

DOI: 10.13382/j.jemi.2017.02.008

通用数据链并行 Laguerre 盲均衡算法^{*}

崔琳^{1,2} 杨俊安^{1,2} 刘辉^{1,2} 王伟^{1,2}

(1. 电子工程学院 合肥 230037; 2. 电子制约技术安徽省重点实验室 合肥 230037)

摘要:为解决深衰落信道中传统盲均衡算法存在的长抽头系数和高误码率的问题,提出通用数据链并行 Laguerre 盲均衡算法。在分析通用数据链信号的基础上,引入 Laguerre 滤波器替代 FIR 滤波器,以较短的抽头系数逼近长脉冲序列响应;同时借助判决引导算法和分数间隔思想,加快了算法的收敛速度;利用均衡输出的平方期望直接作为自适应步长模块的修正变量,进一步提升了新算法的均衡性能。实验结果表明,新算法减少了均衡器抽头系数,拥有更快的收敛速度和更低的误码率。

关键词:通用数据链;盲均衡;Laguerre 滤波器;变步长

中图分类号: TN911.5 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.4010

Parallel Laguerre blind equalization algorithm for common data link

Cui Lin^{1,2} Yang Jun'an^{1,2} Liu Hui^{1,2} Wang Wei^{1,2}

(1. Electronic Engineering Institute, Hefei 230037, China;

2. Key Laboratory of Electronic Restricting Technique, Hefei 230037, China)

Abstract: A novel parallel Laguerre blind equalization algorithm for common data link (CDL) is proposed to overcome the problems of traditional algorithms such as long tap coefficients and the high bit error rate (BER) for deep fading channels. By analyzing CDL signals, the new algorithm replaces FIR filter with Laguerre filter so as to approach long-pulse response sequence with shorter tap coefficients. Meanwhile, the convergence is accelerated by using the decision-directed algorithm and fractionally spaced structure. The self-adaptive step module directly adopts the expected value from the square of equalized output as a modified variable to further promote its equalization effect. The experimental results show that the proposed method can accelerate convergence and reduce BER in short tap coefficients.

Keywords: common data link; blind equalization; Laguerre filter; variable step size

1 引言

通用数据链(CDL)作为美国国防部指定的数据链标准,主要负责传送图像数据及信号情报,具备在各 ISR 平台之间共享信息、建立信息态势的能力,目前已成为网络中心战的关键^[1]。非合作通信中,作为侦察方无法已知发送方调制信号的任何参数;且国内外学者的研究工作主要集中在组网性能分析和干扰效果评估上,对通用数据链的侦察技术分析较少^[2-3]。考虑到高传输速率和深

衰落信道会加重符号拖尾效应,如何更加高效地进行盲均衡成为目前的研究热点和难点。

在现有的多种盲均衡算法中,符号间隔常模算法(baud spaced equalizer-constant modulus algorithm, BSE-CMA)拥有鲁棒性好、计算复杂度低等特点^[4],对低速率信号有较为稳定的均衡效果,得到广泛应用;但处理高速率信号时,需要通过增加抽头系数来对严重失真信道进行补偿,大大减慢了算法的收敛速度。为此,文献[5-7]提出了基于分数间隔的常模算法(fractionally spaced equalizer-constant modulus algorithm, FSE-CMA),其分数

间隔均衡器与传统符号均衡器相比可以大大缩短均衡器长度,均衡器长度只需接近或大于信道长度,就可达到快速均衡的目的。但传统算法采用的 FIR 滤波器,处理非线性能力有限,且容易受深衰落信道影响陷入局部最优,往往依靠增加滤波器抽头系数来提升均衡性能,导致均衡器长度过长、计算复杂度增加的问题。

为解决以上问题,本文针对 CDL 信号,引入了仅受单极点控制的 Laguerre 滤波器^[8-10],该滤波器兼顾了 FIR 滤波器的稳定性和 IIR 滤波器的长阶性。同时,借助判决反馈结构(decision feedback equalizer, DFE)^[11-13]与分数间隔采样思想,提出并行 Laguerre 盲均衡算法。同时,自适应步长(variable step-size, VSS)模块直接利用均衡输出值平方的期望值对步长因子进行修正,提升了盲均衡算法的准确性。实验结果和性能分析表明,新算法在处理 CDL 信号时,大大降低了抽

头系数,有效解决了深衰落问题,并具有良好的收敛速度和误码性能。

2 信号模型

CDL 按数据传输方向的不同,可分为前向链路和反向链路^[1-3]。前向链路主要负责地面站至 ISR 平台的遥控指令发送和接收,采用 BPSK 扩频调制,数据传输速率为 200 Kbps;反向链路主要进行 ISR 平台至地面站的遥测数据及图像或侦察数据的传输,数据传输速率为 10.7、44.73、137、274 Mbps,未来有望向 2 倍、4 倍 274 Mbps 扩展。CDL 反向链路信号采用 OQPSK 调制,相当于对两路相差一半符号周期 $T_b/2$ 的正交 BPSK 信号进行叠加。图 1 所示为 CDL 反向链路解调模型,图 2 所示为 Laguerre 滤波器结构。

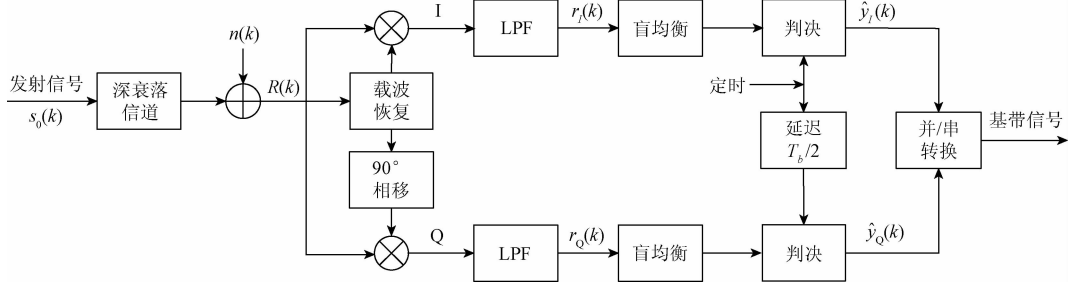


图 1 CDL 反向链路解调原理

Fig. 1 Schematic diagram of CDL downlink signal demodulation

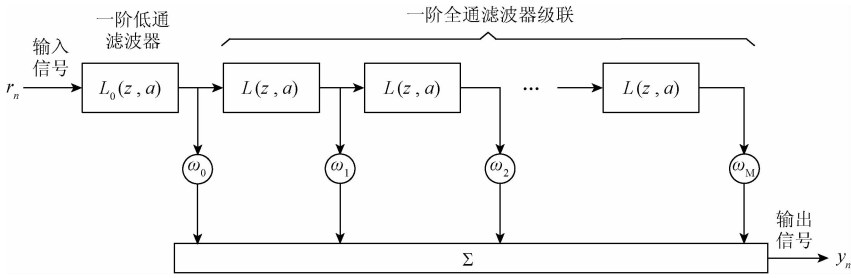


图 2 Laguerre 滤波器结构

Fig. 2 Structure of Laguerre filter

设信源为复数信号,接收到信号经过 A/D 转换和下变频后,得到复基带信号 $R(k)$:

$$R(k) = E_b e^{j(\omega(k)kT_s + \theta_0)} s_0(kT_s - \tau) + n(k) \quad (1)$$

式中: $s_0(k) = \sqrt{E_b} [\sum_i a_i g(kT_s - iT_b) + j \sum_i b_i g(kT_s - iT_b - T_b/2)]$, a_i 和 b_i 在 $\{1, -1\}$ 中取值,分别表示 I 路和 Q 路, E_b 表示平均比特能量, T_b 表示符号周期, T_s 为调制器采样周期, $n(k)$ 表示复高斯白噪声, $g(k)$ 为滤波器的冲激响应, $\omega(k)$ 和 θ_0 分别表示输入信号经数字下变频后残留的频偏和相移, τ 为信号定时偏差。

$R(k)$ 经过载波同步模块,除去相移频偏,得:

$$r(k) = s(kT_s - \tau) + v(k) \quad (2)$$

式中: $s(k) = s_0(k) \otimes g'(k)$, $g'(k)$ 为匹配滤波器系数, $v(k)$ 为复高斯白噪声, c 为信道冲激响应。

针对 CDL 信号的高速和宽带特点,当信道特性、信号频偏等参数未知,仅给出 CDL 侦察序列 $r(k)$ 的情况下,本文采用并行 Laguerre 盲均衡算法对未知严重失真信道进行补偿,克服码间干扰。最后分别对实部虚部进行判决,得到估计信号 $\hat{y}(k)$,即得到序列 $\{\hat{a}_i\}$ 和 $\{\hat{b}_i\}$,恢复出原始信号序列:

$$\begin{cases} \hat{a}_i = a_i \\ \hat{b}_i = b_i \end{cases} \quad (3)$$

$$L_0(z, a) = \frac{\sqrt{1-a^2}}{1-az^{-1}} \quad (5)$$

当 $|a| < 1$ 时, $L(z, a) = \frac{z^{-1}-a}{1-az^{-1}}$ 。因此,其转移函数

表达为:

$$L_i(z, a) = L_0(z, a)L^i(z, a) \quad i = 0, 1, 2, \dots \quad (6)$$

当 $a = 0$ 时, Laguerre 可变为 FIR 滤波器:

$$L_i(z, a) = z^{-i} \quad i = 0, 1, 2, \dots \quad (7)$$

Laguerre 滤波器也可以看作是受约束的 IIR 滤波器, 仅需设定单一极点因子 a , 输出信号 y_n 由输入信号 r_n 经 M 个抽头加权得到。该滤波器的特点如下: 1) 由标准正交化得到的 Laguerre 序列具有良好的数值调节能力; 2) 滤波器仅受单一极点因子 a 控制, 且满足 $|a| < 1$, 保证了滤波器的稳定性; 3) 采用全通基函数进行自适应滤波, 能够以较短的抽头系数逼近长脉冲序列响应。

3.2 并行 Laguerre 盲均衡算法

为解决深衰落信道带来的严重码间干扰及算法计算复杂度增加的问题, 本文提出了并行 Laguerre 盲均衡算法 (VSS-FSE-DFE-DD-LAG)。新算法采用如图 3 所示的非线性判决反馈结构对 CDL 信号进行盲均衡处理, 包含 3 个模块: Laguerre 滤波器模块、抽头更新模块和自适应步长模块。

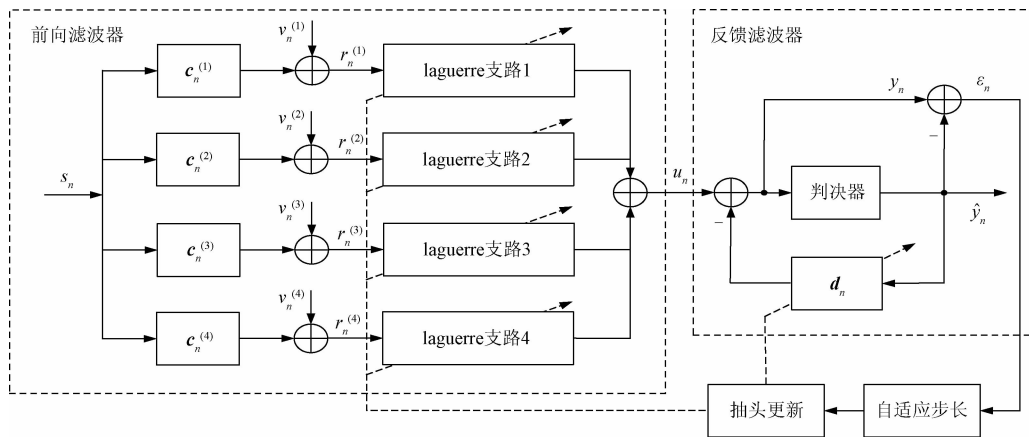


图3 Laguerre 盲均衡算法模型

Fig. 3 Model of Laguerre blind equalization algorithm

其中, 滤波器模块包含前向滤波器和反馈滤波器: 前向滤波器由 4 倍分数采样的并行支路组成, 增加了输入信号的维度, 同时, 新算法引入 Laguerre 序列替代前向滤波器中的抽头时延, 能够以更少的抽头系数逼近长脉冲响应; 反馈滤波器由 FIR 组成, 将加权后的判决值代入下一次的迭代过程, 有利于消除拖尾效应。抽头更新模块采用复杂度低的判决引导算法, 能够有效提升算法的收敛速度。自适应步长模块利用均衡输出值的平方期望对步长因子进行修正, 以进一步提升算法均衡性能。

3.2.1 Laguerre 滤波器

对于信道冲激响应长度为 L_c 的有限信道, 以分数间隔采样因子 $P = 4$ 对信号进行抽取, 可以得到 4 个波特间隔信道, 第 p ($p = 1, \dots, P$) 个子信道的接收信号为:

$$\mathbf{r}_n^{(p)} = \sum_{i=0}^{L_c-1} \mathbf{s}_i \mathbf{c}_{n-i}^{(p)} + \mathbf{v}_n^{(p)} \quad (8)$$

经过 Laguerre 滤波器后, 每个支路的输出信号均可以描述为递归过程, 表示为:

$$U_0(n) = aU_0(n-1) + \sqrt{1-a^2}r(n-1)$$

$$\boldsymbol{U}_M(n) = \boldsymbol{U}_{M-1}(n-1) + a[\boldsymbol{U}_M(n-1) - \boldsymbol{U}_{M-1}(n)]$$

(9)

信源序列 $\boldsymbol{s}_n$ 的估计为:

$$\boldsymbol{u}_n = \sum_{i=0}^{L_f-1} \boldsymbol{f}_i \boldsymbol{U}_{n-i} = \boldsymbol{f}^T \boldsymbol{U}(n)$$

(10)

式中: $\boldsymbol{f}_i = [f_n^{(1)}, f_n^{(2)}, f_n^{(3)}, f_n^{(4)}]^T$, 前向滤波器系数为 $\boldsymbol{f} = [f_0, f_1, \cdots, f_{L_f}]^T = [f_0, f_1, \cdots, f_{P(L_f+1)-1}]^T$; L_f 为接收序列 $\boldsymbol{r}_n$ 的长度; $\boldsymbol{U}(n) = [\boldsymbol{U}_n, \boldsymbol{U}_{n-1}, \cdots, \boldsymbol{U}_{n-L_f}]^T = [U_{(n+1)P-1}, U_{(n+1)P-2}, \cdots, U_{(n+1)P-(L_f+1)P}]^T$ 。

均衡器输出为:

$$\boldsymbol{y}_n = \sum_{i=0}^{N_f-1} \boldsymbol{f}_i \boldsymbol{U}_{n+i} - \sum_{j=0}^{N_d-1} \boldsymbol{d}_j \hat{\boldsymbol{y}}_{n-j}$$

(11)

式中: $\boldsymbol{f}_i$ 、 $\boldsymbol{d}_j$ 分别为前向和反馈滤波器的抽头系数, 抽头个数分别为 N_f 和 N_d 个。

联立式(11)、(12), 可得均衡器输出为:

$$\boldsymbol{y}_n = \boldsymbol{u}_n - \boldsymbol{\varepsilon}^T(n) \boldsymbol{d}(n) = \boldsymbol{f}^T \boldsymbol{U}(n) - \boldsymbol{d}^T \boldsymbol{\varepsilon}(n)$$

(12)

式中: $\boldsymbol{\varepsilon}(n)$ 为估计误差。

3.2.2 抽头更新

在判决反馈均衡器中, 一般采用本身稳态误差较大的CMA盲均衡算法作为前向、反馈滤波器系数更新算法^[11-13]。但对于深衰落信道, 特别是当抽头系数的数量较大时, 盲均衡算法的收敛速度会大大减慢, 难以满足CDL信号快速均衡的要求。因此, 本文提出采用稳态误差小、运算更为简单的判决引导(decision-directed, DD)算法^[14]对前向滤波器和反馈滤波器系数进行更新迭代, 以提升算法均衡性能。

DD盲均衡算法是利用先前的符号估计来盲更新均衡器抽头系数的LMS类方法, 运算简单, 其无记忆非线性函数为:

$$g(\boldsymbol{y}_n) = \hat{\boldsymbol{y}}_n = \text{Dec}(\boldsymbol{y}_n)$$

(13)

式中: $\text{Dec}(\cdot)$ 是判决函数。

从上式可以看出, DD盲均衡算法无记忆非线性函数可以与判决器等价, 使均衡器结构得到简化, 估计误差变为:

$$\boldsymbol{\varepsilon}_n = \boldsymbol{y}_n - \hat{\boldsymbol{y}}_n$$

(14)

由最陡下降法得到前向、反馈滤波器系数向量更新迭代公式:

$$\boldsymbol{f}_{n+1} = \boldsymbol{f}_n - \mu \boldsymbol{\varepsilon}_n \boldsymbol{U}_n^*, \boldsymbol{d}_{n+1} = \boldsymbol{d}_n + \mu \boldsymbol{\varepsilon}_n \hat{\boldsymbol{y}}_n^*$$

(15)

3.2.3 自适应步长

传统固定步长在收敛速度和稳态误差之间存在矛盾, 即大步长因子下, 收敛速度快, 但稳态误差增加; 反之, 小步长因子下, 稳态误差降低, 但收敛速度变慢。解决这一矛盾的主要思想是在步长和某种误差信号建立函数关系, 并设定切换阈值, 即当误差函数大于阈值时采用大步长快速收敛, 当误差函数小于阈值时采用小步长降低稳态误差, 以提高收敛精度。

目前, 学者主要是借助均方误差、剩余误差及其非线性变换、自相关函数等^[15-19]作为修正步长的变量, 但采用误差作为优化变量时, 步长因子受噪声影响起伏较大, 算法收敛的稳定性不高。为减小噪声对算法稳定性的影响, 新算法直接利用均衡输出值平方的期望 $z(n) = E\{|y(n)|^2\}$ 作为指数幂, 对步长因子进行优化:

$$\mu(n) = \beta[1 - \exp(-\alpha|z(n)|)]$$

(16)

其中, $\alpha > 0, \beta > 0$, 可求得 $d\mu(n)/dz(n) > 0$, 可知, 步长 $\mu(n)$ 随 $z(n)$ 的减小而单调递减。

4 计算机仿真与分析

4.1 实验设置

为验证本文算法的性能, 对采用不同滤波器、不同更新算法以及不同结构的6种盲均衡算法进行实验。CDL反向链路信号采用OQPSK调制, 速率: 200 Mbps, 码元个数: $L = 2.5 \times 10^5$, 信噪比(SNR): 0 ~ 15 dB, 收敛半径: $R = 2$, Laguerre因子: $a = 0.2$ 。各算法的实验参数见表1。其中, CMA算法滤波器和前向滤波器采用中心抽头初始化, 反馈滤波器采用全零抽头初始化。

表1 实验参数
Table 1 Experimental parameters

	步长因子	采样因子	抽头系数
BSE-CMA-FIR	$\mu = 0.001$	$P = 1$	$N = 80$
FSE-DFE-CMA-FIR	$\mu = 0.001$	$P = 4$	$N_f = 50, N_d = 32$
FSE-DFE-DD-FIR	$\mu = 0.001$	$P = 4$	$N_f = 32, N_d = 32$
BSE-DD-LAG	$\mu = 0.001$	$P = 1$	$N = 20$
FSE-DFE-DD-LAG	$\mu = 0.001$	$P = 4$	$N_f = 12, N_d = 10$
VSS-FSE-DFE-DD-LAG	$\mu(n) = \beta[1 - \exp(-\alpha z(n))]$	$P = 4$	$N_f = 12, N_d = 10$

对信道进行4倍过采样, 得到实验信道:

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} -0.273\ 6 + 0.128\ 3i & 0.277\ 8 + 0.420\ 3i & -0.280\ 2 - 0.065\ 7i & -0.048\ 4 + 0.439\ 1i & 0.232\ 3 + 0.420\ 8i & -0.147\ 8 - 0.351\ 7i \\ -0.178\ 4 + 0.240\ 0i & 0.121\ 7 + 0.358\ 4i & -0.266\ 3 + 0.071\ 2i & 0.025\ 4 + 0.519\ 6i & 0.165\ 0 + 0.274\ 1i & -0.132\ 9 - 0.316\ 2i \\ -0.029\ 0 + 0.347\ 4i & -0.033\ 2 + 0.224\ 6i & -0.208\ 1 + 0.236\ 5i & 0.116\ 5 + 0.544\ 6i & 0.053\ 5 + 0.043\ 8i & -0.093\ 6 - 0.222\ 7i \\ 0.123\ 7 + 0.416\ 0i & -0.184\ 4 + 0.065\ 6i & -0.126\ 6 + 0.375\ 3i & 0.194\ 5 + 0.508\ 6i & -0.064\ 0 - 0.191\ 4i & -0.043\ 8 - 0.104\ 3i \end{bmatrix}$$

对复数信道进行仿真,得到该信道零极点分布图及幅频特性图,如图4所示。由图4(a)、(b)可以看出,零点大多数在单位圆上、个别在单位圆附近,各零点几乎没有重叠,说明各子信道没有公共零点,满足盲信道可辨识条件。此外,信道变化比较剧烈,其增益下降了约30 dB,属于深衰落信道。

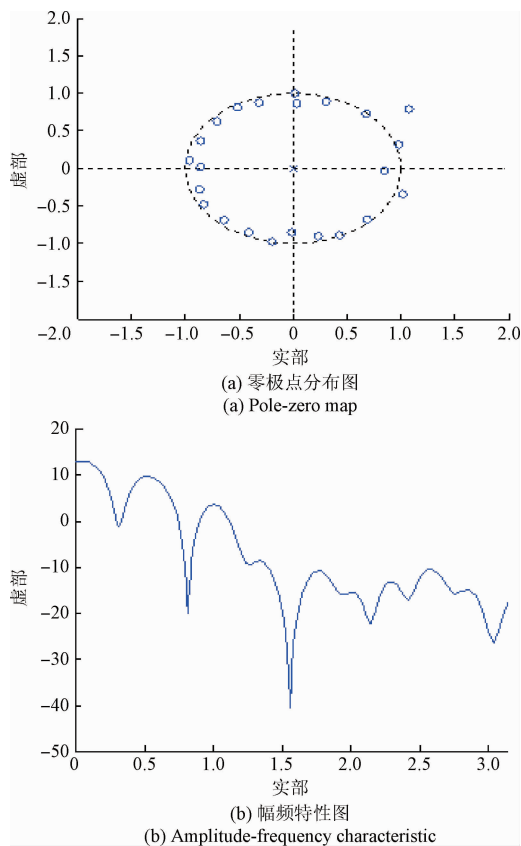


图4 信道零极点分布图及幅频特性图

Fig. 4 Pole-zero distribution and amplitude-frequency characteristic

CDL 反向链路侦察信号经过上述深衰落信道、叠加高斯白噪声后进行实验,得到发射信号和接收信号的星座图,如图5所示。图5(a)所示 CDL 发射信号的星座图聚集在4个星座点上,而未采用信道盲均衡的接收信号星座图(图5(b))出现混乱,容易造成信号误判,不能正确地解调出来。因此,需要借助盲均衡算法恢复出与发射信号接近的接收信号星座图,从而降低误码率。

4.2 实验结果与性能分析

实验采用同一接收信号,分别对6种盲均衡算法的

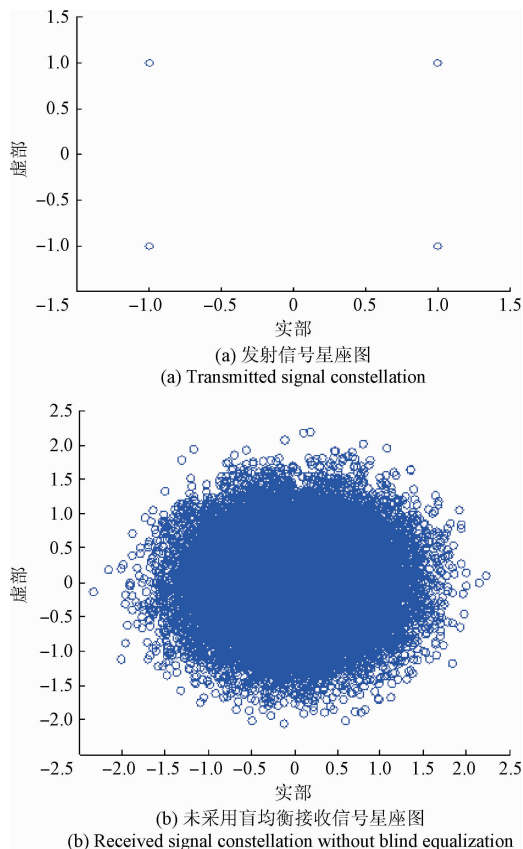


图5 发射信号及接收信号星座图

Fig. 5 Transmitted signal and received signal constellation

均衡结果进行比较。

4.2.1 星座图分析

经过盲均衡算法后的星座图(图6)可以直观地反映算法性能,得到的星座图越接近图5(a)所示的发射信号星座图,表明算法性能越好。

由图6(a)、(b)可以看出,BSE-CMA-FIR 和 FSE-DFE-CMA-FIR 盲均衡算法没有达到好的收敛结果,很难分辨出星座图;而如图6(c)~(f)所示,4种算法的星座图较为紧凑,清晰可辨,基本能够恢复出四点星座图。此外,新算法拥有更短的抽头数,也证明了本文盲均衡结构的优越性。综上所述,采用并行Laguerre盲均衡算法,可以有效解决高速CDL信号经过深衰落信道所导致的抽头系数过长的问题。

4.2.2 性能分析

收敛速度、稳态误差、误码性能是衡量算法收敛性能的3个重要指标,为验证本文算法的均衡性能,将从这3个方面对6种盲均衡算法性能进行对比。

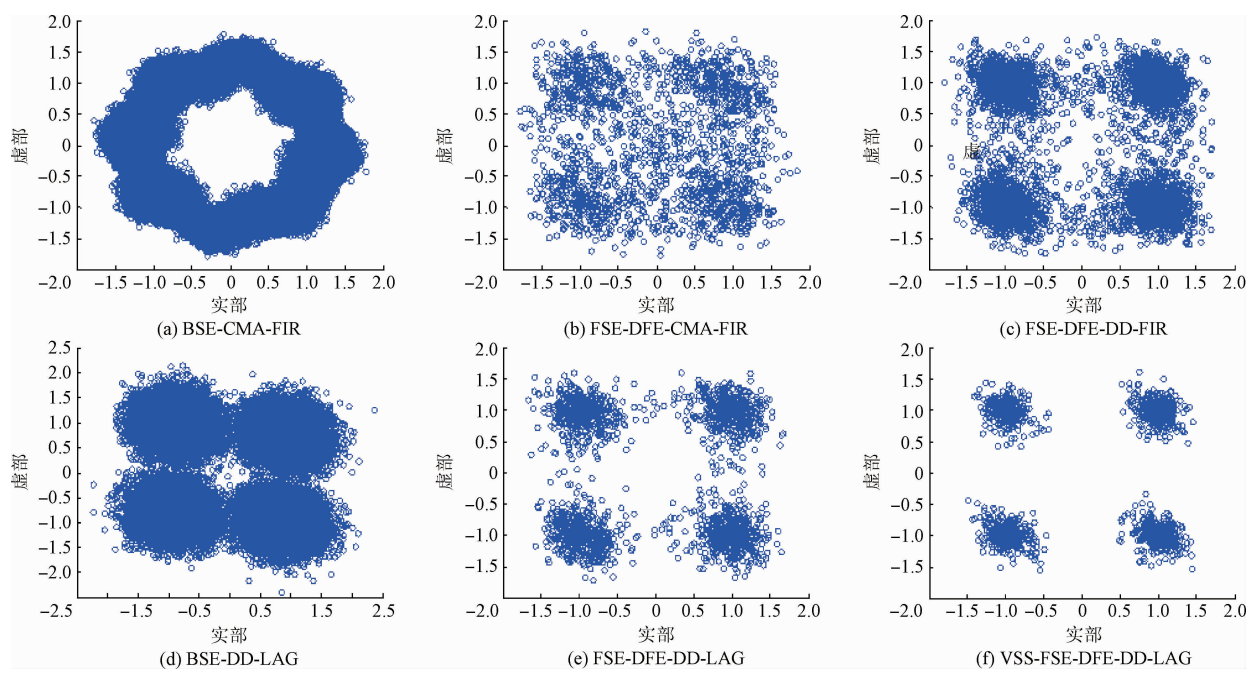


图6 均衡后的信号星座图

Fig. 6 The signal constellation after equalization

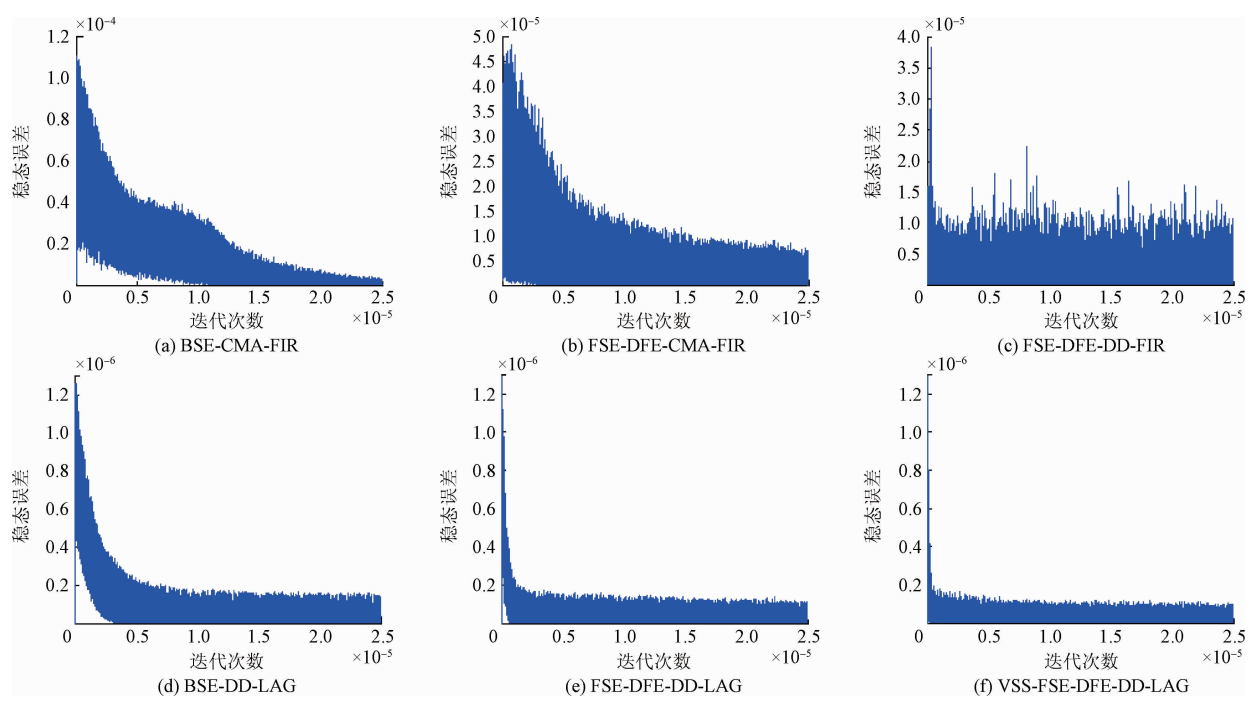


图7 收敛曲线

Fig. 7 Convergence curve

盲均衡算法收敛速度的快慢,可以用其收敛到稳定值所需时间的长短来衡量,所需时间越短,表示该算法的频带利用率越高。相应地,稳态误差可以用收敛曲线稳定后误差来表示,稳态误差越小,表示盲均衡算法的性能

越好。图7所示为SNR为15 dB时6种盲均衡算法的收敛曲线。由实验结果可知,图7(a)、(b)所示算法约在 1.2×10^5 代趋于稳定;采用Laguerre滤波器后,如图7(d)所示,算法于 5.0×10^4 代收敛,性能有一定地提升;

如图 7(c)、(e)、(f) 所示算法收敛速度较快, 算法在 2.0×10^4 代以内趋于稳定。并且本文算法稳态误差在 10^{-7} 数量级, 比传统盲均衡算法降低了 10^{-2} 数量级, 可知本文算法稳态误差更小。

为更加直观地验证本文算法的均衡性能, 利用误码率定量地衡量算法性能。图 8 所示为 6 种盲均衡算法在 SNR 为 0 ~ 15 dB 时误码率比较曲线。由 200 次蒙特卡罗实验结果可知, 本文提出的 FSE-DFE-DD-LAG 和 VSS-FSE-DFE-DD-LAG 算法在通用数据链这种高速传输的深衰落信道中有较为良好的均衡性能, 尤其是当信噪比高于 8 dB 时, 本文算法误码性能显著提升, 并在 15 dB 时误码率接近 10^{-5} , 可以有效解决 CDL 反向链路高速解调时所产生的码间干扰问题。

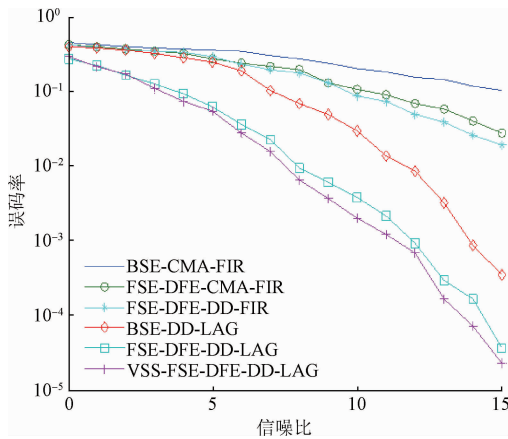


图 8 不同算法误码率曲线

Fig. 8 BER curves of different algorithms

4.2.3 复杂度分析

若以计算 L 点盲均衡算法所需的乘法次数来衡量计算量的大小, 则 BSE-CMA-FIR 盲均衡算法复杂度表示为 $(L - N)N$; FSE-DFE-CMA-FIR 盲均衡算法复杂度为 $(L - N_f/4)N_f + (L - N_f/4 - N_d)N_d$; FSE-DFE-DD-FIR 盲均衡算法复杂度可以表示为 $(L - N_f/4)N_f + (L - N_f/4 - N_d)(N_d - 1)$; BSE-DD-LAG 盲均衡算法复杂度约为 $(L - N)(N - 1) + LN$; FSE-DFE-DD-LAG 盲均衡算法的计算复杂度为 $(L - N_f/4)N_f + (L - N_f/4 - N_d)(N_d - 1) + LN_f$; VSS-FSE-DFE-DD-LAG 算法复杂度可以表示为 $(L - N_f/4)N_f + (L - N_f/4 - N_d)(N_d - 1) + LN_f + L$ 。

由实验设置可知, 在码元个数 L 相同的情况下, 考虑到本文所提出的 FSE-DFE-DD-LAG 盲均衡算法的抽头系数为其余两种算法的 $1/7 \sim 1/2$, 因此复杂度大为降低。由于增加变步长模块只是小幅增加算法复杂度, 因此仍然可以认为 VSS-FSE-DFE-DD-LAG 的算法复杂度有所降低。

5 结 论

针对 CDL 信号, 提出并行 Laguerre 盲均衡算法。为解决深衰落信道和长抽头系数的问题, 新算法借助 Laguerre 滤波器兼具 IIR 滤波器长阶性和 FIR 滤波器稳定性的特点, 以及采样率高的分数间隔思想。此外, 抽头更新算法的结构简单、稳态误差小; 自适应步长方法受噪声影响小, 进一步提升了新算法的均衡性能。但 Laguerre 因子的选取以及步长的相关参数的选择在盲均衡中只能依靠经验值获得, 下一步工作重点是寻求定量选择最佳设计参数的方法。

参考文献

- [1] KELLER J. Air force eyes network-centric warfare common data link of the future [J]. Military and Aerospace Electronics, 2013, 24(3): 6-8.
- [2] 黄明圆, 符杰林, 仇洪冰. 非合作通信中的盲均衡技术研究 [J]. 计算机工程与应用, 2015, 51(22): 95-98.
HUANG M Y, FU J L, QIU H B. Research of blind equalization for non-cooperative communication [J]. Computer Engineering and Applications, 2015, 51(22): 95-98.
- [3] 朱林, 方胜良, 杨正. 对通用数据链干扰效能评估及仿真 [J]. 火力与指挥控制, 2014, 39(9): 72-75.
ZHU L, FANG SH L, YANG ZH. Evaluation and simulation for efficiency of common data link in the presence of jamming [J]. Fire Control and Command Control, 2014, 39(9): 72-75.
- [4] BIANCHI P, LOUBATON P. On the blind equalization of continuous phase modulated signals using the constant modulus criterion [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2007, 55(3): 1047-1061.
- [5] SHI Q H. Blind equalization and characteristic function based robust modulation recognition [C]. 14th International Conference on Advanced Communication Technology (ICACT), 2012: 660-664.
- [6] BENVENUTO N, CICCOTOSTO S, TOMASIN S. Iterative block fractionally spaced nonlinear equalization for wideband channels [J]. IEEE Wireless Communication Letters, 2015, 4(5): 489-492.
- [7] 乔先科, 张鹏飞, 谢方方. 高速并行内插倍数可变的成形滤波器设计 [J]. 国外电子测量技术, 2014, 33(8): 61-64.
QIAO X K, ZHANG P F, XIE F F. Design and realization of baseband shaping filter based on high-speed parallel structure and variable interpolating multiple [J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2014,

- 33(8):61-64.
- [8] BENJANKAPRASERT C, SIRTHUMMACHAK P. Adaptive equalizer for DS-CDMA multi-user communication system based on Laguerre filter structure with sign algorithm [C]. Information Science, Electronics and Electrical Engineering (ISEEE), 2014: 1100-1103.
- [9] EBRAHIMI R, SEYDNJAD S R. Wideband laguerre adaptive array with pre-steering constraints [J]. IET Signal Processing, 2015, 9(7), 529-536.
- [10] HAYKIN S. Adaptive Filter Theory [M]. 5th ed. Englewood Cliffs: Prentice-Hall, 2013.
- [11] ZEOLLA D, ANTONINO A, BOSCO G, et al. DFE versus MLSE electronic equalization for gigabit/s SI-POF transmission systems [J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2011, 23(8): 510-512.
- [12] CHENG H Y, CHU C Y, CHENG Y L, et al. Robust decision feedback equalizer scheme by using sphere-decoding detector [C]. IEEE International Conference on Acoustic, Speech and Signal Processing (ICASSP), 2014: 5074-5077.
- [13] 张春雷, 刘健, 王绍治, 等. 前馈控制算法校正相移微动台非线性运动 [J]. 电子测量与仪器学报, 2014, 28(8): 879-884.
- ZHANG CH L, LIU J, WANG SH ZH, et al. Feed forward control algorithm for nonlinear motion correction of phase shifting stage [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2014, 28(8): 879-884.
- [14] NG W C, NGUYEN A T, AYOTTE S, et al. Impact of sinusoidal tones on parallel decision-directed phase recovery for 64-QAM [J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2014, 26(5): 486-489.
- [15] NING X L, ZHANG L S, LIU Z K. Variable step size LMS equalization algorithm based on adaptive mixed-power parameter in underwater acoustic channels [J]. Systems Engineering and Electronics, 2015, 37(9): 2141-2147.
- [16] MAYYAS K. A variable step-size selective partial update LMS algorithm [J]. Digital Signal Processing, 2013, 23(1): 75-85.
- [17] HUANG H C, LEE J. A new variable step-size NLMS algorithm and its performance analysis [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2012, 60(4): 2055-2060.
- [18] 张红梅, 韩万刚. 一种新的变步长 LMS 自适应滤波算法研究及其应用 [J]. 仪器仪表学报, 2015, 36(8): 1822-1830.
- ZHANG H M, HAN W G. A new variable step LMS algorithm and its application [J]. Chinese Journal of

Scientific Instrument, 2015, 36(8): 1822-1830.

- [19] 陈泳, 田金鹏, 刘燕平. 一种新的变步长 LMS 自适应滤波算法 [J]. 电子测量技术, 2015, 38(4): 27-31.
- CHEN Y, TIAN J P, LIU Y P. New variable step size LMS adaptive filtering algorithm [J]. Electronic Measurement Technology, 2015, 38(4): 27-31.

作者简介



崔琳, 1992 年生, 2014 年于电子工程学院获得学士学位, 现为电子工程学院硕士研究生, 主要研究方向为通信信号盲均衡算法和通用数据链研究。

E-mail: cui_lincgg@163.com

Cui Lin was born in 1992, received B.Sc. from Electronic Engineering Institute in 2014. Now she is a M. Sc. candidate in Electronic Engineering Institute. Her research interest includes blind equalization algorithms of communication signals and common data link.



杨俊安, 1965 年生, 1986 年于东南大学获得学士学位, 1991 年于电子工程学院获得硕士学位, 2003 年于中国科技大学获得博士学位, 现为电子工程学院教授, 主要研究方向为信号处理、模式识别、智能计算等。

E-mail: Jun-anyang@ustc.edu

Yang Jun'an was born in 1965, received B.Sc. from Southeast University in 1986, M.Sc. from Electronic Engineering Institute in 1991, and Ph.D. from University of Science and Technology of China (USTC) in 2003, respectively. He is currently a professor in Electronic Engineering Institute. His research interests include signal processing, pattern recognition, intelligent computing, and so on.



刘辉, 1983 年生, 2005 年于武汉大学获得学士学位, 2008 年和 2011 年于电子工程学院获得硕士和博士学位, 现为电子工程学院讲师, 主要研究方向为信号处理、智能计算等。

E-mail: liuhui983eei@163.com

Liu Hui was born in 1983, received B.Sc. from Wuhan University in 2005, M.Sc. and Ph.D. both from Electronic Engineering Institute in 2008 and 2011, respectively. He is currently a lecturer in Electronic Engineering Institute. His research interests include signal processing, and intelligent computing and so on.



王伟, 1992 年生, 2014 年于电子工程学院获得学士学位, 现为电子工程学院硕士研究生, 主要研究方向为通信对抗。

E-mail: 15256035475@163.com

Wang Wei was born in 1992, received B.Sc. from Electronic Engineering Institute in 2014. Now he is a M. Sc. candidate in Electronic Engineering Institute. His present research interest is communication countermeasure.