

doi:10.13756/j.gtxyj.2016.03.021

无线通信技术

基于 LMS 算法的可见光通信自适应均衡技术

陈兰霞, 王 辉

(南京工业大学 计算机科学与技术学院, 南京 211816)

摘要: 为降低可见光通信系统的误码率, 提高系统的传输特性, 研究了可见光通信系统的信道均衡技术。建立了室内可见光通信系统的信道模型, 阐述了信道的直射冲激响应和反射冲激响应。针对多径效应导致的码间串扰问题, 采用一种改进的 LMS(最小均方)算法对信道进行补偿。实验结果显示: 采用改进的 LMS 算法后, 收敛速度更快, 在系统趋于稳定时, 误码率明显降低。均衡器对时变信道跟踪效果更好, 系统稳态误差相对减小。

关键词: 可见光通信; 最小均方算法; 码间串扰; 自适应均衡

中图分类号: TN929.1 **文献标志码:** A **文章编号:** 1005-8788(2016)03-0065-04

Adaptive Equalization Technique Based on LMS Algorithm for VLC

CHEN Lan-xia, WANG Hui

(College of Computer Science & Technology, Nanjing TECH University, Nanjing 211816, China)

Abstract: In order to reduce the bit error rate and improve the transmission performance of the Visible Light Communication (VLC) system, the channel equalization technology is studied in this paper. The channel model of the indoor VLC system is established. The direct impulse response and reflected impulse response of the channel are also analyzed. A new variable-step-size Least Mean Square (LMS) algorithm is used to compensate the Inter-Symbol Interference (ISI) induced by multi-path effects. The experimental results show that the proposed LMS algorithm has faster convergence rate, which can achieve lower bit error rate when the system is stabilized. The adaptive equalizer has a better tracking performance on time-varying channel and system steady-state error is also reduced.

Key words: VLC; LMS algorithm; ISI; adaptive equalization

0 引 言

VLC(可见光通信)技术集合了照明和通信两大用途, 在照明的同时可以实现数据传输, 是一种绿色环保的新型技术^[1]。在室内 VLC 系统中, 信号经过不同的路径到达接收端, 多径效应会导致 ISI(码间串扰)。为了有效地降低 ISI 引起的 BER(误码率), 提高通信系统的传输特性, 可以在接收端使用均衡器对信道的传输特性进行补偿^[2]。

目前, 针对无线通信中的均衡技术研究较多^[3]。本文借鉴红外通信领域中对信道均衡的研究方法, 采用一种改进的变步长 LMS(最小均方)算法对室内 VLC 系统的信道进行均衡补偿。

1 信道分析

1.1 信道模型

VLC 系统的信道模型如下^[4]:

$$y(t) = x(t) \otimes h(t) + n(t) \quad t \geq 0, \quad (1)$$

式中, $y(t)$ 为接收端接收到的信号功率; $x(t)$ 为发射机发射的信号功率; $h(t)$ 为 VLC 系统中的信道冲激响应; $n(t)$ 为加性高斯白噪声。

k 时刻的采样信号为

$$y_k = \sum_{n=0}^L x_n h_{k-n} + n_k, \quad (2)$$

式中, L 为信道抽头长度。

假设接收端均衡器的冲激响应为 $h_{eq}(t)$, 则经过均衡器补偿后的信号 $\hat{d}_k$ 为

$$\begin{aligned} \hat{d}_k &= y(t) \otimes h_{eq}(t) = \\ & (x(t) \otimes h(t) + n(t)) \otimes h_{eq}(t). \end{aligned} \quad (3)$$

不考虑噪声的干扰, 要使接收端输出的信号功率与发射端发射的信号功率相等, 则有

$$h(t) \otimes h_{eq}(t) = 1. \quad (4)$$

图 1 所示为 VLC 系统的信道模型及均衡器。图中, x_k 为发射信号, n_k 为信道的高斯白噪声, y_k 为均衡器输入信号, $\hat{d}_k$ 为均衡器输出信号, e_k 为期望信号 d_k 与 $\hat{d}_k$ 的差值。自适应均衡器的作用就是根据时变信道 e_k 的变化更新滤波器的抽头系数。

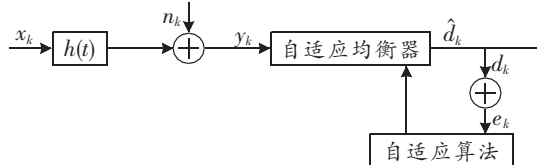


图 1 VLC 系统信道模型及均衡器

1.2 信道冲激响应

对于固定的光源 P 和接收端 Q , 信道的冲激响应为

$$h(t; P, Q) = \sum_k h^{(k)}(t; P, Q) \quad , \quad (5)$$

式中, $h^{(k)}$ 为 LED(发光二极管) 发射的信号经过 k 次反射后到达接收端的信道冲激响应。 $h^{(0)}(t; P, Q)$ 表示 LED 发射的信号经过 0 次反射到达接收端的冲激响应, 也称为直射链路的冲激响应。

$$h^{(0)}(t; P, Q) = \frac{(n+1)}{2\pi} \cos^n(\alpha) d\Omega \cdot \text{rect}\left(\frac{\beta}{FOV}\right) \delta\left(t - \frac{d}{c}\right) \quad , \quad (6)$$

$$\text{rect}(x) = \begin{cases} 1 & |x| \leq 1 \\ 0 & |x| > 1 \end{cases} \quad , \quad (7)$$

$$d\Omega \approx \cos(\beta) S_Q / d^2 \quad , \quad (8)$$

式中, α 为 LED 发射光线与光源轴(法向) 的夹角; β 为接收端入射角; LED 光源特性满足朗伯辐射模型, 因此 $n=1$; FOV 为视场角; d 为接收端与 LED 光源发射端的距离; c 为光速。

依据参考文献[5], 使用网格法把信号传输过程中遇到的反射面分割成一个一个微小的反射面。假设每个反射面的面积为 ΔS , 则可以在面积为 dS 的反射面上建立模型。信号的一次反射冲激响应为

$$h^{(1)}(t; P, Q) = \sum_{a=1}^M h^{(0)}(t; P, \zeta_a) \otimes h^{(0)}(t; P, Q) = \frac{n+1}{2\pi} \sum_{a=1}^M \frac{\mu_a \cos^n(\alpha) \cos(\beta)}{d^2} \text{rect}\left(\frac{2\beta}{\pi}\right) \cdot h^{(0)}\left(t - \frac{d}{c}; \{s, \hat{n}, 1\}, Q\right) \Delta S \quad , \quad (9)$$

式中, $h^{(0)}(t; P, \zeta_a)$ 为信号经过一次反射后第 a 个微反射面上的冲激响应; M 为反射面数量; μ_a 为第 a 个微反射面上的反射率; s 为微反射面位置向量, $\hat{n}$ 为微反射面的单位法向量。

随着反射次数的增加, 信号到达接收端时强度变弱。本文只考虑信号经过一次反射到达接收端的情况。于是, 信道冲激响应为

$$h(t; P, Q) \approx h^{(0)}(t; P, Q) + h^{(1)}(t; P, Q) \quad . \quad (10)$$

2 判决反馈均衡

DEF(判决反馈均衡) 的含义就是当前一个时刻的信号被检测到后, 由信道传输的非理想特性而引起的 ISI 可以被减弱。判决反馈均衡器由 FFF (前置反馈滤波器) 和 FBF (后置反馈滤波器) 组成^[6]。FBF 的抽头系数由前一时刻检测到的均衡器输出

信号决定, 可以实时调整更新, 以减弱下一个时刻信号传输过程中的 ISI。FFF 有 $N_{FF} + 1$ 个抽头, FBF 有 N_{FB} 个抽头, 自适应均衡器的输出信号可表示为

$$\hat{d}_k = \sum_{n=0}^{N_{FF}} c_n^* y_{k-n} + \sum_{i=1}^{N_{FB}} F_i^* d_{k-i} \quad , \quad (11)$$

式中, c_n^* 和 F_i^* 分别为 FFF 和 FBF 的抽头系数; y_{k-n} 为当前时刻均衡器的输入信号; d_{k-i} 为前一时刻均衡器反馈的输出信号; N_{FF} 和 N_{FB} 分别为前置、后置滤波器的抽头数。

3 LMS 算法

3.1 LMS 算法

假设 $\mathbf{y}_k = [y_k, y_{k-1}, y_{k-2}, \dots, y_{k-N}]^T$ 为均衡器的输入信号向量, $\mathbf{w}_k = [\omega_{0k}, \omega_{1k}, \omega_{2k}, \dots, \omega_{Nk}]^T$ 为均衡器抽头权系数向量。如果均衡器的期望输出信号已知, 则误差信号 e_k 为

$$e_k = d_k - \hat{d}_k \quad . \quad (12)$$

LMS 算法是最简单的均衡算法, 假设变量 n 为迭代序列, 则 LMS 算法的迭代过程可以表示为^[7]

$$\hat{d}_k(n) = \mathbf{w}_N^T(n) \mathbf{y}_N(n) \quad , \quad (13)$$

$$e_k(n) = d_k(n) - \hat{d}_k(n) \quad , \quad (14)$$

$$\mathbf{w}_N(n+1) = \mathbf{w}_N(n) + \lambda e_k^*(n) \mathbf{y}_N(n) \quad , \quad (15)$$

式中, N 为滤波器的阶数; λ 为控制算法收敛速度和稳定性的步长因子。

λ 为常数, 当 λ 取值较大时, 算法的收敛速度会很快, 对时变信道的跟踪能力比较强。但在系统趋于稳定时的稳态误差比较大, 即自适应均衡器对由信道传输的非理想特性引起的 ISI 的减弱作用较小, BER 较高。当 λ 取值较小时, 虽然系统的稳态误差会相应减小, BER 会降低, 但是系统的收敛速度会变慢, 对时变信道的跟踪能力也会变弱。在室内 VLC 系统中, 针对这个问题, 本文提出一种步长因子 λ 随误差信号 $e(n)$ 不断实时更新改变的 LMS 算法。

3.2 改进的 LMS 算法

为了使算法收敛速度较快时系统的稳态误差不会太大, BER 也不会太高, 可以在算法的初始阶段取比较大的步长因子 λ 值, 这样系统能够尽快地达到稳定; 在系统趋于稳定后再改变 λ , 即将 λ 的取值变小, 这时系统的稳态误差会变小, BER 会降低^[8]。 λ 与 $e(n)$ 的关系如下:

$$\lambda(n) = \beta \left[\sin\left(\alpha e^2(n) - \frac{\pi}{2}\right) + 1 \right] \quad , \quad (16)$$

式中, α 决定误差靠近 0 时, 步长的大小; β 控制步长随误差的变化速度, 影响算法的收敛速率。从上式

中可以看出, λ 与 β 成正比例关系。经过多次仿真实验, 本文选取 $\beta=0.7, \alpha=0.5$ 。

4 仿真结果与分析

针对 VLC 系统信道模型, 假设房间的长、宽和高分别为 5、5 和 3 m。室内 VLC 系统包括 4 个 LED 光源发射机, 每个发射机处有 60×60 个 LED, 相邻 LED 之间的距离为 2 cm。4 个发射机分别放置

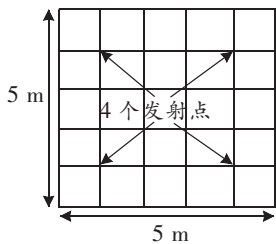


图2 天花板上4个发射机的位置

置在天花板的(1,1,3)、(1,4,3)、(4,1,3)和(4,4,3)处, 如图2所示。本文的所有实验仿真结果都是基于坐标为(0.4,2.0,0.85)的接收端获得的; 仿真环境参见文献[6], 具体的仿真参数如表1所示。

表1 VLC系统仿真参数

仿真参数	仿真值
LED 发光功率/mW	20
接收机相对地板的高度/m	0.85
发射功率半角/°	60
墙的反射	0.7
背景光电流/ μ A	5 100
探测器接收面积/ m^2	10^{-4}
接收机的反应度/A/W	1
调制指数	0.2

从 BER、MSE(均方误差)和收敛速度 3 个方面分析比较两种算法。设置 FFF 的阶数为 5, FBF 的阶数为 3; 数据传输速率为 5 00 Mbit/s。未改进的 LMS 算法的固定步长因子 λ 为 0.02。

图 3 所示为仿真得到的算法改进前后 SNR(信噪比)与 BER 的关系曲线。设置训练序列的长度为 5 000。图中显示, 数据传输速率为 500 Mbit/s 时, 如果选择 λ 为 0.02 的 LMS 算法对信道进行均衡, 则系统 BER 明显比较高, 而且 BER 下降缓慢, 通信

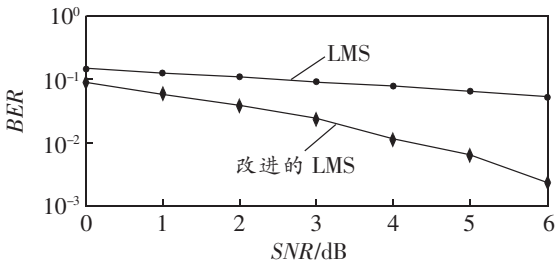


图3 算法改进前后 SNR 与 BER 的关系曲线

质量并没有明显地提高。如果采用改进后的 LMS 算法对信道进行均衡, 则在相同的数据传输速率下, 系统 BER 明显降低, 且随着 SNR 的增加, BER 下降速率变快。SNR 为 6 dB 时, BER 降到了 0.001 左右。而采用固定步长的 LMS 算法, SNR 为 6 dB 时, BER 约为 0.1。

图 4 所示为仿真得到的算法改进前后 MSE 与训练序列长度的关系曲线, 数据取 2 000 次试验结果的平均值。图中显示, 采用改进后的 LMS 算法对信道进行补偿时, 系统的收敛速度更快, MSE 更小, 自适应均衡器对时变信道的跟踪能力更强, 系统的稳态误差更小, 系统趋于稳定后稳态误差相比改进前降低约 0.1。

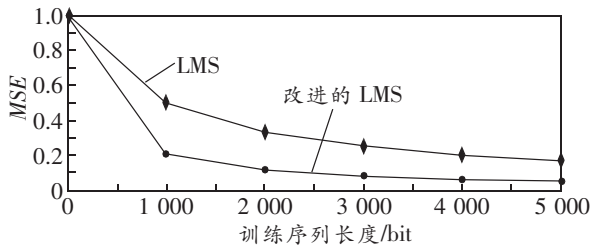


图4 MSE 与训练序列长度的关系曲线

5 结束语

本文首先建立了室内 VLC 系统的信道模型, 分析了信号传输过程中的信道冲激响应。为改善 VLC 系统的通信性能, 采用了一种改进的 LMS 算法对 VLC 信道进行均衡补偿。仿真结果显示: 采用改进后的 LMS 算法时, 系统的 BER 有所降低, 收敛速度变快, 对于时变信道的跟踪能力更强, 系统的稳态误差更小。

参考文献:

[1] 张健, 王辉. 一种改进的可见光通信系统 SNR 均匀性优化方法 [J]. 重庆邮电大学学报: 自然科学版, 2015, 27(1): 78—82.

[2] Ma H, Lampe L, Hranilovic S. Robust MMSE linear proceeding for visible light communication broadcasting systems [C]//2013 IEEE Globecom Workshops. Atlanta, Georgia, USA: IEEE, 2013: 1081—1086.

[3] Zhang MingXuan, Zhang ZaiChen. Fractionally spaced equalization in visible light communication [C]//2013 IEEE Wireless Communications and Networking Conference. Shanghai, China: IEEE, 2013: 4282—4287.

[4] 丁德强, 柯熙政. 可见光通信及其关键技术研究 [J]. 半导体光电, 2006, 27(1): 114—117.

[5] Barry J R, Kahn J M, Krause W J, et al. Simulation

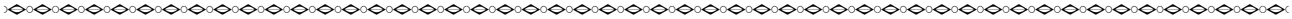
of multipath impulse response for indoor wireless optical channels [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2006, 11(3): 367—379.

[6] Komine T , Nakagawa M . Fundamental analysis for visible-light communication system using LED lights [J]. IEEE Transactions on Consumer Electronics, 2004, 50(1): 100—107.

[7] Minh H, Obrien D, Faulkner G, et al. High-speed

visible light communications using multiple-resonant equalization [J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2008, 20(14): 1243—1245.

[8] Bandara K, Chung Y. Reduced training sequence using RLS adaptive algorithm with decision feedback equalizer in indoor visible light wireless communication channel [C]// ICTC 2012. Jeju, South Korea: IEEE, 2012: 149—154.



(上接第 57 页)

3 FDTD(有限差分时域)方法对比分析

在不同加载玻璃厚度下对设计结构进行平均电场强度的 FDTD 运算。设入射电场强度为 $\langle E_{inc}^2 \rangle_t = 5 \text{ V}^2/\text{m}^2$, 采用典型的金属—介质结构与设计结构做对比。仿真结果表明: 由于反射和金属辐射损耗, 电磁场强度的强局域区域不断降低; 设计结构和对比结构在 SPP 传播到第一个峰值附近时的场强均最大, 设计结构的场强达到 $\langle E^2 \rangle_t = 10 \text{ V}^2/\text{m}^2$, 且在强局域化区域场强均 $\geq 3 \text{ V}^2/\text{m}^2$, 而典型的金属—介质结构的场强 $< 3 \text{ V}^2/\text{m}^2$ 。进一步分析不同玻璃厚度条件下强局域化特点得到: 随着玻璃厚度不断增加, 共振传播距离还会更远; 厚度小到一定程度时, 仅有一个强局域化区域。上述结果表明, 本文设计的结构阻止了传播区域中的部分辐射损耗, 增大了 SPP 传播距离, 提高了电场强度。

总的来说, 本文设计的结构能够很好地耦合外界光, 增大光强, 增加传播距离, 为以等离子体为基础的集成原件开辟了新的途径。

4 结束语

本文通过设计加载玻璃的非对称 IMI 结构改进了 SPP 的传播距离, 分析仿真结果得知, 改进后的结构 SPP 传播距离可以提高近 20 倍, 且发现传播增强不会发生显著的增益补偿导致的“意外”损耗。这一结构为非对称波导结构深入研究提供了更加便捷的光子器件, 对于光子回路的发展具有参考价值。

参考文献:

[1] Pincemin F, Maradudin A A, Boardman A D, et al. Scattering of a surface plasmon polariton by a surface defect [J]. Physical Review B Condensed Matter, 1994, 50(20): 15261—15275.

[2] Ushioda S, Sasaki Y. Raman scattering mediated by surface-plasmon polariton resonance [J]. Physical Review B, 1983, 27(2): 1401—1404.

[3] Tan W, Preist T W, Sambles J R, et al. Flat surface-plasmon-polariton bands and resonant optical absorption on short-pitch metal gratings [J]. Physical Review B, 1999, 43(19): 12661—12666.

[4] Berthold K, Hopfel R A, Gornik E. Surface plasmon polariton enhanced photoconductivity of tunnel junctions in the visible [J]. Applied Physics Letters, 1985, 46(7): 626—628.

[5] Vinnakota , Genov . Terahertz Optoelectronics with Surface Plasmon Polariton Diode [J]. Scientific Reports, 2014, 6184(4): 649—652.

[6] Wang Y Y, Zhang T. Spontaneous emission noise in long-range surface plasmon polariton waveguide based optical gyroscope [J]. Scientific Reports, 2014, 4(9): 42—45.

[7] Zhang X, Sorger V J, Oulton R F M, et al. Plasmon lasers at deep subwavelength scale: US, 8509276 [P]. 2013-08-13.

[8] Zhu Jun, Xu Wenju, Fu Deli, et al. Asymmetric SPP waveguide without sacrificing the size of subwavelength waveguide [J]. Optik -International Journal for Light and Electron, 2016, 127(12): 5092—5096.

[9] Liu L , Han Z , He S . Novel surface plasmon waveguide for high integrations [J]. Opt Express, 2005, 13(17): 6645—6650.