

文章编号 1004-924X(2017)10-2759-08

采用隐序列估计无线光信道时直流偏置的消除

王惠琴, 胡 秋, 黄 瑞, 曹明华*

(兰州理工大学 计算机与通信学院, 甘肃 兰州 730050)

摘要:针对在无线光通信系统中采用隐序列信道估计时存在的直流偏置问题,提出了一种利用信道状态参数消除直流偏置的新的隐序列信道估计方法,并对影响系统性能的关键因素进行了研究。采用均衡后输出信噪比最大准则推导并获得了最优功率分配因子,并用仿真实验分析了该方法的均方误差、计算复杂度等性能参数以及应用该方法后系统的误码率等。仿真结果显示:采用该方法有效地减小了直流偏置对系统性能的影响,与传统隐序列信道估计方法相比,其均方误差减小了约 1/2,且均衡后系统的误码性能得到了明显改善;在最佳功率分配条件下,当误码率为 4×10^{-3} 时,直流偏置分别为 0.2 和 0.4 对应系统的信噪比分别改善了约 2 dB 和 6 dB,而计算复杂度仅增加了 14.2%。

关键词:无线光通信;隐序列信道估计;直流偏置;功率分配因子

中图分类号:TN929.12 **文献标识码:**A **doi:**10.3788/OPE.20172510.2759

DC offset elimination in wireless optical channel estimation by employing implicit sequence

WANG Hui-qin, HU Qiu, HUANG Rui, CAO Ming-hua*

(College of Computer and Communication, Lanzhou University of Technology, Lanzhou 730050, China)

* Corresponding author, E-mail: caominghua@lut.cn

Abstract: For the DC offsets caused by traditional implicit sequence based channel estimation in wireless optical communication links, a novel implicit sequence based channel estimation method was proposed to eliminate the DC offsets. Some key factors affecting the system performance were investigated. The maximum output Signal-to-Noise Ratio (SNR) criterion was used to derive the optimal power allocation factor. Then, a simulation experiment was performed to evaluate its mean square error, bit error rate and computational complexity. The results show that the proposed method effectively eliminates the influence of DC offset on the system performance. Compared to the traditional method, the mean square error is reduced by about 1/2 and the bit error rate is significantly improved. Under the optimal power distribution conditions, when the bit error rate is 4×10^{-3} , the SNRs of 0.2 and 0.4 DC offset scenarios are improved by about 2 dB and 6 dB, respectively, while the computational complexity is only increased by 14.2%.

Key words: wireless optical communication; implicit training sequence channel estimation; DC offset; power allocation factor

收稿日期:2017-04-28;修订日期:2017-07-04.

基金项目:国家自然科学基金资助项目(No. 61465007, No. 61265003);兰州理工大学博士基金资助项目(No. 14-0232)

1 引言

隐序列(Implicit Training, IT)信道估计是将训练序列代数叠加在信息序列上的一种信道估计方法^[1-5]。与常用的盲信道估计^[6-7]和基于训练序列(Training Sequence, TS)的信道估计方法^[8-12]相比,它不额外占用带宽,而且接收端仅利用一阶统计特性即可分离出训练序列。该方法可以有效地提高带宽的利用率,同时又避免了采用高阶统计特性时算法复杂度高和实现困难等问题。因此,将隐序列信道估计方法引入无线光通信,并用于完成信道状态信息的估计具有一定的优势。

隐序列信道估计的性能受功率分配、数据信息等因素的制约。文献[1-2]研究了光 IT 信道估计中数据信息输入噪声干扰的问题。文献[3-5]研究了功率分配问题对光 IT 信道估计的影响,明确指出非最优的功率分配因子会导致系统性能的降低。在实际环境中,由于接收机的不理想导致应用一阶统计特性进行信道估计时会引入未知直流偏置(Direct Current Offset, DCO),它对估计结果的影响要比功率分配、数据信息等参数对估计性能的影响更为严重。为此,针对如何消除直流偏置问题,科研人员展开了相关研究^[13-15]。其中,文献[13]在获得光 IT 信道无偏估计的基础上,通过构造 DCO 的代价函数提出了一种直流偏置的估计算法。文献[14]针对光正交频分复用(OFDM)系统,提出了利用发送信号的统计相关性对接收信号进行直接估计的方法,从而避免了零载波中 DCO 的干扰。文献[15]针对非对称整形 DFDMA(CO-OFDM)系统,利用虚拟净窗口(Virtual Clean Window, VCW)的概念,提出了同时消除 DCO 和系统噪声的一种算法。虽然上述方法较好地消除了 DCO 对信道估计的影响,但不同程度的存在算法复杂度高或收敛速度慢等缺陷。本文针对上述问题提出了一种消除直流偏置的隐序列信道估计方法,以进一步改善光通信系统信道状态参数的估计性能。

2 信道特性消直流偏置的隐序列信道估计

隐序列光信道估计方案如图 1 所示。

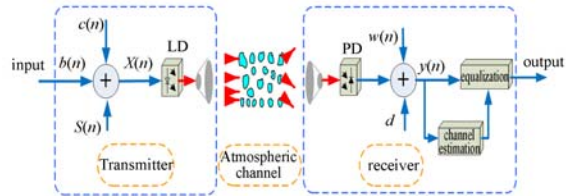


图 1 光通信中基于隐序列信道估计的信号传输模型

Fig. 1 Signal transmission model based on IT channel estimation in optical communication

图中 $b(n)$ 表示信息序列,其平均功率为 $E[|b(n)|^2] = \sigma_b^2$; $c(n)$ 表示周期为 T 的训练序列(即满足 $c(n) = c(n+T)$),其平均功率为 $\sigma_c^2 = (1/T) \sum_{i=0}^{T-1} |c(i)|^2$,系统的总功率为 $\sigma_b^2 + \sigma_c^2 = q$ 。假设发送信号 $x(n)$ 由 $b(n)$ 和 $c(n)$ 代数叠加得到,即 $x(n) = b(n) + c(n)$,那么接收信号 $y(n)$ 可表示为

$$y(n) = \sum_{l=0}^{L-1} h(l)x(n+l) + w(n) + d, \quad (1)$$

式(1)中, L 表示信道阶数, $h(l)$ 表示第 l 阶的信道系数, d 表示直流偏置。 $w(n)$ 表示探测器的噪声,可等效为高斯白噪声。设其满足 $w(n) \sim N(m, \sigma_n^2)$, $m \geq 0$, 且 $E\{[\omega(n+\tau) - m][\omega(n) - m]^H\} = \sigma_n^2 I_N \delta(\tau)$, 其中 N 表示接收数据符号的长度。将 $x(n)$ 代入式(1),则有:

$$y(n) = \sum_{l=0}^{L-1} h(l)[b(n-l) + c(n-l)] + w(n) + d. \quad (2)$$

为了利用接收信号的一阶统计特性进行信道估计,首先对式(2)中的接收信号 $y(n)$ 以周期 T 进行采样并平均,可得:

$$r(n) = E[y(kT+n)], n=0, 1, \dots, (N/T-1), \quad (3)$$

式(3)可改写为:

$$r(n) = E\left[\sum_{l=0}^{L-1} h(l)b(kT+n-l)\right] + E\left[\sum_{l=0}^{L-1} h(l)c(kT+n-l)\right] + E[\omega(kT+n)] + E[d], \quad (4)$$

式(4)中,假设 $b(n)$ 和 $\omega(n)$ 的统计均值是已知的,则第 1 项和第 3 项的数学期望均为常数。则可将式(4)简化为:

$$\hat{r}(n) = d + \sum_{l=0}^{L-1} h(l)c(n-l)_{T=n,0,1,\dots,T-1}, \quad (5)$$

其中, $(\bullet)_T$ 定义算数模 T 操作。式(5)中信道系数的无偏估计有唯一解的条件是 $T=L$,同时要求训练序列的系数矩阵满秩^[16]。实际上,估计过程中只须知道信道阶数的上界,并且选择 $T \geq L$,此时仍能保证算法有唯一解。只是在无 DCO 时,后面的 $T-L$ 个解 $h(L), h(L+1), \dots, h(T-1)$ 全为零。式(5)的矩阵形式为

$$\hat{\mathbf{r}} = \mathbf{C}\mathbf{h} + \mathbf{d}, \quad (6)$$

式(6)中, $\hat{\mathbf{r}} = [\hat{r}(T-1), \hat{r}(T-2), \dots, \hat{r}(0)]_{T \times 1}^T$, $\mathbf{h} = [h(T-1), h(T-2), \dots, h(0)]_{T \times 1}^T$, $\mathbf{d} = [d, d, \dots, d]_{T \times 1}^T$,

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} c(0) & c(1) & c(2) & \cdots & c(T-1) \\ c(T-1) & c(0) & c(1) & \cdots & c(T-2) \\ c(T-2) & c(T-1) & c(0) & \cdots & c(T-3) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c(1) & c(2) & c(3) & \cdots & c(0) \end{bmatrix}_{T \times T}$$

由式(6)可知,此时受 DCO 影响的信道估计值可记为

$$\hat{\mathbf{h}}_d = \mathbf{C}^{-1}\hat{\mathbf{r}} = \mathbf{h} + \mathbf{C}^{-1}\mathbf{d}. \quad (7)$$

由式(7)可知,当 DCO 不存在(即 $\mathbf{d} = \mathbf{0}$)时,信道的估计值就是信道状态的真实值,而当 DCO 存在时,信道估计值因受 DC 的影响而导致估计结果不准确。

若能准确地估计出 DCO 的值,则可消除 DCO 的影响,获得准确的信道状态信息。为此,在完成接收信号样本均值估计的基础上,利用信道状态信息和直流偏置间存在的关联性对直流偏置进行估计。假设接收数据符号的长度为 $N = TN_q$,对 N_q 个样本平均可得接收信号的样本估计值为

$$\hat{r}(n) = \frac{1}{N_q} \sum_{k=0}^{N_q-1} y(kT+n). \quad (8)$$

假设接收数据 $y(n)$ 没有同步偏差。由前面分析可知,当 $T > L$ 时,在无直流偏置的情况下,其信道系数 $h(L), h(L+1), \dots, h(T-1)$ 全为零,而直流偏置存在时得到的信道系数 $h(L), h(L+1), \dots, h(T-1)$ 为非零。此时可认为该非零值是由直流偏置所引起的,故直流偏置可近似估计为

$$\hat{d} \approx \frac{h(L) + h(L+1) + \dots + h(T-1)}{T-L}, \quad (9)$$

将式(8)、(9)的估计值代入式(6),并将其改写为

$$\hat{\mathbf{r}} = \mathbf{C}[\mathbf{h}_{[L]} \quad \mathbf{0}_{(T-L) \times 1} + \hat{d} \times \mathbf{1}_{T \times 1}], \quad (10)$$

其中, $\mathbf{h}_{[L]} \quad \mathbf{0}_{(T-L) \times 1}$ 表示信道冲激响应向量,且 $[h_L, h_{L+1}, \dots, h_{T-1}]^T$ 为零, $\hat{d} = d / \text{sum}(c)$, $\text{sum}(c) = c(0) + c(1) + \dots + c(T-1)$ 。对式(10)化简可得:

$$\mathbf{C}^{-1}\hat{\mathbf{r}} = [\mathbf{h}_{[L]} \quad \mathbf{0}_{(T-L) \times 1}] + \hat{d} \times \mathbf{1}_{T \times 1}, \quad (11)$$

此时可得消除 DCO 的信道状态参数为:

$$\hat{\mathbf{h}} = [\mathbf{C}^{-1}\hat{\mathbf{r}}] - \hat{d}. \quad (12)$$

由式(12)可知,信道状态参数估计的准确度直接受到 DCO 的影响。DCO 的估计精度越高,则信道状态参数的估计值也就越准确。

3 隐序列信道估计的性能

3.1 均方误差(MSE)

假设已准确估计出了直流偏置,即 $d \approx \hat{d}$ 。那么,在不考虑直流偏置的情况下,式(2)可转化为:

$$y(n) = \sum_{l=0}^{L-1} h(l)[b(n-l) + c(n-l)] + \omega(n), \quad (13)$$

结合式(12)可得:

$$\hat{\mathbf{h}} = \frac{1}{N_q} \sum_{k=0}^{N_q-1} [\mathbf{C}^{-1}\mathbf{h}\mathbf{b}(kT) + \mathbf{C}^{-1}\mathbf{h}\mathbf{c}(-kT) + \mathbf{C}^{-1}\omega(kT)] - \hat{d}, \quad (14)$$

此时,信道估计偏差为:

$$e = \hat{\mathbf{h}} - \mathbf{h} = \frac{1}{N_q} \sum_{k=0}^{N_q-1} [\mathbf{C}^{-1}\mathbf{h}\mathbf{b}(kT) + \mathbf{C}^{-1}\omega(kT)] - \hat{d}, \quad (15)$$

相应的信道估计的均方误差(Mean Square Error, MSE)为

$$\sigma_e^2 = E[|\hat{h} - h|^2] = E[|e|^2] = \text{tr}\{E[ee^H]\}, \quad (16)$$

其中,

$$E[ee^H] = \frac{1}{N_q^2} \sum_{i=0}^{N_q-1} \sum_{j=0}^{N_q-1} \mathbf{C}^{-1} \mathbf{h} [b(iT)b^H(jT)] \mathbf{h}^H \mathbf{C}^{-H} + \frac{1}{N_q^2} \sum_{i=0}^{N_q-1} \sum_{j=0}^{N_q-1} \mathbf{C}^{-1} [\omega(iT)\omega^H(jT)] \mathbf{C}^{-H} + |\hat{d}|^2, \quad (17)$$

则式(16)可转化为

$$\sigma_e^2 = \frac{1}{N_q} \cdot \frac{\sigma_b^2}{\sigma_c^2} \cdot \text{tr}\{\mathbf{C}^{-1} \mathbf{h} \mathbf{h}^H \mathbf{C}^{-H}\} + \frac{N_q - 1}{N_q^2} \cdot \frac{\sigma_b^2}{\sigma_c^2} \cdot \text{tr}\{\mathbf{C}^{-1} \mathbf{h} \mathbf{J}^+ \mathbf{h}^H \mathbf{C}^{-H}\} + \frac{1}{N_q} \cdot \frac{\sigma_n^2}{\sigma_c^2} \cdot \text{tr}\{\mathbf{C}^{-1} \mathbf{C}^{-H}\} + |\hat{d}|^2, \quad (18)$$

$$= \frac{1}{N_q} \frac{\sigma_b^2 + \sigma_n^2}{\sigma_c^2} + |\hat{d}|^2, \quad (19)$$

式(18)中, $\mathbf{J}^+ = \mathbf{J}_{(2P-1)} + \mathbf{J}_{(2P-1)}^T$, 且 $\mathbf{J} = \text{semicirc}(0, 0, \dots, 1, 0, \dots, 0)$, $\text{semicirc}(\bullet)$ 表示生成半循环矩阵操作, 只在 $(T+1)$ 位置出现 1 元素, 而其它位置均为 0。定义 $P = \sigma_c^2 / (\sigma_b^2 + \sigma_c^2)$ 为功率分配因子, $\gamma = (\sigma_b^2 + \sigma_c^2) / \sigma_n^2$ 为均衡前信噪比, 则式(19)可转化为:

$$\sigma_e^2 = \frac{1}{N_q} \cdot \left(\frac{1}{P} - 1 + \frac{1}{P\gamma} \right) + |\hat{d}|^2. \quad (20)$$

从式(20)可以看出, 信道估计的 MSE 会受到 N_q (即和数据符号长度 N 与训练序列周期 T 有关)、功率分配因子 P 、均衡前信噪比 γ 和直流偏置估计值 \hat{d} 的影响。其中, 当 N 和 T 一定时, 信道估计的 MSE 主要与功率分配因子 P 、均衡前信噪比 γ 和直流偏置的估计值 \hat{d} 有关。当 γ 较大时, 则 $1/(P\gamma) \rightarrow 0$, 式(20)可转化为:

$$\sigma_e^2 \approx \frac{1}{N_q} \cdot \left(\frac{1}{P} - 1 \right) + |\hat{d}|^2. \quad (21)$$

由式(21)可知, 此时的均方误差仅与数据符号长度 N 、训练序列周期 T 、功率分配因子 P 和直流偏置估计值 \hat{d} 有关, 而与 γ 无关, 即 MSE 性能不受 γ 的影响。当 N 、 T 和 \hat{d} 一定时, 功率分配因子 P 是影响性能的关键因素。

图 2 描述了功率分配因子对信道估计均方误差的影响。由图 2 可见, 当均衡前信噪比 γ 一定时, 随着功率分配因子的增加, 估计值的均方误差将减小。值得注意的是, 当 $\gamma > 16$ dB 时, 均方误差曲线几乎重合, 此时 γ 不再是影响均方误差性

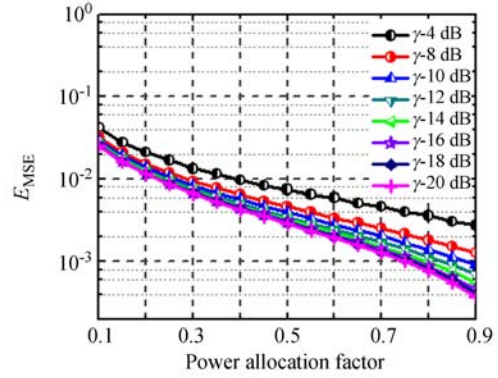


图 2 功率分配因子对均方误差的影响

Fig. 2 Impact of power allocation factor on mean square error

能的重要因素, 这与式(21)的理论分析相一致。

3.2 隐序列信道估计中的功率分配问题

IT 信道估计中, 当系统的总功率 q 一定时, 训练序列和相应信息序列间的功率分配将直接影响信道参数估计的精度和系统性能。训练序列获得的功率较大时, 虽然有利于信道估计精度的提高, 但因信息序列获得的功率较小会导致系统误码率增大^[17]; 相反时, 会因训练序列获得的功率较小而影响估计的准确性, 这同样会引起系统误码的增加。因此, 选取合适的功率分配因子是关键。为了使均衡后系统的误码性能最优, 本文利用输出信噪比最大准则来获得最优功率分配因子^[18]。分析过程中的假设条件如下:

(1) 假设信道系数 $h(l)$ 是满足方差为 $(1/T)$ 的随机变量, 且当 $i \neq m, k \neq l$ 时满足 $h_i(l) \neq h_m(k)$, 即信道各径互不相关;

(2) 结合式(3)、(8)可知, 假设 $N_q \rightarrow \infty$ 时 (即 $N \rightarrow \infty$), $\hat{r}(n) \rightarrow r(n)$ 。

依据式(1), 去除训练序列和直流偏置部分的接收信号为:

$$\hat{y}(n) = y(n) - \sum_{l=0}^{L-1} \hat{h}(l) c(n-l) - \hat{d}. \quad (22)$$

若已准确估计出了直流偏置, 即 $d \approx \hat{d}$, 并将式(2)代入式(22)可得:

$$\hat{y}(n) \approx \sum_{l=0}^{L-1} \hat{h}(l) b(n-l) + \sum_{l=0}^{L-1} [h(l) - \hat{h}(l)] [b(n-l) + c(n-l)] + \omega(n), \quad (23)$$

式(23)中, $X_s = \sum_{l=0}^{L-1} \hat{h}(l) b(n-l)$ 表示有效信号,

$$v(n) = \sum_{l=0}^{L-1} [h(l) - \hat{h}(l)] [b(n-l) + c(n-l)] +$$

$w(n)$ 表示均衡后噪声干扰的总和,其由信道估计偏差项和均衡前接收端输入噪声项组成。那么信道均衡后输出信噪比可表示为:

$$\text{SNIR} = \frac{\sigma_{X_s}^2}{\sigma_v^2}, \quad (24)$$

其中, $\sigma_{X_s}^2$ 表示有效信号 X_s 的平均功率, σ_v^2 表示均衡后噪声信号 $v(n)$ 的平均功率。其详细推导如下:

(1) 有效信号的功率

由假设条件(2)知, $\lim_{N \rightarrow \infty} E\{\hat{r}(n)\} = r(n)$, 则满足 $\lim_{N \rightarrow \infty} E\{\hat{\mathbf{h}} | \mathbf{h}\} = \mathbf{h}$ 成立。那么有效信号 $X_s(n)$ 的平均功率可表示为:

$$\begin{aligned} \sigma_{X_s}^2 &= E[\|X_s(n)\|^2] = E\left[\left\|\sum_{l=0}^{L-1} \hat{h}(l)b(n-l)\right\|^2\right] = \\ &= \sigma_b^2 \cdot \text{tr}\{E_n\{E\{\hat{\mathbf{h}}\hat{\mathbf{h}}^H | \mathbf{h}\}\}\} = \\ &= \sigma_b^2 \cdot \text{tr}\{E_n\{\text{cov}(\hat{\mathbf{h}}, \hat{\mathbf{h}} | \mathbf{h}) + \mathbf{h}\mathbf{h}^H\}\} = \\ &= \sigma_b^2(\sigma_c^2 + 1). \end{aligned} \quad (25)$$

式(25)的推导过程中用到了假设条件(1), $\text{tr}\{\cdot\}$ 表示矩阵的迹运算, $(\cdot)^H$ 表示矩阵的共轭转置。

(2) 均衡后噪声信号总和的功率

均衡后噪声信号 $v(n)$ 的平均功率可表示为

$$\begin{aligned} \sigma_v^2 &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} E[\|v(n)\|^2] = \sigma_b^2 \cdot \sigma_c^2 + N\sigma_n^2 + \\ &= \frac{\sigma_c^2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{l_1=0}^{L-1} \sum_{l_2=0}^{L-1} E\{[h(l_1) - \hat{h}(l_1)][h(l_2) - \hat{h}(l_2)]\} \cdot \\ &= \bar{c}^*(n-l_1)\bar{c}(n-l_2), \end{aligned} \quad (26)$$

式(26)中, 定义 $\bar{c}(n) = \sigma_c^{-1}c(n)$ 。假设本文采用具有良好自相关特性的 m 序列, 则式(26)可简化为:

$$\sigma_v^2 \approx \sigma_c^2(\sigma_b^2 + \sigma_c^2) + N\sigma_n^2. \quad (27)$$

由式(27)可见, 均衡后噪声总和的功率与均衡前输入噪声的平均功率 σ_n^2 和信道估计均方误差 σ_c^2 有关。其中, 估计的均方误差 σ_c^2 已在前述推导中获得, 而输入均衡前噪声的功率可采用基于阈值判决与序列分离的方法来获取^[18]。

(3) 最优功率分配因子的获取

将式(25)、(27)所得结果代入式(24), 整理后可得关于功率分配因子的表达式:

$$\text{SNIR}(P) = \frac{\sigma_{X_s}^2}{\sigma_v^2} = \frac{f_1 P^2 + f_2 P + f_3}{g_1 P + g_2}, \quad (28)$$

其中参数 f_1, f_2, f_3, g_1, g_2 分别定义为:

$$f_1 = q(T - N),$$

$$f_2 = q(N - 2T) - T\sigma_n^2,$$

$$f_3 = T(q + \sigma_n^2),$$

$$g_1 = N^2\sigma_n^2 - qT, \quad g_2 = T(q + \sigma_n^2).$$

对式(28)关于 P 进行一阶求导, 并取方程的正根, 可获得最优功率分配因子, 其值为

$$P_0 = \frac{g_2}{g_1} \left[-1 + \sqrt{1 + \frac{g_1(f_3 g_1 - f_2 g_2)}{g_2^2 f_1}} \right]. \quad (29)$$

同时将均衡前输入信噪比 $\gamma = (\sigma_b^2 + \sigma_c^2) / \sigma_n^2$ 代入式(29), 则最优功率分配因子可表示为

$$P_0 = \frac{T(\gamma+1)}{N^2 - \gamma \cdot T} \left\{ 1 + \sqrt{-1 + \frac{(N^2 - \gamma \cdot T)[N^2 + T + \gamma(T - N)]}{T \cdot \gamma(N - T)(\gamma+1)}} \right\}, \quad (30)$$

而此时均衡后最大的输出信噪比为

$$\text{SNIR}_0 = \frac{\gamma(T - N)P_0^2 + [\gamma(N - 2T) - T]P_0 + T(\gamma+1)}{(N^2 - \gamma T)P_0 + T(\gamma+1)}. \quad (31)$$

由式(30)和(31)可知, 最优功率分配因子和均衡后最大的输出信噪比不仅与数据符号长度 N 、训练序列周期 T 有关, 还与接收端均衡前输入信噪比 γ 有密切关系。例如, 当 $N=600, T=15$ 一定时, γ 取 12 dB 可得最优功率分配因子的理论值 $P_0 \approx 0.2$, 均衡后最大的输出信噪比为 $\text{SNIR}_0 \approx 4.58$ dB; γ 取 14 dB 可得最优功率分配因子同样满足 $P_0 \approx 0.2$, 此时 $\text{SNIR}_0 \approx 7.08$ dB。为了验证理论分析的合理性, 以 4PPM 调制为例来研究均衡输出前后信噪比与功率分配因子 P 的关系, 其结果如图 3 所示。

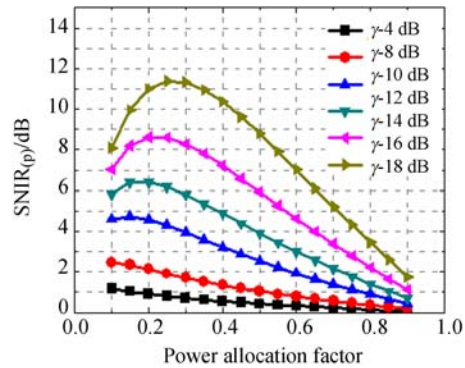


图 3 功率分配因子对均衡后信噪比的影响

Fig. 3 Impact of power allocation factor on SNR after equalization

图 3 为均衡后输出信噪比 SNIR 随 P 的变化曲线, 此时 $N=600$ 和 $T=15$ 。由图 3 可见, 当

功率分配因子在 $[0, 1, 0.5]$ 内取值时, SNIR 相对较大, 这是因为发送信号中信息序列获得了较多的功率, 增强了接收端中数据信号的强度。同时, 该算法下均衡后输出信噪比的最大值主要集中在 $P=0.2$ 附近, 且在 $\gamma=12$ dB 和 $\gamma=14$ dB 时分别对应 $\text{SNIR}_0 \approx 4.7$ dB 和 $\text{SNIR}_0 \approx 6.7$ dB, 和理论分析基本一致。特别说明, 以下仿真实验均是在最优功率分配因子 $P_0=0.2$ 的基础上展开的。

4 仿真实验

为了更好地说明所提方法的有效性和可行性, 在信道阶数 L 已知的情况下, 以 4PPM 调制为例, 分别给出该方法的均方误差、误码率和算法复杂度等性能, 其结果如图 4、图 5 和表 1 所示。其中, 信道阶数 $L=6$, 数据块长度 $N=600$, 训练序列采用周期 $T=15$ 的 m 序列, 即 $c(\mathbf{n}) = \{1, 0, 0, 0, 1, 1, 1, 1, 0, 1, 0, 1, 1, 0, 0\}$ 。信道系数矩阵取 $\mathbf{h}_1 = [0.722\ 1, 0.356\ 0, 0.174\ 9, 0.085\ 9, 0.048\ 7, 0.034\ 6]$, 该参数是在激光波长为 $3.8\ \mu\text{m}$, 能见度和传输距离分别为 $1\ \text{km}$ 、 $1.5\ \text{km}$ 条件下, 脉冲响应按码元周期为 $5\ \text{ns}$ 时抽样所得^[19]。

首先采用归一化均方误差来衡量信道估计性能, 即

$$E_{\text{MSE}} = (1/M) \sum_{i=1}^M (\|\hat{h}_i - h\|^2) / \|h\|^2. \quad (31)$$

其中, M 为每次实验的 Monte Carlo 仿真次数。

图 4 为所提算法的均方误差 E_{MSE} 与均衡前信噪比间的关系。图中曲线 $d(d \neq 0)$ 和 D_1 分别表示未消除直流偏置^[16]和消除直流偏置后的 E_{MSE} 曲线。由图 4 可见: (1) 采用本文的方法后, 系统的均方误差明显减小, 而且随着直流偏置 d 的增大, 消除直流偏置后均方误差性能的改善更加明显, 即更加接近无直流偏置时的性能。例如, $D_1=0.2$ 时的曲线和 $d=0$ 时的曲线几乎重合。(2) 随着信噪比的增加, 均方误差明显减小。而且当信噪比较大时, 估计的 E_{MSE} 均将趋于一定值, 这和式(21)中的理论分析及图 2 的仿真结果相一致。(3) 随着直流偏置的增大, 虽然系统的均方误差也在增大, 但和无直流偏置时相比, 采用本文方法后的均方误差减小幅度是未消直流偏置^[16]时的 2 倍。这就说明, 该方法能够使直流偏置对系统性能的影响明显减弱。

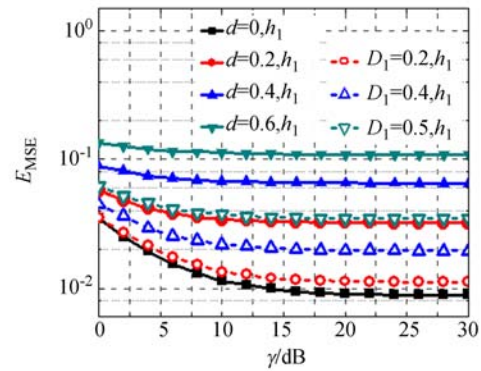


图 4 h_1 信道参数下不同直流偏置对均方误差性能的影响

Fig. 4 Impact of different DC-Offsets on MSE under h_1 channel parameters

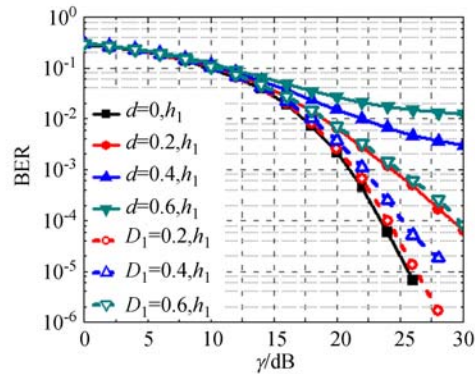


图 5 h_1 信道参数下不同直流偏置对误码性能的影响

Fig. 5 Impact of different DC-Offsets on BER under h_1 channel parameters

图 5 为采用所提方法后系统的 BER 随 γ 的变化曲线。图中曲线 $d(d \neq 0)$ 和 D_1 分别表示未消除直流偏置^[16]和消除直流偏置的 BER 曲线。由图 5 可见: 采用本文的方法后, 系统的误码率明显下降, 而且随着直流偏置 d 的增大, 消除直流偏置后系统误码性能的改善越明显, 即更加趋近于 $d=0$ (即无直流偏置) 的情况; 当系统误码率为 4×10^{-3} 时, 在直流偏置 $d=0.4$ 和 0.2 的情况下, 均衡前后 γ 分别改善了 6 dB 和 2 dB, 该结果再次说明所提方法有效地消除了直流偏置对系统性能的影响。

除了均方误差和系统误码率之外, 算法的算法复杂度是其推广和应用的关键。因此对本文所提信道参数估计方法和文献[16]中未消直流偏置时算法的复杂度进行了对比, 其结果如表 1 所示。

表 1 两种算法的算法复杂度对比分析

Tab. 1 Contrastive analysis of algorithmic complexities of two algorithms

| 信道估计算法 | 文献[16]算法 | 本文算法 |
|-----------------|---|---|
| 算法运行时间/s | 35 | 37 |
| 加法 计算 次数 | $M \cdot [14N + N_q - 4T + 2T^2 + 4L + 32]$ | $M \cdot [17N + 2N_q + T + 2T^2 + 3L + 33]$ |
| 复杂度 乘法 次数 | $M \cdot [4N + 2T + T^2 + NL + 21] + 26$ | $M \cdot [4N + 3T + 2T^2 + NL + 21] + 26$ |

表 1 中列出了两种算法的复杂度对比结果,与文献[16]算法相比,采用本文所提算法的复杂度和运行时间略有增加。在前述仿真条件下,文献[16]算法的加法和乘法运行次数分别为 8.886×10^6 次和 6.276×10^6 次,而采用本文方法的加法和乘法运行次数分别为 1.080×10^7 次和 6.516×10^6 次。采用本文方法时的加法和乘法复杂度分别提高了 21.5%、3.8%,系统整体计算复杂度提高了 14.2%。虽然本文所提算法的复杂度有所增加,但相比于系统性能的改善,其代价是值得的。

参考文献:

- [1] LIU H P, ZHANG H, GUO C J. Channel estimation using data-dependent superimposed training for single-carrier coherent optical systems [C]. *Asia Communications and Photonics Conference 2013, Optical Society of America*, 2013.
- [2] ZHU C, PITTALÀ F, FINKENBUSCH M, et al.. Overhead-free channel estimation using implicit training for polarization-multiplexed coherent optical systems[C]. *Optical Fiber Communication Conference and Exposition and the National Fiber Optic Engineers Conference, IEEE*, 2013: 1-3.
- [3] WU D, WANG Z, WANG R, et al.. Channel estimation for asymmetrically clipped optical orthogonal frequency division multiplexing optical wireless communications[J]. *IET Communications*, 2012, 6 (5): 532-540.
- [4] ZHAO H, LI M H, WANG R Y, et al.. Compressed sensing theory-based channel estimation for optical orthogonal frequency division multiplexing communication system[J]. *Optics Communications*, 2014, 326: 94-99.
- [5] FAN S J, LI Y, WANG L D, et al.. Comparison

5 结 论

针对无线光信道估计问题,本文提出了一种消除直流偏置的隐序列信道估计方案,并对影响系统性能的关键因素进行了研究。研究结果表明:(1)在相同直流偏置的条件下,采用本文的方法后估计均方误差明显下降;(2)随着直流偏置 d 的增大,系统误码率明显降低,并更加趋近于 $d=0$ (即无直流偏置)的情况;(3)均衡后系统的输出信噪比随功率分配因子变化,需要在综合考虑系统性能的基础上选择最有利功率分配因子以获得最佳的系统性能。

需要说明的是从仿真的系统性能来看,当直流偏置较大时,消直流偏置后系统的误码率和理想状态相比还有较大差距,综合考虑直流偏置和系统噪声联合消除问题,将是下一步需要解决的问题。

of implicit training and implicit pilot in coherent optical transmission[C]. *Proceedings of the 12th International Conference on Optical Internet, IEEE*, 2014: 1-2.

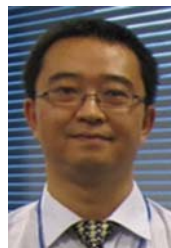
- [6] GORSHTAIN A, LEVY O, KATZ G, et al.. Blind channel estimation for MLSE receiver in high speed optical communications: theory and ASIC implementation[J]. *Optics Express*, 2013, 21(19): 21766-21789.
- [7] ZAMANI M, CHEN C, LI C D, et al.. A blind channel estimation for 100+ Gb/s optical IM-DD DMT over 100-km SMF in 1550 nm [J]. *IEEE Photonics Technology Letters*, 2014, 26 (19): 1928-1931.
- [8] 王俊波, 谢秀秀, 曹玲玲, 等. 室内可见光通信中的分数间隔均衡技术[J]. *光学精密工程*, 2012, 20(1): 24-30.
WANG J B, XIE X X, CAO L L, et al.. Fractionally spaced equalizer for indoor visible light communication system[J]. *Opt. Precision Eng.*, 2012, 20 (1): 24-30. (in Chinese)
- [9] WANG J B, JIAO Y, XIE X X, et al.. Complementary sequences-based channel estimation for diffuse wireless optical communications [J]. *Optical*

- Engineering*, 2011, 50(7): 075003.
- [10] 焦媛. 无线可见光通信的信道估计研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2011.
JIAO Y. *Channel estimation for indoor visible light communication systems*[D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, 2011. (in Chinese)
- [11] 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.
- [12] WANG J B, JIAO Y, SONG X Y, *et al.*. Optimal training sequences for indoor wireless optical communications[J]. *Journal of Optics*, 2012, 14(1): 015401.
- [13] 王卓. 基于叠加序列的 ACO-OFDM 无线光通信系统同步和信道估计研究[D]. 重庆: 重庆邮电大学, 2011.
WANG ZH. *Synchronization and channel estimation for ACO-OFDM wireless optical communications based on superimposed training* [D]. Chongqing: Chongqing University of Posts and Telecommunications, 2011. (in Chinese)
- [14] DISSANAYAKE S D, ARMSTRONG J. Novel techniques for combating DC offset in diversity combined ACO-OFDM [J]. *IEEE Communications Letters*, 2011, 15(11): 1237-1239.
- [15] LIU T. A novel scheme for demodulation of ACO-OFDM in the presence of DC offset[J]. *Journal of the Franklin Institute*, 2015, 352(3): 802-812.
- [16] OROZCO-LUGO A G, LARA M M, MCLERON D C. Channel estimation using implicit training[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2004, 52(1): 240-254.
- [17] LING X T, WANG J H, LIANG X, *et al.*. Offset and power optimization for DCO-OFDM in visible light communication systems [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2016, 64(2): 349-363.
- [18] 曹明华, 王惠琴. 无线光通信 OOK 数字调制方式的信道估计及软解调方法: 中国, CN102664838A [P]. 2012-09-12.
CAO M H, WANG H Q. Channel estimation and soft demodulation method for wireless optical communication OOK (on-off keying) digital modulation: China, CN102664838A [P]. 2012-09-12. (in Chinese)
- [19] 王惠琴, 王彦刚, 曹明华, 等. 沙尘天气下能见度对光脉冲时延和展宽的影响[J]. *光学学报*, 2015, 35(7): 0701002.
WANG H Q, WANG Y G, CAO M H, *et al.*. Influence of atmospheric visibility on laser pulse delay and broadening in sand and dust weather[J]. *Acta Optica Sinica*, 2015, 35(7): 0701002. (in Chinese)

作者简介:



王惠琴(1972—),女,甘肃渭源人,博士,2011年于西安理工大学获得博士学位,现为兰州理工大学计算与通信学院教授,主要从事无线光通信理论与技术方面的研究工作。Email: whq1222@lut.cn



曹明华(1979—),男,甘肃平凉人,副教授,硕士生导师,2016年于北京邮电大学获得博士学位,主要从事光无线通信理论与技术方面的研究。E-mail: caominghua@lut.cn