

文章编号: 2095-4980(2021)06-0990-06

基于网格搜索的同步损伤和信道联合估计算法

杜文龙¹, 黄余²

(1.江苏电子信息职业学院 计算机与通信学院, 江苏 淮安 223003; 2.重庆大学 计算机学院, 重庆 400044)

摘要: 为了实现多输入多输出(MIMO)正交频分复用(OFDM)系统中同步损伤和信道的联合估计, 提出了一种基于网格搜索的联合估计算法。首先通过构建起一个以反映同步损伤和信道响应影响的系统模型, 然后将各损伤参数估计的多维优化问题简化为二维网格和一维网格搜索, 从而实现了对载波频率偏移、采样频率偏移和符号定时误差的联合估计; 数值仿真结果表明, 本文提出的联合估计算法相比于非联合估计算法具有更好的估计性能。

关键词: 多输入多输出正交频分复用(MIMO-OFDM)系统; 同步损伤; 信道响应; 联合估计; 网格搜索; 均方误差

中图分类号: TN92

文献标志码: A

doi: 10.11805/TKYDA2020052

Joint estimation algorithm for synchronous damage and channel based on grid search

DU Wenlong¹, HUANG Yu²

(1.School of Computer and Communication, Jiangsu Vocational College of Electronics and Information, Huai'an Jiangsu 223003, China; 2.College of Computer Science, Chongqing University, Chongqing 400044, China)

Abstract: A joint estimation algorithm based on grid search is proposed in order to realize the joint estimation of synchronous damage and channel in Multiple Input Multiple Output(MIMO)-Orthogonal Frequency Division Multiplexing(OFDM) system. Firstly, by constructing a system model to reflect the influence of synchronous damage and channel response, the multi-dimensional optimization problem of each damage parameter estimation is then simplified into two-dimensional grid and one-dimensional grid search, so as to realize the joint estimation of carrier frequency offset, sampling frequency offset and symbol timing error. The numerical simulation results show that the proposed joint estimation algorithm has better estimation performance than the non-joint estimation algorithm.

Keywords: Multiple Input Multiple Output-Orthogonal Frequency Division Multiplexing (MIMO-OFDM) system; synchronous damage; channel response; joint estimation; grid search; Mean Square Error(MSE)

多输入多输出(MIMO)和正交频分复用(OFDM)^[1-2]技术相结合, 具有频谱效率高、对频率选择性衰落的鲁棒性、分集增益高和系统容量高等优点, 已成为高速无线技术的首选解决方案。OFDM 系统存在的主要缺点是对诸如载波频率偏移(Carrier Frequency Offset, CFO)、采样频率偏移(Sampling Frequency Offset, SFO)和符号定时误差(Symbol Timing Error, STE)^[3]这些同步损伤的敏感性。目前, 对 OFDM 系统的大多数研究都是分别考虑同步损伤和信道, 很少有将二者同时加以考虑的。文献[4]提出了 OFDM 系统的 CFO、信道和符号定时偏移的最大似然(Maximum Likelihood, ML)估计算法, 但假设 SFO 为零; 文献[5]提出了一种 MIMO-OFDM 系统的时频同步 CFO 和信道估计的 ML 算法, 但没有考虑 SFO 的影响; 文献[6]针对 MIMO-OFDM 系统提出了一种导频辅助信道脉冲响应(Channel Impulse Response, CIR)和 SFO 的估计方案, 但没有考虑 CFO 的影响并假设精确的帧检测起始; 文献[7]提出了一种用于 OFDM 系统的 SFO 和 CFO 的 ML 估计器, 但假设 STE 为零, 且有正确的信道知识; 文献[8]在不考虑 CFO 和 STE 影响的情况下, 提出了 OFDM 系统中 SFO 和信道的 ML 估计器; 对于单载波和多

收稿日期: 2020-02-23; 修回日期: 2020-04-21

基金项目: 江苏省重点技术创新项目导向计划(苏工信创新[2021]112-1657); 江苏省“333 工程”科研资助项目(BRA2018315)

载波通信系统情形,文献[9]给出了用于估计 CFO 和信道的 Cramer-Rao 下界(Cramer-Rao Lower Bound, CRLB)的封闭形式;文献[10]提出了一种估计算法,并对 SISO-OFDM 系统中的 CFO 和 SFO 的估计推导出 CRLB,但没有考虑把信道作为待估计的参数。鉴于上述算法存在的某些不足,本文针对 MIMO-OFDM 系统中 SFO,CFO,STE 和信道的联合估计提出了一种有效算法。提出的联合估计算法将各个损伤参数估计的多维优化问题简化为一个二维和一维网格搜索;仿真结果表明,本文提出的联合估计算法相比于非联合估计算法具有更好的估计性能。

1 系统模型

先对文中用到的记号进行说明:1) 大写粗斜体字母为矩阵,小写粗斜体字母为列向量;2) $\hat{\mathbf{A}}$ 为 \mathbf{A} 的估计值, $\mathbf{R}(\mathbf{A})$ 和 $\mathbf{I}(\mathbf{A})$ 分别为 \mathbf{A} 的元素的实部和虚部;3) $\mathbf{1}$ 和 $\mathbf{0}$ 分别为全 1 和全 0 列向量;4) $\partial(\mathbf{A})/\partial \varepsilon$ 为 \mathbf{A} 关于 ε 的偏导数;5) \mathbf{I}_M 为 $M \times M$ 的单位矩阵, $\mathbf{A}^*, \mathbf{A}^T, \mathbf{A}^H$ 和 \mathbf{A}^+ 分别为 \mathbf{A} 的复共轭、转置、共轭转置和伪逆;6) $[\mathbf{A}]_{m,n}$ 为 \mathbf{A} 的第 (m,n) 个元素, $[\mathbf{A}]_{K \times P}$ 为 \mathbf{A} 有 K 行和 P 列;7) \otimes 和 \circ 分别为克罗内克积和哈达马积;8) $\|\mathbf{x}\|_p$ 为 \mathbf{x} 的 l_p -范数;9) $\text{diag}[\mathbf{x}]$ 为对角矩阵, \mathbf{x} 的元素作为对角元素, $\text{diag}[\mathbf{A}]$ 为以 \mathbf{A} 的对角元素为元素的列向量;10) $\text{Tr}(\mathbf{A})$ 为 \mathbf{A} 的对角线元素的和;11) ppm 为百万分之的含义。

考虑一个有 N_T 个发射天线和 N_R 个接收天线的 MIMO-OFDM 系统,采用四相相移键控调制,且每个天线有 N 个子载波。输入比特流在由串行到并行转换器分组前,首先在空间和时间上进行多路复用,经过逆快速傅里叶变换运算、循环前缀(Cyclic Prefix, CP)插入和数/模转换后,来自第 u 个射频(Radio Frequency, RF)发射天线的发射信号在到达第 v 个 RF 接收天线之前,要遭受信道衰落。设 T 为发射机采样频率振荡器的采样时间,则子载波间隔为 $\frac{1}{NT}$ 。第 u 个发射天线与第 v 个接收天线之间的 CIR 为:

$$h_{u,v}(\tau) = \sum_{l=0}^{L_{u,v}-1} h_{u,v,l} \delta(\tau - \tau_l) \quad (1)$$

式中: $h_{u,v,l}$ 为信道系数; τ_l 为第 l 个信道路径延迟($\tau_l = lT$); $L_{u,v}$ 为 CIR 的长度; $u=1,2,3,\dots,N_T$; $v=1,2,3,\dots,N_R$ 。

在每个接收天线上,接收来自所有发射天线的衰落信号与噪声的叠加。MIMO-OFDM 发射机和接收机中采用 RF 振荡器之间的频率差,以及信道造成的多普勒频移导致接收信号中 Δf_c 的净 CFO,其中 f_c 为 RF 振荡器的工作无线载波频率。此外,在接收机端,接收信号以 T' 采样, $T' \neq T, \Delta T = T' - T$,从而导致 SFO。归一化 CFO 为 $\varepsilon = \Delta f_c NT$,归一化 SFO 为 $\eta = \Delta T/T$ 。基于 OFDM 系统中的帧到达检测是采用不同的相关方法进行的^[11]。这种方法的主要缺点是相关函数在帧到达时不能产生尖锐的峰值,从而很难找到精确的帧到达时间而导致 STE。在帧检测开始后,令 STE 由采样数 θT 给定,其中 θ 为归一化 STE,假设所有接收天线在单用户 MIMO-OFDM 系统中都存在共同的同步损伤。

考虑在训练块期间估计损伤。由于训练块通常先于实际应用中的长 CP,因此假设 CP 的长度大于 $(L_m + \theta_{\max})$,其中 $L_m = \max_{u,v} \{L_{u,v}\}$, θ_{\max} 为最大 STE。在第 v 个 RF 接收天线上接收到的信号为:

$$r_v(n) = \exp(j2\pi\Delta f_c n T') \sum_{u=1}^{N_T} \sum_{l=0}^{L_m-1} h_{u,v,l} s_u(n T' - \theta T - \tau_l) + w_v(n) \quad (2)$$

式中: $s_u(n)$ 为由第 u 个发射天线发射的信号; $w_v(n)$ 为第 v 个接收天线上的复加性高斯噪声,具有零均值且方差为 σ_w^2 。且:

$$s_u(n T' - \theta T - \tau_l) = s_u[n(T + \Delta T) - \theta T - \tau_l] = s_u[(n_\eta - \theta - l)T] \quad (3)$$

$$\exp(j2\pi\Delta f_c n T') = \exp[j2\pi\varepsilon n (T + \Delta T)/NT] = \exp(j2\pi\varepsilon_\eta n/N) \quad (4)$$

式中: $\varepsilon_\eta = \varepsilon(1 + \eta)$; $n_\eta = n(1 + \eta)$ 。因此:

$$r_v(n) = \exp(j2\pi\varepsilon_\eta n/N) \sum_{u=1}^{N_T} \sum_{l=0}^{L_m-1} h_{u,v,l} s_u(n_\eta - \theta - l) + w_v(n) \quad (5)$$

从式(1)可以看出,参数 $\varepsilon, \eta, \theta$ 和 $h_{u,v}$ 之间存在耦合。信道频率响应(Channel Frequency Response, CFR)为:

$$\tilde{h}_{u,v}(k) = \sum_{l=0}^{L_{u,v}-1} h_{u,v,l} \exp(-j2\pi k l/N) \quad (6)$$

令 $x_u(n) = s_u(n_\eta)$,则频域信号样本为:

$$\tilde{x}_u(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x_u(n) \exp(-j2\pi k n/N) \quad (7)$$

在移除 CP 后,式(5)的 $r_v(n)$ 可为:

$$r_v(n) = \frac{\exp(j2\pi\varepsilon_\eta n/N)}{N} \sum_{u=1}^{N_T} \sum_{k=0}^{N-1} \exp(j2\pi n_\eta k/N) \cdot \exp(-j2\pi\theta k/N) \tilde{h}_{u,v}(k) \tilde{x}_u(k) + w_v(n) \quad (8)$$

式中假设 CP 引起的初始偏移为零。设矩阵 $[\mathbf{F}_1]_{N \times N}$ 和 $[\mathbf{F}_2]_{N \times L_m}$ 定义为:

$$[F_1(\eta)]_{n,k} = \frac{\exp\{j2\pi k[n(1+\eta)]/N\}}{N} \tag{9}$$

$$[F_2(\eta)]_{k,l} = \exp(-j2\pi kl/N) \tag{10}$$

式中: $n, k=0, 1, \dots, N-1$; $l=0, 1, \dots, L_m-1$ 。在式(8)中取 $r_v(n)$ 的 n 个样本

$$\mathbf{r}_v = \mathbf{D}(\varepsilon, \eta) \mathbf{F}_1(\eta) \mathbf{G}(\theta) \mathbf{X} \tilde{\mathbf{h}}_v + \mathbf{w}_v \tag{11}$$

$$\mathbf{D}(\varepsilon, \eta) = \text{diag}[1, \exp(j2\pi\varepsilon\eta/N), \dots, \exp(j2\pi\varepsilon\eta(N-1)/N)] \tag{12}$$

$$\mathbf{G}(\theta) = \text{diag}[1, \exp(-j2\pi\theta/N), \dots, \exp(j2\pi(N-1)\theta/N)] \tag{13}$$

$$[\tilde{\mathbf{h}}_v]_{NN_T \times 1} = [\tilde{\mathbf{h}}_{1,v}^T, \tilde{\mathbf{h}}_{2,v}^T, \dots, \tilde{\mathbf{h}}_{N_T,v}^T]^T \tag{14}$$

$$[\mathbf{X}]_{N \times NN_T} = [\mathbf{X}_1, \mathbf{X}_2, \dots, \mathbf{X}_{N_T}] \tag{15}$$

$$\mathbf{X}_u = \text{diag}[\tilde{x}_u(0), \tilde{x}_u(1), \dots, \tilde{x}_u(N-1)] \tag{16}$$

$$\tilde{\mathbf{h}}_{u,v} = [\tilde{h}_{u,v}(0), \tilde{h}_{u,v}(1), \dots, \tilde{h}_{u,v}(N-1)]^T \tag{17}$$

得到 CIR 和 CFR, 分别为 $[\mathbf{h}_{u,v}]_{L_m \times 1}$ 和 $[\tilde{\mathbf{h}}_{u,v}]_{N \times 1}$, 它们之间的关系为 $\tilde{\mathbf{h}}_{u,v} = \mathbf{F}_2 \mathbf{h}_{u,v}$ 。这样

$$\mathbf{r}_v = \mathbf{D}(\varepsilon, \eta) \mathbf{F}_1(\eta) \mathbf{G}(\theta) \mathbf{X} (\mathbf{I}_{N_T} \otimes \mathbf{F}_2) \mathbf{h}_v + \mathbf{w}_v \tag{18}$$

式中 $[\mathbf{h}_v]_{N_T \times L_m \times 1} = [\mathbf{h}_{1,v}^T, \mathbf{h}_{2,v}^T, \dots, \mathbf{h}_{N_T,v}^T]^T$ 。用 $[\mathbf{r}]_{NN_R \times 1} = [\mathbf{r}_1^T, \mathbf{r}_1^T, \dots, \mathbf{r}_{N_R}^T]^T$ 表示 N_R 个接收天线的输出叠加, 并进行简化:

$$\mathbf{r} = \mathbf{A}(\varepsilon, \eta, \theta) \mathbf{h} + \mathbf{w} \tag{19}$$

式中

$$\mathbf{A}(\varepsilon, \eta, \theta) = \mathbf{I}_{N_R} \otimes [\mathbf{D}(\varepsilon, \eta) \mathbf{F}_1(\eta) \mathbf{G}(\theta) \mathbf{X} (\mathbf{I}_{N_T} \otimes \mathbf{F}_2)] \tag{20}$$

$$[\mathbf{h}]_{N_R N_T L_m \times 1} = [\mathbf{h}_1^T, \mathbf{h}_2^T, \dots, \mathbf{h}_{N_R}^T]^T \tag{21}$$

2 基于网格搜索的联合估计算法

2.1 算法原理及实现

式(19)的系统模型可以重写为:

$$\mathbf{r} = \left\{ \mathbf{I}_{N_R} \otimes [\mathbf{D} \mathbf{F}_1 \mathbf{G} \mathbf{X} (\mathbf{I}_{N_T} \otimes \mathbf{F}_2)] \right\} \mathbf{h} + \mathbf{w} = \left\{ \mathbf{I}_{N_R} \otimes [\mathbf{D} \mathbf{F}_1 \mathbf{G} \mathbf{X} (\mathbf{I}_{N_T} \otimes \mathbf{F}_{2\theta_{\max}})] \right\} \mathbf{h}' + \mathbf{w} \tag{22}$$

$$[\mathbf{F}_{2\theta_{\max}}]_{k,l} = \exp(-j2\pi lk/N) \tag{23}$$

$$\mathbf{h}' = [\mathbf{h}_1^T, \mathbf{h}_2^T, \dots, \mathbf{h}_{N_R}^T]^T \tag{24}$$

且 $\mathbf{h}'_v = [\mathbf{h}_{1,v}^T, \mathbf{h}_{2,v}^T, \dots, \mathbf{h}_{N_T,v}^T]^T$; $\mathbf{h}'_{u,v} = [\mathbf{h}_{u,v}^T, \mathbf{0}_{\theta_{\max} \times 1}^T]^T$; $k=0, 1, \dots, N-1$; $l=0, 1, \dots, (L+\theta_{\max}-1)$ 。式(22)的系统模型也可以表示为:

$$\mathbf{r} = \left\{ \mathbf{I}_{N_R} \otimes [\mathbf{D} \mathbf{F}_1 \mathbf{X} (\mathbf{I}_{N_T} \otimes \mathbf{F}_{2\theta_{\max}})] \right\} \mathbf{h}_\theta + \mathbf{w} = \mathbf{A}_1 \mathbf{h}_\theta + \mathbf{w} \tag{25}$$

$$\mathbf{A}_1 = \mathbf{I}_{N_R} \otimes [\mathbf{D} \mathbf{F}_1 \mathbf{X} (\mathbf{I}_{N_T} \otimes \mathbf{F}_{2\theta_{\max}})] \tag{26}$$

$$\mathbf{h}_\theta = [\mathbf{h}_{1\theta}^T, \mathbf{h}_{2\theta}^T, \dots, \mathbf{h}_{N_R\theta}^T]^T \tag{27}$$

且 $\mathbf{h}_{v\theta} = [\mathbf{h}_{(1,v)\theta}^T, \mathbf{h}_{(2,v)\theta}^T, \dots, \mathbf{h}_{(N_T,v)\theta}^T]^T$; $\mathbf{h}_{(u,v)\theta} = [\mathbf{0}_{\theta \times 1}^T, \mathbf{h}_{u,v}^T, \mathbf{0}_{(\theta_{\max}-\theta) \times 1}^T]^T$; $u=0, 1, \dots, N_T-1$; $v=0, 1, \dots, N_R-1$ 。从式(25)给出了 \mathbf{h}_θ 的

最小二乘估计 $\hat{\mathbf{h}}_\theta = \mathbf{A}_1^+ \mathbf{r}$ 。令 \mathbf{P}_{A_1} 为 \mathbf{A}_1 的投影矩阵, 因此可以从式(25)得到 ε 和 η 的估计值为:

$$[\hat{\varepsilon}, \hat{\eta}] = \arg \min_{\varepsilon, \eta} (\mathbf{r} - \mathbf{A}_1 \mathbf{A}_1^+ \mathbf{r})^H (\mathbf{r} - \mathbf{A}_1 \mathbf{A}_1^+ \mathbf{r}) = \arg \max_{\varepsilon, \eta} \|\mathbf{P}_{A_1} \mathbf{r}\|_2^2 = \arg \max_{\varepsilon, \eta} J_1(\varepsilon, \eta | \mathbf{r}) \tag{28}$$

$$J_1(\varepsilon, \eta | \mathbf{r}) = \|\mathbf{P}_{A_1} \mathbf{r}\|_2^2 \tag{29}$$

从式(19), 给出了 \mathbf{h} 的最小二乘估计 $\hat{\mathbf{h}} = \mathbf{A}^+ \mathbf{r}$ 。令 \mathbf{P}_A 为 \mathbf{A} 的投影矩阵, 因此利用式(28)的 ε 和 η 的估计值, 可以得到 θ 的估计值为:

$$[\hat{\theta}] = \arg \min_{\theta} (\mathbf{r} - \mathbf{A} \mathbf{A}^+ \mathbf{r})^H (\mathbf{r} - \mathbf{A} \mathbf{A}^+ \mathbf{r}) = \arg \max_{\theta} \|\mathbf{P}_A \mathbf{r}\|_2^2 = \arg \max_{\theta} J_2(\theta | \mathbf{r}, \hat{\varepsilon}, \hat{\eta}) \tag{30}$$

$$J_2(\theta | \mathbf{r}, \hat{\varepsilon}, \hat{\eta}) = \|\mathbf{P}_A \mathbf{r}\|_2^2 \tag{31}$$

最后采用 ε, η 和 θ 的估计值, 就得到 \mathbf{h} 的估计值为:

$$[\hat{\mathbf{h}}] = \hat{\mathbf{A}}^+ \mathbf{r} \tag{32}$$

$$\hat{\mathbf{A}} = \mathbf{I}_{N_R} \otimes [\mathbf{D}(\hat{\varepsilon}, \hat{\eta}) \mathbf{F}_1(\hat{\eta}) \mathbf{G}(\hat{\theta}) \mathbf{X} (\mathbf{I}_{N_T} \otimes \mathbf{F}_2)] \tag{33}$$

算法 1 的伪代码给出了上述算法实现的一系列步骤。

算法 1 算法实现伪代码

输入： $N, N_T, N_R, \mathbf{r}, \mathbf{X}, L_m, [\theta_{\min}, \theta_{\max}, \theta_{\text{grid}}], [\varepsilon_{\min}, \varepsilon_{\max}, \varepsilon_{\text{grid}}], [\eta_{\min}, \eta_{\max}, \eta_{\text{grid}}]$

1. 计算 $\mathbf{F}_2, \mathbf{F}_{2\theta_{\max}}$; //采用式(10)和式(23)
2. **for** $i=\varepsilon_{\min}:\varepsilon_{\text{grid}}:\varepsilon_{\max}$ **do**
3. **for** $j=\eta_{\min}:\eta_{\text{grid}}:\eta_{\max}$ **do**
4. 计算 $\mathbf{D}(i,j), \mathbf{F}_1(j)$; //采用式(12)和式(9)
5. $\mathbf{A}_1(i,j) = \mathbf{I}_{N_R} \otimes [\mathbf{D}(i,j)\mathbf{F}_1(j)\mathbf{X}(\mathbf{I}_{N_T} \otimes \mathbf{F}_{2\theta_{\max}})]$; //采用式(26)
6. $J_1(i,j|\mathbf{r}) = \|\mathbf{P}_{A_1}\mathbf{r}\|_2^2$; //采用式(29)
7. **end for**
8. **end for**
9. $[\hat{\varepsilon}, \hat{\eta}] = \arg \max_{i,j} J_1(i,j|\mathbf{r})$;
10. 计算 $\mathbf{D}[\hat{\varepsilon}, \hat{\eta}], \mathbf{F}_1(\hat{\eta})$; //采用式(12)和式(9)
11. **for** $k=\theta_{\min}:\theta_{\text{grid}}:\theta_{\max}$ **do**
12. 计算 $\mathbf{G}(k), \mathbf{A}(\hat{\varepsilon}, \hat{\eta}, k)$; //采用式(13)和式(20)
13. $J_2(k|\mathbf{r}, \hat{\varepsilon}, \hat{\eta}) = \|\mathbf{P}_A\mathbf{r}\|_2^2$; //采用式(31)
14. **end for**
15. $[\hat{\theta}] = \arg \max_k J_2(k|\mathbf{r}, \hat{\varepsilon}, \hat{\eta})$;
16. 计算 $\mathbf{G}(\hat{\theta})$; //采用式(13)
17. $\hat{\mathbf{A}} = \mathbf{I}_{N_R} \otimes (\mathbf{D}(\hat{\varepsilon}, \hat{\eta})\mathbf{F}_1(\hat{\eta})\mathbf{G}(\hat{\theta})\mathbf{X}(\mathbf{I}_{N_T} \otimes \mathbf{F}_2))$; //采用式(33)
18. $[\hat{\mathbf{h}}] = \mathbf{A}^+\mathbf{r}$; //采用式(32)

输出： $[\hat{\theta}, \hat{\varepsilon}, \hat{\eta}, \hat{\mathbf{h}}]$

2.2 计算复杂度

联合估计算法的计算复杂度主要依赖于式(28)的二维网格搜索计算(为了得到 ε 和 η 的估计值), 以及式(30)的一维网格搜索(为了得到 θ 的估计值)。令 g_ε, g_η 和 g_θ 为搜索 ε, η 和 θ 所使用的网格点数目, 则计算式(28)的计算复杂度近似等于 $g_\varepsilon g_\eta O(N^3)$, 计算式(30)的计算复杂度近似等于 $g_\theta O(N^3)$, 因此 ML 算法的总计算复杂度近似为 $(g_\varepsilon g_\eta + g_\theta)O(N^3)$ 。

3 仿真结果及分析

3.1 仿真系统设置

仿真一个 2×2 的 MIMO-OFDM 系统, 对于每个 20 MHz 信号带宽的发射机有 $N=128$ 个子载波, 采用第 3 代合作伙伴项目(3rd Generation Partnership Project, 3GPP)^[12]指定的空间信道模型在 $L_m=10$ 的场景中生成衰落信道, 发射符号采用具有单位幅值的 QPSK 星座。因此, 接收机上的复加性高斯噪声的方差 σ_w^2 随得到的信噪比(Signal-to-Noise Ratio, SNR(dB))的变化而变化, 步长为 5 级, 用于均方误差(MSE)和 CRLB 的计算; 考虑 CP 长度为 32 的训练块。在条件 $(L_m + \theta_{\max})$ 小于 CP 长度的情况下得到 $\theta_{\max}=21$ 和 $|\theta| < 21$ 。用于网格搜索的归一化 CFO 的范围为 $|\varepsilon| < 0.4$, 分辨率为 10^{-2} , 归一化 SFO 的范围为 $|\eta| < 5 \times 10^{-3}$, 分辨率为 10^{-4} , 用于仿真的损伤 ε, η 和 θ 的实际值分别为 0.021, 0.000 101(或 101 ppm)和 2。

3.2 性能指标

将各参数的估计值用于计算 MSE:

$$MSE(\hat{\rho}) = \frac{\sum_{i=1}^{N_{\text{试验}}} \|\hat{\rho}_i - \rho\|_2^2}{N_{\text{试验}}} \quad (34)$$

式中: ρ 为实际的参数; $\hat{\rho}_i$ 为第 i 次试验时参数的估计值; $N_{\text{试验}}$ 为试验次数。

用时定时失效概率 P_{tf} 作为指标来说明符号定时估计器鲁棒性:

$$P_{tr}(p) = \Pr\left[|\hat{\theta} - \theta| \geq p\right] \quad (35)$$

式中 p 为 θ 的估计值与 θ 的实际值之间的绝对差。

3.3 性能评价

将本文提出的 SFO,CFO,STE 和信道的联合估计算法与文献[5](仅考虑 CFO 和信道的估计,不考虑 SFO 的估计)、文献[6](仅考虑 SFO 和信道的估计,不考虑 CFO 的估计)和文献[7](仅考虑 SFO 和 CFO 的估计,不考虑 STE 和信道的估计)提出的估计算法进行比较。采用式(34)计算估计损伤参数的 MSE 值,图 1~图 3 为 4 种算法各损伤参数的 MSE 值与 SNR(dB)的关系曲线,图中也给出了损伤参数相应的 CRLB 值作为比较基准。图 1、图 2、图 3 与表明本文联合估计 ε, η 和信道 h 的算法的各 MSE 值非常接近, $CRLB(\varepsilon_{wc}), CRLB(\eta_{wc})$ 和 $CRLB(\varepsilon_{wc}, \eta_{wc})$, 分别仅有大约 0.70 dB, 0.75 dB 和 0.80 dB 的 SNR 性能下降, 明显优于文献[5-7]的非联合估计算法的 6.90 dB, 6.05 dB 和 6.10 dB 的 SNR 性能下降。这是由于本文的联合估计算法考虑了多个估计参数的耦合效应, 并采用了网格搜索的最小二乘估计来得到其估计值, 进一步降低了其估计误差。

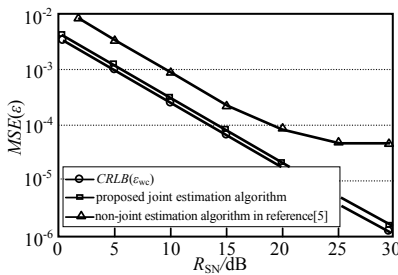


Fig.1 Comparison of performance of CFO estimation using the joint estimation algorithm in this paper and the algorithm in reference[5]
图 1 本文的联合估计算法与文献[5]算法估计 CFO 时的性能比较

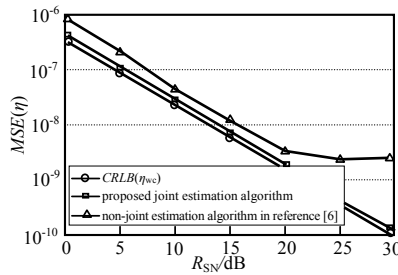


Fig.2 Comparison of performance of SFO estimation using the joint estimation algorithm in this paper and the algorithm in reference[6]
图 2 本文的联合估计算法与文献[6]算法估计 SFO 时的性能比较

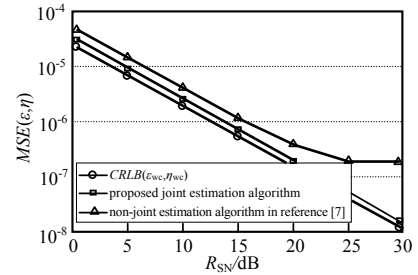


Fig.3 Comparison of performance of SFO and CFO estimation using the joint estimation algorithm in this paper and the algorithm in reference[7]
图 3 本文的联合估计算法与文献[7]算法估计 SFO 和 CFO 时的性能比较

图 4 为当 $STE=0$ (即 $\theta=0$)时本文的联合估计算法与文献[5]和文献[6]的估计算法估计信道 h 时的性能,图中也给出了 $\text{Tr}(CRLB(h))$ 。从图 4 可看出, 本文联合估计算法的 h 的 MSE 也非常接近 $\text{Tr}(CRLB(h))$, 仅有 0.86 dB 的 SNR 性能损失, 而文献[5]和文献[6]算法估计信道 h 的 MSE 的性能下降分别为 6.20 dB 和 6.80dB SNR, 这是由于文献[5]和文献[6]的估计算法没有考虑对信道的耦合效应, 这是造成 h 的 MSE 性能退化和误差产生的主要原因。

采用式(35)计算估计 θ 的 $p=1$ 时的定时失效概率。图 5 为对于本文的联合估计算法和文献[5]、文献[6]、文献[7]的非联合估计算法的时序失效概率图。如在 ε, η 和 h 估计时情形一样, 由于本文的联合估计算法的综合性, 其性能明显优于其他 3 种非联合估计算法。

4 结论

本文针对 MIMO-OFDM 系统中的同步损伤和信道的联合估计提出了一种有效的算法; 首先建立起一个系统模型, 以反映同步损伤和信道的影响, 然后得到用于各损伤参数估计的 CRLB, 以表明不同参数间的耦合效应和联合估计器的重要性; 最后给出了基于网格搜索的联合估计算法, 将各损伤参数估计的多维优化问题简化为二维网格和一维网格搜索; 数值仿真结果表明, 提出的联合估计算法相比于非联合估计算法具有更好的估计性能。

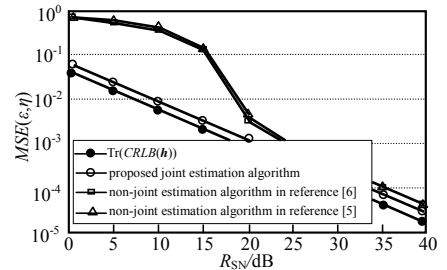


Fig.4 Comparison of performance of h estimation using the joint estimation algorithm in this paper and the algorithms in reference [5] and [6]
图 4 本文的联合估计算法与文献[5]和[6]算法估计信道 h 时的性能比较

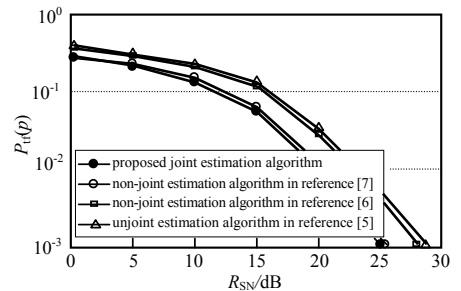


Fig.5 Comparison of timing failure probability performance using the joint estimation algorithm in this paper and three non-joint estimation algorithms
图 5 本文的联合估计算法和 3 种非联合估计算法的定时失效概率性能比较

参考文献：

- [1] 彭聪,许鹏,陈翔,等. MIMO-OFDM 系统中相噪公共相位误差的分析与抑制[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2018, 16(5):813-820. (PENG Cong,XU Peng,CHEN Xiang,et al. Analysis and mitigation of common phase error of phase noises in MIMO-OFDM systems[J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2018,16(5):813-820.)
- [2] 赵海军,崔梦天,陈宇洋. 基于空时块编码和正交脉冲的 MIMO 系统性能研究[J]. 高技术通讯, 2017,27(3):213-219. (ZHAO Haijun,CUI Mengtian,CHEN Yuyang. A study on the performance of MIMO systems based on space time block coding and orthogonal impulse[J]. Chinese High Technology Letters, 2017,27(3):213-219.)
- [3] 汪伟. 异步协作 OFDM 通信载波频偏问题的研究[D]. 南京:南京邮电大学, 2016. (WANG Wei. Research on carrier frequency offset of asynchronous cooperative OFDM communication[D]. Nanjing,China:Nanjing University of Posts And Telecommunications, 2016.)
- [4] 刘明骞,李兵兵,黄少东. 非合作通信中 OFDM 系统的载频偏移盲估计方法[J]. 西安电子科技大学学报(自然科学版), 2016,43(1):24-29. (LIU Mingqian,LI Bingbing,HUANG Shaodong. Blind carrier frequency offset estimation for OFDM in non-cooperative communication[J]. Journal of XIDIAN University(Natural Sciences Edition), 2016,43(1):24-29.)
- [5] DING W B,YANG F,DAI W,et al. Time-frequency joint sparse channel estimation for MIMO-OFDM systems[J]. IEEE Communications Letters, 2015,19(1):58-61.
- [6] CHAKRABORTY S,SEN D. Joint frequency offset and channel estimation in distributed MIMO-OFDM systems[J]. Wireless Personal Communications, 2016,92(4):1-19.
- [7] WANG X,YANG T,HU B. Joint estimation of carrier and sampling frequency offsets in the uplink of multiuser OFDM systems[J]. Wireless Personal Communications, 2017,97(3):3831-3845.
- [8] ZHANG Z,ZHANG Q W,CHEN J,et al. Low-complexity joint symbol synchronization and sampling frequency offset estimation scheme for optical IMDD OFDM systems[J]. Optics Express, 2016,24(12):12577-12587.
- [9] ZHANG J,NIU K,HE Z. Multi-layer distributed Bayesian compressive sensing based blind carrier-frequency offset estimation in uplink OFDMA systems[C]// Proceedings of 2016 IEEE International Conference on Communications. Kuala Lumpur,Malaysia:IEEE, 2016:1-6.
- [10] JAYAPRAKASH A,REDDY G R. Covariance-fitting-based blind carrier frequency offset estimation method for OFDM systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2016,65(12):10101-10105.
- [11] 吴虹,林鹏,陈坤,等. 基于 IEEE 802.11ad 的 OFDM 系统帧同步检测方法[J]. 南开大学学报(自然科学版), 2015,48(5): 90-95. (WU Hong,LIN Peng,CHEN Kun,et al. A novel frame synchronization algorithm for OFDM based on IEEE 802.11ad[J]. Acta Scientiarum Naturalium Universitatis Nankaiensis(Natural Science Edition), 2015,48(5):90-95.)
- [12] ADEMAJ F,TARANETZ M,RUPP M. Implementation, validation and application of the 3GPP 3D MIMO channel model in open source simulation tools[C]// Proceedings of 2015 International Symposium on Wireless Communication Systems (ISWCS). Brussels,Belgium:IEEE, 2015:721-725.

作者简介：

杜文龙(1973-), 男, 江苏省徐州市人, 硕士, 副教授, 主要研究领域为移动通信和光通信 .email:jvpci43@163.com.

黄余(1981-), 男, 四川省内江市人, 在读博士研究生, 副教授, 研究方向为神经网络、计算机网络技术.