

# 时变 WOC 信道的二阶盲辨识与估计研究

徐海峰,刘贤德

(华中科技大学光电子工程系,湖北武汉 430074)

**摘要:** 时变及干扰严重是室内光无线通信应用的主要限制.本文引入基于二阶统计量的盲辨识信道估计与去噪策略,对 WOC 室内信道变化进行自适应跟踪.采用不同的 WOC 信道作为研究对象,完成了对噪声的估计及信道系数的预测.模拟中对 SNR 的跟踪范围达 30dB,结果证明该方法对信道变化具有适应性.利用该方法对 WOC 进行改进,可以获得稳定、高效的 WOC 室内应用系统.

**关键词:** 室内红外光无线信道;盲辨识与估计;时变特性

**中图分类号:** TN929.533 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2003) 01-0146-03

## Blind Identification and Estimation for Time-Varied Indoor WOC Channel

XU Hai-feng, LIU Xian-de

(Department of Optoelectronics, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan, Hubei 430074, China)

**Abstract:** Under motion condition, the channel of Wireless Optical Communication (WOC) suffers from the serious time-varied, space-varied phase. The ability adaptive to the change of WOC channel is so important that we will discuss the blind identification and channel estimate herein. Based on the Second-Order Statistics, denoising, channel estimate of special WOC receiver-transmitter (RT) configuration indoor are obtained in our simulations. The simulated range of SNR is high up to 30dB. The main errors under those WOC condition, are the survivals of singular value decomposition of autocorrelation function and the denoising, which obtained by our detail analysis. The estimate results which coincide with oral channel quantities in different SNR condition is achieved also.

**Key words:** indoor infrared WOC; blind identification and estimation; time-varied characteristics

### 1 引言

最近人们<sup>[3-5]</sup>对通信信道的盲辨识与均衡进行了广泛的研究,引人注目的是基于时域二阶统计方法.在经典 Winner 滤波-最佳递归估计中,未专门讨论实际应用中存在的噪声项;Kalman 递归估计引入了噪声因素,但其计算涉及矩阵求逆,略嫌复杂.人们注意到利用已知观测数据的自相关运算获得相关矩阵,由奇异分解可获得对噪声统计量的估计,Tong 引入二阶统计量自相关函数与偏相关函数,联合完成对信道的估计,但未对计算过程中的估计误差来源进行分析<sup>[5]</sup>;利用预测方法亦可进行信道估计,Gesbert 采用无偏自适应盲辨识方法对信道进行估计,且对噪声约束问题进行了探讨<sup>[3]</sup>;PEM 方法的二阶盲辨识可以获得对信道的渐近估计<sup>[4]</sup>.不足的是,上述论文均未对不同信道进行对比研究.另外,高阶统计累积量方法对信道估计问题可以准确的求解,问题是需要大容量的存储空间、复杂的矩阵计算等.

对于定常光信道——光纤信道,我们可以预先对信道及其他因素变化作一定“信道裕量”设计;因此在光纤系统“提速”方面,器件及预处理电路是速率瓶颈.高速室内光无线通信研究中,信道特性则是主要问题<sup>[1]</sup>.为解决室内 WOC 信道的内在多径问题,人们集中于改进信道(分集收发)的研究,而对均衡方法研究较少.不同信道的响应结果可用来联合估计信道,这在 GSM、CDMA 中比较常见.WOC 接收信号受信道构型、环境干扰、移动性的剧烈干扰,稳定的 WOC 系统需要自适应及信道估计.Kahn 等人利用分集收发原理<sup>[2]</sup>,对 WOC 信道构型进行了研究;信道估计时亦可利用多信道分集的综合,获

得对信道的估计.WOC 中多波长系统成为可能,那么信号信道、同步与均衡估计信道的相互独立就可以实现<sup>[1,8]</sup>.本文讨论二阶统计量方法 WOC 信道盲估计问题,采用类似 SIMO 系统的研究方法,通道 1(探测信道)完成信道特性的形成,通道 2 用于信道自适应均衡.首先我们讨论二阶统计方法(SOS)的信道盲辨识原理;然后利用两个已知信道为研究对象,讨论 SOS 方法 WOC 信道辨识应用;最后对计算中矩阵奇异分解后的对角阵定阶与信道估计误差来源进行分析与对比研究.为讨论方便,我们假定 WOC 系统已完成精确定时.

### 2 基于 SOS 方法的信道定征

#### 2.1 信号离散过程

对含噪连续时间的 WOC 接收信号  $x(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} s(n) \cdot h(t - nT) + b(t)$ ,信源的码元速率为  $1/T$ 、加性白噪声  $b(t)$  的均方根为  $\sqrt{2}b$ ,  $h(\cdot)$  为含线性失真(衰落、收发滤波等)的等效基带信道冲激响应函数,  $s(n)$  为发送码元序列.经过码元速率采样后,观察信号  $x(n)$  可表达为

$$x(n) = \sum_{k=1}^{L_C} s(k) h(t - kT) + b(n), n=1, 2, \dots \quad (1)$$

式中  $L_C$  为 WOC 信道多径特性引起的码元干扰 ISI 的长度.对于长度为  $N$  的矢量化接收随机序列  $x(n) = [x(n), x(n-1), \dots, x(n-N+1)]$ ,相应的矢量化噪声序列为  $B(n) = [b(n), b(n-1), \dots, b(n-N+1)]$ ,矢量化输入信号序列为  $S(n) = [s(n), s(n-1), \dots, s(n-L_C-N+1)]$ ,改写式(1)获得的 WOC 线性模型为:  $x(n) = HS^T(n) + B(n)$ ,式中  $H$  为 WOC

系统的 Sylvester 矩阵. 对多次采样观测数据进行分组并运用 SOS 方法, 可完成去噪及对 WOC 信道特性的估计, 数据分组长度必须远大于信道记忆长度, 即  $N \gg L_c$ .

### 2.2 基于二阶统计量的 WOC 信道盲辨识

首先讨论无噪情况. 对于稳态随机过程来说, 其自相关函数与偏相关函数之间存在时移关系. 对于线性变换  $x = Hs$ ,  $R_x(0) = HH^T = \mathbf{H}\mathbf{H}^T$ ,  $R_x(1) = \mathbf{H}\mathbf{J}\mathbf{H}^T = \mathbf{H}\mathbf{J}\mathbf{H}^T$ , 式中  $\mathbf{J}$  为一个时移矩阵

$$\mathbf{J} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 1 & \dots & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \ddots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & 1 & 0 \end{pmatrix} \quad (2)$$

可得信道估计为  $\mathbf{H} = \mathbf{H}\mathbf{Q}^{(5)}$ , 式中  $\mathbf{Q}$  为阶数  $q$ 、矩阵列由  $q$  个 Jordan 链约束的正交矩阵.

对有噪场合, 由于引入噪声项后对相关矩阵的奇异分解存在特征值摄动, 必须去噪. 去噪后同样可以获得对信道的估计, 具体过程如下. 首先, 基于观察序列获得自相关函数  $R_x(0)$ 、偏相关函数  $R_x(1)$ . 对含噪自相关函数奇异分解

$$\mathbf{U}^T \mathbf{R}(0) \mathbf{U} = \text{diag} \left( \frac{2}{1} + \frac{2}{n}, \frac{2}{2} + \frac{2}{n}, \dots, \frac{2}{q} + \frac{2}{n}, \frac{2}{n}, \dots, \frac{2}{n} \right) \quad (3)$$

式中  $\frac{2}{n}$  表示噪声,  $n$  表示估计时刻; 显然不同  $n$  时噪声不同, 充分统计后才可定义成定值<sup>[2]</sup>. 对该对角阵去噪、定阶  $q$ 、开方, 得特征矩阵  $\mathbf{U}_s = \text{diag} (1, 2, \dots, q)$ . 由  $\mathbf{U}$  的低阶矩阵的列向量, 可构造矩阵  $\mathbf{U}_s = [u_1, u_2, \dots, u_q]$ . 则可由  $\mathbf{U}_s$  获得矩阵  $\mathbf{F} = \mathbf{U}_s^T$ . 由  $\mathbf{F}$ 、 $R_x(1)$  构造矩阵  $\mathbf{R} = \mathbf{F}R_x(1)\mathbf{F}^T$ , 并对  $\mathbf{R}$  进行奇异分解得<sup>[5]</sup>

$$[y_1, y_2, \dots, y_q] \mathbf{R} [z_1, z_2, \dots, z_q] = \text{diag} \left( \frac{2}{1}, \frac{2}{2}, \dots, \frac{2}{q} \right) \quad (4)$$

通过构造矩阵  $\mathbf{Q} = [y_q, Ry_q, \dots, \mathbf{R}^{(q-1)} y_q]$ , 可获得对信道的估计结果:  $\mathbf{H} = \mathbf{U}_s \mathbf{Q}$ .

### 3 WOC 信道辨识的数值仿真

IM/DD 接收方式下, 信道冲激响应函数的测量可归结于对瞬态响应的测量. 一种方式是先测得信道的频率响应, 然后利用逆 Fourier 变换、加窗与归一化处理, 获得信道的瞬态冲激响应, 其他方法包括短脉冲技术、伪随机噪声相关技术等. Marsh<sup>[1]</sup> 在研究室内高速光收发结构时, 利用第一种方法对几类 50MHz 的 WOC 信道进行测量. 本文所用的实际 WOC 接收信道冲激响应函数由如下方法获得. 选取其中的光发射机 (T) 与光接收机 (R) 间隔 3.45m、TR 法线方向垂直朝上的非方向性 WOC 信道为观测对象<sup>[1]</sup>. 对于 C 信道 (对应的房间 C 尺寸为 8.41m × 6.31m × 3.3m), 当以码元速率 100MHz 进行“过采样”后信道冲激响应函数为

$$h_c(t) = 0.7 + 0.99z^{-1} + 0.5z^{-2} + 0.3z^{-3} + 0.2z^{-4} + 0.15z^{-5} + 0.1z^{-6} + 0 + 0.04z^{-8}$$

作为对比, 计算中的另一信道位于房间 A, 对应房间尺寸为 10.38m × 2.13m × 3.3m<sup>[1]</sup>. 当以码元速率 100MHz 进行“过采样”后所得信道 A 冲激响应函数为

$$h_a(t) = 0.1 + 0.5z^{-1} + 0.7z^{-2} + 0.99z^{-3} + 0.5z^{-4} + 0.2z^{-5} + 0.3z^{-6} + 0.15z^{-7} + 0.1z^{-8}$$

仿真源数据序列长度  $NN = 1100$ ; 将观测数据分成  $K = 10$  段 ( $N_k = 110$  码元/段) 分别予以计算. 仿真中主要对信道 C 进行估计, 同时利用 A 信道对上述算法的误差特性进行类比分析.

盲信道辨识仿真过程的收敛评价采用均方误差, 即对信道估计的模平均方差进行考察, 定义 HMSE 为

$$HMSE = \frac{1}{h} \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^K \frac{1}{N_r} |h_i - h|^2} \quad (5)$$

式中  $h$  代表原信道、 $h_i$  代表信道估计值. 首先, 对观察采样数据的自协方差矩阵进行估计, 计算公式为:  $\mathbf{R}(n) = [r_i(n)]_{1 \leq i, k \leq N}$ ,  $r_i(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N x_i(n+k)x_i(n)$ ,  $k=0$  或  $1$ ; 其中  $N$  为一次估计观察分组序列长度. 定阶计算方法有子空间方法、最大似然过程等; 另外, MP(Matrix Pencil) 方法直接对 Sylvester 矩阵进行估计, Meraim 的仿真结果发现似乎线性方法更稳定些<sup>[4]</sup>. 只是有时“噪声”特征值会影响“信号”特征值的估计, 在 SNR 变低、采样区间较小的场合变得尤其明显. 本文由矩阵的 rank 计算确定  $q$ . 其次, 对噪声进行观测. 对信道作  $K$  次观测, 由自协方差矩阵平均量进行分解获得  $\hat{\lambda}^2(k)$ . 估计过程噪声均方值是自协方差矩阵奇异阵的最小特征值, 由此可对特征矩阵“去噪”.

$R_x(0)$ 、 $R_x(1)$  分解过程中由于数据的随机性, 获得的对角特征矩阵存在差异性. 由此引起特征值的差异, 可归结于特征值摄动问题<sup>[7]</sup>. 对  $R_x(0)$  奇异分解获得的对角阵在不同观测集下进行特征值归一化处理, 结果如图 1 所示. 图中的四条曲线对应于不同的 SNR 条件: 1dB、10dB、20dB、30dB. 类比得  $\mathbf{U}_s$  的阶数为:  $q = 11$ .

自相关函数特征矩阵定阶、均方误差估计过程中还发现: (1) 对自相关函数奇异分解时, 当观测数据集加大, 其特征值变大而增加了定阶难度, 不过其对角元素个数有限; (2) 对于不同的仿真时间由于数据的随机性, 使得每次的噪声均方值各不相同. 本文取  $\lambda^2 = \text{MIN}$  (对角阵对角元素); (3) 估计过程中, 信道误差均方值大小受数据集大小的影响.

经过  $\mathbf{R}_0$  的奇异矩阵分解、求解  $\mathbf{F}$  矩阵、计算  $\mathbf{R}$  的奇异矩阵分解、求解  $\mathbf{Q}$  矩阵后, 获得的信道冲激响应估计误差见图 2, 曲线 a 对应于信道 C、曲线 b 对应于信道 A; 横坐标表示信噪比 SNR, 图中  $N$  与信噪比的置换关系为:  $\text{SNR} = (10 + 2 * N)$  dB; 信源数据序列是  $\{-1, +1\}$  二元码元的随机序列. 不同

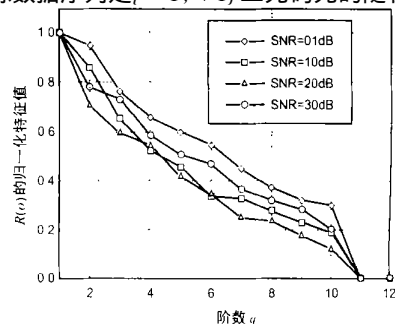


图 1 对矩阵的定阶示意图

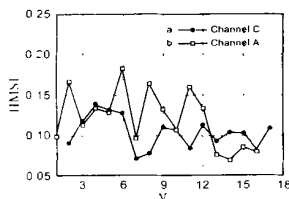


图2 对不同信道估计的HMSE比较

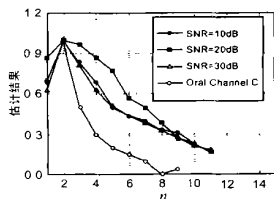


图3 不同SNR下对WOC信道的估计

SNR 下对信道 C 的估计仿真结果见图 3。由图 3 中的计算结果可以看出,信道估计序列与原信道 C 离散冲激函数值间有一定离散性,但估计值间一致性较好;可能需要进行一定的平均运算(本文统计平均次数为 10),并进一步加大过采样率。本例中过采样率为 2。

下面讨论 HMSE 的收敛问题。由图 2 可以看出,SNR 变化情况下 WOC 信道估计的均方误差 HMSE 随 SNR 增加而降低,但并不能获得很好的一致收敛。其原因是:首先在 WOC 中,不同数据集条件下并不能严格满足  $E(s_k s_k^*) = 1$  的约束条件<sup>[5]</sup>;对  $E(s_k s_k^*)$  取平均后发现结果是一个弱低频调制结果,可近似认为约束条件基本成立。再者,分析  $R(i)$  的残余量对该算法的影响可知,相关运算可表达为式(6);把信道引起的码元干扰 ISI 看作是对观察数据的 MA(滑动平均过程)作用,相关阵元素可表达为

$$r(i) = E[x(n)^T x(n-i)] = E\{[h(n)s(n) + b(n)]^T [h(n-i)s(n-i) + b(n-i)]\} \quad (6)$$

令  $S(n) = h(n)s(n)$ ,观测数据的自相关、偏相关函数可由式(6)简化而得,即

$$R(0) = R_S(0) + \frac{2}{b}(0)I + 2E\{b(n)^T S(n)\} \quad (7)$$

$$R(1) = R_S(1) + \frac{2}{b}(1)I + E\{b(n)^T S(n-1) + S(n)^T b(n-1)\} \quad (8)$$

显然,文中第 2 节内容的分析中仅计及前 2 项,忽略了式(7)、(8)中的第 3 项。本方法中若考虑第 3 项,难度较大,该项决定于仿真时含 ISI 的观测数据与叠加噪声的正交程度的强弱<sup>[9]</sup>。仿真中认为含 ISI 观测数据与叠加噪声的正交性基本满足要求。图 4、图 5 对信道估计前后数据噪声的大小进行了比较。图 4 为不同 SNR 区间时,估计后的噪声平方值大小变

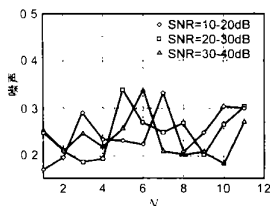


图4 不同SNR区间的估计噪声比较

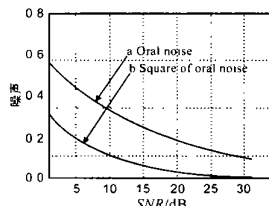


图5 不同SNR区间的原噪声量值

化;图 5 是不同 SNR 下原始噪声大小的变化,其中曲线 a 为噪声值,曲线 b 为噪声的平方值。由于本文仿真时假定信号量值为 1,当 SNR 不同时噪声的大小将不断变化。比较仿真前后的噪声变化可以发现,估计后的噪声有所放大;但噪声量值在 SNR 较小时放大量也小,只是在 SNR 大于 20dB 后噪声的增

加才明显。所以基于矩阵分解获得的噪声量值结果可信。

## 4 结论

WOC 信道由于其内在的特性,无法采用某种确定性的均衡方法,自适应信道估计技术对系统速率、性能的提高就显得十分重要。本文是二阶统计量盲信道辨识运用于 WOC 的尝试,结果表明可以获得对 WOC 信道的逼近估计。研究还发现,噪声在小数据集条件下很难去除干净,所以在信道估计离散值的后段( $n > 6$ )略有偏差。由于二阶方法内在的局限性,在计算时间许可的条件下要获得更精确的估计,可能要采用基于高阶累积量方法进行对比研究<sup>[10]</sup>。进一步研究包括预测方法对比及多位调制下 WOC 信道盲信道辨识与估计问题。

致谢 感谢 J. M. Kahn 教授(University of California at Berkeley)提供的 G. W. Marsh 博士论文<sup>[1]</sup>。

## 参考文献:

- [1] G W Marsh. High-Speed Wireless Communications Links [D]. USA: University of California at Berkeley, 1995.
- [2] M D Audeh, J M Kahn. Performance Evaluation of Baseband OOK for Indoor Infrared LAN's Operating at 100Mb/s [J]. IEEE Trans. on Commun., 1995, 43(6): 2085 - 2094.
- [3] D Gesbert, P Duhamel. Unbiased Blind Adaptive Channel Identification and Equalization [J]. IEEE Trans. on Commun., 2000, 45(1): 148 - 158.
- [4] K A Meraim et al. Prediction Error Method for Second-Order Blind Identification [J]. IEEE Trans. on Signal Processing, 1997, 45(3): 694 - 704.
- [5] L Tong, et al. Blind Identification and Equalization Based on Second-Order Statistics: A Time Domain Approach [J]. IEEE Trans. on Inform. Theory., 1994, 47(2): 340 - 349.
- [6] C F N Cowan, P M Grant. Adaptive Filters [M]. New Jersey: Prentice-Hall, Inc., 1985.
- [7] 蔡大用. 数值代数 [M]. 北京:清华大学出版社, 1987.
- [8] Yuichi Tanaka, Masao Nakagawa. Optical Parallel Transmission with Multi-Wavelength for High Speed Communications on Indoor Channels [J]. IEICE Trans. on Commun., 1998, 81-B: 729 - 736.
- [9] 龚耀寰. 自适应滤波 [M]. 北京:电子工业出版社, 1989.
- [10] 张贤达. 时间序列分析-高阶统计量方法 [M]. 北京:清华大学出版社, 1996.

## 作者简介:



徐海峰 男, 1965 年出生于江苏兴化, 1990 年获华中理工大学硕士学位, 现为华中科技大学光子学工程系讲师, 主要研究领域有无线光通信、数字信号处理、智能建筑通信网等。

刘贤德 男, 1938 年生于湖北武汉, 华中科技大学教授、博士生导师, 从事红外系统、智能建筑通信网等领域的研究。