,无法快速收敛. 因此,引入一阶锁相环技术 (PLL), 来克服相位旋转并减小 DD 算法的误判. 这时,将构成的时间分集联合盲均衡算法记为 CTDE.

2.1 基于双曲正切误差函数的时间分集盲均衡算法

传统常数模算法的误差函数曲线由于不对称使稳态误差增大,为了提高时间分集盲均衡算法的性能,将每一路误差函数定义为^[1]

$$e_l(n) = \tanh(|z_l(n)| - R). \quad (1)$$

式中: $R = E\{|a(n)|^2\} / E\{|a(n)|\}$; 每一路均衡器的输出为

$$z_l(n) = \sum_{i=0}^{M_f} f_l(i) y_l(n-i). \quad (2)$$

信号经过组合器合并后,输出信号为

$$z(n) = \sum_{l=0}^D g_l z_l(n). \quad (3)$$

由于采用等增益合并方式,故 $g_l = 1$, 从而其权向量的迭代公式变为

$$f_l(n+1) = f_l(n) - \mu_l \frac{e_l(n)}{\cosh^2(|z_l(n)| - R)} \cdot y_l^*(n) \text{sign}[z_l(n)]. \quad (4)$$

式中 $\cosh(\cdot)$ 为双曲余弦函数. 式(1)~(4)构成了基于双曲正切函数的时间分集盲均衡算法 (TDE-HCMA).

2.2 时间分集联合盲均衡算法

将判决引导算法 (DD) 以软切换的方式与双曲正切函数的时间分集盲均衡器结合 (TDE-HCMA), 并将数字锁相环 (PLL) 引入其中,其结构如图 2 所示 (图中开关都应打至 1 的位置).

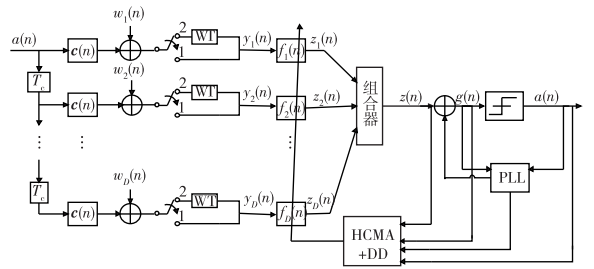


图 2 时间分集联合盲均衡器结构

Fig. 2 Structure of time diversity combined blind equalizer

图 2 中: $g(n) = z(n) e^{-j\hat{\theta}(n)}$, $\hat{\theta}(n)$ 是对常数相位旋转的估计值并初始化为 0; $\hat{a}(n)$ 为 $g(n)$ 的判决输出, 则第 l 路均衡器权向量为

$$f_l(n) = f_{l(\text{HCMA})}(n) e^{j\hat{\theta}(n)} + f_{l(\text{DD})}(n) e^{j\hat{\theta}(n)}. \quad (5)$$

式中: $f_{l(\text{HCMA})}(n)$ 为 HCMA 算法权向量; $f_{l(\text{DD})}(n)$ 为 DD 算法权向量. 其更新公式分别为

$$f_{l(\text{HCMA})}(n+1) = f_{l(\text{HCMA})}(n) - \frac{\tanh(|g_l(n)| - R)}{\cosh^2(|g_l(n)| - R)} \cdot y_l^*(n) \text{sign}[g_l(n)] e^{j\hat{\theta}(n)}; \quad (6)$$

$$f_{l(\text{DD})}(n+1) = f_{l(\text{DD})}(n) + \mu_{l(\text{DD})} \delta[\tilde{a}_l(n) - \hat{a}_l(n)] \cdot [\hat{a}_l(n) - g_l(n)]^* y_l(n) e^{j\hat{\theta}(n)}. \quad (7)$$

式(7)中 $\hat{a}(n)$ 为 $\hat{z}(n)$ 的判决输出.

$$\hat{z}(n) = \sum_{l=1}^D \mathbf{y}_l^H(n) \mathbf{f}_{l(\text{HCMA})}(n+1) + \mathbf{y}_l^H(n) \mathbf{f}_{l(\text{DD})}(n).$$

函数 $\delta(x)$ 定义为

$$\delta(x) = \begin{cases} 1, & x=0+j0; \\ 0, & x \neq 0+j0. \end{cases}$$

当 $z(n)$ 和 $\hat{z}(n)$ 的判决输出相同时,DD算法的权向量开始迭代更新.式(2)~(3)、(5)~(7)构成了时间分集联合盲均衡算法(Combined Hyperbolic Tangent Error Function Time-Diversity Blind Equalization Algorithm, CTDE).

3 正交小波时间分集联合盲均衡算法

Orthogonal wavelet transform and time diversity combined blind equalization algorithm

图2中,当所有开关打至2时,就是基于正交小波变换的时间分集联合盲均衡器结构.文献[5]表明,小波变换的实质是对输入信号进行正交小波变换,即:

$$\begin{cases} r_{jk}(n) = \sum_i y_l(n-i) \varphi_{jk}(i); \\ s_{jk}(n) = \sum_i y_l(n-i) \phi_{jk}(i). \end{cases} \quad (8)$$

设 $\mathbf{R}_l(n) = [r_{1,0}(n), r_{1,1}(n), \dots, r_{J,k_j}(n), s_{J,0}(n), \dots, s_{J,k_j}(n)]^T$,均衡器的未知权系数 $\mathbf{D}_l(n) = [d_{1,0}(n), d_{1,1}(n), \dots, d_{J,k_j}(n), v_{J,0}(n), \dots, v_{J,k_j}(n)]$.正交小波变换矩阵为 $\mathbf{Q} = [\mathbf{G}_0, \mathbf{G}_1 \mathbf{H}_0, \mathbf{G}_2 \mathbf{H}_1 \mathbf{H}_0, \mathbf{G}_{J-1} \mathbf{G}_{J-2}, \dots, \mathbf{H}_1 \mathbf{H}_0, \mathbf{H}_{J-1} \mathbf{H}_{J-2}, \dots, \mathbf{H}_1 \mathbf{H}_0]$,式中 \mathbf{H}_j 和 \mathbf{G}_j 分别是由小波滤波器的系数 $h(n)$ 和尺度滤波器系数 $g(n)$ 构成的矩阵,则

$$\mathbf{R}_l(n) = \mathbf{Q} \mathbf{y}_l(n), \quad (9)$$

$$\mathbf{z}_l(n) = \mathbf{D}_l(n) \mathbf{R}_l(n). \quad (10)$$

权向量更新公式变为

$$\mathbf{f}_{l(\text{HCMA})}(n+1) = \mathbf{f}_{l(\text{HCMA})}(n) - \mu_{l(\text{HCMA})} \hat{\mathbf{R}}_l^{-1}(n) \cdot \frac{\tanh(|g_l(n) - R|)}{\cosh^2(|g_l(n) - R|)} \mathbf{R}_l^*(n) \text{sign}[g_l(n)] e^{j\hat{\theta}(n)}, \quad (11)$$

$$\mathbf{f}_{l(\text{DD})}(n+1) = \mathbf{f}_{l(\text{DD})}(n) + \mu_{l(\text{DD})} \hat{\mathbf{R}}_l^{-1}(n) \cdot$$

$$\delta[\hat{a}_l(k) - \hat{a}_l(k)][\hat{a}_l(k) - g_l(k)]^* \mathbf{R}_l^*(n) e^{j\hat{\theta}(k)}. \quad (12)$$

式中 $\mathbf{R}_l^*(n)$ 为 $\mathbf{R}_l(n)$ 的共轭, $\hat{\mathbf{R}}_l^{-1}(n) = \text{diag}[\sigma_{j,0}^2(n), \sigma_{j,1}^2(n), \dots, \sigma_{j,k_j}^2(n), \sigma_{j+1,0}^2(n), \dots, \sigma_{j+1,k_j}^2(n)]$, $\sigma_{j,k}^2(n)$, $\sigma_{j+1,k}^2(n)$ 分别表示对 $r_{j,k}(n)$, $s_{j,k}(n)$ 的平均功率估计,可由下式递推得到:

$$\hat{\sigma}_{j,k}^2(n+1) = \beta \hat{\sigma}_{j,k}^2(n) + (1-\beta) |r_{j,k}(n)|^2; \quad (13)$$

$$\hat{\sigma}_{j+1,k}^2(n+1) = \beta \hat{\sigma}_{j+1,k}^2(n) + (1-\beta) |s_{j,k}(n)|^2. \quad (14)$$

式(3)、(9)~(14)构成了正交小波变换与时间分集联合盲均衡算法(Combined Hyperbolic Tangent Error Function Time-Diversity Blind Equalization Algorithm based on Orthogonal Wavelet Transform, WT-CTDE).

4 性能分析

Performance analysis

时间分集并不能消除而是减少了多径传播对信号传输的影响,假设单个信道发生深度衰落的概率是 p ,则相互独立的 D 条支路发生深度衰落的概率就是 P_D ,显然支路越多发生衰落的概率越小,但是时间分集要求发送信号的间隔要大于相干时间,这给发送多路信号带来了不便,常常会影响传输效果.因此,需要它与其他算法结合抑制有可能出现的不利影响.双曲正切误差函数具有优越的几何对称性,使均衡器对于偏离模值相同距离的所有点给予补偿,因此将HCMA与DD算法以软切换的方式结合,减小了错误判决率,并且引入数字锁相环技术有效地克服了相位旋转.正交小波变换使信号自相关矩阵能量集中在对角线附近,降低了信号的自相关性.综上可知,该算法充分利用时间分集的优点,结合小波变换和联合盲均衡算法,能获得良好均衡效果.

5 仿真实验

Simulation experiments

为了验证WT-CTDE算法的有效性,采用畸变严重的两径水声信道进行仿真,其传递函数为 $c = [e^{-0.7j}, 0, 0, 0.3e^{-1.8j}]$,发射信号为16-QAM,信噪比为25 dB,均衡器权长为16且均采用中心抽头初始化.图2中 $D=2$,且2路参数设置相同,对每路信号采用DB2小波分解,分解层次是2层,功率初始值为4, $\beta=0.999$.TDE-CMA权向量步长为 $\mu_{\text{CMA}}=0.001$;TDE-HCMA权向量步长为 $\mu_{\text{HCMA}}=0.005$;CTDE算法中HCMA步长为 $\mu_{\text{HCMA}}=0.005$,DD步长为 $\mu_{\text{DD}}=0.0185$;WT-CTDE算法中 $\mu_{\text{HCMA}}=0.0195$,DD步长为 $\mu_{\text{DD}}=0.0225$.500次蒙特卡罗仿真结果,如图3所示.

图3a表明:TDE-CMA的收敛速度比TDE-HCMA快约2000步,但TDE-HCMA比TDE-CMA的稳态误差减小了近12 dB;CTDE收敛速度比TDE-HC-

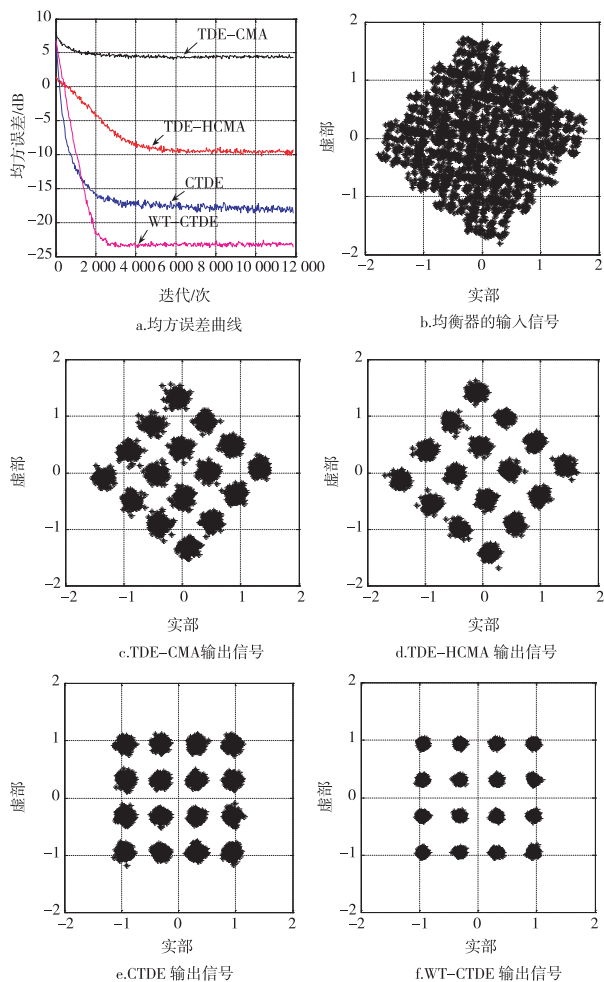


图3 仿真结果

Fig. 3 Simulation results

MA 快了大约 2 000 步且稳态误差减小了约 9 dB; WT-CTDE 比 CTDE 收敛快约 1 500 步, 稳态误差下降约 5 dB. 图 3c、d 表明: TDE-HCMA 算法星座图比 TDE-CMA 集中, 但是它们都无法纠正相位旋转. 图 3e、f 表明, CTDE 和 WT-CTDE 都克服了相位旋转, 但 WT-CTDE 星座图最为清晰、紧凑.

6 结论

Conclusions

为克服多径效应和相位旋转带来的影响, 将时间分集、小波变换、锁相环技术与盲均衡相结合, 提出了正交小波变换与时间分集联合盲均衡算法. 该算法充分利用时间分集减小多径效应的影响, 利用

双曲正切误差函数克服常数模函数不对称的缺点, 利用 DD 算法来加快收敛速度并减小稳态误差, 利用数字锁相环技术纠正相位旋转, 并在输入端利用正交小波变换来降低信号的自相关性, 从而该算法具有良好的性能. 水声信道仿真结果验证了该算法的有效性.

参考文献

References

- [1] 郭业才. 自适应盲均衡技术 [M]. 合肥: 合肥工业大学出版社, 2007
GUO Yecai. Adaptive blind equalization technology [M]. Press of Hefei Polytechnic University, 2007
- [2] Alain Y K, Gerard F. Blind equalization of nonlinear channels using a tensor decomposition with code/space/time diversities [J]. In Press Signal Processing, 2009, 89: 133-143
- [3] 郭业才, 张艳萍. 采用判决圆判决的双模式常数模盲均衡算法 [J]. 数据采集与处理, 2007, 22(3): 278-281
GUO Yecai, ZHANG Yanping. Decision circle based dual-mode constant modulus blind equalization algorithm [J]. Data Acquisition & Processing, 2007, 22(3): 278-281
- [4] Mahmoud H, Stephan W. Concurrent constant modulus algorithm and decision directed scheme for synchronous DS-CDMA equalization [C] // Statistical Signal Processing. 2005 IEEE/SP 13th workshop on, 2005: 203-208
- [5] 韩迎鸽, 郭业才, 吴造林, 等. 基于正交小波变换的多模盲均衡器设计与算法仿真研究 [J]. 仪器仪表学报, 2008, 29(7): 1441-1445
HAN Yingge, GUO Yecai, WU Zaoling, et al. Design and algorithm simulation of orthogonal wavelet transform based multi-modulus blind equalizer [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2008, 29(7): 1441-1445
- [6] Cooklev T. An efficient architecture for orthogonal wavelet transforms [J]. IEEE Signal Processing Letters (S1070-9980), 2006, 13(2): 77-79
- [7] Hyeon M B, Jonathan B, Ashbrook, et al. An MLSE receiver for electronic dispersion compensation of OC-192 fiber links [J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2006, 41(11): 2541-2554
- [8] Jenq T Y, Kun D T. Analysis of multi-modulus blind equalization algorithm in QAM communication systems [J]. IEEE Transactions on Communications, 2005, 53(9): 1427-1431
- [9] Robert W L. The adaptive equalizer [J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2006: 104-107
- [10] Yu Y, Petropulu A. PARAFAC based blind estimation of possibly under-determined convolute MIMO systems [J]. IEEE Trans Signal Process, 2008, 56(1): 111-124

The orthogonal wavelet transform and time diversity combined blind equalization algorithm

GUO Yecai¹ DING Xuejie¹

1 College of Electronic and Information Engineering, Nanjing University of Information Science and Technology, Nanjing 210044

Abstract To overcome the defects of multi-path underwater acoustic channel and Constant Modulus Algorithm (CMA), the orthogonal wavelet transform and time diversity combined blind equalization algorithm is proposed. In this proposed algorithm, time diversity is applied to blind equalizer to reduce fading effect, and the mean square error is decreased by using hyperbolic tangent error function instead of constant modulus error function and combining it with the decision directed (DD) algorithm in the manner of soft transform. The phase-locked loop is introduced to correct its phase rotation caused by the Doppler effect, and orthogonal wavelet transform is utilized to reduce the self-correlation of the input signal in order to improve the algorithm's convergence rate. The effectiveness of the proposed algorithm is best proved by the simulation in underwater acoustic channel.

Key words time diversity; orthogonal wavelet transform; hyperbolic tangent error function; decision directed algorithm; phase-locked loop