

文章编号 1004-924X(2012)01-0024-07

## 室内可见光通信中的分数间隔均衡技术

王俊波\*, 谢秀秀, 曹玲玲, 盛明, 冯敏  
(南京航空航天大学电子信息工程学院, 江苏南京 210016)

**摘要:**研究了室内可见光通信系统分数间隔均衡技术,以降低码间干扰对该通信系统性能的影响。针对室内可见光通信系统的传输特点和信号调制特性,建立了室内可见光通信链路模型;在此基础上,提出了分数间隔均衡方法,并利用最小均方误差准则优化设计均衡器。最后,通过计算机仿真,对提出的分数间隔均衡方法进行了性能评估。实验结果表明,相同误码率条件下, $T/2$ 分数间隔均衡器比符号间隔均衡器的性能优1~2 dB,能够更有效地抑制由信道多径效应等引起的码间干扰,提高信号传输的可靠性。

**关键词:**室内可见光通信;码间干扰;均方误差准则;分数间隔均衡器;符号间隔均衡器

**中图分类号:** TN929.1 **文献标识码:** A **doi:** 10.3788/OPE.20122001.0024

## Fractionally spaced equalizer for indoor visible light communication system

WANG Jun-bo\*, XIE Xiu-xiu, CAO Ling-ling, SHENG Ming, FENG Min

(College of Electronics and Information Engineering,  
Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China)

\* Corresponding author, E-mail: jbwang@nuaa.edu.cn

**Abstract:** The Fractionally Spaced Equalization (FSE) technology is investigated to mitigate the effects of Inter-symbol Interference (ISI) on the indoor Visible Light Communication (VLC) systems. Based on the propagation properties and signal modulation characteristics of indoor VLC systems, a link model for the indoor VLC communications is described, then the FSE method is proposed by using the link model. Furthermore, based on the minimum Mean Square Error (MSE) criterion, the FSE is optimized. Finally, the performance of the proposed FSE theory is evaluated by computer simulation. Experimental results indicate that the performance of  $T/2$ -fractionally spaced equalizer has improved 1–2 dB than that of the symbol interval equalizer in the same Bit Error Ratio (BER). It can eliminate the effects of the ISI induced by the multipath effectively, and can improve the reliability of signal transmission.

**Key words:** indoor Visible Light Communication (VLC); Inter-symbol Interference (ISI); Mean Square Error (MSE) criterion; Fractionally Spaced Equalizer (FSE); symbol spaced equalizer

收稿日期: 2011-06-23; 修订日期: 2011-08-30.

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No. 61102068); 东南大学移动通信国家重点实验室开放研究基金资助课题 (No. 2010D01); 教育部高等学校博士学科点专项科研基金资助项目 (No. 20113218120017); 中国博士后科学基金资助项目 (No. 20110490389); 南京航空航天大学研究生创新基地开放基金资助 (No. kfjj20110213); 南京航空航天大学基本科研业务费专项基金资助项目 (No. NS2011013)

## 1 引言

室内无线可见光通信是随着白光 LED 照明技术<sup>[1-2]</sup>的发展而兴起的一种宽带无线接入技术,该技术在采用 LED 灯照明的同时进行数据传输。与无线电通信和红外通信<sup>[3]</sup>相比,无线可见光通信拥有许多传统通信所不具备的特殊优势,如发射功率高、无电磁辐射、无需进行特定的频谱申请、保密性强、节约能源等<sup>[4-6]</sup>,很有希望成为一种新的无线通信传输方式,并在未来无线通信中占据重要地位。随着全光网络技术的发展和市场对宽带移动通信需求的飞速增长,室内可见光通信已逐渐引起学术界和产业界的极大关注<sup>[7-8]</sup>,有关可见光全球标准化工作也已展开<sup>[9]</sup>。因此,可见光通信是一个具有极大研究价值的研究课题,拥有广阔的应用前景和巨大的市场潜力<sup>[8]</sup>。

与室外传播环境不同,室内可见光通信的传播通常是在一个密闭的空间,不会受到强背景光和天气的影响,光传播的损耗可以忽略<sup>[10]</sup>,但是由于 LED 光源个数较多,分布位置不同,且具有较大的表面积,因而在发射机和接收机之间存在若干条不同的光路径。光信号由光源发出后,极有可能经过多次的反射、折射才能到达接收机<sup>[11]</sup>,由于这些路径上的光程存在差异,信号经过不同的光路径到达接收机的时间不同,从而形成了“多径效应”<sup>[12]</sup>,导致严重的码间干扰<sup>[11,13]</sup>。研究表明,码间干扰可导致室内可见光通信系统存在严重的检测误码<sup>[4,14]</sup>。为了改善通信质量,有必要通过在接收端安置均衡器来补偿信道特性<sup>[15,16]</sup>,抑制码间干扰。由于在实际系统中,接收端需首先通过信道估计技术了解信道状况,再采用信道均衡技术补偿信道特性,因此,信道均衡技术是室内可见光通信的关键技术之一。

对相关文献研究分析可以发现,目前国内外相关学者也在对室内可见光的信道估计方法进行研究<sup>[17-18]</sup>,有关均衡技术的研究主要集中在无线电领域,室内可见光均衡技术的研究尚处于起步阶段。需要注意的是,由于受到光电器件的限制,室内可见光通信系统采用的是与无线电通信不同的调制方式。无线电通信的调制方式属于双极性调制,而无线可见光通信中的调制方式为单极性调制。此外,光通信与无线电通信的应用场景、传

输信道也是不同的<sup>[19]</sup>。显然,上述差异导致无线电通信中的信道均衡研究成果不适用于可见光通信系统。另外,虽然可见光通信和红外通信有很多的相似之处<sup>[19]</sup>,但是文献[5]和[20]均指出可见光通信的光源安置在天花板上,有很大的发射功率和表面积,因而可见光通信系统具有与红外无线通信系统不同的信道冲激响应。因此,基于室内可见光通信系统研究抗干扰的均衡技术是非常必要的。

本文针对室内可见光通信系统研究分数间隔均衡(Fractionally Spaced Equalizer, FSE)技术。文中考虑分数间隔均衡器的原理和室内可见光通信系统的特点,建立了相应的信道模型,在此基础上提出分数间隔均衡器的均衡方法与理论,最后通过计算机仿真对分数间隔均衡方法进行理论验证和性能评估。

## 2 系统模型

常用的室内可见光通信系统如图 1 所示。

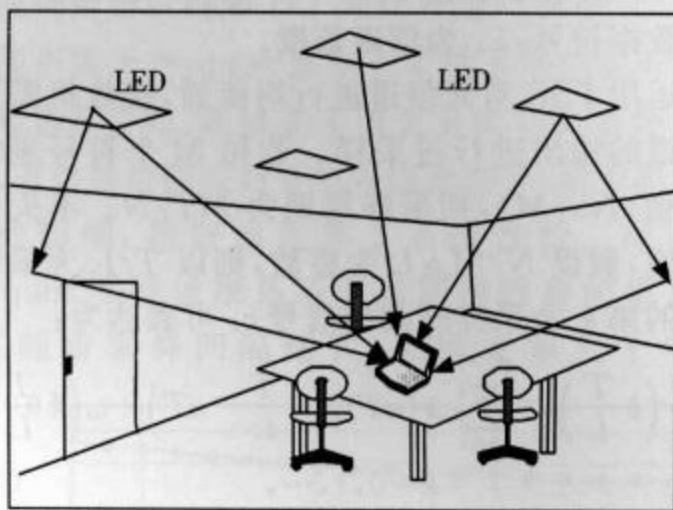


图 1 可见光通信系统模型

Fig. 1 Model of VLC systems

系统采用 LED 灯阵列作为照明和通信发射源。与传统无线电通信不同,受光学器件等各方面的限制,光通信中所传输的信号为单极性信号,因此在可见光通信系统中,适用的调制解调机制为强度调制/直接检测(IM/DD)。发射端通过白光 LED 灯发射信号,并对信号进行强度调制,即用光信号瞬时功率的有无来表示二进制信息“1”或“0”。调制后的信号经过自由空间的多次反射、折射到达接收端,接收机对接收到的光信号进行直接检测,并将光功率信号恢复为所传输的信息。

文献[11]对室内可见光的传输进行了研究,研究表明信号经 LED 灯发出后会经过直射和漫反射到达接收端。考虑到计算的复杂度和直射信号的强度远大于墙面反射信号的强度,在室内可见光系统中,漫反射通常被忽略。因此考虑光信号强度调制的特点和光信号在室内环境下的传输规律,室内通信环境对信号传输的影响在时域上可以描述为一个实信道的冲激响应函数  $c(t)$ 。数学上,接收到的可见光功率信号  $r(t)$ <sup>[13]</sup> 可以表示为:

$$r(t) = x(t) \otimes c(t) + \omega(t), \quad (1)$$

其中,  $x(t)$  为发送光信号,  $\omega(t)$  为光信道的噪声,符号  $\otimes$  表示信号的卷积。需要注意的是,由于  $x(t)$  表示的是瞬时光功率,因此信道的输入一定是非负的,即:  $x(t) \geq 0$ 。另外,在光信号传输过程中,信道噪声主要包括背景灯光引起的散弹噪声和接收端放大器的噪声,根据相关研究,光信道的噪声通常可以被建模为一个与信号独立的高斯过程<sup>[21]</sup>。为方便下文分析,公式(1)可进一步表达为:

$$r(t) = \sum_{n=1}^{L_h-1} x(nT)c(t-nT) + \omega(t), \quad (2)$$

其中,  $T$  为周期符号,  $x(nT) \in \{0, 1\}$  为时刻  $n$  的输入数据符号,  $L_h$  为信道长度。

运用 FSE 对光信道进行均衡前,接收机需要对信道的输出进行过采样。若每  $M$  个符号采样  $N$  个值 ( $N > M$ ), 则采样周期为  $MT/N$ 。不失一般性地,假设  $N/M \triangleq L$  为整数,则以  $T/L$  为采样周期的第  $k$  个采样时刻的信号  $r_k$  可表达为:

$$r_k = r\left(k \frac{T}{L}\right) = \sum_{n=1}^{L_h-1} x(nT)c\left(k \frac{T}{L} - nT\right) + \omega\left(k \frac{T}{L}\right) \quad k=0, 1, \dots, \quad (3)$$

为了下文表达的方便,定义  $x_n = x(nT)$ ,  $c_{k,n} = c\left(k \frac{T}{L} - nT\right)$ ,  $\omega_k = \omega\left(k \frac{T}{L}\right)$ , 则公式(3)可简化为

$$r_k = \sum_{n=1}^{L_h-1} x_n c_{k,n} + \omega_k. \quad (4)$$

过采样操作后,  $r_k$  将被送入一个抽头间隔为  $T/L$  FIR 均衡器进行滤波,滤波后的信号再被  $L$  抽取后输出。需要注意的是,若  $L=1$ , 则该均衡器演变为传统的符号间隔均衡器。下一节将针对  $L \geq 2$  的情况设计无线可见光通信的均衡器。

### 3 FSE 均衡算法

本节首先针对室内可见光通信提出 FSE 均

衡算法,再基于最小均方误差(MMSE)准则优化均衡器的抽头系数,最后对提出的均衡算法进行计算复杂度分析。

#### 3.1 均衡算法

均衡器对序列的滤波过程可以看作是被采样的序列与均衡器权系数之间的卷积,则均衡器的输出可以表示为

$$s_k = \sum_{i=1}^{L \cdot N_f - 1} f_i r_{k-i}, \quad (5)$$

其中,  $f_i$  为分数间隔均衡器的权系数,  $N_f$  为均衡器符号数,  $L \cdot N_f$  为均衡器长度<sup>[22]</sup>。对均衡器的输出进行下采样,则下采样器的输出为

$$y_n = s_{Ln} = \sum_{i=1}^{L \cdot N_f - 1} f_i r_{Ln-i}. \quad (6)$$

将公式(4)代入公式(6),则公式(6)可用矩阵表达为

$$y(n) = (\mathbf{x}^T(n)\mathbf{C} + \mathbf{w}^T(n))\mathbf{f}. \quad (7)$$

由公式(7)可知,当前时刻的系统输出与包括当前时刻的  $[(L_h + L \cdot N_f - 1)/L]$  个输入有关,其中符号  $[m]$  表示对变量  $m$  向上取整,令  $p = [(L_h + L \cdot N_f - 1)/L]$ , 则相应的矩阵定义为  $\mathbf{x}(n) = [x_n, x_{n-1}, \dots, x_{n-(p-1)}]^T$  为输入数据序列,  $\mathbf{C}$  为信道的冲激响应构成的循环矩阵,  $\mathbf{f} = [f_0, f_1, \dots, f_{L \cdot N_f - 1}]^T$  为均衡器抽头系数向量,  $\mathbf{w}(n) = [w_{Ln}, w_{Ln-1}, \dots, w_{Ln-(L \cdot N_f - 1)}]^T$  为接收端的噪声向量,上标  $T$  表示矩阵的转置。值得注意的是,矩阵  $\mathbf{C}$  为:

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} c_0 & 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 \\ c_L & c_{L-1} & \dots & c_0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{L_h-L} & c_{L_h-L-1} & \dots & \dots & c_0 & \dots & 0 \\ & c_{L_h-1} & c_{L_h-2} & \dots & \dots & c_{L-1} & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & \dots & 0 & c_{L_h-1} & \dots \end{bmatrix}_{p \times L \cdot N_f}. \quad (8)$$

#### 3.2 FSE 系数最优化

本文采用 MMSE 准则设计均衡器。定义系统误差为

$$e(n) = y(n) - x(n-\delta), \quad (9)$$

其中,  $\delta$  为待优化的变量,表示输入与输出之间的相对延时。

将公式(7)代入公式(9),误差可进一步表示为

$$e(n) = \mathbf{x}^T n (\mathbf{C}\mathbf{f} - \mathbf{h}_\delta) + \mathbf{w}^T(n)\mathbf{f}, \quad (10)$$

其中,  $\mathbf{h}_\delta = [\mathbf{0}_{1 \times (\delta-1)}, 1, \mathbf{0}_{1 \times (p-\delta)}]^T$ 。若输入信号独立同分布且与噪声相互独立,两者方差分别为  $\sigma_x^2$  和  $\sigma_w^2$ ,则相应的均方误差变为

$$E\{|e(n)|^2\} = (\mathbf{C}\mathbf{f} - \mathbf{h}_\delta)^H (\mathbf{C}\mathbf{f} - \mathbf{h}_\delta) \sigma_x^2 + \sigma_w^2 \mathbf{f}^H \mathbf{f}. \quad (11)$$

将信源功率归一化

$$E\{|e(n)|^2\} = (\mathbf{C}\mathbf{f} - \mathbf{h}_\delta)^H (\mathbf{C}\mathbf{f} - \mathbf{h}_\delta) + \lambda \mathbf{f}^H \mathbf{f}, \quad (12)$$

其中,  $\lambda = \sigma_w^2 / \sigma_x^2$ 。令  $\mathbf{A} = \mathbf{C}^H \mathbf{C} + \lambda \mathbf{I}$ , 则

$$E\{|e(n)|^2\} = (\mathbf{f} - \mathbf{A}^{-1} \mathbf{C}^H \mathbf{h}_\delta)^H \mathbf{A} (\mathbf{f} - \mathbf{A}^{-1} \mathbf{C}^H \mathbf{h}_\delta) - \mathbf{h}_\delta^H \mathbf{C} \mathbf{A}^{-1} \mathbf{C}^H \mathbf{h}_\delta + \mathbf{h}_\delta^H \mathbf{h}_\delta. \quad (13)$$

基于 MMSE 准则对公式(13)进行分析可以得到,当均方误差最小时,均衡器系数向量和最佳时延应满足下式

$$\begin{aligned} \mathbf{f} &= \mathbf{A}^{-1} \mathbf{C}^H \mathbf{h}_\delta \\ \delta_{\text{opt}} &= \arg \min_{\delta} \{ [\mathbf{I} - \mathbf{C}(\mathbf{C}^H \mathbf{C} + \lambda \mathbf{I})^{-1} \mathbf{C}^H]_{\delta, \delta} \}, \end{aligned} \quad (14)$$

其中,  $[\cdot]_{\delta, \delta}$  表示第  $\delta$  个对角元素,则相应的最小均方误差  $J_{\text{MSE}} = \min\{E(|e(n)|^2)\}$  为

$$J_{\text{MSE}} = \mathbf{h}_\delta^H (\mathbf{I} - \mathbf{C} \mathbf{A}^{-1} \mathbf{C}^H) \mathbf{h}_\delta. \quad (15)$$

### 3.3 计算量分析

由于在大多数情况下,很难了解一个算法完成运算所需基本运算的精确数目,因此,算法的计算量通常使用大  $O$  记号,渐近的表示基本操作数目的上界。令  $L \cdot N_f$  和  $L$  分别为均衡器的长度和采样间隔,若以计算  $N$  点输入信号经过分数间隔均衡后输出所需的乘法次数来衡量计算量的大小,则不同均衡方法所需的计算量如表 1 所示。从表中不难发现,完成均衡所需要的计算复杂度与采样间隔和均衡器长度有关,并成多项式关系,因此本文中所提出的均衡算法是有效的。

表 1 计算量分析

Tab. 1 Analysis of computational complexity

| 均衡方法 | 加法                         | 乘法                         |
|------|----------------------------|----------------------------|
| FSE  | $O((LN)^2) + O(L^3 N_f^3)$ | $O((LN)^2) + O(L^3 N_f^3)$ |
| 符号间隔 | $O(N^2) + O(L^3)$          | $O(N^2) + O(L^3)$          |
| MMSE | $O(L^3)$                   | $O(L^3)$                   |

## 4 仿真分析

本文通过计算机仿真,对上文所提出的均衡方法进行了性能评估,首先从误码率(BER)和均方误差(MSE)两方面衡量 FSE 和符号间隔均衡器之间的性能差异,然后对 FSE 性能的影响因素展开讨论。

图 2 和图 3 分别给出了两种均衡器 MSE 和 BER 性能随光信噪比(OSNR)的变化情况。由两图可以看出,对于本文所使用的可见光通信信道,符号间隔线性均衡器并不能完全补偿信道失真,而分数间隔均衡器的性能要明显优于符号间隔的线性均衡器。在相同信噪比条件下,FSE 的均方误差要比符号间隔均衡器低 1~2 个数量级,并且这种性能优势随信噪比增加更加显著。而在给定误码率情况下,FSE 也有 1~2 dB 的性能改善。另外从图 3 还可以看出,随着采样间隔的增大,系统性能变化并不明显。此种现象表明相对于符号间隔均衡器以码率  $1/T$  对信号进行采样,FSE 可采用不低于 Nyquist 速率  $2/T$  的采样速率对输入信号进行采样,能够避免因欠采样引起的频谱混叠,可以补偿接收信号中的信道畸变,减少码间干扰的影响,很好地改善了系统性能。而由于 Nyquist 采样速率是不引起频谱混叠的临界情况,随着采样间隔增大,采样速率大于等于

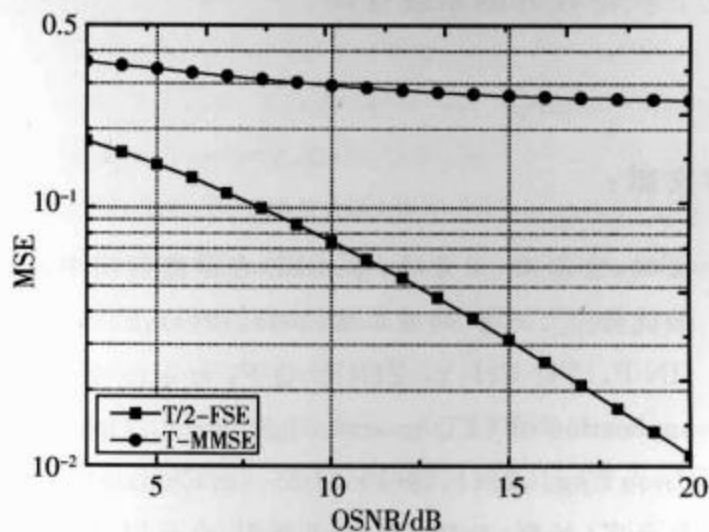


图 2 两种均衡方法下的 OSNR-MSE 性能曲线 (其中,  $T/L$ -FSE 表示采样间隔为  $T/L$  的 FSE,  $T$ -MMSE 表示采样间隔为  $T$  的线性均衡器)

Fig. 2 MSE performance versus the OSNR with different equalization methods

Nyquist 采样速率,均不会引起频谱混叠,进而导致随系统性能改善不显著。因此,采样间隔为  $2/T$  的 FSE 可以在降低复杂度的情况下获得较好的系统性能。

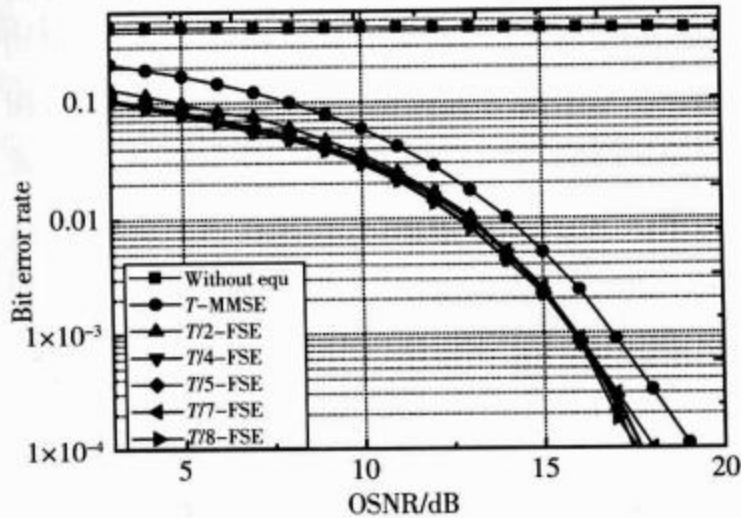


图 3 不同采样间隔下的 OSNR-BER 性能曲线

Fig. 3 BER performance versus OSNR with different sample intervals

图 4 给出了均衡器长度变化时系统误码率随信噪比的变化曲线。仿真结果表明,在其他参数保持一定的情况下,当均衡器长度小于 6 时,随着均衡器长度取值的增加,系统性能越来越好;当长度大于 6 时,随着均衡器长度增加系统性能变化不大,但由上文分析可知,均衡器长度越大,计算复杂度越高。因此,综合考虑计算复杂度和系统 BER 性能时,对于本文所考虑的信道环境来说,当均衡器长度为 6 时,可以在计算复杂度较低的情况下获得较好的系统性能。

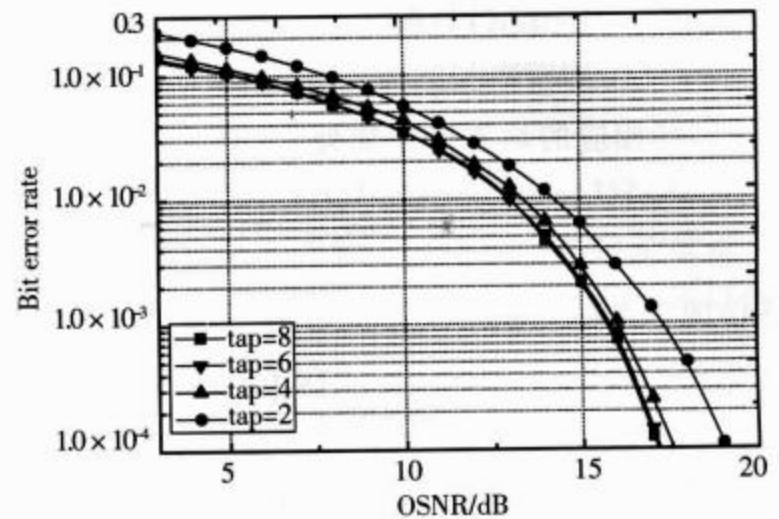


图 4 不同均衡器长度下的 OSNR-BER 性能曲线

Fig. 4 BER performance versus OSNR with different lengths for equalizer

## 5 结 论

本文对室内可见光通信中的均衡技术进行了研究,在建立的系统模型基础上研究了分数间隔均衡器及其影响因素,并与符号间隔均衡器的均衡性能做了比较。研究结果表明,在给定误码率条件下,分数间隔均衡器比符号间隔均衡器有 1~2 dB 的性能改善,能更有效地消除由信道多径效应等引起的码间干扰,提高系统性能,并且均衡器长度为 6,采样间隔为  $T/2$  的 FSE 可以在降低计算复杂度的情况下获得较好的系统性能。本文的研究成果为下一步的分数间隔均衡器与其他均衡方法的结合提供了一定的理论研究基础。

## 参考文献:

- [1] 金鹏,喻春雨,周奇峰,等. LED 在道路照明中的光效优势[J]. 光学 精密工程, 2011, 19(1): 51-55.  
JIN P, YU CH Y, ZHOU Q F, et al.. Superior application of LED to street lighting[J]. *Opt. Precision Eng.*, 2011, 19(1): 51-55. (in Chinese)
- [2] 赵会富,刘华,孙强,等. 基于折射/全反射/反射/折射结构的 LED 准直系统的设计[J]. 光学 精密工程, 2011, 19(7): 1472-1479.  
ZHAO H F, LIU H, SUN Q, et al.. Design of RIXR LED collimation system[J]. *Opt. Precision Eng.*, 2011, 19(7): 1472-1479. (in Chinese)
- [3] 郭磐,许廷发,倪国强. 一种低功耗的红外无线视频传输系统[J]. 光学 精密工程, 2007, 15(6): 930-934.  
GUO P, XU T F, NI G Q. A low power wireless infrared video transmission system[J]. *Opt. Precision Eng.*, 2007, 15(6): 930-934. (in Chinese)
- [4] KOMINE T, NAKAGAWA M. Performance evaluation of visible-light communication system using white LED lightings[C]. *Proc. of Ninth International Symposium on Computers and Communications*, 2004: 258-263.
- [5] KOMINE T, NAKAGAWA M. Fundamental analysis for visible-light communication system using LED lights[J]. *IEEE Trans on Consumer Electronics*, 2004, 50(1): 100-107.
- [6] TANAKA Y, KOMINE T, HARUYAMA S, et

- al.. Indoor visible communication utilizing plural white LEDs as lighting[C]. *The 12th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC2001)*, San Diego, CA, 2001:81-85.
- [7] DOUSEKI T. A batteryless optical-wireless system with white-LED illumination [C]. *The 15th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, Barcelona, Spain*, 2004:2529-2533.
- [8] O'BRIEN D, MINH H L, ZENG L. *et al.*. Indoor visible light communication: challenges and prospects[J]. *SPIE*, 2008, 7091:709106.
- [9] LANGER K D, VUCIC J, KOTTKE C, *et al.*. Advances and prospects in high-speed information broadcast using phosphorescent white-light LEDs [C]. *The 11th International Conference on Transparent Optical Networks, Azores, Portugal*, 2009:1-6.
- [10] 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.  
DING D Q, KE X ZH. Visible light communication and research on its key techniques[J]. *Semiconductor Optoelectronics*, 2006, 27(1):114-117. (in Chinese)
- [11] 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 Communication*, 1993, 11(3): 367-379.
- [12] FAN K, KOMINE T, TANAKA Y, *et al.*. The effect of reflection on indoor visible-light communication system utilizing white LEDs[C]. *The 5th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications, Sheraton Waikiki, Hawaii*, 2002, 2:611-615.
- [13] CHOI J H, KOO S W, KIM J Y. Influence of optical path difference on visible light communication systems[C]. *The 9th International Symposium on Communications and Information Technology, Incheon, Korea*, 2009:1247-1251.
- [14] KOMINE T, LEE J H, HARUYAMA S, *et al.*. Adaptive equalization system for visible light wireless communication utilizing multiple white LED lighting equipment [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2009, 8(6):2892-2900.
- [15] MARSH G W, KAHN J M. Performance evaluation of experimental 50-Mb/s diffuse infrared wireless link using on-off keying with decision-feedback equalization[J]. *IEEE Trans. on Commun.*, 1996, 44(11): 1496-1504.
- [16] LANGER K D, GRUBOR J. Recent developments in optical wireless communications using infrared and visible light[C]. *International Conference on Transparent Optical Networks, Rome, Italy* 2007, 3:146-151.
- [17] WANG J B, JIAO Y, DANG X Y, *et al.*. Training sequence based channel estimation for indoor visible light communication system [J]. *Optoelectronics Letters*, 2011, 7(3):213-216.
- [18] WANG J B, JIAO Y, SONG X Y, *et al.*. Complementary-sequences-based channel estimation for diffuse wireless optical communications[J]. *Opt. Precision Eng.*, 2011, 50(7):075003-1-6.
- [19] KAHN J M, BARRY J R. Wireless infrared communications[J]. *Proceedings of the IEEE*, 1997, 85(2):265-298.
- [20] KOMINE T, LEE J H, HARUYAMA S, *et al.*. Adaptive equalization for indoor visible-light wireless communication systems[C]. *Proceedings of Asia-Pacific Conference on Communications, Perth, Australia*, 2005:294-298.
- [21] KOMINE T, NAKAGAWA M. Integrated system of white LED visible light communication and power-line communication[J]. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, 2003, 49(1): 71-79.
- [22] AL-DHAHIR N, IOFFI J M. MMSE decision-feedback equalizers: finite-length results [J]. *IEEE Trans. on Information Theory*, 1995, 41(4): 961-975.

## 作者简介:



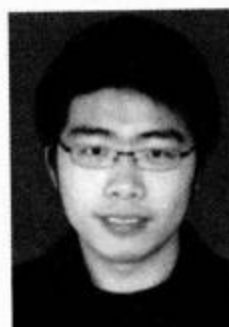
王俊波(1979—),男,安徽合肥人,博士,副教授,硕士生导师,2003年于合肥工业大学获工学学士学位,2008年于东南大学获工学博士学位,主要从事无线可见光通信、无线通信中的资源分配等方面的研究。E-mail: jbwang@nuaa.edu.cn



盛明(1986—),男,安徽马鞍山人,硕士研究生,2010年于安徽农业大学获得工学学士学位,主要从事无线光通信方面的研究。E-mail: shengming1986@126.com



谢秀秀(1988—),女,安徽淮南人,硕士研究生,2010年于安徽大学获得工学学士学位,主要从事无线光通信方面的研究。E-mail: xiexiuxiu09@126.com



冯敏(1987—),男,江苏如皋人,硕士研究生,2009年于南通大学获得工学学士学位,主要从事移动通信中无线资源分配的研究。E-mail: fengminrg@126.com



曹玲玲(1989—),女,安徽泗县人,硕士研究生,2010年于贵州大学获得工学学士学位,主要从事阵列信号处理方面的研究。E-mail: caolinglingcool@163.com

## ●下期预告

## 剪切散斑干涉术中剪切量的测量

贾大功,武立强,马彩缤,张红霞,张以谟

(天津大学 精密仪器与光电子工程学院 光电信息技术教育部重点实验室,天津 300072)

剪切散斑干涉术是一种精确测量离面应变场和面内应变场的计量术。由于离面应变和面内应变都与剪切量有关,所以剪切量测量精度决定了应变场分布的测量准确性。本文详细论述了公式法、成像法、莫尔条纹法和相关法的测量原理,定性分析了四种方法的测量范围。搭建了一套剪切量的测试系统,利用成像法、莫尔条纹法、相关法测试剪切散斑系统的剪切量,并以公式法计算的结果为准,比较其他三种方法的测量结果。结果表明:剪切量大于3 mm时,利用相关法测量具有较高的精度;剪切量小于3 mm时,选择莫尔条纹法测量效果更好。因此,实际应用中,应该先根据实际测量条件估算剪切量的大致范围,再依据估算范围选择合适的测量方法。