基于不同位置小波变换的盲均衡器研究

韩迎鸽¹,李保坤¹,郭业才^{1,2}

(1. 安徽理工大学 电气学院, 安徽 淮南 232001; 2. 南京信息工程大学, 南京 210044)

摘 要:目前引入小波变换的自适应均衡器均是将正交多小波变换放置在均衡器(前向滤波器)之前以加快收敛。以常模判决反馈均衡器(CMA-DFE)为例,根据平衡正交多小波变换是放置在前向滤波器还是反馈滤波器之前,研究了三个均衡器,即常规的基于前馈正交多小波变换常模判决反馈盲均衡器(MWT-CMA-DFE),基于反馈正交多小波变换的常模判决反馈盲均衡器(FMWT-CMA-DFE)和基于双正交多小波变换的常模判决反馈盲均衡器(DMWT-CMA-DFE),分析了其各自的复杂度。水声信道仿真结果表明:与 CMA-DFE、MWT-CMA-DFE 和 FMWT-CMA-DFE 相比,DMWT-CAM-DFE 具有更快的收敛速度和跟踪时变信道的能力,且消除了相位旋转。 关键词:常模判决反馈盲均衡器;平衡正交多小波;小波变换位置;收敛速度;跟踪时变信道的能力;相位旋转

中图分类号: TN911.7 文献标志码: A 文章编号: 1001-3695(2012)01-0282-04 doi:10.3969/j.issn.1001-3695.2012.01.078

Study on blind equalizer based on different place wavelet transform

HAN Ying-ge¹, LI Bao-kun¹, GUO Ye-cai^{1,2}

(1. School of Eectrical Engingeering, Anhui University of Science & Technology, Huainan Auhui 232001, China; 2. Nanjing University of Information Science & Technology, Nanjing 210044, China)

Abstract: Currently the adaptive equalizer based on wavelet transform are all placed the orthogonal wavelet transform in the front of the equalizer(forward filter) to speed up convergence. Taking the constant modulus algorithm decision feedback equalizer(CMA-DFE) for example and according to the balance orthogonal wavelet transform place differ, studied the three equalizers respectively, that was the forward orthogonal multi-wavelet transform based CMA-DFE(MWT-CMA-DFE), the feedback orthogonal multi-wavelet transform CMA-DFE(FMWT-CMA-DFE) and the dual orthogonal multi-wavelet transform CMA-DFE (DMWT-CMA-DFE), analyzed the complexities of these equalizers respectively. Simulation tests with underwater acoustic channel have indicated that the DMWT-CAM-DFE not only has the faster the performances of convergence and tracking the time vary channel but also can eliminate phase rotation compared with those of MWT-CMA-DFE and FMWT-CMA-DFE. **Key words**: constant modulus algorithm decision feedback blind equalizer; balance orthogonal multi-wavelet; wavelet transform place; convergence rate; performance of tracking the time vary channel; phase rotation

0 引言

水下通信中,常数模判决反馈盲均衡(CMA-DFE)由于具 有反馈滤波部件,能够更好地适应不同类型的信道,因此成为 消除码间干扰的有效手段。但 CMA-DFE 收敛相对较慢。为 了提高均衡器的收敛速度,研究人员提出了变换域思想,早期 的方法有 Walsh-Hadamard 变换、Karhumen-Loeve 变换(KLT)、 离散 Fourier 变换和离散余弦变换(DCT)等。近年来小波变换 理论的出现,为研究变换域的均衡算法提供了一种新的思路。 通过对均衡器输入信号进行归一化的正交小波变换,能够加快 均衡器的收敛^[1-8]。文献[1]提出的变换域 LMS(least mean square)算法,就是通过对均衡器输入信号进行归一化的正交 小波变换来加快算法收敛的;文献[3]将变步长思想引入到文 献[1]中,提出基于小波变换的瞬变步长自适应均衡算法;文 献[4]针对具有严重线性和轻度非线性失真的信道,提出基于 小波变换的非线性信道判决反馈均衡算法;文献[5]提出引入 动量项的正交小波变换盲均衡算法;文献[6]提出多小波模糊 神经网络盲均衡算法。但是目前这类基于小波变换的自适应 均衡算法均是将正交小波变换放置在横向(前向)滤波器之 前,而没有考虑小波变换的位置对均衡器性能的影响,本文正 是围绕这一问题展开的。

另外,与单小波相比,多小波的构造比较灵活^[6]。

1 CMA-DFE

基于常模算法的判决反馈盲均衡器(CMA-DFE)的结构如 图1所示。它由前向横向滤波器和反馈横向滤波器组成。其

收稿日期:2011-05-10;修回日期:2011-06-21 基金项目:全国优秀博士学位论文作者专项资金资助项目(200753);安徽省高等学校 省级优秀青年人才基金项目(2010SQRL047ZD);安徽省高等学校自然科学基金项目(KJ2010A096);中国煤炭工业协会科学技术指导计划项目 (MTKJ2009-323);安徽理工大学硕博基金资助项目(11105)

作者简介:韩迎鸽(1978-),女,陕西兴平人,讲师,硕士,主要研究方向为信号处理(han_ying_ge@126.com);李保坤(1982-),男,安徽舒城人, 讲师,主要研究方向为并联机器人;郭业才(1962-),男,安徽安庆人,教授,主要研究方向为水声信号处理、通信信号处理、高阶谱分析、系统仿 真等.

中前向滤波器 f(n) 与线性均衡算法的横向滤波器一样,都直接以信道的输出 y(n) 作为输入,而反馈滤波器则以均衡器本身的判决信号 $\hat{a(n)}$ (即判决器对 z(n) 的判决信号) 作为输入,这个滤波器的输出被用于抵消来自前面符号的部分干扰。Qu为判决器; $g(\cdot)$ 为非线性估计器;c 为信道冲激响应;v(n)为信道中的加性噪声。



图1 CMA-DFE的结构

图 1 中,假设 CMA-DFE 的前向滤波器抽头个数为 N_f ,反 馈滤波器抽头个数为 N_b ,前向和反馈滤波器的抽头系数向量 分别为 f(n)和 b(n),且

$$f(n) = [f(0), f(1), \cdots, f(N_f - 1)]^{\mathrm{T}}$$
(1)

$$\boldsymbol{b}(n) = [b(0), b(1), \cdots, b(N_b - 1)]^{\mathrm{T}}$$
(2)

前向和反馈均衡器输入递归向量分别为 X(n)和 A(n).且

$$\mathcal{K}(n) = \left[x(n), x(n-1), \cdots, x(n-N_f+1) \right]^{\mathrm{T}}$$
(3)

$$\mathbf{A}(n) = \begin{bmatrix} \hat{a}(n), \hat{a}(n-1), \cdots, \hat{a}(n-N_b+1) \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}$$
(4)

则判决器的输入为

$$z(n) = \sum_{i=0}^{N_f - 1} f(n) x(n-i) - \sum_{i=0}^{N_b - 1} b(n) \hat{a}(n-i) = f^{\mathrm{T}}(n) X(n) - b^{\mathrm{T}}(n) A(n)$$
(5)

其中: $\hat{a(n)}$ 为对z(n)的判决结果。

在最小梯度准则下,采用 CMA 算法对前向和反馈滤波器 的权系数进行调整,则权系数更新式为

$$\begin{cases} f(n+1) = f(n) - \mu_1 e(n) y^*(n) z(n) \\ b(n+1) = b(n) + \mu_2 e(n) a^*(n) z(n) \end{cases}$$
(6)

其中:μ、μ2 为迭代步长,通常取足够小的正常数。误差函数为

$$e(n) = |z(n)|^2 - R_2$$
(7)

其中, $R_2 = E\{|a(n)|^4\}/E\{|a(n)|^2\}$ 。称式(1)~(7)构成的 算法为基于常模的判决反馈盲均衡算法。

2 基于正交多小波变换的常模判决反馈盲均衡器

2.1 常规的基于前馈正交多小波变换的常模判决反馈盲均 衡器

文献[1~8]所提出的基于正交多小波变换的各种盲均衡 算法的统一思想是对均衡器(前向滤波器)输入做正交多小波 变换。据此思想,以判决反馈结构为例,以常数模算法为基础, 给出基于前馈正交多小波变换的常数模判决反馈盲均衡器结 构——后面称其为常规的基于前馈正交多小波变换的常模判 决反馈盲均衡器(common orthogonal multi-wavelet transform based constant modulus decision feedback blind equalizer, MWT-CMA-DFE).其基本结构如图2所示。

图2中,令

$$\mathbf{V}(n) = [r_{1,0}(n), r_{1,1}(n), \cdots, r_{J,k_J}(n), s_{J,0}(n), \cdots, s_{J,k_J}(n)]^{\mathrm{T}} (8)$$

为经正交小波变换后输出信号向量。令

 $Q = [Q_1; Q_2 P_1; Q_2 P_1 P_0; \cdots; Q_J P_{J-1} \cdots P_2 P_1; P_J P_{J-1} \cdots P_2 P_1] (9)$

为正交多小波变换矩阵, Q 是一个 $N_f \times N_f$ 矩阵, $J = \log_2 N_f$ 为小波分解的最大层数,则有

$$n) = QX(n) \tag{10}$$



图2 MWT-CMA-DFE的结构

同样,在最小梯度准则下,采用常模来调整均衡器权系数, 则其权系数的迭代式为

$$\begin{cases} f(n+1) = f(n) - \mu_1 R^{-1}(n) v^*(n) e(n) z(n) \\ b(n+1) = b(n) + \mu_2 e(n) \hat{a^*}(n) z(n) \end{cases}$$
(11)

其中:e(n)如式(7)所示; $R(n) = \text{diag}[\sigma_{j,0}^{2}(n), \sigma_{j,1}^{2}(n), \sigma_{j,2}^{2}(n), \sigma_{j,2}^{2}$

$$\begin{cases} \sigma_{j,k}^{2}(n+1) = \beta \sigma_{j,k}^{2}(n) + (1-\beta) |r_{j,k}(n)|^{2} \\ \sigma_{j+1,k}^{2}(n+1) = \beta \sigma_{j+1,k}^{2}(n) + (1-\beta) |s_{j,k}(n)|^{2} \end{cases}$$
(12)

相应的,称式(8)~(12)构成的算法为基于前向的正交多 小波变换的常模判决反馈盲均衡算法。该均衡器结构将正交 多小波变换放在前向滤波器之前,即在对前向横向滤波器的未 知权系数进行调整前,先将其输入信号进行归一化正交多小波 变换,从而达到加快算法收敛的目的。

2.2 基于反馈正交多小波变换的常模判决反馈盲均衡器

图1中,当正交多小波变换被放置在反馈滤波器之前时, 提出了基于反馈正交多小波变换的常模判决反馈盲均衡器 (feedback orthogonal multi-wavelet transform based on constant modulus decision feedback blind equalizer, FMWT-CMA-DFE),其 结构如图3所示。



图3中,

 $W(n) = GA(n) \tag{13}$

其中: $G = [Q_1; Q_2P_1; Q_2P_1P_0; \dots; Q_{JJ}P_{JJ-1} \dots P_2P_1; P_{JJ}P_{JJ-1};$ …; P_2P_1]为正交多小波变换矩阵, G是一个 $N_b \times N_b$ 矩阵, JJ= log₂ N_b 为小波分解的最大层数; A(n)定义如式(4); W(n) = $[r_{1,0}(n), r_{1,1}(n), \dots, r_{JJ,k_{JJ}}(n), s_{JJ,0}(n), \dots, s_{JJ,k_{JJ}}(n)]^{T}$ 为经 正交多小波变换后的输出递归向量。

同样,在最小梯度准则下,以常数模算法作为自适应算法, 则其权系数迭代式为

$$\begin{cases} f(n+1) = f(n) - \mu_1 y^*(n) e(n) z(n) \\ b(n+1) = b(n) + \mu_2 R R^{-1}(n) e(n) w^*(n) z(n) \end{cases}$$
(14)

其中:*RR*(*n*) = diag[$\sigma_{j,0}^{2}(n), \sigma_{j,1}^{2}(n), \sigma_{j,2}^{2}(n), \dots, \sigma_{JJ,k_{JJ}}^{2}(n),$ $\sigma_{JJ+1,0}^{2}(n), \dots, \sigma_{JJ+1,k_{JJ}}^{2}(n)$], $\sigma_{j,k}^{2}(n), \sigma_{JJ+1,k_{j}}^{2}(n)$ 表示对 *r_{i,k}*(*n*)、*s_{IJ,k}*(*n*)平均功率估计,可由式(15)递推得到

$$\begin{cases} \sigma_{j,k}^{2}(n+1) = \beta \sigma_{j,k}^{2}(n) + (1-\beta) |r_{j,k}(n)|^{2} \\ \sigma_{JJ+1,k}^{2}(n+1) = \beta \sigma_{JJ+1,k}^{2}(n) + (1-\beta) |s_{JJ,k}(n)|^{2} \end{cases}$$
(15)

在此称式(4)、式(13)~(15)构成的算法为新的基于正交 小波变换的判决反馈常模盲均衡算法。

2.3 DMWT-CMA-DFE

图 1 中,当正交多小波变换不仅被放在前馈滤波器的前面,而且放在反馈滤波器的前面时,提出基于双正交多小波变换的常模判决反馈盲均衡器 (dual-orthogonal multi-wavelet transform based on constant modulus decision feedback blind equalizer,DMWT-CMA-DFE),其结构如图 4 所示。



$$V(n) = QX(n) \tag{16}$$

$$W(n) = GA(n) \tag{17}$$

其中:X(n)、Q、v(n)、A(n)、G与w(n)的定义如上。

同样,在最小梯度准则下,采用常模算法调整均衡器的权 系数,则其权系数迭代式为

$$\begin{cases} f(n+1) = f(n) - \mu_{1}R^{-1}(n)v^{*}(n)e(n)z(n) \\ b(n+1) = b(n) + \mu_{2}RR^{-1}(n)w^{*}(n)e(n)z(n) \end{cases}$$
(18)

称式(16)~(18)构成的算法为基于双正交多小波变换的 判决反馈常模盲均衡算法。

2.4 不同正交多小波变换常模判决反馈均衡器比较

1)结构比较(表1)

| Ā | 表1 均衡器结构比 | 较 | |
|--------------|--------------|---------|--|
| 均衡器 | 归一化正交多小波变换位置 | | |
| | 前向滤波器之前 | 反馈滤波器之前 | |
| MWT-CMA-DFE | 是 | 否 | |
| FMWT-CMA-DFE | 否 | 是 | |
| DMWT-CMA-DFE | 是 | 是 | |

2) 计算复杂度

图 2 中, MWT-CMA-DFE 是在对前向滤波器的权系数进行 调整前, 先对其输入做归一化正交多小波变换, 而其前向滤波 器的输入是信号和噪声信号叠加的和信号, 因此 MWT-CMA-DFE 对前向滤波器输入做正交多小波变换实质是对信号和噪 声做正交多小波变换。图 3 中, FMWT-CMA-DFE 是在对反馈 滤波器的权系数进行调整前, 先对其输入(判决器输出信号) 进行归一化正交多小波变换, 而反馈滤波器输入信号(判决器 的输出)是经过去除噪声后的信号, 此信号基本上接近原发射 有用信号, 因此 FMWT-CMA-DFE 实质只是对信号做正交多小 波变换。图 4 中, DMWT-CMA-DFE 在对前向和反馈滤波器的 权系数进行调整前, 先对其输入分别做了归一化正交多小波变 换。因此,就计算复杂度而言,FMWT-CMA-DFE 最低,DMWT-CMA-DFE 最高,MWT-CMA-DFE 一般。

3 算法仿真

为了验证正交多小波变换的位置对均衡器性能的影响,将 CMA-DFE、MWT-CMA-DFE、FMWT-CMA-DFE 与 DMWT-CMA-DFE 进行了仿真。以下仿真中发射信号为 16QAM,信噪比为 25 dB,前向均衡器权长为 33,反馈均衡器权长为 16, β =0.9, R(n)和 RR(n)初始值均为 1。

3.1 混合相位水声信道

信道传递函数为 c = [1 0 0.3 × exp(-0.7 × i) 0 0 0.2 × exp(-0.8 × i)], 仿真中其他参数设置如表 2 所示。 400 次蒙特卡诺仿真结果如图 5 所示。

表2 仿真参数

| | 仿真步长 | | 初始化权值 | |
|--------------|----------|----------|-------|------|
| 算法 | 前向 | 反馈 | 前向 | 反馈 |
| | 滤波器 | 滤波器 | 滤波器 | 滤波器 |
| CMA-DFE | 0.000 02 | 0.000 02 | 第1个 | 第16个 |
| MWT-CMA-DFE | 0.001 | 0.001 | 抽头 | 抽头 |
| FMWT-CMA-DFE | 0.000 5 | 0.002 | 初始化 | 初始化 |
| DMWT-CMA-DFE | 0.000 04 | 0.003 | 值为1 | 值为1 |



图5 混合相位信道仿真

图 5 (a) 表明, DMWT-CMA-DFE 的收敛是最快的, 且比 CMA-DFE 约快 16 000 步, 比 MWT-CMA-DFE 约快 12 000 步, 比 FMWT-CMA-DFE 约快 7 000 步, 而稳态均方误差与 MWT-CMA-DFE、FMWT-CMA-DFE 基本一致, 比 CMA-DFE 稳态均方 误差小约 8 dB。图 5 (b) ~ (f) 给出均衡前后信号的星座图, 由 图可知, DMWT-CMA-DFE 均衡后信号的眼图睁开更加紧凑、 清新,且消除了相位旋转。

3.2 时变信道仿真

为了构造一条时变信道,在此采用将两条信道进行组合的 方法来模拟一条时变信道。在迭代起始阶段,将其通过信道 c₁,信道参数为

 $c_1 = \begin{bmatrix} 0.3132 & -0.1040 & 0.8908 & 0.3134 \end{bmatrix}$

当迭代到 10 000 次时,信道发生突变,信道改为 c₂,信道参数 变为

*c*₂ = [1 0 0.498 + *i* 0.0435 0 0.2955 + *i* 0.0522] 其他仿真参数设置如表 3 所示。200 次蒙特卡诺仿真结果如 图 6 所示。

| 耒 | 3 | 宿 | 古 | 会 | 粉 |
|---|---|-----|---|---|----|
| X | Э | 1/1 | 長 | Ŋ | 女人 |

| | 仿真步长 | | 初始化权值 | |
|--------------|----------|----------|-------|------|
| 算法 | 前向 | 反馈 | 前向 | 反馈 |
| | 滤波器 | 滤波器 | 滤波器 | 滤波器 |
| CMA-DFE | 0.000 05 | 0.000 05 | 第1个 | 第16个 |
| MWT-CMA-DFE | 0.000 1 | 0.000 1 | 抽头 | 抽头 |
| FMWT-CMA-DFE | 0.000 1 | 0.000 4 | 初始化 | 初始化 |
| DMWT-CMA-DFE | 0.0007 | 0.000 8 | 值为1 | 值为1 |



由图 6 可知,当信道发生突变时,由于信道的突变,MSE 在迭代到 10 000 次时突然变大,并使均衡器重新收敛,这表明 算法对信道的突变能力能够及时跟踪。而且与 FMWT-CMA-DFE、MWT-CMA-DFE 和 CMA-DFE 相比,DMWT-CMA-DFE 具 有更快的跟踪时变信道的能力。

(上接第281页)

- [6] BU Tian, TOWSLEY D. On distinguishing between Internet power law topology generators [C]//Proc of the 21st Annual Joint Conference of IEEE Computer and Communications Societies. 2002:638-647.
- [7] WILLINGER W, GOVINDAN R, JAMIN S, et al. Scaling phenomena in the Internet: critically examining criticality [J]. Proceedings of the National Academy of Sciences of the United States of America, 2002, 99(1):2573-2580.
- [8] JIN Shu-dong, BESTAVROS A. Small-world Internet topologies, Technical Report BUCS-TR-2002-004[R].2002.
- [9] FLOYD S. RFC 3649, Highspeed TCP for large congestion windows [S]. 2003.
- [10] KELLY T. Scalable TCP: improving performance in highspeed wide area networks [J]. ACM SIGCOMM Computer Communication Review, 2003, 33(2):83-91.
- [11] 邵立松,张鹤颖,窦文华.基于窗口的端到端拥塞控制:网络稳定

4 结束语

现有的基于正交小波变换自适应均衡器在设计时均是将 正交小波变换放置在均衡器(前向滤波器)之前,以起到加快 算法收敛的目的。针对此问题,本文以常模判决反馈均衡器为 例,根据小波变换位置不同,提出了三个正交多小波变换常模 判决反馈盲均衡器,即 MWT-CMA-DFE、FMWT-CMA-DFE 和 DMWT-CAM-DFE,分析了各种均衡器的计算复杂度。最后,用 水声信道对三个均衡器性能进行了仿真,并从收敛速度、眼图 和跟踪时变信道的能力三个方面对各种均衡器的性能做了比 较,结果表明:与 CMA-DFE、MWT-CMA-DFE 和 FMWT-CMA-DFE 相比,DMWT-CAM-DFE 具有更快的收敛速度和跟踪时变 信道的能力,且均衡后的眼图没有相位旋转。

参考文献:

- [1] HOSUR S, TEWFIK A H. Wavelet transform domain LMS algorithm
 [C]//Proc of IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing. 1993;508-511.
- [2] 黄奎,吕锐.基于小波包变换的自适应均衡算法[J].电子学报, 2003,31(8):1205-1208.
- [3] 曾召华,刘贵忠,马社祥.基于正交小波变换的瞬变步长 LMS 自适应滤波算法[J].通信学报,2001,22(4):123-128.
- [4] 杨超,郭业才.基于正交小波变换的判决引导联合盲均衡算法
 [J].兵工学报,2010,31(2):199-203.
- [5] 韩迎鸽,郭业才,李保坤,等.引入动量项的正交小波变换盲均衡 算法[J].系统仿真学报,2008,20(6):1559-1562.
- [6] 刘振兴,郭业才,高敏,等.多小波模糊神经网络盲均衡算法[J].
 兵工学报,2010,31(9):1137-1144.
- [7] 郭业才,刘振兴.基于平衡正交多小波变换的盲均衡算法[J].兵 工学报,2010,31(3):199-204.
- [9] GODARD D. Self-recovering equalization and carrier tracking in two dimensional data communication systems [J]. IEEE Trans on Communication, 1980, 28 (11):1867-1875.

性与效率[J]. 计算机学报,2006,29(3):353-360.

- [12] VILLAMIZAR C, SONG Cheng. High performance TCP in ansnet [J]. ACM SIGCOMM Computer Communications Review, 1994,24(5):45-60.
- [13] BUSH R, MEYER D. RFC3439, Some Internet architectural guidelines and philosophy[S]. 2002.
- [14] Cisco line cards [R/OL]. http://www.sisco.com/en/US/products/ hw/modules/ ps2710/ products_data_sheets_list.html.
- [15] APPENZELLER G, KESLASSY I, McKEOWN N. Sizing router buffers [J]. ACM SIGCOMM Computer Communication Review, 2004,34(4):281-292.
- [16] WISCHIK D, McKEOWN N. Part I: buffer sizes for core routers[J].
 ACM SIGCOMM Computer Communication Review, 2005, 35

 (3):75-78.
- [17] DHAMDHERE A, DOVROLIS C. Open issues in router buffer sizing
 [J]. ACM SIGCOMM Computer Communication Review, 2006, 36(1):87-92.