

正交频分复用分组传输系统中载波频偏和信道的联合估计

王绍鹏, 朱世华, 张国梅

(西安交通大学电子与信息工程学院, 710049, 西安)

摘要: 针对传统接收机将载波频偏和信道状态独立估计带来性能损失的缺点, 提出了一种载波频偏和信道的联合估计算法. 该算法由两个独立的载波频偏和信道估计单元通过迭代的方法实现, 其中信道估计单元利用载波频偏估计单元提供的载波频偏估计信息和最大似然方法估计信道状态信息, 而载波频偏估计单元则利用信道估计单元提供的信道估计信息和最大似然方法估计载波频偏. 随着载波频偏估计单元与信道估计单元间估计信息的不断交换, 载波频偏和信道估计的精度得到逐步提高. 由于该算法避免了复杂的多维搜索算法, 因此具有较低的计算复杂度. 此外, 在算法迭代过程中考虑了信道估计噪声的影响, 进一步提高了估计的精度. 仿真结果表明, 当符号能量噪声比大于 18 dB 时, 可以获得接近理想同步的误码性能.

关键词: 载波偏移; 正交频分复用; 信道估计; 最大似然估计

中图分类号: TN911.22 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2008)06-0739-04

Combined Carrier Frequency Offset and Channel Estimation for Orthogonal Frequency Division Multiplexing Packet Transmission Systems

WANG Shaopeng, ZHU Shihua, ZHANG Guomei

(School of Electronics and Information Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

Abstract: To reduce the degradation caused by the methods that estimate the carrier frequency offset (CFO) and channel state information (CSI) respectively in the traditional orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) receiver, a combined estimation of CFO and CSI for OFDM packet transmission systems is proposed. Two estimators that estimate the CFO and CSI by iteration are used in the method. The CSI estimation is obtained by the maximum likelihood estimation (MLE) method with the CFO estimation value provided by the CFO estimate unit, and the CFO is obtained by MLE method with the CSI estimation value provided by the CSI estimate unit. With the estimation information exchanged between the CFO estimation unit and the CSI estimation unit, the accuracy of the estimation is gradually improved. Since the multidimensional searching algorithm is avoided, the complexity of the proposed method is reduced. Furthermore, the noise impact on the estimated value is considered in the iteration, and hence the performance of the algorithm is improved. The simulation results show that the proposed method can achieve the same bit error rate as the synchronization systems when symbol energy noise ratio is greater than 18 dB.

Keywords: carrier frequency offset; orthogonal frequency division multiplexing; channel estimation; maximum likelihood estimation

正交频分复用(OFDM)技术利用正交的子载波将频率选择性信道转变为平坦衰落子信道^[1-3],降低了接收机的复杂度.该技术还通过重叠各子载波的频谱,提高了系统的频谱利用率,是一种实现简单、频谱利用率高的无线宽带传输技术.

当 OFDM 系统中接收机和发射机不同步时,接收信号中将存在严重的载波间干扰(ICI)和符号间干扰(ISI)^[4-6],因此同步估计在 OFDM 系统的设计中占有重要地位.为了避免传统接收机中独立估计载波频偏和信道状态的性能损失^[7-9],文献[8-9]使用最大似然估计(ML)方法联合估计载波频偏和信道,而文献[10]则利用最大期望(EM)算法联合估计载波频偏和信道响应.上述方法是在时域中进行的,需要准确的信道最大时延,如果信道的最大时延估计有偏差,将带来额外的性能损失^[9].针对上述方法的不足,本文提出了一种迭代的最大似然联合估计载波频偏和信道的算法.该算法具有较低的计算复杂度和较高的估计精度.

1 同步误差对 OFDM 系统的影响

OFDM 时域基带符号可以表示为

$$s_b(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_{m,k} \exp(j2\pi k f_0 \cdot (t - mMT)) g(t - mMT + PT) \quad (1)$$

式中: $M=N+P$,其中 P 为循环前缀(CP)长度, N 是子载波数目; T 为采样间隔; $f_0=\frac{1}{NT}$; $X_{m,k}$ 为第 m 个 OFDM 符号中第 k 个子载波上的调制符号; $g(t)$ 为窗函数.基带信号 $s_b(t)$ 经过调制处理后,形成调制信号 $s(t)=\text{Re}[s_b(t)\exp(j2\pi f_c t)]$, f_c 为载波频率,该信号经过多径信道传输后到达接收机.信道的传输函数为 $h(t)=\sum_i h_i \delta(t-\tau_i)$, h_i 为第 i 径衰落系数, τ_i 为信道第 i 径相对第 1 径的传播延迟,由于接收机和发射机之间存在载波偏移(Δf),因此解调后的基带信号为

$$S'_b(t) = \sum_i h_i s_b(t - \tau_i) \exp(j2\pi \Delta f t) + n_0(t) \quad (2)$$

在分组传输系统中,数据帧中的导频符号用于分组检测、同步和信道估计.假设导频符号的周期与 CP 长度一致,信道的最大时延小于 CP 的长度,当存在载波频偏和定时偏差时,采样后的导频符号为

$$r_b(n) = \frac{1}{P} \sum_i h_i \sum_{k=0}^{P-1} X_k \exp(j2\pi k f_1 (nT - \tau_i) +$$

$$j2\pi \Delta f nT) + n_0(n) \quad (3)$$

式中: n_0 为噪声; T 为采样时间; P 为子载波数; f_1 为训练符号载波间隔.为了讨论问题方便,假设多径信道中的每一径的时延均为采样周期的整数倍, $\tau_i = iT$,同时令归一化载波频偏 $\epsilon = \Delta f / f_0$,归一化符号同步误差 $\gamma = T_0 / T$,则式(3)用矩阵形式表示为

$$\mathbf{R}_q = \frac{1}{P} \exp(j\phi_q(t)) \mathbf{F} \mathbf{\Phi} \mathbf{F}^H \mathbf{X} \mathbf{H} \quad (4)$$

式中: $\mathbf{F}$ 为 Fourier 变换矩阵; $\mathbf{X} = \text{diag}[X_0, X_1, \dots, X_{P-1}]$; $\mathbf{N}_q = [N_0, N_1, \dots, N_{P-1}]^T$; $\mathbf{H} = [H_0 \cdot \exp(j\phi_0(r)), H_1 \exp(-j\phi_1(r)), \dots, H_{P-1} \cdot \exp(-j\phi_{P-1}(r))]$; $\mathbf{R}_q = [R_0, R_1, \dots, R_{P-1}]^T$; $\phi_q(\epsilon) = \frac{2\pi q \epsilon}{M}$; $\mathbf{\Phi} = \text{diag}[1, \exp(j(2\pi/N)\epsilon), \dots, \exp(j(2\pi/N)(p-1)\epsilon)]$.

2 载波频偏与信道联合估计算法

当已知 CFO 时,可以利用最大似然(ML)准则估计信道 $\mathbf{H}$ 为

$$\hat{\mathbf{H}} = \frac{1}{P} \exp(-j\phi_q(\epsilon)) \mathbf{G}^H \mathbf{R} \quad (5)$$

式中: $\mathbf{G} = \mathbf{F} \mathbf{\Phi} \mathbf{F}^H \mathbf{X}$. 信道估计 $\hat{\mathbf{H}}$ 与真值 $\mathbf{H}$ 之间满足 $\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{H} + \Delta \mathbf{H}$, $\Delta \mathbf{H} = \frac{1}{P} \exp(-j\phi_q(\epsilon)) \mathbf{G}^H \mathbf{N}$. 令接收训练序列中含有 W 个训练符号,最终的信道估计值为 $\hat{\mathbf{H}}_{\text{avg}} = \frac{1}{W} \sum_{i=0}^{W-1} \hat{\mathbf{H}}_i$, 此时估计误差为 $\Delta \mathbf{H}_{\text{avg}} = \frac{1}{PW} \sum_{i=0}^{W-1} \exp(-j\phi_i(\epsilon)) \mathbf{G}^H \mathbf{N}_i$.

当已知信道估计值 $\hat{\mathbf{H}}_{\text{avg}}$ 时,接收信号可以进一步表示为

$$\mathbf{R}_q = \frac{1}{P} \exp(-j\phi_q(\epsilon)) \mathbf{G} \hat{\mathbf{H}}_{\text{avg}} + \frac{1}{W} \exp(-j\phi_q(\epsilon)) \sum_{\substack{i=0 \\ i \neq q}}^{W-1} \exp(-j\phi_i(\epsilon)) \mathbf{N}_i + \left(1 + \frac{1}{M}\right) \mathbf{N}_q \quad (6)$$

当已知接收矢量 $\mathbf{R} = [\mathbf{R}_0^T, \dots, \mathbf{R}_q^T, \dots, \mathbf{R}_{W-1}^T]^T$ 、信道估计 $\hat{\mathbf{H}}_{\text{avg}}$ 时,归一化载波偏移 ϵ 的 ML 估计为

$$\epsilon_{\text{ML}} = \arg \max_{\epsilon} \lambda(\epsilon | \mathbf{R}, \hat{\mathbf{H}}_{\text{avg}})$$

式中

$$\lambda(\epsilon; \mathbf{R}, \hat{\mathbf{H}}_{\text{avg}}) = -\mathbf{R}^H \mathbf{C}_R^{-1} \mathbf{R} + 2\text{Re} \left[\frac{1}{P} \mathbf{R}^H \mathbf{C}_R^{-1} \mathbf{I} \mathbf{K} \right] - \frac{1}{P^2} (\mathbf{I} \mathbf{K})^H \mathbf{C}_R^{-1} \mathbf{I} \mathbf{K} \quad (7)$$

式中: $\mathbf{C}_R = \mathbf{A} \otimes \mathbf{I}_P$ 为等效噪声(式(7)中最后两项)的协方差矩阵, $\otimes$ 表示矩阵的右 Kronecher 积, $\mathbf{A}$ 为 $W \times W$ 维的系数矩阵, 矩阵各元素满足下式

$$a_{ik} = \begin{cases} \frac{Z+3}{Z} \sigma^2 & i = k \\ \frac{3}{Z} \exp(j\phi_i(\epsilon) - j\phi_k(\epsilon)) \sigma^2 & \text{其他} \end{cases} \quad (8)$$

$\mathbf{\Gamma} = \bigoplus_{i=0}^{W-1} \frac{1}{P} \exp(j\phi_i(\epsilon)) \mathbf{I}_P$, $\bigoplus$ 表示矩阵的直和, $\mathbf{I}_P$ 为 P 阶单位阵; $\mathbf{K} = \mathbf{T}_w \otimes (\mathbf{G}\mathbf{H})$, $\mathbf{T}_w = [1, 1, \dots, 1]^T$ 为 $W \times 1$ 维的列矢量. 由 $\mathbf{C}_R$ 的特点易证 $\mathbf{C}_R^{-1} = \mathbf{B} \otimes \mathbf{I}_P$, 其中

$$b_{ik} = \begin{cases} \gamma(W+3) & i = k \\ -b\gamma \exp(j\phi_i(\epsilon) - j\phi_k(\epsilon)) & \text{其他} \end{cases} \quad (9)$$

式中: $b = \frac{3(W+3)}{4W-3}$; $\gamma = \frac{W}{\sigma^2} \left((W+3)^2 - \frac{9(W+3)}{4W-3} \cdot (W-1) \right)^{-1}$. 由于 $(\mathbf{I}\mathbf{K})^H \mathbf{C}_R^{-1} \mathbf{I}\mathbf{K}$ 与参数 ϵ 无关, 因此式(7)等价于寻找 ϵ 使下式最大

$$\mu(\epsilon) = -\mathbf{R}^H (\mathbf{B} \otimes \mathbf{I}_P) \mathbf{R} + 2\text{Re} \left[\frac{1}{P} \mathbf{R}^H (\mathbf{B} \otimes \mathbf{I}_P) \mathbf{I}\mathbf{K} \right] \quad (10)$$

令 $\boldsymbol{\beta} = \mathbf{F}^H \mathbf{X} \hat{\mathbf{H}} = [\beta_0, \beta_1, \dots, \beta_{P-1}]^T$ 为 $P \times 1$ 维的列矢量, $\mathbf{r}_q = \frac{1}{P} \mathbf{P}_q^H \mathbf{F} = [r_{q0}, r_{q1}, \dots, r_{q(P-1)}]^*$ 为第 q 个 OFDM 时域接收符号的 P 个采样值, $[\cdot]^*$ 表示取共轭, $\alpha_n = r_{ik} \beta_k$, $n = iZ + k$, 则式(10)可以进一步表示为

$$\mu(\epsilon) = - \sum_{i=0}^{W-1} \sum_{k=0}^{W-1} b_{ik} \mathbf{R}_i^H \mathbf{R}_i + 2((W+3) - (W-1)b) \sum_{n=0}^{WP-1} \left(\text{Re}(\alpha_n) \cos\left(\frac{2\pi}{N} n \epsilon\right) - \text{Im}(\alpha_n) \sin\left(\frac{2\pi}{N} n \epsilon\right) \right) \quad (11)$$

由于利用式(5)估计信道值需要预先知道参数 ϵ , 而利用式(11)估计参数 ϵ 则需要预先知道 CSI, 因此本文设计了一种迭代算法, 具体步骤如下:

(1) 利用文献[11]中提出的频域估计算法得到载波频偏的估计初值

$$\hat{f} = \frac{N}{2\pi P} f_0 \arg \left(\sum_{m=0}^{W/2-1} \sum_{k=0}^{P-1} R_{2m}^*(k) R_{2m+1}(k) \right)$$

(2) 根据已知的载波频偏 $\hat{f}$ 和式(5)估计信道响应 $\hat{\mathbf{H}}$;

(3) 利用信道响应 $\hat{\mathbf{H}}$ 和式(11)得到新的载波频偏估计值 $\hat{f}'$, 令 $\hat{f} = \hat{f}'$;

(4) 如果满足截止条件, 迭代停止, 否则跳转到第(2)步继续迭代.

迭代算法中的迭代截止条件既可以选择固定的迭代次数(选取经验值), 也可以选择连续 2 次迭代误差小于某一固定值.

3 仿真实验

仿真中采用类似 802.11 的帧结构, 帧头由 5 个周期训练符号组成, 训练符号的周期等于 CP 长度, 帧头中各子载波的调制方式为 BPSK. 每个数据帧包含 12 个 OFDM 符号, 每个 OFDM 符号由 64 个子载波组成, 编码系统各子载波的调制方式为 BPSK, 子载波间间隔 1 MHz. 仿真中无线信道采用了 COST207 模型中典型城市环境下的信道模型.

图 1 比较了本文提出的估计算法与文献[11]中的频域估计算法 ($E_b/N_0 = 8$ dB) 的估计均方误差 (MSE) 与归一化载波偏移 ϵ 的关系, 由图中曲线可以看出, 本文提出的估计算法与频域估计方法相比可以将 MSE 降低 5 倍. 图 2 比较了上述 2 种算法的归一化频偏估计的 MSE 随比特信噪比变化的趋势. 由图 2 可以看出, 本文提出的算法可以有效地提高高低信噪比条件下的估计精度.

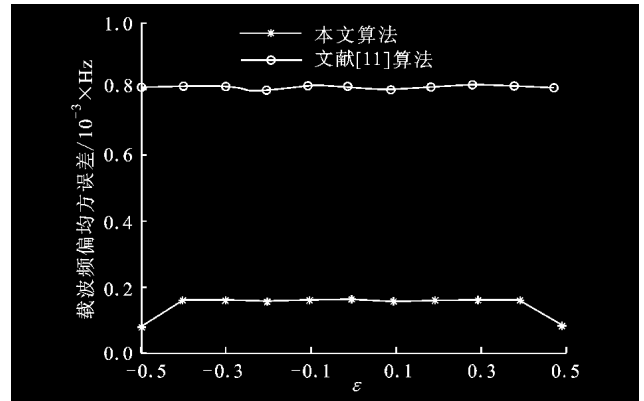


图 1 归一化载波频偏估计的 MSE ($E_s/N_0 = 8$ dB)

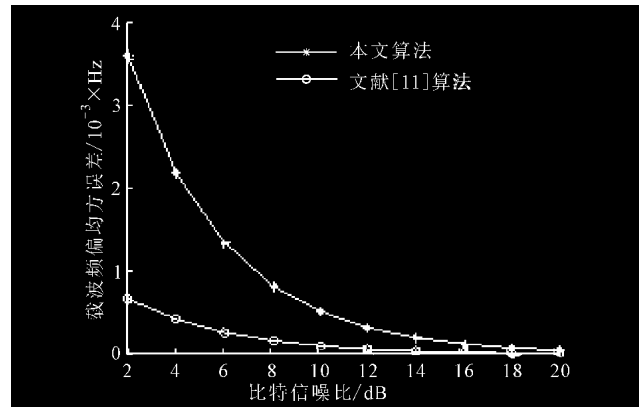


图 2 估计精度与信噪比的关系

图3中比较了2种算法的信道估计MSE. 在低信噪比条件下, 本文算法具有比频域估计方法更好的估计效果, 但是上述2种算法和同步情况下的信道估计值还有一些误差, 这主要是因为载波频偏估计的偏差引起的ICI导致了信道估计误差增加. 图4比较了2种估计算法对编码系统的误码性能影响, 编码系统采用记忆长度为7、码率为1/2的卷积码, 解码采用维特比译码算法. 由图4可以看出, 本文算法可以明显改善编码系统的性能, 当 $E_b/N_0 > 18$ dB时, 本文算法可以获得接近理想同步条件下的误码性能.

4 结 论

本文利用最大似然估计方法联合估计载波频偏和信道, 使用相同的训练符号可以同时获得载波频偏和信道估计, 节约了训练符号的开销, 提高了分组传输系统的传输效率. 在算法的具体实现过程中, 通过载波频偏估计与信道估计单元之间信息的互换, 利用迭代方法获得参数的估计值, 避免了复杂的多维搜索算法, 降低了算法的计算复杂度. 仿真结果表明, 与单参数独立估计算法相比, 联合估计算法是一种优秀的估计方法, 它能够同时提高载波频偏、信道估计准确度和系统的传输效率.

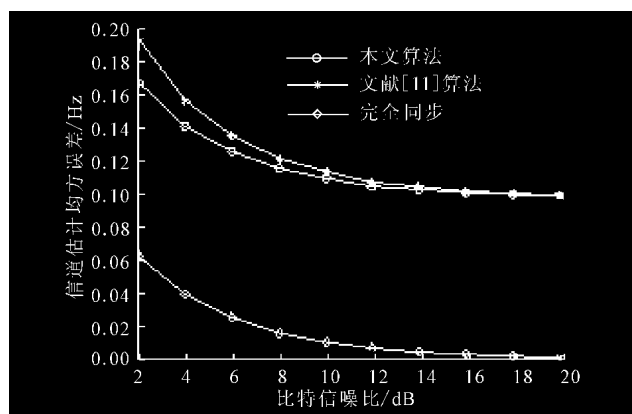


图3 信道估计误差

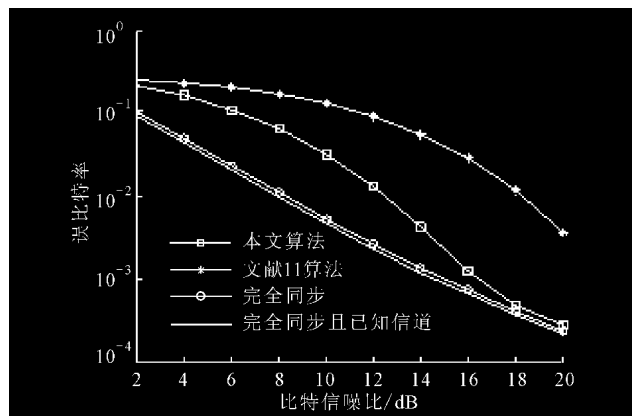


图4 估计算法对编码系统误比特率性能的影响

参考文献:

- [1] SUN Yi. Bandwidth-efficient wireless OFDM [J]. IEEE Selected Areas in Communications, 2001, 19 (11): 2267-2278.
- [2] YANG Hongwei. A road to future broadband wireless access: MIMO-OFDM-based air interface [J]. IEEE Communications Magazine, 2005, 43(1): 53-60.
- [3] WEINSTEIN S, EBERT P. Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete Fourier transform [J]. IEEE Transactions on Communications, 1971, 19(5): 628-634.
- [4] LUISE M, REGGIANNINI R. Carrier frequency acquisition and tracking for OFDM systems [J]. IEEE Transactions on Communications, 1996, 44 (11): 1590-1598.
- [5] POLLET T, van BLADEL M, MOENECLAHEY M. BER sensitivity of OFDM systems to carrier frequency offset and wiener phase noise [J]. IEEE Transactions on Communications, 1995, 43(2): 191-193.
- [6] SPETH M, DAECKE D, MEYER H. Minimum overhead burst synchronization for OFDM based broadband transmission [C]// The Bridge to Global Integration. Piscataway NJ, USA: IEEE, 1998: 2777-2782.
- [7] SPETH M, FECHTEL S, FOCK G. Optimum receiver design for wireless broad-band systems using OFDM: Part I [J]. IEEE Transactions on Communications, 1999, 47(11): 1668-1677.
- [8] MA Xiaoqiang, HISASHI K, SCHWARTZ S. Joint frequency offset and channel estimation for OFDM [C]// Global Telecommunications Conference. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2003: 15-19.
- [9] HLAING M, BHARGAVA V, LETAIEF K. A combined timing and frequency synchronization and channel estimation for OFDM [J]. IEEE Transactions on Communications, 2006, 54(3): 416-422.
- [10] LEE J H, HAN J C, KIM S C. Joint carrier frequency synchronization and channel estimation for OFDM systems via the EM algorithm [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2006, 55(1): 167-172.
- [11] MOOSE P. A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction [J]. IEEE Transactions on Communications, 1994, 42 (10): 2908-2914.

(编辑 刘杨)