

基于 T/2 分数间隔的 SEI 双模式盲均衡算法

郭业才¹ 杨超²

摘要

针对超指数迭代(SEI)算法收敛后均方误差大、SEI 算法和判决引导(DD)算法以硬切换方式存在性能不稳定的缺陷,通过分析分数间隔均衡器结构和性能,采用软切换方式将 SEI 算法和 DD 算法相结合,提出了一种分数间隔超指数迭代双模式盲均衡算法.该算法用 SEI 算法与 DD 算法同时对分数间隔盲均衡器的权向量进行调整,当由 SEI 算法调整前后均衡器判决输出一致时,DD 算法参与系数调整,这种软切换方式充分利用了 SEI 算法能使眼图增开的良好性能和 DD 收敛速度快、稳态误差小的优点,避免了硬切换带来的不利影响;而采用分数间隔均衡器避免了因欠采样引起的频谱混叠,均衡器可以更有效地对信道失真进行补偿.水声信道的仿真结果,验证了算法的有效性.

关键词

超指数迭代算法;软切换;分数间隔;盲均衡

中图分类号 TH71;TG803

文献标志码 A

收稿日期 2009-05-22

资助项目 全国优秀博士学位论文作者专项资金(200753);江苏省“六大人才高峰”(08KJB510010);江苏省高等学校自然科学基金(07KJB510068);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,工学博士,教授,博士生导师,主要研究方向为通信信息分析与处理、气象通信技术与安全. guo-yecai@163.com

0 引言

Introduction

在水声信道均衡中基本上是采用抽头间隔为码元间隔 T 的线性横向均衡器,称之为波特间隔均衡器(BSE, Baud-Spaced Equalizer),这种均衡器结构简单、存在非期望的局部收敛点,对于具有深谱零点的信道,会造成严重的噪声放大,收敛速度慢甚至发散^[1].而抽头间隔为波特间隔分数倍的分数间隔均衡器(FSE, Fractionally-Spaced Equalizer)可以克服 BSE 的不足,避免欠采样引起的频谱混叠,在某些合适的条件下可以达到全局收敛,也可用于单位圆上有零点的信道均衡,甚至可以对具有深度谱零点的信道进行均衡^[2-4].另一方面, FSE 对信道输出的过采样能够为信道均衡提供足够的分集,对于零谱这样的信道, FSE 通常更有效.超指数迭代(Super-Exponential Iteration, SEI)算法是一种直接使用高阶统计量的盲均衡算法,具有较强的冷启动能力,其收敛速度快,但其收敛后稳态误差较大^[5-6].判决引导算法是盲均衡中的经典算法,其稳态误差小、但收敛能力很弱^[7-8].这些算法的共同缺陷是不能纠正信道畸变引起相位旋转.文献[6]提出一种修正的 SEI + DD 算法,通过对均衡器输出分别取实部与虚部的方,能纠正正常相位旋转,但不能快速纠正非常相位旋转,且其采用的硬切换方式,造成算法的不稳定.

基于以上分析,本文研究了基于分数间隔的双模式盲均衡算法.采用 SEI 算法和 DD 算法同时对分数间隔盲均衡器的权向量进行调整,当 SEI 调整前后均衡器判决输出一致时,DD 算法参与系数调整,这种软切换方式充分利用了 SEI 算法能使眼图增开的良好性能和 DD 算法收敛速度快、稳态误差小的优点,避免了硬切换带来的不利影响;而采用分数间隔均衡器避免了因欠采样引起的频谱混叠,均衡器可以更有效地对失真信道进行补偿.

1 超指数迭代算法

Super-exponential iteration algorithm

1.1 超指数算法

超指数(SE)算法是一种直接使用高阶统计量的盲均衡算法,在收敛过程中对码间干扰的抑制呈超指数规律.该算法通过求取输入序列 $\mathbf{a}(k)$ 的自相关矩阵 \mathbf{R} 和均衡器输入 $\mathbf{y}(k)$ —输出 $z(k)$ 的四阶互

1 南京信息工程大学 电子与信息工程学院, 南京, 210044

2 安徽理工大学 电气与信息工程学院, 淮南, 232001

累积量,来求解权向量.

令

$$\mathbf{f}_{\text{opt}} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{d}. \quad (1)$$

权向量为

$$\mathbf{f} = \frac{1}{\sqrt{(\mathbf{f}_{\text{opt}})^T \mathbf{R} \mathbf{f}_{\text{opt}}}} \mathbf{f}_{\text{opt}}. \quad (2)$$

式(2)中: \mathbf{f}_{opt} 为最佳权向量; \mathbf{f} 为归一化权向量. 设均衡器的长度为 L , 则 \mathbf{R} 是 $L \times L$ 的矩阵, 其元素为

$$r_{nm} = \frac{E\{a(k-n), a^*(k-m)\}}{E\{a(k), a^*(k)\}}. \quad (3)$$

\mathbf{d} 为 $L \times 1$ 的向量, 其元素为

$$d_n = \frac{\text{cum}\{z(k): p; z^*(k): 1; y^*(k-n)\}}{\text{cum}\{a(k): p; a^*(k): q+1\}}. \quad (4)$$

式(4)中: cum 表示取互四阶累积量; 常用的算法中, $p=2, q=1$.

1.2 超指数迭代算法

SE 算法是根据数据段进行运算的, 收敛速度快, 但计算量很大. 而从超指数算法推导出的超指数迭代(SEI)算法是根据数据点进行运算的, 能更有效地跟踪水声信道的时变特性, 且计算量大大减小. 超指数迭代盲均衡算法的等效基带框图, 如图 1 所示.

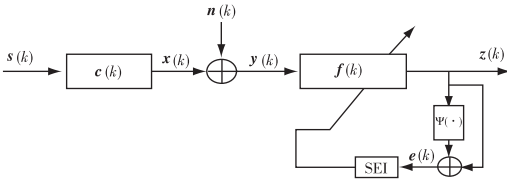


图 1 SEI 算法等效基带原理

Fig. 1 Equivalent baseband principle of the SEI algorithm

图 1 中: $\mathbf{a}(k)$ 表示发射机发射信号, 是方差为 1 的白色独立同分布序列; $\mathbf{c}(k)$ 为信道脉冲响应向量; $\mathbf{n}(k)$ 为信道噪声, 一般假设为高斯白噪声序列, 且与信号统计独立; $\mathbf{y}(k)$ 为均衡器的输入序列, 且 $\mathbf{y}(k) = [y(k), y(k-1), \dots, y(k-L+1)]^T$; $\mathbf{f}(k)$ 为均衡器权向量, 且 $\mathbf{f}(k) = [f(k), f(k-1), \dots, f(k-L+1)]^T$ (L 是权长, 为正整数, T 表示转置); $\psi(\cdot)$ 是产生误差 $e(k)$ 的非线性函数; $z(k)$ 是均衡器的输出序列. 均衡器输入信号为

$$\mathbf{y}(k) = \mathbf{x}(k) + \mathbf{n}(k) = \mathbf{c}^T(k) \mathbf{a}(k) + \mathbf{n}(k). \quad (5)$$

均衡器输出信号为

$$z(k) = \mathbf{f}^T(k) \mathbf{y}(k). \quad (6)$$

与常数摸算法相比, 超指数迭代(SEI)算法在权向量每次迭代时均需计算 \mathbf{Q} 矩阵, 通过该矩阵来优化步长因子, 对均衡器的输入信号起白化作用, 从而

使该算法的收敛速度快. SEI 算法权向量的迭代公式为

$$\mathbf{f}(k+1) = \mathbf{f}(k) - \mu \mathbf{Q}(k) \mathbf{y}^*(k) z(k) (|z(k)|^2 - R). \quad (7)$$

\mathbf{Q} 矩阵的迭代公式为

$$\mathbf{Q}(k+1) = \frac{1}{1 - \mu_m} \left[\mathbf{Q}(k) - \frac{\mu_m \mathbf{Q}(k) \mathbf{y}^*(k)}{1 - \mu_m + \mu_m \mathbf{y}^T(k)} \cdot \frac{\mathbf{y}^T(k) \mathbf{Q}(k)}{\mathbf{Q}(k) \mathbf{y}^*(k)} \right]. \quad (8)$$

式(8)中: $e(k) = \mathbf{y}(k) (|\mathbf{y}(k)|^2 - R)$ 是误差函数; $R = E[|\mathbf{a}(k)|^4] / E[|\mathbf{a}(k)|^2]$ 是发射序列 $\mathbf{a}(k)$ 的模; μ 为权向量迭代步长; μ_m 表示 \mathbf{Q} 矩阵的迭代步长.

2 双模式软切换盲均衡算法

Dual-mode soft switch blind equalization algorithm

在判决引导(DD)算法中, 权向量的迭代过程为

$$\mathbf{f}(k+1) = \mathbf{f}(k) - \mu \mathbf{y}^*(k) [z(k) - \hat{\mathbf{a}}(k)]. \quad (9)$$

式(9)中, $\hat{\mathbf{a}}(k)$ 是 $z(k)$ 的判决输出.

DD 算法具有收敛速度快, 稳态误差小的优点, 但是当判决错误率较高时, 算法无法收敛. 因此, DD 算法比较典型的应用是由其它收敛能力较强的常模算法(CMA)做冷启动, 当判决错误率达到足够低的水平时, 切换到 DD 算法. 但这种硬切换失误的概率很大, CMA 的稳态误差无法满足成功切换的要求. 软判决 CMA + DD 算法^[6]是指将 CMA 与 DD 算法同时用于均衡器抽头系数的调整, 当由 CMA 算法调整前后均衡器判决输出一致时, DD 算法才参与抽头系数调整. 即

$$\mathbf{f}(k) = \mathbf{f}_c(k) + \mathbf{f}_d(k). \quad (10)$$

式(10)中: \mathbf{f}_c 是 CMA 部分权向量; \mathbf{f}_d 是 DD 部分权向量.

均衡器输出信号 $z(k)$ 定义为

$$z(k) = \mathbf{f}_c^T(k) \mathbf{y}(k) + \mathbf{f}_d^T(k) \mathbf{y}(k). \quad (11)$$

CMA 部分权向量迭代公式为

$$\mathbf{f}_c(k+1) = \mathbf{f}_c(k) - \mu_c z(k) (|z(k)|^2 - R^2) \mathbf{y}^*(k). \quad (12)$$

式(12)中, μ_c 为 CMA 迭代步长.

令

$$\tilde{z}(k) = \mathbf{f}_c^T(k+1) \mathbf{y}(k) + \mathbf{f}_d^T(k) \mathbf{y}(k), \quad (13)$$

则 DD 部分权向量迭代公式为

$$\mathbf{f}_d(k+1) = \mathbf{f}_d(k) + \mu_d \delta [\hat{\mathbf{a}}(k) - \hat{\mathbf{a}}(k)] \cdot [\hat{\mathbf{a}}(k) - z(k)] \mathbf{y}^*(k). \quad (14)$$

式(14)中, μ_d 为 DD 算法的迭代步长, $\hat{\mathbf{a}}$ 为 \tilde{z} 的判决输出.

函数 $\delta(x)$ 定义为

$$\delta(x) = \begin{cases} 1, & x=0+j0; \\ 0, & x \neq 0+j0. \end{cases} \quad (15)$$

即 DD 权向量的更新取决于 $z(k)$ 和 $\bar{z}(k)$ 的判决输出是否相同. 式(15)表明: 只有当 $z(k)$ 和 $\bar{z}(k)$ 的判决输出相同时, 由 DD 算法对权向量进行更新, 并利用 DD 算法加快均衡器的收敛速度和降低稳态误差. 此外, 为了加快收敛速度, μ_D 的取值常大于 μ_C . 该算法性能明显优于 CMA, 克服了硬判决的缺点.

3 分数间隔 SEI 双模式盲均衡算法

T/2 Fractionally-spaced-equalizer-based SEI dual-mode algorithm

3.1 算法描述

采用 T/2 分数间隔均衡器, 对输入信号以 2/T 的速率采样, 每两个样点输出一次, 其采样频率大于奈奎斯特频率, 从而避免了因欠采样引起的频谱混叠. 对分数间隔均衡器, 其权长度只需大于信道长度, 可以更有效地对失真信道进行补偿. 该算法集成了 T/2 分数间隔采样和判决反馈的优点, 加快了收敛速度、减小了均方误差, 基于 T/2 分数间隔的超指数迭代双模式盲均衡算法原理, 如图 2 所示.

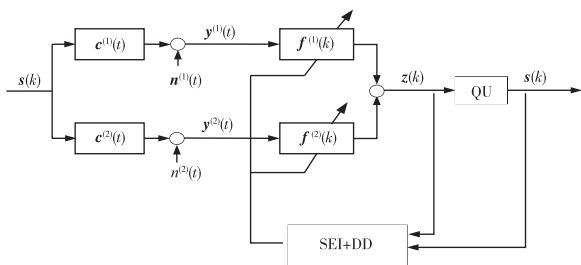


图 2 基于 T/2 分数间隔的 SEI 双模式盲均衡算法

Fig. 2 SEI dual-mode blind equalization algorithm based on T/2 fractionally spaced equalizer

图 2 中, 每个信道的输出可表示为

$$y^{(p)}(k) = \sum_{l=0}^{L_f} c^{(p)}(k) s(k-l) + n^{(p)}(k). \quad (16)$$

式中: $p=1, 2$; 发射信号序列 $a(k)$ 为 $(L+N-1) \times 1$ 维; 离散信道冲击响应 $c^{(p)}(i)$ 的长度为 L_c (L_c 为正整数); L_f 个相邻接收信号序列向量为 $y^{(p)}(k)$; 噪声向量 $n^{(p)}(k)$ 为 $(L_f+L_c-1) \times 1$ 维, 则式(16)的矩阵表示为

$$y(k) = c(k)s(k) + n(k). \quad (17)$$

式中:

$$a(k) = [a(k), a(k-1), \dots, a(k-L_f-L_c+1)]^T;$$

$$y(k) = [y^{(1)}(k), y^{(2)}(k)]^T,$$

$$y^{(p)}(k) = [y^{(p)}(k), \dots, y^{(p)}(k-L_f+1)]^T,$$

$$n(k) = [n^{(1)}(k), n^{(2)}(k)]^T;$$

$$n^{(p)}(k) = [n^{(p)}(k), n^{(p)}(k-1), \dots, n^{(p)}(k-L_f+1)]^T;$$

$$c(k) = [c^{(1)}(k), c^{(2)}(k)]^T.$$

$c^{(p)}(k)$ 为 $L_f \times (L_f+L_c-1)$ 维的块 Toeplitz 矩阵

$$c^{(p)}(n) = \begin{bmatrix} c^{(p)}(0) & \dots & c^{(p)}(L_c-1) & \dots & 0 \\ 0 & c^{(p)}(0) & \dots & c^{(p)}(L_c-1) & 0 \\ \vdots & & & & \vdots \\ 0 & \dots & c^{(p)}(0) & \dots & c^{(p)}(L_c-1) \end{bmatrix}.$$

设均衡器权长为 $N_f = 2L_f$, 则 T/2 分数间隔盲均衡器的输出信号为

$$z(k) = z^{(1)}(k) + z^{(2)}(k) = \sum_{i=0}^{L_f-1} f^{(1)}(i) y^{(2)}(k-i) + \sum_{i=0}^{L_f-1} f^{(2)}(i) y^{(1)}(k-i). \quad (18)$$

式(18)中: $f^{(1)}(i) = f(2i)$; $f^{(2)}(i) = f(2i+1)$; $y^{(1)}(i) = y(2i+1)$; $y^{(2)}(i) = y(2i)$.

每一个子信道的权向量迭代公式为

$$f(k) = f_{SEI}(k) + f_D(k). \quad (19)$$

$$f_{SEI}^{(p)}(k+1) = f_{SEI}^{(p)}(k) - \mu_p Q(k) y^*(k) z^{(p)}(k) e(k). \quad (20)$$

式(20)中, $f(k) = [f^{(1)}(k), f^{(2)}(k)]^T$, $f^{(p)}(k) = [f^{(p)}(0), f^{(p)}(1), \dots, f^{(p)}(L-1)]$, f_D 的迭代公式为式(14). 此时, 式(19)、(20)构成了基于 T/2 分数间隔的超指数迭代双模式盲均衡算法 (FSE-SEI+DD). 该算法利用分数间隔避免了由于欠采样引起的频谱混迭, 接收信号频谱中含有信道的频率特性参数, 均衡器可以有效地补偿信道特性的畸变, 通过软切换与 DD 算法相结合, 有效地减小了稳态误差, 同时避免了硬切换带来的误差扩散.

3.2 仿真实验

为了验证基于分数间隔的 SEI 双模式盲均衡算法 (FSE-SEI+DD) 的性能, 分别用 4QAM、16QAM 信号, 以超指数迭代算法 (SEI)、SEI+DD 算法为比较对象. 采用信道 $c = [0.313 \ 2 \ -0.104 \ 0 \ 0.890 \ 8 \ 0.313 \ 4]$ 进行仿真实验.

3.2.1 实验 1

信号为 4QAM, 信噪比为 20 dB, SEI 和 SEI+DD 算法权长为 $L = 16$, SEI 算法步长为 0.000 5, SEI+

DD 算法中 $\mu_{\text{SEI}} = 0.001, \mu_{\text{D}} = 0.0005$; FSE - SEI + DD 子路权长 $L_{\text{T/2}} = 8$, 每一子路步长 μ_{SEI} 均为 0.003, $\mu_{\text{D}} = 0.001$, SEI + DD 和 FSE - SEI + DD 算法中, SEI 算法中心抽头初始化, DD 算法全零初始化. 仿真结果, 如图 3 所示.

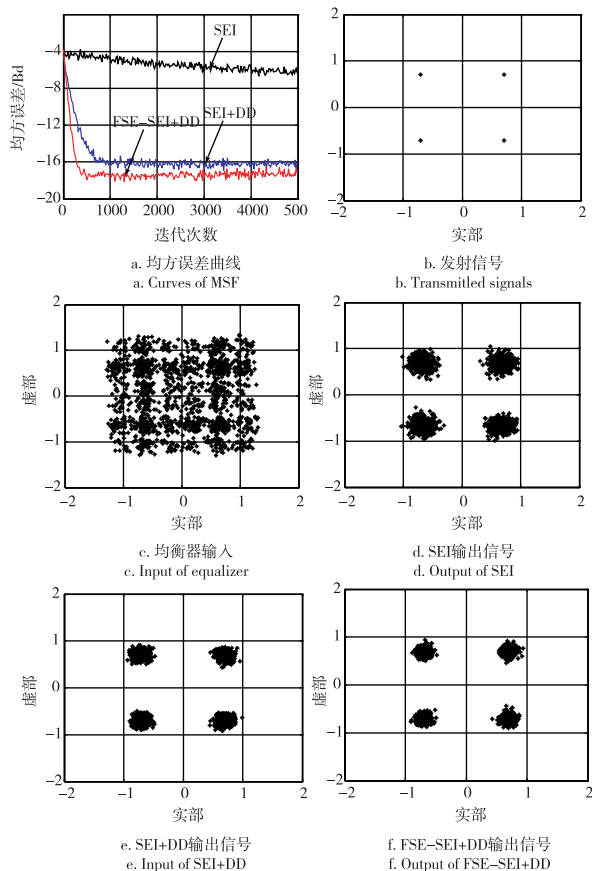


图 3 实验 1 条件下之仿真结果

Fig. 3 Simulation results under the condition of experiment 1

图 3 表明, FSE - SEI + DD 的收敛速度比 SEI + DD 快约 400 步, 均方误差小约 1 dB; 比 SEI 快约 2 500 步, 均方误差小约 10 dB. FSE - SEI + DD 的星座图最清晰、紧凑.

3.2.2 实验 2

信号为 16QAM, 信噪比为 25 dB, SEI 和 SEI + DD 算法权长为 $L = 16$, SEI 算法步长为 0.0005, SEI + DD 算法中 $\mu_{\text{SEI}} = 0.0008, \mu_{\text{D}} = 0.0005$; FSE - SEI + DD 子路权长 $L_{\text{T/2}} = 8$, 第一子路步长 $\mu_{\text{SEI}} = 0.003, \mu_{\text{D}} = 0.002$, 第二子路步长 $\mu_{\text{SEI}} = 0.001, \mu_{\text{D}} = 0.002$. SEI + DD 和 FSE - SEI + DD 算法中, SEI 算法中心抽头初始化, DD 算法全零初始化. 仿真结果, 如图 4 所示.

图 4 表明: FSE - SEI + DD 的收敛速度比 SEI +

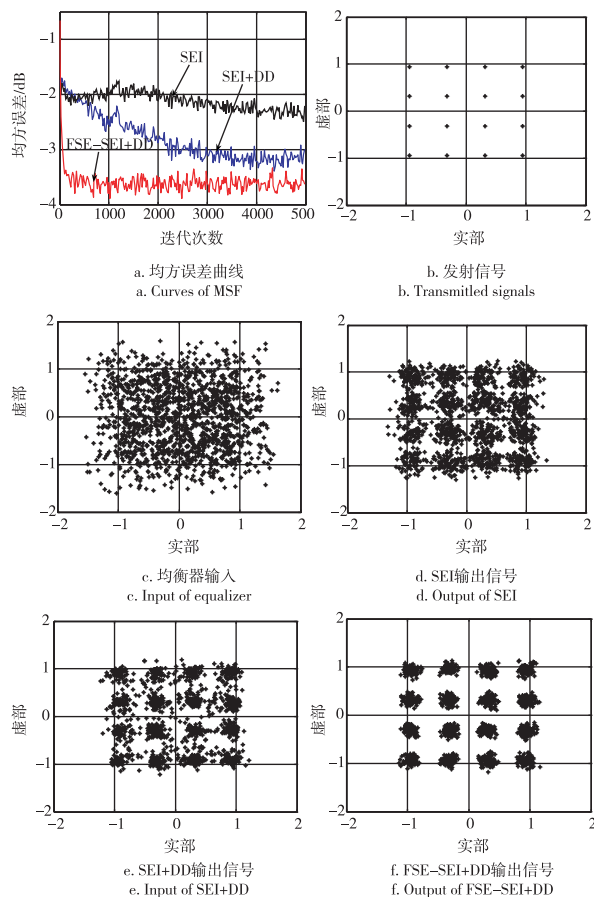


图 4 实验 2 条件下之仿真结果

Fig. 4 Simulation results under the condition of experiment 2

DD 快约 3 500 步, 均方误差小约 1.5 dB; 比 SEI + DD 快约 4 500 步, 均方误差比小约 1.8 dB. FSE - SEI + DD 星座图最清晰、紧凑.

从上仿真可以看出 FSE - SEI + DD 较 SEI + DD、SEI 性能有很明显的提高, 具有快的收敛速度和小的稳态剩余误差.

4 结束语

Concluding remarks

通过分析分数间隔均衡器结构和性能, 采用软切换的方式将 SEI 算法和 DD 算法相结合, 提出了一种新的分数间隔双模式盲均衡算法. 分数间隔均衡器以 T/2 间隔采样接收信号, 在算法收敛过程中, 由 SEI 算法保证眼图的睁开, 并对判决可靠性较高的信号采用 DD 算法. 水声信道仿真表明, 与常规 SEI 算法和 SEI + DD 算法相比, FSE - SEI + DD 增加的计算量很小, 并且具有更快的收敛速度、更小的剩余稳态误差和更清晰、紧凑的眼图. 因此, 更适合水声

信道盲均衡.

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] 陈韶华, 相敬林, 石杰. 稀疏多径信道的 T/2 间隔 CFE 均衡器研究[J]. 电子与信息学报, 2006, 28(6): 1082-1086
CHEN Shaohua, XIANG Jinling, SHI Jie. Study on T/2 fractionally-spaced complete feedback equalizer in wireless sparse multipath channels[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2006, 28(6): 1082-1086
- [3] 郭业才, 林仁刚. 基于 T/4 分数间隔的判决反馈盲均衡算法研究[J]. 数据采集与处理, 2008, 23(3): 116-119
GUO Yecai, LIN Rengang. Blind equalization algorithm based on T/4 fractionally spaced decision feedback equalizer[J]. Data Acquisition & Processing, 2008, 23(3): 116-119
- [4] 郭业才, 丁雪洁, 郭福东, 等. 基于归一化常数模算法的级联自适应盲均衡算法[J]. 系统仿真学报, 2008, 20(17): 4667-4670
GUO Yecai, DING Xuejie, GUO Fudong, et al. Cascaded adaptive blind equalizer based on normalized constant modulus algorithm[J]. Journal of System Simulation, 2008, 20(17): 4667-4670
- [5] Shalvi O, Weinstein E. Super-exponential methods for blind equalization[J]. IEEE Transaction Information Theory, 1993, 39(2): 505-519
- [6] 王峰, 赵俊渭, 李桂娟, 等. 一种常数模与判决导引相结合的盲均衡算法研究[J]. 通信学报, 2002, 23(6): 105-109
WANG Feng, ZHAO Junwei, LI Guijuan, et al. On a blind equalization algorithm combining constant modulus with decision directed[J]. Journal of Communications, 2002, 23(6): 105-109
- [7] 孙丽君, 孙超. 一种适用于高阶 QAM 信号的水声信道盲均衡算法[J]. 西北工业大学学报, 2005, 23(5): 598-601
SUN Lijun, SUN Chao. A blind equalization algorithm in light of multipath fading underwater acoustic channels suitable for high-order QAM signals[J]. Journal of Northwestern Polytechnic University, 2005, 23(5): 598-601
- [8] 张艳萍, 赵俊胃, 李金明. 一种适用于水声信道的双模式盲均衡算法[J]. 电子与信息学报, 2005, 27(10): 1535-1539
ZHANG Yanping, ZHAO Junwei, LI Jinming. A dual-mode blind equalization algorithm for underwater acoustic channel[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2005, 27(10): 1535-1539

A SEI dual-mode blind equalization algorithm based on T/2 fractionally spaced equalizer

GUO Yecai¹ YANG Chao²

1 School of Electronic & Information Engineering, Nanjing University of Information Science & Technology, Nanjing 210044

2 School of Electric & Information Engineering, Anhui University of Science & Technology, Huainan 232001

Abstract Aimed at the defects of Super-Exponential Iteration (SEI) algorithm and the algorithm combining SEI algorithm with Decision Directed (DD) algorithm in hard switch mode, the former having mean square error after convergence while the latter having unstable performance, SEI dual-mode algorithm based on T/2 fractionally spaced equalizer is proposed on the basis of analyzing the structure and performance of fractionally spaced equalizer and combining SEI algorithm with DD algorithm in soft switch mode. The proposed algorithm employs SEI algorithm and DD algorithm to update the weight vectors of fractionally spaced blind equalizer, can switch from SEI algorithm to DD algorithm in soft switch mode when an output to the equalizer before the weight vectors of fractionally spaced blind equalizer are updated is equal to one after the updating, and has fast convergence rate and small mean square error. In the proposed algorithm, the spectral overlapping is overcome via fractionally spaced blind equalizer and the channel distortion can be more effectively compensated. The simulation results have verified the validity of the proposed algorithm.

Key words Super-Exponential Iteration; soft switch mode; fractionally spaced equalizer; blind equalization