

无线紫外光散射通信中的改进 CMA-FSE 盲均衡算法

赵太飞^{1,2}, 刘龙飞¹, 王晶¹, 杨黎洋¹

(1. 西安理工大学自动化与信息工程学院, 陕西 西安 710048;
2. 西南科技大学特殊环境机器人技术四川省重点实验室, 四川 绵阳 621010)

摘 要: 无线紫外光散射通信系统具有严重的码间干扰和信号衰减问题, 针对该问题, 提出了一种基于信噪比估计的改进常模分数间隔均衡器 (CMA-FSE) 算法。该算法将分数间隔均衡器 (FSE) 和常模算法 (CMA) 结合起来对无线紫外光信道进行盲均衡, 使用接收信号的均方值衡量输入信噪比来确定最佳迭代步长, 保证均衡算法快速收敛。仿真结果表明, 改进 CMA-FSE 算法能在各种信噪比下快速收敛, 并有效抑制码间干扰, 改善系统误码率性能。与现有算法相比, 改进算法信道跟踪和噪声抑制能力更强。

关键词: 紫外光散射通信; 码间干扰; 信道均衡; 信噪比估计

中图分类号: TN929.1

文献标识码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-436x.2019065

Improved CMA-FSE blind equalization algorithm for wireless ultraviolet communication

ZHAO Taifei^{1,2}, LIU Longfei¹, WANG Jing¹, YANG Liyang¹

1. Faculty of Automation and Information Engineering, Xi'an University of Technology, Xi'an 710048, China
2. Robot Technology Used for Special Environment Key Laboratory of Sichuan Province, Southwest University of Science and Technology, Mianyang 621010, China

Abstract: There are serious intersymbol interference (ISI) and signal attenuation in wireless ultraviolet communication system. Aiming at this problem, an improved constant modulus fractionally spaced equalizer (CMA-FSE) based on signal-to-noise (SNR) estimation was proposed. The algorithm combined the fractionally spaced equalizer (FSE) and constant modulus algorithm (CMA) for blind equalization of wireless ultraviolet channels. The input SNR was measured by the mean square value of the received signal, and it was used to determine the best iterative step to ensure the convergence of the equalization algorithm. Simulation results show that the improved CMA-FSE algorithm can converge rapidly under various SNR, and it can effectively suppress ISI and improve the BER performance of the system. Compared with the existing algorithms, the improved algorithm is more useful in channel tracking and noise suppression.

Key words: ultraviolet communication, intersymbol interference, channel equalization, signal-to-noise radio estimation

收稿日期: 2018-04-28; 修回日期: 2018-09-20

基金项目: 国家自然科学基金-中国民航局民航联合研究基金资助项目 (No.U1433110); 西安市碑林区科技计划基金资助项目 (No.GX1617); 陕西省教育厅科研计划基金资助项目 (No.17-JF024); 特殊环境机器人技术四川省重点实验室开放基金资助项目 (No.17kftk04)

Foundation Items: The Natural Science Foundation of China-Civil Aviation Administration of China Joint Research Fund (No.U1433110), Science and Technology Planning Program Funded by Beilin District of Xi'an (No.GX1617), Scientific Research Program Funded by Shaanxi Provincial Education Department (No.17-JF024), Fund of Robot Technology Used for Special Environment Key Laboratory of Sichuan Province (No.17kftk04)

1 引言

无线紫外光散射通信在一些复杂环境中有着独特的优势，在军事战场和部分民用场景中有着重要的应用价值，所以近年来得到了较为广泛的研究。无线紫外光散射通信最主要的特点是非直视通信，这使得紫外光散射通信具有不需要精确对准、能越过障碍物、隐秘性高等优点^[1]。非直视通信依靠大气中各种微型粒子对紫外光的强散射特性得以实现，然而，同样因为微型粒子对无线紫外光的强散射特性，脉冲信号会发生明显的展宽^[2]，因而会产生严重的码间干扰^[3]。并且紫外光信号在大气中的衰减十分严重，也容易受到各种天气的影响，所以无线紫外光散射通信到达接收端的信号功率较小，接收电路输出信号的信噪比普遍较低。为了提高无线紫外光散射通信系统的性能，采用合适的信道均衡技术减缓码间干扰的不良影响是十分必要的。

常用的信道均衡算法可以分为使用训练序列算法和盲均衡算法这2种。前者包括最小均方(LMS, least mean square)算法、递推最小二乘(RLS, recursive least square)算法、最大似然序列估计(MLSE, maximum likelihood sequence estimation)算法等；后者包括 Bussgang 类盲均衡算法、基于高阶或循环统计量算法等。LMS 和 RLS 都是以均方误差作为代价函数的信道均衡算法^[4]，LMS 算法计算简单但收敛较慢，RLS 算法收敛较快但因为矩阵计算较多，所以时延较大。MLSE 算法的原理是已知接收序列，确定发送序列使接收序列的条件概率密度最大，是一种最优均衡器^[5]。但 MLSE 算法的计算复杂，不满足通信信号的低时延要求。盲均衡器是指没有训练序列，只根据输入信号本身就可以产生与期望信号相近的输出。Bussgang 类盲均衡器是在均衡器输出端加一非线性变换计算出预期信号^[6]，但算法在小信噪比时不易收敛。另外，高阶统计量也可以用于信道均衡^[7]，但因为计算复杂、高阶统计量估计误差大等问题，在实际使用中的性能没有明显的优势。

分数间隔均衡器(FSE, fractionally spaced equalizer)等效于匹配滤波器后接波特间隔均衡器^[8]，所

$$E(\xi) = \begin{cases} 0, & \xi < \xi_{\min} \\ \frac{E_t c k_s \exp(-k_e r \xi)}{2\pi \Omega r^2} \int_{\eta_1(\xi)}^{\eta_2(\xi)} \frac{2g[\phi_2(\xi, \eta)] P(\theta_s)}{\xi^2 - \eta^2} d\eta, & \xi_{\min} < \xi < \xi_{\max} \\ 0, & \xi > \xi_{\max} \end{cases} \quad (1)$$

以在小信噪比下也有较好的均衡效果，但训练序列需要占用一定的带宽，会降低有效通信速率，这对于窄带宽的无线紫外光散射通信系统是不可忽视的。常模算法(CMA, constant modulus algorithm)是一种利用信号恒模特性的盲均衡算法^[9]，将其与 FSE 结合可得到 FSE 均衡器的盲实现方法，即 CMA-FSE 均衡器，既能在低信噪比(SNR, signal-to-noise ratio)时有较好的均衡效果，同时也不需要占用额外的带宽。CMA-FSE 均衡器在不同 SNR 时的最佳迭代步长不同，所以本文在对接收信号 SNR 进行估计的基础上提出了最佳步长计算方法，改进后的 CMA-FSE 均衡器能有效改善无线紫外光散射通信系统的可靠性和误码率性能。目前，紫外光散射通信系统以强度调制/直接检测为主，为方便研究分析，本文研究均基于二进制起闭键控(OOK, on-off keying)信号调制格式。

2 非直视无线紫外光散射信道模型

非直视无线紫外光散射通信中最终到达接收端的紫外光以单次散射为主^[10]，所以本文以单次散射链路模型作为研究对象，图1为单次散射链路模型。其中， θ_T 和 θ_R 分别为光束发散角和接收视场角， β_T 和 β_R 分别为发信机仰角和接收机仰角， r 为通信距离， V 为公共散射体积。从该模型可以看出，光子可以通过不同路径从发射端到达接收端，从而使得窄脉冲信号发生时延展宽^[11]。当通信速率较高时，该时延展宽会造成严重的码间干扰，影响通信性能。

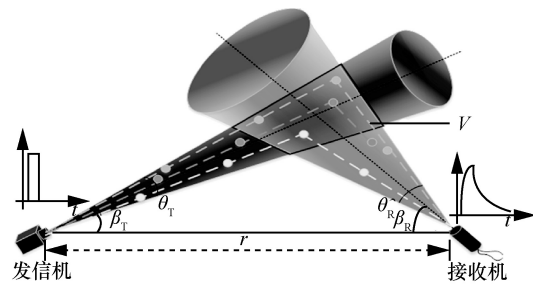


图1 非直视紫外光单次散射链路模型

将无线紫外光的单次散射链路分解为级联的2个直视链路^[10]，建立椭球坐标系，可以得到如式(1)所示的接收辐照度的表达式。

其中, E_l 为发出的脉冲能量, c 为光速, k_s 为大气散射系数, k_e 为衰减系数, ξ 为径向坐标, η 为角坐标, Ω 为发射立体角, θ_s 为散射角, $P(\theta)$ 为散射相函数, $g[\phi_2(\xi, \eta)]$ 与系统的几何参数有关。将 $\xi = \frac{ct}{r}$ 代入式(1), 则可以得到单位脉冲响应。

但该方法比较复杂, 不方便计算和分析, 文献[12]提出了采用伽马函数近似表示无线紫外光信道脉冲响应的方法, 信道脉冲响应为

$$h(t) = \frac{A\beta^{-\alpha}}{\Gamma(\alpha)} t^{\alpha-1} e^{-\frac{t}{\beta}} \quad (2)$$

其中, A 为常数; α 和 β 为模型参数, 其值可由实验或 Monte Carlo 数值仿真结果进行估计。

实际的无线紫外光散射通信系统中噪声分布情况比较复杂。系统接收端通常采用光电倍增管(PMT, photomultiplier tube)进行紫外光信号检测。PMT 在无光环境下仍会有微弱的电流输出, 经放大后会转换为噪声电压^[13]。文献[14]中实验测量表明暗电流噪声和热噪声频谱近似为白噪声。另外, 无线紫外光散射通信一般采用“日盲”波段^[15], 地面附近背景噪声很小。以上分析表明无线紫外光散射通信系统的噪声分布以白噪声为主, 所以本文用高斯白噪声作为接收信号中的噪声模型。接收信号的离散表达形式为

$$r_n = \sum_{k=1}^L h_k s_{n-k} + \omega_n \quad (3)$$

其中, s_n 为原始码元序列, h_k 为信道脉冲响应系数, ω_n 为噪声, L 为信道长度。根据式(3)可知, 每个码元都会受到至少 L 个相邻码元的影响。并且由于存在各种噪声, 当衰减严重时, 电路的输出信噪比会很小。

3 改进的 CMA-FSE 盲均衡算法

3.1 分数间隔均衡器

以码元周期为采样间隔的均衡器称为波特间隔均衡器, 由于抽样频率 $\frac{1}{T}$ 小于 Nyquist 采样速率 $\frac{2}{T}$, 因此输入信号会发生频谱混叠, 均衡器输出信号会严重失真。FSE 采用大于或等于 Nyquist 速率的采样速率, 降低了信号失真, 能有效抑制噪声。FSE 算法的基本过程为: 首先对信道输出的经过模/数转换后的信号进行以 $\frac{T}{m}$ ($m > 1$, T 为码元间隔) 为采

样周期的分数间隔采样, 该采样为下采样过程; 然后使采样序列通过信道均衡器, 并再次经过下采样得到波特间隔的输出序列。以 $\frac{T}{2}$ 间隔 FSE 为例, 其原理框架如图 2 所示。

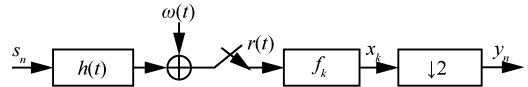


图 2 $\frac{T}{2}$ 间隔分数间隔均衡器原理框架

图 2 中 f_k 为均衡器系数, x_k 为分数间隔的均衡器输出序列, y_n 为下采样后的输出序列, n 为波特间隔, k 为分数间隔。假设均衡器长度为 $2N$, 则 x_k 的表达式为

$$x_k = \sum_{i=0}^{2N-1} f_i r\left(\left(k-i\right)\frac{T}{2}\right) \quad (4)$$

假设均衡器长度为 $2N$, 则 x_k 的表达式为以 2 为抽取因子对 x_k 进行抽样, 最终均衡器输出序列可表示为

$$y_n = \sum_{i=0}^{2N-1} \left[f_{2i} r\left(\left(n-i\right)T + \frac{T}{2}\right) + f_{2i+1} r\left(\left(n-i\right)T\right) \right] \quad (5)$$

可以证明, FSE 可等效为波特间隔采样的多信道系统模型, 由于是波特间隔采样, 因此更易于进行自适应实现。图 3 为 $\frac{T}{2}$ 间隔 FSE 的等效自适应多信道系统模型, 均衡器系数更新采用方便计算的 LMS 算法。图 3 中 even 表示偶序列, odd 表示奇序列, d_n 表示训练序列期望值。

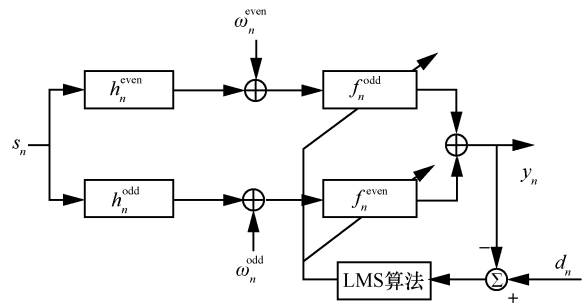


图 3 $\frac{T}{2}$ 间隔 FSE 的等效自适应多信道系统模型

3.2 改进 CMA-FSE 算法

数字调制通信具有恒模特性, 即信号包络是基本固定的, CMA 是一种基于恒模特性的 LMS 算法。代价函数定义为

$$J(\mathbf{f}_n) = E \left\{ \left| \mathbf{f}_n^H \mathbf{x}_n \right|^p - |\gamma|^p \right|^q \} \quad (6)$$

其中, $\mathbf{f}^H(n)$ 为 LMS 算法中的权系数向量, $\mathbf{x}(n)$ 为接收信号向量, γ 为恒定包络所决定的幅值, p, q 等于 1 或 2。若令 $\gamma=1, p=1, q=2$, 则 LMS 算法中的期望信号预测值 \hat{s}_n 可由式(7)得到。

$$\hat{s}_n = \frac{y_n}{|y_n|} \quad (7)$$

式(7)可以提取接收信号中的常模信号, 但只适用于零均值的双极性编码。由于无线紫外光散射通信系统的特点, 接收信号只能是单极性信号, 因此在采用 CMA 均衡时, 需要用接收信号减去均值, 进行双极化处理。在 CMA-FSE 均衡算法中, 以 FSE 均衡器代替 CMA 中的 LMS 均衡器, FSE 中的期望信号同样可由式(7)给出。

CMA-FSE 算法的均衡效果主要通过收敛速度和输出信号的稳态均方误差来衡量。选取的迭代步长越大, 收敛速度越快, 但稳态均方误差较大; 迭代步长越小, 则情况相反, 因此可以采用变步长算法, 好处在于误差较大时采用较大的步长快速收敛, 误差较小时采用小步长精确搜索极小值。另外, 接收到的光信号功率会受到天气、环境、收发端相对运动等因素的影响而发生变化, 所以有用信号的功率会发生变化, 进而使得 SNR 发生变化。由于盲均衡算法在 SNR 较小时由式(7)给出的期望信号错误概率较大, 大的迭代步长会使 CMA-FSE 算法变得极易发散。若采用小迭代步长, 当 SNR 较高时, 收敛速度无法达到最优值。而无线紫外光散射信号易受环境变化的影响, 信噪比会经常发生变化, 所以为了提高算法对各种信道情况的适应性, 可以结合信号 SNR 与变步长算法, 给出最佳迭代步长的计算方法。

在无先验知识的情况下, 信号的实际 SNR 很难估计, 这里可以用接收信号功率与噪声功率的比值衡量实际 SNR。通过对无线紫外光散射通信系统的噪声分析, 式(3)表明接收信号噪声是以 PMT 暗电流噪声、接收电路热噪声和背景噪声为主的加性噪声。地面附近的日盲段紫外光背景噪声很小, 所以噪声功率主要由接收设备决定, 可以近似认为是固定值, 因此直接使用接收信号的平均功率描述信噪比的大小是合理的, 在计算中以接收信号观测序列的均方值 $E\{r_n^2\}$ 表示平均功

率。综上分析, CMA-FSE 算法中的迭代步长可以由式(8)计算得到。

$$\mu_n = A(1 - \exp(-B_0 \varepsilon_n^2)) \quad (8)$$

其中, 有

$$A = A_0 \lg(E\{r_n^2\}) \quad (9)$$

$$\varepsilon_n = \hat{s}_n - y_n \quad (10)$$

其中, A_0 和 B_0 为尺度因子, 取值与接收信号的幅度有关, 幅度越大则最佳的 A_0 值越小, 最佳的 B_0 值也越小, 若对接收信号幅度进行归一化处理, A_0 取值在 0.01 左右, B_0 取值在 7 左右。 ε_k 为观测信号与非线性变换得到的期望信号的误差。式(8)中的指数项使得误差和步长对应起来, 且式(9)以接收信号均方值取对数来限定步长尺度, 把步长限定在合适的范围内, 保证算法能快速收敛。 $\frac{T}{m}$ 采样间隔的多信道自适应改进 CMA-FSE 算法原理框架如图 4 所示。其中, 均衡器权值系数向量更新方法为

$$\mathbf{f}_n^j = \mathbf{f}_{n-1}^j + \mu_n \mathbf{r}_n^j \varepsilon_n \quad (11)$$

其中, $j=1, 2, \dots, m$, $\mu(n)$ 可以由式(8)得到, $\mathbf{r}_n^j = (r_n^j, r_{n-1}^j, \dots, r_{n-N+1}^j)$, ε_n 可以由式(10)得到, N 为均衡器抽头个数。

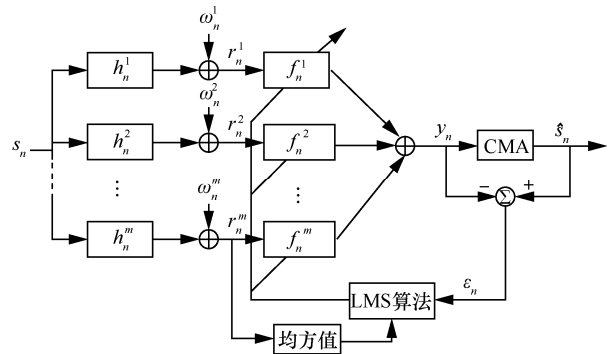


图 4 $\frac{T}{m}$ 间隔的等效多信道改进 CMA-FSE 算法框架

4 算法性能仿真分析

本节使用数值仿真的方法对改进 CMA-FSE 算法进行性能验证和分析。为了便于对比均衡算法的性能, 本文调制方式均采用 OOK 调制。无线紫外光散射通信信道参数如表 1 所示。表 1 中的信道参数仅用于计算归一化信道脉冲响应 h , 路径损耗在仿真中将以给定信噪比的形式体现。

表 1 无线紫外光散射通信系统参数

参数名称	参数值
光束发散角 θ_t	30°
接收视场角 θ_r	60°
发信机仰角 β_t	60°
接收机仰角 β_r	60°
数据速率 R_b /(Mbit·s ⁻¹)	1
通信距离 r /m	200

4.1 各均衡算法的对比分析

从收敛速度和误码率这两个方面横向对比 LMS 算法、RLS 算法、CMA-LMS 算法和改进后的 $\frac{T}{4}$ 间隔 CMA-FSE 算法，并对各算法的综合性能进行分析，结果分别如图 5 和图 6 所示，图 6 还与未均衡时的误码率进行了对比。

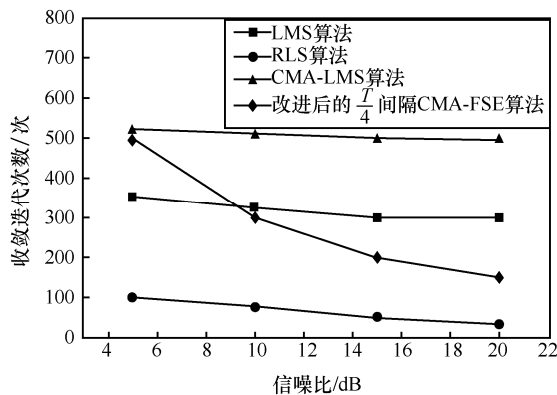


图 5 各算法收敛速度对比

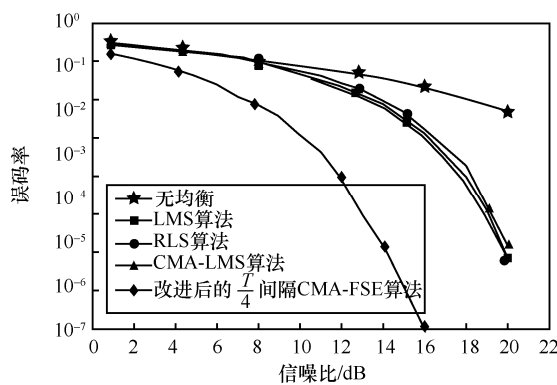


图 6 各算法误码率对比

LMS、RLS 和 CMA-LMS 这 3 种算法都是固定步长的，从图 5 可以看出，它们在给定步长时的收敛速度随信噪比变化不大，RLS 算法收敛速度最快，LMS 算法次之，CMA-LMS 算法最慢。这是因为 CMA-LMS 算法是盲均衡算法，收敛初始阶段期

望信号误差较大，需要多次迭代才能收敛。虽然 RLS 算法收敛很快，但 RLS 算法是基于训练序列的算法，且由于矩阵运算较多，算法时延较大。这 3 种算法在小信噪比时虽然也能收敛，但稳态均方误差都较大。而改进 CMA-FSE 算法随着信噪比增大，收敛迭代次数快速减小，能够有效跟踪信噪比变化，使算法在收敛速度和稳态均方误差之间达到良好的权衡。

从图 6 可以看出，LMS 算法、RLS 算法和 CMA-LMS 算法这 3 种算法都能降低误码率，但当信噪比小于 10 dB 时，几乎没有任何作用。这 3 种算法的误码率曲线近乎重合，说明与基于训练序列的均衡算法相比，CMA-LMS 盲均衡算法在无线紫外光散射通信系统中的性能并不会下降过多。而改进后的 $\frac{T}{4}$ 间隔 CMA-FSE 算法的误码

率曲线性能最好，不仅在同信噪比时的误码率最低，且在 1~10 dB 的小信噪比下误码率也能降低 1~2 个数量级。

在计算复杂度方面，由于乘法计算最为消耗时间，因此可以用乘法计算次数衡量算法复杂度。LMS 每次迭代过程需要 $2N$ 次乘法计算， N 为均衡器抽头个数，所以当输入序列长度为 M 时，算法的复杂度为 $2NM$ 。RLS 算法的矩阵运算较多，每次迭代过程需要 $6N$ 次乘法计算，因此算法的复杂度为 $6NM$ 。因为 $\frac{T}{m}$ 间隔 CMA-FSE 算法可等效为 m 个并

行信道模型，所以它的计算复杂度是 LMS 算法的 m 倍，即复杂度为 mNM ，改进算法的复杂度与之相同。一般情况下， m 较小（即 $1 < m \leq 4$ ）时就有较好的均衡效果，所以总体上改进后的 $\frac{T}{4}$ 间隔

CMA-FSE 算法的计算复杂度高于 LMS 算法，接近 RLS 算法。

4.2 改进 CMA-FSE 算法性能分析

首先验证当接收信号信噪比发生变化时算法的收敛情况，并对改进前后的算法进行对比分析，图 7 和图 8 为对比的结果。

对于改进前的 CMA-FSE 算法，从图 7(a)可知，当步长尺度因子较大时，均方误差可以在迭代 300 次左右时就快速收敛，但在信噪比减小到 7 dB 时算法发散。图 7(b)表明，当步长尺度因子较小时，虽然在小信噪比时也能收敛，但信噪比为 20 dB

时的收敛过程明显变慢，在迭代 1 200 多次时才趋于稳态。

从图 8 可以看出，改进算法不仅在大信噪比时收敛快，并且在小信噪比时也可以稳定地工作。另外还可以看出，算法处于稳态时的均方误差与信噪比有关，信噪比越小，稳态均方误差越大，且稳态均方误差的方差也更大。

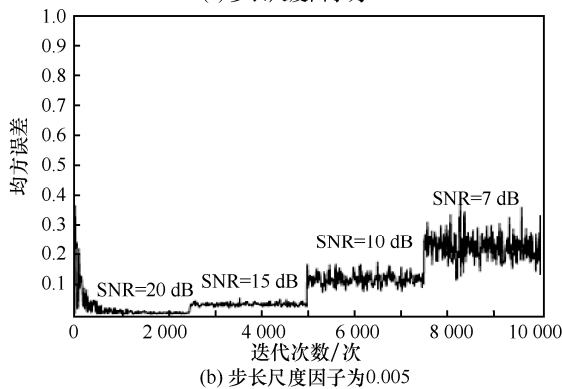
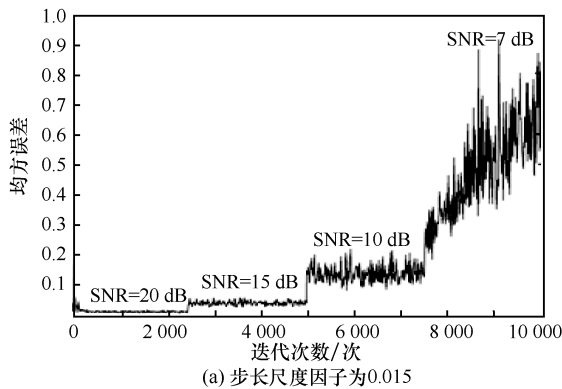


图 7 未改进 CMA-FSE 误差收敛曲线

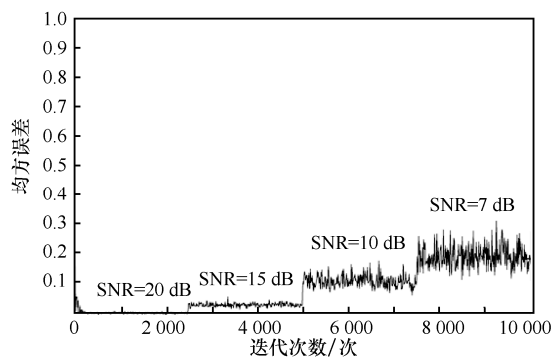


图 8 改进后 CMA-FSE 误差收敛曲线

接下来，分析改进算法对信道变化的跟踪性能，表 1 中光束发散角和接收视场角不变，收发仰角由 45° 切换到 60° ，通信距离由 100 m 切换到 200 m，同时信噪比由 10 dB 切换到 15 dB，结果如图 9 所示。

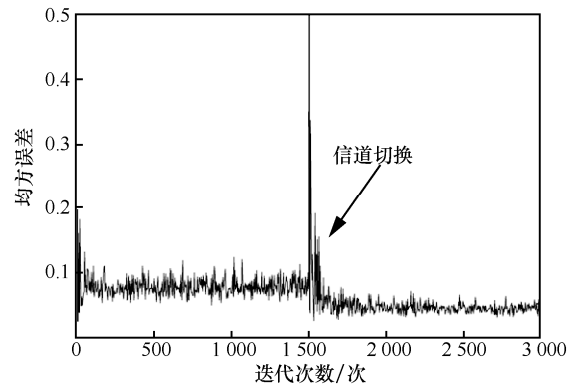


图 9 改进 CMA-FSE 信道跟踪曲线

图 9 表明，改进 CMA-FSE 算法能快速跟踪信道的变化，当信道发生改变时，在不到 500 次的迭代后就能使均方误差收敛。虽然切换后的信道码间干扰更为严重，但最终的稳态均方误差却小于切换前的，这说明接收信号的信噪比对均衡器稳态误差的影响更大。

图 10 对采样间隔为 $\frac{T}{2}$ 、 $\frac{T}{3}$ 和 $\frac{T}{4}$ 时的改进 CMA-FSE 算法进行了分析，并与未均衡时的误码率进行了对比。

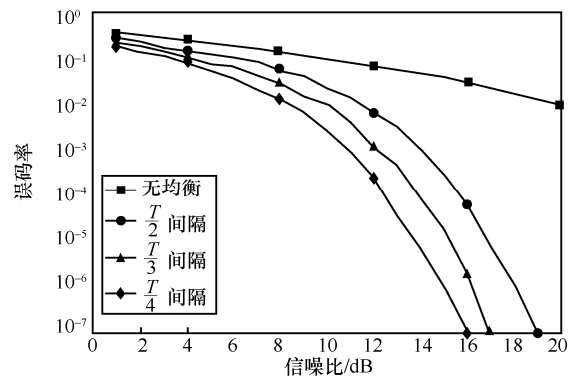


图 10 改进 CMA-FSE 算法误码率曲线

图 10 表明，改进 CMA-FSE 算法能起到良好的均衡效果，在相同的信噪比下，采样间隔越小，误码率越低。这是因为 FSE 可以等效为匹配滤波器后接线性均衡器的系统，所以对于噪声有较好的抑制作用，且采样间隔越小，采样点越多，抑制作用越明显。

5 结束语

无线紫外光散射通信系统中的码间干扰严重，如果不采用有效的信道均衡算法，则会极大地限制通信带宽。本文采用了分数间隔均衡器对信道进行

均衡, 并利用信号的恒模特性使用 CMA 对分数间隔均衡器进行了盲实现。由于 CMA-FSE 算法的敛散性对接收信号的信噪比敏感, 因此在步长计算公式中引入信噪比来保证算法收敛。在盲均衡算法中信噪比很难直接估计, 在合理假设噪声功率为恒定值的情况下, 以接收信号的均方值衡量信噪比的大小。仿真结果表明, 改进 CMA-FSE 均衡算法能有效地改善输出信号误码率性能, 并快速跟随信道变化和信噪比变化, 在小信噪比下也有良好的均衡效果, 可以提升无线紫外光散射通信系统的性能。

参考文献:

- [1] 陈薛刚, 占光. 紫外光散射通信的军事应用研究[J]. 国防科技, 2010, 31(3): 24-27.
CHEN X G, ZHAN G. A study of communication theory and its military application[J]. Nation Defense Science and Technology, 2010, 31(3): 24-27.
- [2] LIAO L, DROST R J, LI Z, et al. Long-distance non-line-of-sight ultraviolet communication channel analysis: experimentation and modelling[J]. IET Optoelectronics, 2015, 9(5): 223-231.
- [3] WANG L, HE Q, XU Z, et al. Performance of non-line-of-sight ultraviolet communication receiver in ISI channel[J]. Proceedings of SPIE-The International Society for Optical Engineering, 2010, 7814(6): 781409-7.
- [4] ZHANG S, ZHANG J, SO H C. Mean square deviation analysis of LMS and NLMS algorithms with white reference inputs[J]. Signal Processing, 2017, 131: 20-26.
- [5] AGAZZI O E, HUEDA M R, CARRER H S, et al. Maximum-likelihood sequence estimation in dispersive optical channels[J]. Journal of Lightwave Technology, 2005, 23(2): 749-763.
- [6] SCARANO G, PETRONI A, BIAGI M, et al. Second order statistics driven LMS blind fractionally spaced channel equalization[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2017, PP(99): 1.
- [7] HATZINAKOS D, NIKIAS C L. Blind equalization using a tricepstrum-based algorithm[J]. IEEE Transactions on Communications, 1991, 39 (5): 669-682.
- [8] 张贤达, 保铮. 通信信号处理[M]. 北京: 国防工业出版社, 2000.
ZHANG X D, BAO Z. Signal processing for communications[M]. Beijing: National Defence Industrial Press, 2000.
- [9] JOHANNISSON P, SJÖDIN M, KARLSSON M, et al. Modified constant modulus algorithm for polarization-switched QPSK[J]. Optics Express, 2011, 19(8): 7734-7741.
- [10] LUETTGEN M R, REILLY D M, SHAPIRO J H. Non-line-of-sight single-scatter propagation model[J]. Journal of the Optical Society of America A, 1991, 8(12): 1964-1972.
- [11] QIN H, ZUO Y, LI F, et al. Analytical link bandwidth model based square array reception for non-line-of-sight ultraviolet communication[J]. Optics Express, 2017, 25(19): 22693-22703.
- [12] DING H, CHEN G, MAJUMDAR A K, et al. Modeling of non-line-of-sight ultraviolet scattering channels for communication[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2009, 27(9): 1535-1544.
- [13] XU Z, CHEN G, ABOUGALALA F. Experimental performance evaluation of non-line-of-sight ultraviolet communication systems[J]. Colloids & Surfaces A Physicochemical & Engineering Aspects, 2008, 6709(s2-3): 161-173.
- [14] 徐浩然, 左勇, 张文博, 等. 紫外光散射通信系统的噪声研究[J]. 光散射通信研究, 2013, 39(2): 65-69.
XU H R, ZUO Y, ZHANG W B, et al. Research on noise in ultraviolet communication systems[J]. Study on Optical Communications, 2013, 39(2): 65-69.
- [15] 赵太飞, 余叙叙, 包鹤, 等. 无线日盲紫外光测距定位方法[J]. 光学精密工程, 2017, 25(9): 23-24.
ZHAO T F, YU X X, BAO H, et al. Ranging and positioning method using wireless solar blind ultraviolet[J]. Optics and Precision Engineering, 2017, 25(9): 23-24.

[作者简介]



赵太飞(1978—), 男, 河南浚县人, 博士, 西安理工大学教授, 主要研究方向为紫外光散射通信技术、路由技术、网络抗毁性技术、物联网技术等。



刘龙飞(1994—), 男, 陕西宝鸡人, 西安理工大学硕士生, 主要研究方向为无线紫外光散射通信中的码间干扰抑制。

王晶(1993—), 女, 陕西宝鸡人, 西安理工大学硕士生, 主要研究方向为无线紫外光散射通信中的信道特性。

杨黎洋(1991—), 男, 河南平舆人, 西安理工大学硕士生, 主要研究方向为无线紫外光散射通信中的微弱信号检测。