

基于动态可变分段误差函数的常数模盲均衡算法

张艳萍¹ 崔伟轩¹

摘要

为了克服常数模算法(CMA)收敛速度慢,稳态误差大的缺点,在分析基于可变分段误差函数的常数模盲均衡算法的基础上,提出了基于动态可变分段误差函数的常数模盲均衡算法.该算法利用均方误差(MSE)来动态调节误差函数的分段点位置,误差函数特性在均衡过程中随着MSE不断变化,使得算法误差模型与发射信号的模型不断匹配,从而具有增加收敛速度和减小稳态误差的特点.分别用混合相位水声信道和最小相位水声信道对提出的新算法进行仿真实验,结果表明:对于混合相位水声信道,新算法的收敛速度明显快于CMA,且具有更小的稳态均方误差;对于最小相位水声信道,新算法的稳态均方误差明显小于CMA,而收敛速度相当.

关键词

常数模算法;分段误差函数;盲均衡

中图分类号 TN911.7

文献标志码 A

0 引言

水声通信系统中,多径效应和有限带宽所导致的码间干扰(ISI)是影响通信系统质量的主要因素.由于盲均衡技术不需要预先知道信道的特性,发射端也无需周期地发射训练序列,对信道的利用率高,充分利用了有限的带宽资源,因而适用于水声信道均衡.在盲均衡技术中,常数模算法^[1](CMA)因其结构简单,性能稳定,运算量小而被广泛使用,但其收敛速度慢,收敛后剩余误差大,这主要是因为传统常数模算法中误差函数曲线的不对称性和不可调性造成的^[2].文献^[3]中提出的基于可变分段误差函数的常数模算法(VSCMA)虽然解决了传统常数模算法中误差函数曲线的不对称性和不可调性的缺点,但无法达到收敛速度和稳态均方误差的同步改善,而且VSCMA只给出了分段点取不同值时算法收敛速度和稳态均方误差的变化规律,没有进一步研究如何运用这些规律在提高收敛速度的同时降低稳态均方误差.文献^[4]和^[5]分别提出了2种依据均方误差动态调整加权多模算法中加权因子的改进算法,利用均方误差的估计值对加权因子进行精确调整,可以准确地调整误差模型,达到提高收敛速度和降低稳态均方误差的目的.

在研究可变分段误差函数常数模算法(VSCMA)的基础上,本文提出了一种基于动态可变分段误差函数的常数模盲均衡算法(DVSCMA).利用均方误差(MSE)动态地调整误差函数分段点,在均衡过程中,误差函数的分段点是可变动的,随着均方误差的不断降低,误差函数的分段点由 R 向 0 不断移动,使得DVSCMA算法在均衡初期具有较快的收敛速度,在均衡达到收敛后具有更小的稳态均方误差.本文提出的基于动态可变分段误差函数的常数模盲均衡算法改进了VSCMA存在的不足,并且在收敛速度和稳态误差方面性都优于常数模算法.

1 可变分段误差函数常数模算法

盲均衡系统结构如图1所示.

图1中: $\mathbf{a}(n)$ 表示发射信号; $\mathbf{h}(n)$ 表示信道的冲击响应; $\mathbf{v}(n)$ 表示信道噪声,它是与发射信号序列相互独立的加性高斯白噪声,其均值为零,方差为 σ^2 ; $\mathbf{x}(n)$ 表示均衡器输入信号; $\mathbf{w}(n)$ 表示均衡器权系数,长度为 $N = 2L + 1$, L 取正整数; $\mathbf{y}(n)$ 表示均衡器输出信号.

收稿日期 2012-03-30

资助项目 江苏省自然科学基金(BK2009410)

作者简介

张艳萍,女,博士,教授,研究方向为通信信号处理. zypj@163.com

¹ 南京信息工程大学 电子与信息工程学院, 南京,210044

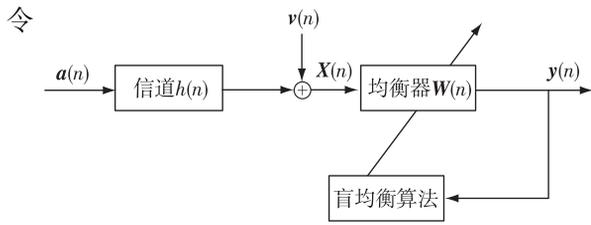


图1 盲均衡结构

Fig. 1 Structure of blind equalization

$$X(n) = [x(n+L), x(n+L-1), \dots, x(0), \dots, x(n-L+1), x(n-L)]^T,$$

$$W(n) = [w(n+L), w(n+L-1), \dots, w(0), \dots, w(n-L+1), w(n-L)]^T,$$

$[\cdot]^T$ 表示转置,则由图1得均衡器输出为

$$y(n) = W^H(n)X(n), \quad (1)$$

式(1)中, $[\cdot]^H$ 表示共轭转置.

CMA 的误差函数为

$$e(n) = |y(n)|^2 - R^2, \quad (2)$$

式(2)中, $R^2 = E\{|a(n)|^4\}/E\{|a(n)|^2\}$.

从 CMA 的误差函数表达式可以看出,当发射信号不变(R^2 不变)时,误差函数曲线不会因为信道特性的变化而改变,且不具有奇对称性^[3].

VSCMA 在研究 CMA 的基础上,利用奇对称性质构造出新的分段误差函数. VSCMA 可以有效地提高算法性能,通过调节分段点参数 b 来调整算法性能,达到良好的收敛性能或稳态均方误差性能.

VSCMA 误差函数的具体表达式为

$$e(n) = \begin{cases} 2b^2 - R^2 - [2b - |y(n)|]^2, & 0 \leq |y(n)| < b; \\ |y(n)|^2 - R^2, & b \leq |y(n)| < R; \\ R^2 - [2b - |y(n)|]^2, & R \leq |y(n)| < 2R - b; \\ R^2 - 2b^2 + [2b - 2R + |y(n)|]^2, & 2R - b \leq |y(n)|. \end{cases} \quad (3)$$

式(3)中, $0 \leq b \leq R$. 在 $0 < |y(n)| < 2R$ 范围内, VSCMA 的误差函数不但具有连续性,而且关于点 $(R, 0)$ 奇对称.

参数 b 在范围 $[0, R]$ 内变动,当 $b = 0$ 时,算法的收敛速度最慢,具有比 CMA 更慢的收敛速度,但算法的稳态均方误差最小,具有比 CMA 更小的稳态均方误差;随着参数 b 取值的不断增加,算法的收敛速度不断加快,但稳态均方误差会不断增大,当 $b = R$ 时,算法的稳态均方误差最大,具有比 CMA 更大

的稳态均方误差,但算法的收敛速度最快,具有比 CMA 更快的收敛速度.

VSCMA 只给出了算法性能随着参数 b 值变化的变化规律,且每一个固定的参数值只能提高收敛速度或降低稳态均方误差,不能同时提高收敛速度并且降低稳态均方误差.

2 基于动态可变分段误差函数的常数模盲均衡算法

文献[5]给出了一种利用 MSE(均方误差)动态调整加权多模算法的加权因子的改进算法,本文同样采用 MSE 来动态地调整分段点参数的值,以此来动态地改变误差函数,使得误差模型更好地匹配发射信号模型,进而达到提高收敛速度和降低稳态均方误差的效果.

DVSCMA 的误差函数采用和 VSCMA 一样的误差函数形式,如式(3)所示. 将式(3)带入代价函数表达式 $J = \{e^2(n)\}$ 后,再对均衡器权向量 $w(n)$ 求偏导,得到 DVSCMA 的均衡器权向量的迭代公式. 如下式所示:

$$w(n+1) = \begin{cases} w(n) - \mu e(n)[2b - |y(n)|]x(n)y^*(n)/|y(n)|, & 0 \leq |y(n)| < b; \\ w(n) - \mu e(n)x(n)y^*(n), & b \leq |y(n)| < R; \\ w(n) - \mu e(n)[2R - |y(n)|]x(n)y^*(n)/|y(n)|, & R \leq |y(n)| < 2R - b; \\ w(n) - \mu e(n)[2b - 2R + |y(n)|]x(n)y^*(n)/|y(n)|, & 2R - b \leq |y(n)|. \end{cases} \quad (4)$$

式(3)和式(4)分别给出了 DVSCMA 的误差函数和均衡器权向量的迭代公式,参数 b 值的变化过程,本质上反映了 VSCMA 误差模型的调整过程. 因此,参数 b 的选取对算法至关重要,它决定了算法的稳态均方误差和收敛速度.

本文提出的基于动态可变分段误差函数的常数模盲均衡算法(DVSCMA)利用均方误差动态地确定误差函数分段点 b 的值,在均衡过程中,算法的误差模型随着参数 b 的值不断地变化,使之与发射信号的模型更加匹配. DVSCMA 的基本思想是:在均衡初始阶段,算法没有收敛,信号眼图完全闭合,此时参数 b 需要选取较大的值,利用粗略的误差模型可以获得较快的收敛速度,使眼图迅速张开;随着眼图的不张开,通过减小参数 b 的值来获得越来越精确

的误差模型,使用更加精准的误差模型去匹配发射信号模型可以不断地降低 DVSCMA 的稳态均方误差,但算法的收敛速度会不断减小;在均衡后期,算法收敛,眼图完全张开,此时参数 b 选取较小的值,使得误差模型与发射信号模型完全匹配,以此获得最小稳态均方误差.

DVSCMA 的基本思想就是通过 MSE 的变化不断地调整参数 b 的值,进而改变误差函数的性能,从而得到理想的算法性能.可以看出:均衡初期,MSE 较大,参数 b 需要选取较大的值;随着 MSE 不断减小,参数 b 的值需要不断减小;均衡后期,MSE 较小,参数 b 需要选取较小的值.根据上述分析,在大量仿真实验数据的基础上,给出了 DVSCMA 参数 b 值的选取准则.如下式所示:

$$b(n) = \begin{cases} R, & E_{\text{MS}}(n) > d/2, \\ 0.8R - E_{\text{MS}}(n), & d/2 \geq E_{\text{MS}}(n) > 2d/5, \\ 0.6R - E_{\text{MS}}(n), & 2d/5 \geq E_{\text{MS}}(n) > 3d/10, \\ 0.4R - E_{\text{MS}}(n), & 3d/10 \geq E_{\text{MS}}(n) > d/5, \\ 0.2R - E_{\text{MS}}(n), & d/5 \geq E_{\text{MS}}(n) > d/10, \\ 0, & E_{\text{MS}}(n) \geq d/10, \end{cases} \quad (5)$$

式(5)中, d 为星座点间的最小距离, E_{MS} 表示均方误差, E_{MS} 的迭代公式为

$$E_{\text{MS}}(n+1) = \eta E_{\text{MS}}(n) + (1-\eta) |y(n) - \hat{y}(n)|^2, \quad (6)$$

其中, η 表示遗忘因子,算法中 η 取0.99.

式(5)依据 MSE 瞬时值所在区间的不同,用分段函数的形式给出参数 b 的取值.在均衡初期,MSE 的值比较大,信号无法辨识,当 $E_{\text{MS}}(n) > d/2$ 时,可以认为信号眼图是闭合的,为了使信号眼图快速张开,算法快速收敛,参数 b 的值取为 R ,此时算法收敛速度最快,但模型误差较大.随着算法的收敛,MSE 的取值不断减小,此时需要通过不断减小参数 b 的取值来减小模型误差,显然两者之间存在正比例关系,但是很难在理论上找到精确的数学公式表达.大量实验数据结果显示,按照 MSE 每减小 $d/10$ 进行分段比较合理,直到 $E_{\text{MS}}(n) \leq d/10$ 截止.当 $E_{\text{MS}}(n) \leq d/10$ 时,误差模型与发射信号模型基本匹配,为了减小稳态均方误差,参数 b 的值取为 0.式(5)中除了第 1 和第 6 区间外,其他区间参数 b 的取值都与 MSE 的瞬时值有关,反映了信息的瞬时变化.相比 VSCMA, DVSCMA 方法对参数 b 具有动态调整能力,能够在提高算法收敛速度同时减小稳态均方误差.此外, DVSCMA 方法与输入信号无关,具有较好的通

用性.

DVSCMA 算法的主要由式(3)—(5)构成, DVSCMA 算法的主要计算步骤如下:

- 1) 初始化. $\mathbf{w}(0) = [0, 0, \dots, 1, \dots, 0, 0]$, $E_{\text{MS}}(0) = d$.
- 2) 选取参数 η , 均衡器长度 N 和迭代步长 μ .
- 3) 对 $n=0, 1, 2, \dots$, 迭代计算:
 - ① 由式(1)计算 $\mathbf{y}(n)$;
 - ② 由式(5)计算分段点参数 b 的值;
 - ③ 由式(3)计算误差函数的值;
 - ④ 由式(4)更新抽头系数权向量 $\mathbf{w}(n+1)$;
 - ⑤ 由式(6)更新 $E_{\text{MS}}(n+1)$ 的值.

3 性能仿真

为了验证 DVSCMA 的有效性,利用 Matlab 进行信道仿真实验.本文分别采用混合相位信道 $h_1 = [0.312\ 2, -0.104\ 0, 0.890\ 8, 0.313\ 4]^{[6]}$ 和最小相位信道(负声速梯度信道) $h_2 = [0.965\ 6, 0.090\ 6, 0.057\ 8, 0.236\ 8]^{[6]}$ 2 个水声信道进行性能仿真实验,并将结果与 VSCMA 和 CMA 的性能进行比较.在算法性能评价上,采用输出端的剩余码间干扰 (ISI) 进行评价.

$$I_{\text{IS}} = \frac{\sum^n |h(n) * \mathbf{W}(n)^*| - |h(n) * \mathbf{W}(n)^*|_{\text{max}}}{|h(n) * \mathbf{W}(n)^*|_{\text{max}}}. \quad (7)$$

实验 1 采用混合相位水声信道 $h_1 = [0.312\ 2, -0.104\ 0, 0.890\ 8, 0.313\ 4]$ 进行 Matlab 仿真,验证 DVSCMA 的有效性.发射信号采用 16QAM 调制信号,信噪比为 25 dB,自适应均衡器采用 17 阶横向抽头结构,并且中心抽头系数初始化为 1,其他抽头系数初始化为零,步长选取 $\mu = 3 \times 10^{-3}$ (2 种算法采用相同的迭代步长),分段点参数 b 的初值为 R .本文对算法做了 200 次 Monte Carlo 仿真,得出 ISI 平均性能曲线如图 2 所示.

图 2a 给出的是均衡器输入信号的星座,可以看出,没有经过均衡的信号无法辨识;图 2b 和 2c 分别给出了经过 CMA 和 DVSCMA 均衡后的星座,可以看出,2 种算法均衡后的信号可以完全辨识,并且 DVSCMA 的星座图比 CMA 的星座图收敛得更加集中;图 2d 所示为算法的剩余码间干扰曲线,可以看出,在均衡初期, DVSCMA 和 VSCMA ($b=R$) 的收敛速度相同,但 VSCMA ($b=R$) 的稳态均方误差很大,在均衡后期, DVSCMA 和 VSCMA ($b=0$) 的稳态均方误差相同,但 VSCMA ($b=0$) 的收敛速度很慢,在均

衡过程中, DVSCMA 比 VSCMA ($b = 0.8R$) 的收敛速度快、稳态均方误差小, DVSCMA 是对 VSCMA 的改进, 实现了提高收敛速度的同时减小稳态均方误差的目的. 同时, DVSCMA 的收敛速度比 CMA 的收敛速度快, DVSCMA 大概在迭代 4 000 次的时候收敛, 而 CMA 在迭代 6 000 次的时候才收敛, DVSCMA 的收敛速度比 CMA 的收敛速度快了 2 000 次迭代, 并且 DVSCMA 的稳态均方误差比 CMA 的稳态均方误差减小了大概 1 dB, 这从图 2b 和 2c 的对比中同样可以看出, DVSCMA 收敛后的星座图更加集中.

在混合相位水声信道均衡中, DVSCMA 的收敛速度明显快于 CMA, 且稳态均方误差略优于 CMA, 同时具有收敛快和稳态误差小的特点, 仿真实验结果有力地证明了理论的有效性, 和 VSCMA 相比, DVSCMA 具有更加优越的性能.

实验 2 采用最小相位水声信道 $h_2 = [0.965\ 6, 0.090\ 6, 0.057\ 8, 0.236\ 8]$ 进行仿真, 验证 DVSCMA 的有效性. 发射信号采用 16QAM 调制信号, 信噪比为 25 dB, 自适应均衡器采用 17 阶横向抽头结构, 并

且中心抽头系数初始化为 1, 其他抽头系数初始化为零, 步长选取 $\mu = 3 \times 10^{-3}$ (2 种算法采用相同的迭代步长), 分段点参数 b 的初值为 R . 本文对算法做了 200 次 Monte Carlo 仿真, 得出 ISI 平均性能曲线如图 3 所示.

图 3a 给出的是均衡器输入信号的星座, 可以看出, 没有经过均衡的信号无法辨识; 图 3b 和 3c 分别给出了经过 CMA 和 DVSCMA 均衡后的星座, 可以看出, 2 种算法均衡后的信号可以完全辨识, 并且 DVSCMA 均衡后的星座图比起 CMA 的星座图更加集中; 图 3d 所示为算法的剩余码间干扰曲线, 可以看出, 在均衡初期, DVSCMA 和 VSCMA ($b = R$) 的收敛速度相同, 但 VSCMA ($b = R$) 的稳态均方误差很大, 在均衡后期, DVSCMA 和 VSCMA ($b = 0$) 的稳态均方误差相同, 但 VSCMA ($b = 0$) 的收敛速度很慢, 在均衡过程中, DVSCMA 比 VSCMA ($b = 0.8R$) 的收敛速度快、稳态均方误差小, DVSCMA 是对 VSCMA 的改进, 实现了提高收敛速度的同时减小稳态均方误差的目的. 此外, DVSCMA 的收敛速度和 CMA 的

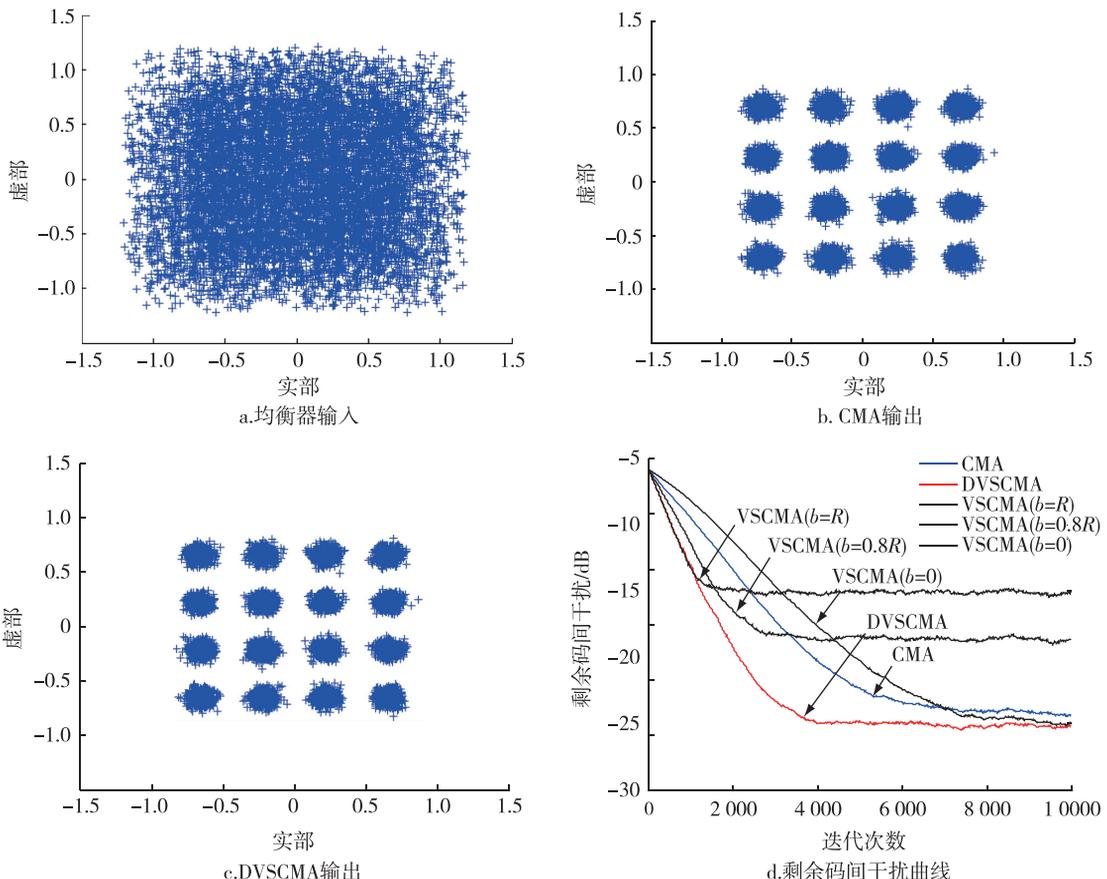


图 2 混合相位水声信道仿真结果

Fig. 2 Simulation results of mixed-phase of underwater acoustic channel

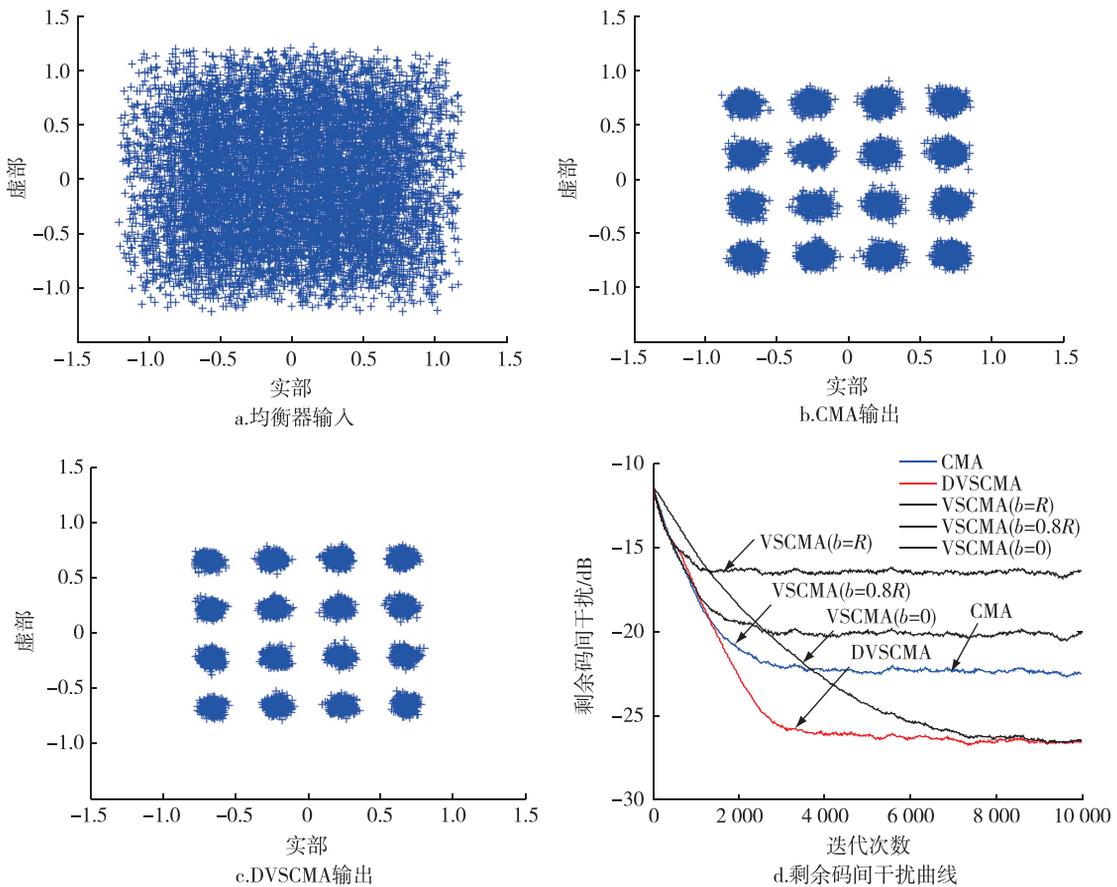


图3 最小相位水声信道仿真结果

Fig. 3 Simulation results of minimum phase of underwater acoustic channel

收敛速度相当, CMA 大概在迭代 2 900 次的时候收敛, 而 DVSCMA 在迭代 3 000 次的时候收敛, DVSCMA 的收敛速度比 CMA 的收敛速度略慢, 这主要是因为 DVSCMA 在均衡后期分段点参数 b 的值取很小, 在降低稳态均方误差的同时必然减慢了收敛速度, 但是 DVSCMA 的稳态均方误差比 CMA 的稳态均方误差有明显的减小, 减小了大概 4 dB, 这从图 3b 和 3c 的对比中同样可以看出, DVSCMA 收敛后的星座图比起 CMA 的星座图更加集中。

在最小相位水声信道中, DVSCMA 的收敛速度和 CMA 的收敛速度相当, 但稳态均方误差明显优于 CMA, 仿真实验结果有力地证明了理论的有效性, 和 VSCMA 相比, DVSCMA 具有更加优越的性能。

上述 2 个实验分别在 2 个不同的水声信道对提出的 DVSCMA 进行了 Matlab 仿真, 实验结果表明, 提出的算法改进了 VSCMA 的性能, 能够在提高算法收敛速度的同时降低稳态均方误差, 并且相比 CMA 具有更快的收敛速度和更小的稳态均方误差。

4 结论

本文提出的 DVSCMA 利用均衡过程中 MSE 的变化规律动态地调整误差函数的分段点, 通过分段点参数的变化不断地调整误差函数的特性, 进而改变算法的误差模型, 使之与发射信号的模型更加匹配, 达到提高收敛速度、降低稳态均方误差的目的。新算法改进了 VSCMA 的存在不足, 在提高了收敛速度的同时降低了稳态均方误差。对于混合相位水声信道, DVSCMA 算法和 CMA 算法相比, 收敛速度快了 2 000 次迭代, 且稳态均方误差减小了大概 1 dB; 对于最小相位水声信道, DVSCMA 算法和 CMA 算法相比, 稳态均方误差约减小了 4 dB, 而收敛速度相当。

参考文献

References

- [1] Godard D N. Self-recovering equalization and carrier tracking in two-dimensional data communication systems

- [J]. IEEE Transactions on Communications, 1980, 28 (11):1867-1875
- [2] Nie W Y, Liu Y B. A new blind equalization algorithm based on a variable segment error function[C]//IEEE Cross Strait Quad-Regional Radio Science and Wireless Technology Conference, 2011, 2:1327-1331
- [3] 饶伟,郭业才. 基于可变分段误差函数的常数模盲均衡新算法[J]. 系统仿真学报, 2007, 19 (12): 2686-2689
RAO Wei, GUO Yecai. New constant modulus blind equalization algorithm based on variable segment error function[J]. Journal of System Simulation, 2007, 19 (12):2686-2689
- [4] 许小东,戴旭初,徐佩霞. 适合高阶 QAM 信号的加权多模盲均衡算法[J]. 电子与信息学报,2007,29(6): 1352-1355
XU Xiaodong, DAI Xuchu, XU Peixia. Weighted multi-modulus blind equalization algorithm for high-order QAM signals[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2007, 29(6):1352-1355
- [5] 王彬,葛临东,霍亚娟. 适用于高阶 QAM 信号的多模混合盲均衡算法[J]. 数据采集与处理,2011,26(1): 8-14
WANG Bin, GE Lindong, HUO Yajuan. Multi-modulus based hybrid blind equalization algorithm for high-order QAM signals[J]. Journal of Data Acquisition & Processing, 2011, 26(1):8-14
- [6] 王峰. 基于高阶统计量的水声信道盲均衡理论与算法[D]. 西安:西北工业大学电子信息学院,2003
WANG Feng. Blind equalization algorithms using higher-order statistics for underwater acoustic channel [D]. Xi'an: School of Electronic and Information, Northwestern Polytechnical University, 2003
- [7] 郭业才,赵俊涓. 水声信道混合型常数模盲均衡新算法[J]. 系统工程与电子技术, 2005, 27 (2): 215-217,256
GUO Yecai, ZHAO Junwei. Novel mixed constant modulus blind equalizer for underwater acoustic channel[J]. Systems Engineering and Electronics, 2005, 27(2):215-217,256
- [8] 郭业才,赵俊涓. 基于双层符号常数模的多径水声信道盲均衡算法[J]. 系统仿真学报, 2005, 17 (1): 192-195
GUO Yecai, ZHAO Junwei. A multipath underwater acoustic channel blind equalizer based on double sign constant modulus algorithm [J]. Journal of System Simulation, 2005, 17(1):192-195

Constant modulus blind equalization algorithm based on dynamic variable segment error function

ZHANG Yanping¹ CUI Weixuan¹

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

Abstract In order to overcome the shortcomings of slow convergence speed and large steady-state error of Constant Modulus Algorithm (CMA), on the basis of analysis of constant modulus blind equalization algorithm based on variable segment error function, a constant modulus blind equalization algorithm based upon dynamic variable segment error function (DVSCMA) was proposed. The blind equalization algorithm adjusts the section position of the error function dynamically by using the Mean Square Error (MSE), and the characteristics of the error function is changing in the balancing process with the MSE, which enables the error model and the transmit signal model to match continuously, thus accelerate the convergence speed and reduce the steady state error. The new algorithm is simulated by using mixed-phase and minimum phase of underwater acoustic channel. The simulation results demonstrate that the proposed algorithm has significantly faster convergence rate and lower steady-state mean square error compared with the CMA for the mixed-phase of underwater acoustic channel, while the new algorithm has significantly lower steady-state mean square error and very close convergence rate compared with the CMA for the minimum phase of underwater acoustic channel.

Key words constant modulus algorithm; segment error function; blind equalization