

# 并行多信道判决引导 CDL 盲均衡算法

崔 琳<sup>1,2</sup> 杨俊安<sup>1,2</sup> 王 伟<sup>1,2</sup> 刘 辉<sup>1,2</sup>

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

**摘 要:** 针对传统算法抽头系数较长和难以处理深衰落信道的问题, 提出适用于通用数据链信号的并行多信道判决引导盲均衡算法。新算法借助判决反馈结构中前馈、反馈滤波器的独立优化特性, 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; 综合运用采样率高的分数间隔结构与稳态误差小的判决引导算法, 对接收信号采用并行处理的方式, 大大缩短了抽头系数长度。实验结果表明, 针对 CDL 信号, 新算法能够有效提升收敛速度、降低误码率。

**关键词:** 通用数据链; 盲均衡; 分数间隔; 判决引导

**中图分类号:** TN911.5      **文献标识码:** A      **DOI:** 10.16798/j.issn.1003-0530.2016.09.09

## A Parallel Multi-channel Decision-Directed Blind Equalization Algorithm for Common Data Link

CUI Lin<sup>1,2</sup> YANG Jun-an<sup>1,2</sup> WANG Wei<sup>1,2</sup> LIU Hui<sup>1,2</sup>

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

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

**Abstract:** A parallel multi-channel blind equalization algorithm is proposed to overcome the problems such as long tap coefficients and the incompetence for deep fading channels. By utilizing the independently optimized characteristics of forward and feedback filters in the feedback structure, the new algorithm adds the weighted decision value into the following iterative procedure, which is likely to eliminate the smearing effect. Meanwhile, the length of tap coefficients is effectively reduced by means of the high sampling rate of the fractionally spaced equalizer, the small steady-state error of decision-directed algorithm and the parallel processing of the received signal. For CDL signal, experimental results show that the new blind equalization algorithm is capable of simultaneously accelerating the convergence and reducing BER.

**Key words:** common data link; blind equalization; fractionally spaced; decision-directed

## 1 引言

通用数据链(Common Data Link, CDL)作为美军支持信号和图像情报分发的数据链标准,能够很好地解决网络中心战中图像、视频等大数据信息高速传输的难题,是美军包括北约未来主要装备的宽带数据链。在非合作通信中,由于无法已知发送方调制信号的任何参数;并且受高传输速率和深衰落信道的影响,加重符号拖尾效应,导致检测时误码率大幅度提升,这就为盲均衡技术带来了极大困难<sup>[1-2]</sup>。

目前,国内学者的研究工作主要集中在组网性能分析、传输信道分析、干扰效果评估<sup>[3]</sup>上,对通用数据链的侦察技术分析较少。在各类盲均衡算法中,符号间隔的常模算法(Baud Spaced Equalizer-Constant Modulus Algorithm, BSE-CMA)凭借其鲁棒性好、计算复杂度低等特点<sup>[4]</sup>,得到广泛应用。但对于 CDL 信号,传输速率的提升会导致多径延迟扩展的离散等效长度加大,而线性盲均衡器的抽头个数至少是 2 倍的多径信道的离散等效长度,调整如此多抽头系数会降低收敛速度、使均衡后误码率较高。针对这一问题,文献[5]

和[6]通过分数间隔的常模算法(Fractionally Spaced Equalizer-Constant Modulus Algorithm, FSE-CMA)来解决,分数间隔均衡器(FSE)与传统符号间隔均衡器(BSE)相比可以大大缩短均衡器长度,只需接近或大于信道长度,就可以达到快速均衡的目的。但当信道具有深衰落特性时,会导致均衡器输入信号的自相关矩阵具有较大的特征值扩散度,从而使算法容易陷入局部最优,因此不适用于对 CDL 反向链路进行盲均衡。针对 CDL 信号,本文提出了并行多信道判决引导盲均衡算法(T/4-FSE-DD-DFE),该算法在有效解决深衰落带来的长脉冲和局部最优的问题的同时,提升了收敛速度。算法通过增加低运算复杂度的判决反馈滤波器(Decision Feedback Equalizer, DFE)结构,来消除拖尾效应,解决了深衰落带来的局部最优的问题<sup>[7-8]</sup>;此外,考虑到 CMA 算法稳态误差较大,本文采用稳态误差更小、计算更为简单的判决引导算法(Decision-Directed, DD)<sup>[9]</sup>对滤波器系数进行快速更新。实验结果表明:新算法能够有效提升收敛速度、降低误码率。

## 2 CDL 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。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,采用 OQPSK 调制,数据传输速率为 10.7 Mbps、44.73 Mbps、137 Mbps、274 Mbps,未来有望向 2 倍、4 倍 274 Mbps 扩展。本文重点对高速 CDL 反向链路的盲均衡算法进行研究。CDL 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。如图 1 为 CDL 反向链路解调模型。

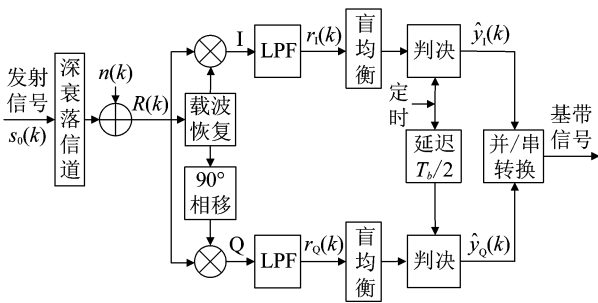


图 1 CDL 反向链路解调原理图

Fig. 1 Demodulation diagram of CDL downlink signal

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

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

其中,  $s_0(k) = \sqrt{E_b} \left[ \sum_i a_i g(kT_s - iT_b) + j \sum_i b_i g(kT_s - iT_b - T_b/2) \right]$ ,  $a_i$  和  $b_i$  在  $\{1, -1\}$  中取值,分别表示 I 路和 Q 路,  $E_b$  为平均比特能量,  $T_b$  为符号周期,  $T_s$  为调制器采样周期,  $g(t)$  为滤波器的冲激响应,  $\omega(k)$  和  $\theta_0$  分别表示输入信号经数字下变频后残留的频偏和相移,  $\tau$  为信号定时偏差,  $n(k)$  表示复高斯白噪声。

$R(k)$  经过载波同步模块,除去相移频偏,得到:

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

其中,  $s(k) = s_0(k) \otimes g'(k) = \sqrt{E_b} \left[ \sum_i a_i c(kT_s - iT_b) + j \sum_i b_i c(kT_s - iT_b - T_b/2) \right]$ ,  $g'(k)$  为匹配滤波器系数,  $\nu(k)$  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 序列  $R(k)$  的情况下,本文采用并行多信道判决引导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:

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

## 3 BSE-CMA 盲均衡算法

BSE-CMA 盲均衡算法是应用最为广泛的经典盲均衡算法,其均衡思想是最小化代价函数,表现为将均衡器输入信号向收敛半径为  $\sqrt{R}$  的圆上来更新抽头,从而逐步实现均衡器的收敛。算法模型如图 2 所示。

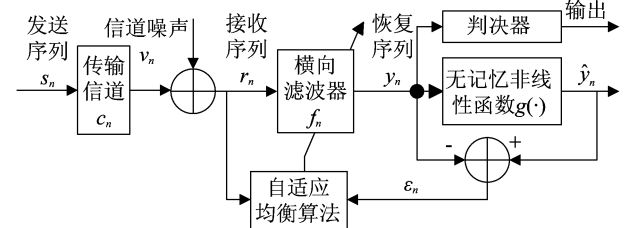


图 2 BSE-CMA 盲均衡算法模型

Fig. 2 Model of BSE-CMA blind equalizer

采用 CMA 盲均衡算法对滤波器系数进行更新迭代,得到无记忆非线性函数:

$$g(y_n) = \hat{y}_n = \frac{y_n}{|y_n|} \left[ |y_n| + R |y_n| - |y_n|^3 \right] \quad (4)$$

估计误差为:

$$\varepsilon_n = R - |y_n| \quad (5)$$

根据最陡下降法,得到滤波器系数向量更新公式:

$$\mathbf{f}_{n+1} = \mathbf{f}_n + \mu y_n \mathbf{r}_n^* \varepsilon_n / |y_n| \quad (6)$$

其中,  $\varepsilon_n$  为估计误差;  $\mu$  为步长因子,符号  $(\cdot)^*$  表示复数共轭;  $R = E\{|s_n|^4\} / E\{|s_n|^2\}$ ,间接利用了信号的高阶统计量。

虽然 BSE-CMA 盲均衡算法稳健性好,但对于 CDL 信号存在以下问题:一是使用符号间隔采样会限制该算法的收敛速度,难以对高速信号进行快速收敛;二是对于深衰落信道,即信道传输函数在单位圆附近有零点时,将面临频谱混叠、难以补偿信道畸变的风险。为此,本文拟通过分数间隔采样提升算法收敛速度、借助判决反馈均衡结构解决深衰落问题、结合判决引导算法弥补 CMA 算法稳态误差大的缺陷,提出适合 CDL 反向链路的 T/4-FSE-DD-DFE 盲均衡算法。

## 4 T/4-FSE-DD-DFE 盲均衡算法

### 4.1 T/4-FSE-DD-DFE 盲均衡算法结构

图3为本文提出的 T/4-FSE-DD-DFE 盲均衡算法模型,该算法主要采用判决反馈均衡器结构,由前向滤波器、反馈滤波器、自适应均衡模块三部分构成。其中,前向滤波器由4个支路 FIR 滤波器构成,即以  $T/4$  的分数间隔进行过采样,避免了频谱混叠,同时多信道系统消除了内插和抽取这样的变速处理,简化了分析过程;反馈滤波器是一个自适应的 FIR 滤波器,作用是对判决后的均衡信号进行估计以消除当前符号的拖尾干扰;自适应均衡模块采用 LMS 算法对前向、反馈滤波器系数进行更新。

本文算法的基本思想是:CDL 信号经过反馈滤波器得到判决信号序列  $\hat{y}_n$  后,为消除先前符号引起的码间干扰,令前馈滤波器的均衡结果与加权后的判决值相减。前馈滤波器仅需对剩余的小部分 ISI 进行补偿,从而大大提升该均衡结构对深衰落信道的均衡能力。该结构的优点是能消除拖尾效应,降低误码率,计算复杂度低,还可以避免符号间隔采

样带来的频谱混叠的问题。但对于眼图未张开的情况,采用 DD 算法时容易造成判决差错的扩散,不能达到收敛状态,即该算法稳定性不高。为此,本文利用时间反转 (TR) 技术来降低信道衰落的影响<sup>[10]</sup>,该技术所反映的等价信道冲激响应是时间逆向的实际信道冲激响应,将最大相位系统变为最小相位系统,以提升算法整体稳定性。

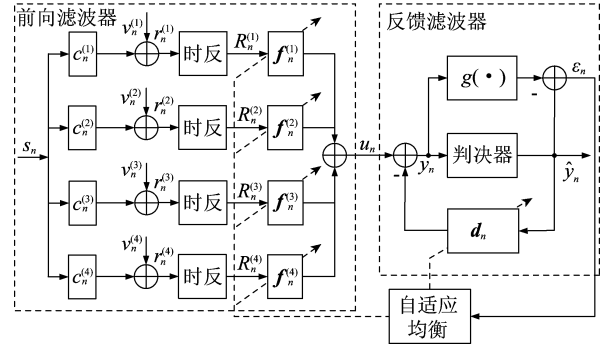


图3 T/4-FSE-DD-DFE 盲均衡算法模型

Fig. 3 Parallel model of T/4-FSE-DD-DFE

对信号  $s_n$  以  $T/4$  的分数间隔进行采样,则接收序列可表示为:

$$r_k = r(t) \Big|_{t=k\frac{T}{4}} = r\left(k\frac{T}{4}\right) =$$

$$\left[ \sum_i s(i) c(t - iT - t_0) + \nu(t) \right] \Big|_{t=k\frac{T}{4}} \quad (7)$$

式中,  $k$  表示分数间隔采样,  $i$  表示波特间隔采样。

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  $P=4$  进行抽取,可以得到4个波特间隔信道,第  $p(p=1, \dots, P)$  个子信道的输出为:

$$r_n^{(p)} = \sum_{i=0}^{L_c-1} s_i c_{n-i}^{(p)} + \nu_n^{(p)} \quad (8)$$

将信道、接收信号、噪声化为波特率表示的矢量形式,有:

$$\mathbf{c}_n = [c_n^{(1)}, c_n^{(2)}, c_n^{(3)}, c_n^{(4)}]^T, \mathbf{r}_n = [r_n^{(1)}, r_n^{(2)}, r_n^{(3)}, r_n^{(4)}]^T, \mathbf{v}_n = [\nu_n^{(1)}, \nu_n^{(2)}, \nu_n^{(3)}, \nu_n^{(4)}]^T \quad (9)$$

经过时反处理,得到多信道输出矢量  $\mathbf{R}_n$ :

$$\mathbf{R}_n = \sum_{i=0}^{L_c-1} (\mathbf{c}_i s_{n-i} + \mathbf{v}_n) \otimes \mathbf{c}_{-i} \quad (10)$$

信源序列  $s_n$  的估计为:

$$u_n = \sum_{i=0}^{L_c-1} \mathbf{f}_i^T \mathbf{R}_{n-i} = \mathbf{f}^T \mathbf{R}(n) \quad (11)$$

其中,  $\mathbf{f}_i = [f_n^{(1)}, f_n^{(2)}, f_n^{(3)}, f_n^{(4)}]$ ,  $\mathbf{f} = [f_0, f_1, \dots,$

$\mathbf{f}_{L_f}^T = [f_0, f_1, \dots, f_{p(L_f+1)-1}]^T$  为前向滤波器系数;  
 $\mathbf{R}(n) = [\mathbf{R}_n, \mathbf{R}_{n-1}, \dots, \mathbf{R}_{n-L_f}]^T = [R_{(n+1)P-1}, R_{(n+1)P-2},$   
 $\dots, R_{(n+1)P-(L_f+1)P}]^T$ ;  $L_f$  为接收信号序列  $\mathbf{r}_n$  的长度。

DFE 输出为:

$$y_n = \sum_{i=0}^{N_f-1} f_i R_{n+i} - \sum_{j=0}^{N_d-1} d_j \hat{y}_{n-j} \quad (12)$$

其中,  $f_i, d_j$  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)、式(12), 可得均衡器输出为:

$$y_n = u_n - \boldsymbol{\varepsilon}^T(n) \mathbf{d}(n) = \mathbf{f}^T \mathbf{R}(n) - \mathbf{d}^T \boldsymbol{\varepsilon}(n) \quad (13)$$

#### 4.2 滤波器系数更新算法

在判决反馈均衡器中, 一般是采用 CMA 盲均衡算法作为前向、反馈滤波器系数更新算法<sup>[7-8]</sup>, 但 CMA 盲均衡算法本身稳态误差较大。若是与并行多信道判决反馈结构相结合形成 T/4-FSE-CMA-DFE 算法, 虽然可以提升整体盲均衡算法的收敛速度, 但稳态误差依然较大, 不能达到对高速 CDL 反向链路信号进行实时监控的目的。因此, 本文提出采用稳态误差小、运算更为简单的 DD 算法来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 盲均衡算法是通过梯度下降方法利用先前的符号估计来更新均衡器抽头系数的 LMS 类方法, 运算更为简单, 其无记忆非线性函数为:

$$g(y_n) = \hat{y}_n = \text{Dec}(y_n) \quad (14)$$

其中,  $\text{Dec}(\cdot)$  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:

$$\boldsymbol{\varepsilon}_n = y_n - \hat{y}_n \quad (15)$$

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:

$$f_{n+1} = f_n - \mu \boldsymbol{\varepsilon}_n r_n^*, \quad b_{n+1} = b_n + \mu \boldsymbol{\varepsilon}_n \hat{y}_n^* \quad (16)$$

#### 4.3 T/4-FSE-DD-DFE 盲均衡算法步骤

**Step1** 对每个支路接收信号进行时反操作, 即

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} -0.2736 + 0.1283i & 0.2778 + 0.4203i & -0.2802 - 0.0657i & -0.0484 + 0.4391i & 0.2323 + 0.4208i & -0.1478 - 0.3517i \\ -0.4592 + 0.0025i & -0.5627 - 0.0925i & 0.1138 + 0.4068i & 0.0531 + 0.1501i & 0.0749 + 0.1899i & -0.2490 - 0.3953i \\ 0.1058 - 0.3466i & -0.0645 + 0.2681i & 0.2723 - 0.5418i & 0.0213 - 0.0818i & -0.2010 - 0.2356i & 0.3457 - 0.4494i \\ 0.2120 - 0.2360i & 0.4371 + 0.2248i & -0.2364 - 0.1596i & -0.2010 - 0.2283i & -0.2518 + 0.0285i & -0.5377 - 0.3609i \end{bmatrix}$$

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。由图 4(a)、(b) 可以看出, 零点在单位圆上以及单位圆附近, 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

对每个接收数据块进行缓存处理, 再将得到的信号样点在时间上进行逆序排列。

**Step2** 将时间反转后的信号通过 FIR 滤波器, 进行滤波。

**Step3** 前向均衡器输出的 4 个支路滤波结果经加权后, 送到判决器进行判决。

**Step4** 判决器根据阈值对其输入进行判决, 得到“真值”作为输出, 由判决引导思想将判决输出和均衡器输出求差得到估计误差。

**Step5** 将得到的估计误差和滤波器的输入数据分别送到自适应算法单元进行梯度估计和抽头系数更新。

**Step6** 将更新后的抽头系数送至各滤波单元, 继续进行滤波操作。

**Step7** 反复以上整个算法过程, 直至信号结束。

## 5 实验仿真及性能分析

### 5.1 实验设置

为验证本文算法的性能, 将本文算法与 BSE-CMA 盲均衡算法和 T/4-FSE-CMA-DFE 盲均衡算法的实验结果进行对比。CDL 反向链路信号采用 OQPSK 调制, 速率为 200 Mbps, 码元个数  $L = 32000$ , 信噪比  $\text{SNR} = 15$  dB, 不同算法的实验参数见表 1。

表 1 实验参数

Tab. 1 Parameters of experiments

	BSE-CMA	T/4-FSE-CMA-DFE	T/4-FSE-DD-DFE
步长因子	$\mu = 0.001$	$\mu = 0.001$	$\mu = 0.001$
收敛半径	$R = 1/2$	$R = 1/2$	—
采样因子	$P = 1$	$P = 4$	$P = 4$
滤波器个数	$N = 80$	$N_f = 50, N_d = 32$	$N_f = 32, N_d = 32$

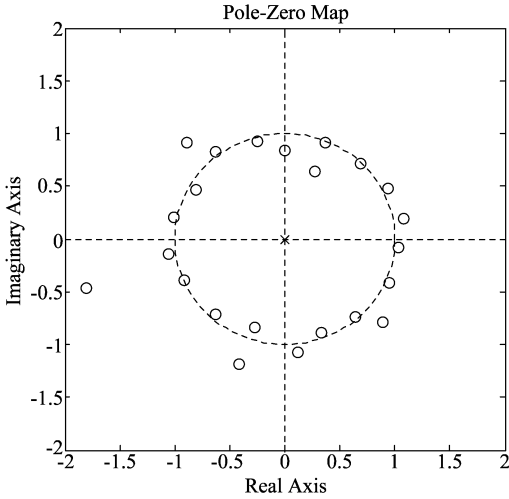
其中, BSE-CMA 算法滤波器和前向滤波器采用中心抽头初始化, 反馈滤波器采用全零抽头初始化。

实验信道:

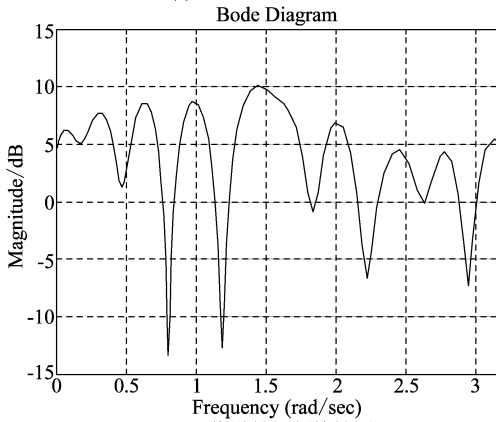
识条件; 此外, 信道变化比较剧烈, 属于深衰落信道。

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。图 5(a) 所示 CDL 发射信号的星座

图聚集在四个星座点上,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。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。

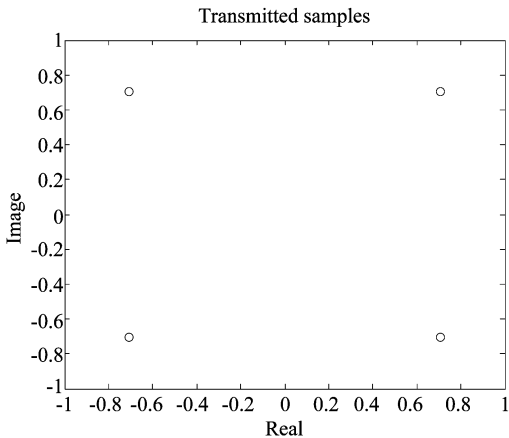


(a) 信道的零极点分布图

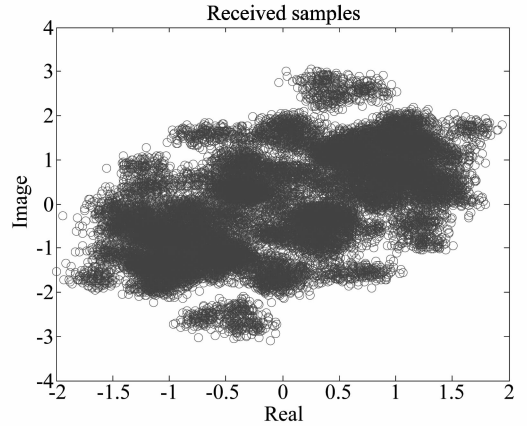


(b) 信道的幅频特性图

图4 信道零极点分布图及幅频特性图  
Fig.4 Pole-zero of the transfer function and amplitude-frequency characteristic



(a) 发射信号星座图

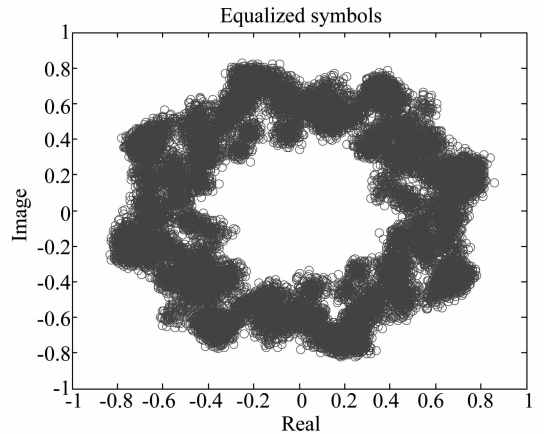


(b) 接收信号星座图

图5 发射信号及接收信号星座图  
Fig.5 Transmitter signal and receiver signal constellation

### 5.2 实验结果

实验采用同一接收信号,对分别采用 BSE-CMA、T/4-FSE-CMA-DFE 和 T/4-FSE-DD-DFE 三种盲均衡算法的均衡结果进行比较。由图6可以看出,使用传统的 BSE-CMA 和 T/4-FSE-CMA-DFE 盲均衡算法仅收敛到圆上,没有收敛到与发送信号相近的四点星座图上;而本文算法星座图紧凑,清晰可辨,恢复出四点星座图。此外,相对于波特间隔均衡器,本文采用的分数间隔均衡器以更短的抽头个数实现更好的均衡效果,也证明了本文盲均衡结构的优越性。综上所述,采用并行多信道判决引导盲均衡算法,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題。



(a) BSE-CMA

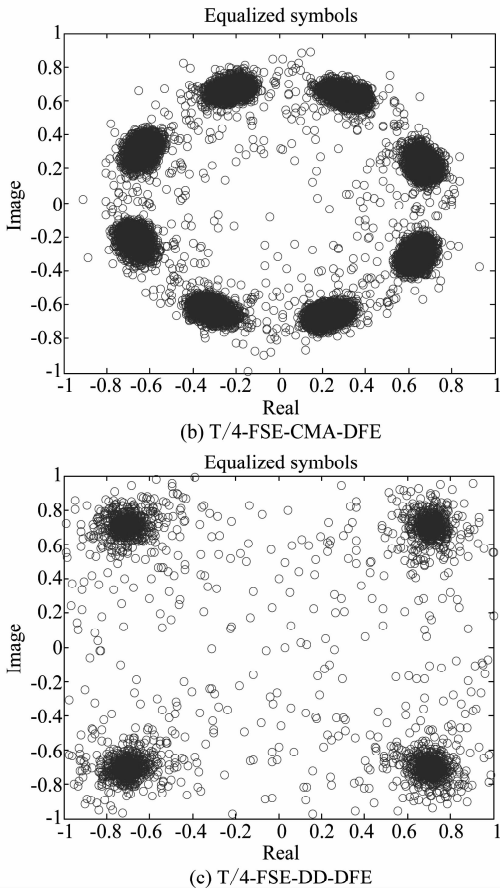


图 6 均衡后的信号星座图

Fig. 6 The signal constellation after equalization

### 5.3 算法性能分析

收敛速度、稳态误差、误码性能是衡量算法收敛性能的三个重要指标,为验证本文算法的收敛性能,将从这三个方面对三种盲均衡算法的性能进行对比。

图 7 为信噪比 SNR 为 15 dB 时三种盲均衡算法的收敛曲线。由实验结果可知,BSE-CMA 算法大约在  $1.3 \times 10^4$  代趋于稳定,T/4-FSE-CMA-DFE 和本文算法虽然收敛速度都较快,算法在  $2 \times 10^3$  代趋于稳定。并且本文算法稳态误差在  $10^{-6}$  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。

误码率也是衡量系统性能的重要指标。图 8 是三种算法在信噪比为 0 ~ 15 dB 时的误码率比较曲线。由 200 次蒙特卡罗实验结果可以看出,本文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 10 dB 时,本文算法误码性能显著提升,并在 15 dB 时接近  $10^{-4}$  数量级。新算法可以有效解决 CDL 反向链路高速解调时所产生的码间干扰问题。

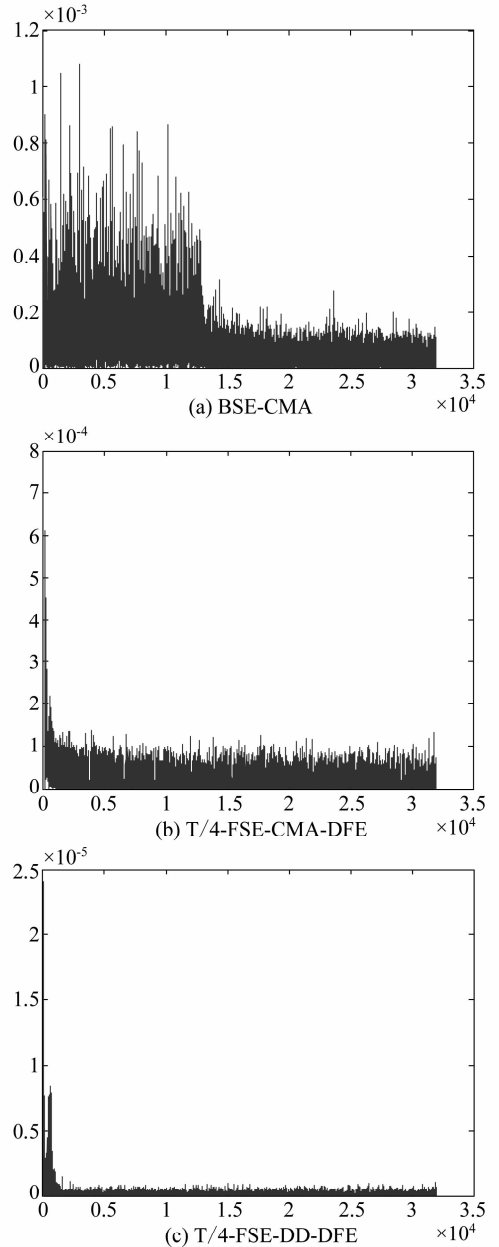


图 7 收敛曲线

Fig. 7 Convergence curve

### 5.4 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 算法的复杂度可以表示为  $(L-N)N$ ;T/4-FSE-CMA-DFE 算法的复杂度可以表示为  $(L-N_f/4)N_f+(L-N_f/4-N_d)N_d$ ;同理,T/4-FSE-DD-DFE 算法的复杂度约为  $(L-N_f/4)N_f+(L-N_f/4-N_d)(N_d-1)$ 。由实验设置可知,码元个数  $L$  在  $10^4$  数量级,各滤波器长度  $N, N_f$  和  $N_d$  在  $10^1$  数量级,考虑到  $10^4 \gg 10^1$ ,因此三种算法的复杂度相当。

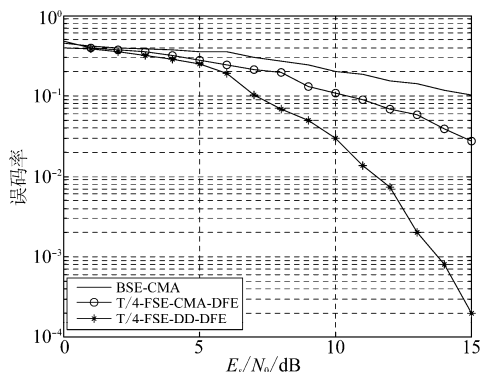


图8 三种算法误码率曲线

Fig. 8 The BER curve of three algorithms

## 6 结论

本文从非合作方的角度提出并行多信道判决引导盲均衡算法,有效地实现了 CDL 反向链路的盲均衡。针对 CDL 的技术特点,新算法将判决反馈滤波器、分数间隔均衡器、判决引导相结合,在不增加运算复杂度的同时克服了码间干扰,降低了滤波器抽头系数,解决了深衰落问题。实验结果表明,新算法在低误码率的基础上能更快地恢复出 CDL 反向链路星座图,达到实时盲均衡的目的。未来将通过优化前向滤波器、反馈滤波器系数以及步长因子等参数,进一步提升算法收敛性能。

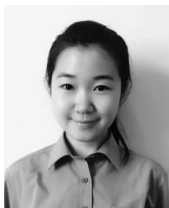
## 参考文献

- [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. (in Chinese)
- [3] 朱林,方胜良,杨正. 对通用数据链干扰效能评估及实验[J]. *火力与指挥控制*, 2014, 9(9): 72-75.  
Zhu L, Fang S L, Yang Z. Evaluation and simulation for efficiency of common data link in the presence of jamming[J]. *Fir Control and Command Control*, 2014, 9(9): 72-75. (in Chinese)
- [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 Technolo-

gy (ICACT), Pyeongchang, 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] 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.
- [8] 熊涛,崔鹏辉,江桦,等. 应用判决反馈的混合信号单通道盲分离算法[J]. *信号处理*, 2014, 30(12): 1523-1529.  
Xiong T, Cui P H, Jiang H, et al. Single channel blind separation of mixed signals applying decision feedback[J]. *Journal of Signal Processing*, 2014, 30(12): 1523-1529. (in Chinese)
- [9] 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.
- [10] Song H C. An overview of underwater time-reversal communication[J]. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 2015, DOI: 10.1109/JOE.2015.2461712.

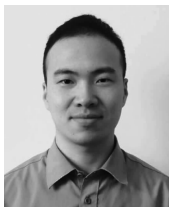
## 作者简介



崔琳女,1992年生,河南永城人,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技术。  
E-mail: cuilincgg@163.com



杨俊安男,1965年生,安徽合肥人,电子工程学院,教授,博士生导师,主要研究方向为信号处理、智能计算等。  
E-mail: yangjunan@ustc.edu



王伟男,1992年生,山西晋中人,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



刘辉男,1983年生,安徽阜阳人,电子工程学院,讲师,博士,主要研究方向为通信对抗、智能信息处理等。  
E-mail: liuhui983eei@163.com