

F-OFDM 系统中的自适应 EM 相位噪声抑制算法

陈大爽¹ 李英善¹ 吴 虹²

(南开大学信号处理与传感网络实验室 天津 300351)¹

(天津市光电传感器与传感网络技术重点实验室 天津 300351)²

摘 要 滤波正交频分复用技术(Filtered Orthogonal Frequency-Division Multiplexing, F-OFDM)是针对下一代移动通信的新技术,它在保持 4G OFDM 技术强抗干扰能力等诸多优点的基础上,能够适应未来各种灵活的业务配置;但其对相位噪声更加敏感,相噪会导致其出现子带共同相位误差(Sub-Band Common Phase Error, SCPE)和子带载波间干扰(Sub-Band Inter-Carrier Interference, SICI),严重降低系统性能。基于最大期望准则(EM),提出一种自适应 EM 相噪抑制算法(AEM-PNS),其中包含 EM-SCPE 和 EM-SICI 两个子算法,算法通过在符号帧中插入的相噪指示符(Phase Noise Instruction Symbol, PNIS)和导频指示符(Pilot Instruction Symbol, PIS)自动选择子算法。仿真结果表明,新提出的算法能自适应跟踪相噪的变化,有效降低相位噪声的影响,同时具有较低的计算复杂度和较高的频谱效率。

关键词 滤波正交频分复用,子带共同相位误差,子带载波间干扰,最大期望,自适应

中图分类号 TP391 文献标识码 A DOI 10.11896/j.issn.1002-137X.2019.02.011

Self-adaptive EM Phase Noise Suppression Algorithm in F-OFDM System

CHEN Da-shuang¹ LI Ying-shan¹ WU Hong²

(Lab of Signal Processing and Sensing Network, Nankai University, Tianjin 300351, China)¹

(Tianjin Key Laboratory of Optoelectronic Sensor and Sensing Network Technology, Tianjin 300351, China)²

Abstract Filtered orthogonal frequency-division multiplexing (F-OFDM) is a new technology for next generation mobile communication system. F-OFDM can maintain the advantages such as strong anti-interference ability in OFDM system, and is adaptive for different flexible service configuration in the future. However, it's more sensitive to phase noise than OFDM, which will cause sub-band common phase error (SCPE) and sub-band inter-carrier interference (SICI), thus seriously decreasing the performance of the system. This paper proposed a self-adaptive EM phase noise suppression algorithm (AEM-PNS) to reduce the phase noise in F-OFDM. It includes two sub-algorithms: EM-SCPE and EM-SICI. AEM-PNS can choose suitable phase noise suppression sub-algorithm automatically according to the inserted phase noise instruction symbol (PNIS) and pilot instruction symbol (PIS) in symbol frame. Simulation results show that the proposed algorithm can track phase noise adaptively, reduce the influence caused by phase noise effectively, and keep low complexity and high spectral efficiency simultaneously.

Keywords Filtered orthogonal frequency-division multiplexing, Sub-band common phase error, Sub-band inter-carrier interference, Expectation maximization, Self-adaptation

1 引言

OFDM 技术被广泛应用于 3GPP LTE 和 IEEE 802.11 标准体系中,其具有抗多径干扰能力强、频谱利用率较高以及易于 MIMO 技术结合等优点。但其较大的峰均比(Peak to Average Power Ratio, PAPR)、较高的带外泄漏(Out-of-Band Emission, OOB E)、需要严格的时频同步等,导致其无法满足 5G 通信对于多样化业务场景的需求。在这种背景下,华为公司提出了一种 5G 候选系统,即基于子带滤波的正交频分复用技术^[1-2]。它不仅具有 OFDM 技术的诸多优点,同时通过

精心设计子带滤波器^[3],减少了循环前缀(CP)的开销,提升了频谱效率,支持子带间的异步传输,有效抑制了符号间干扰,且支持时频资源的灵活配置。

OFDM 系统中的相位噪声主要是由于本地振荡器的不理想因素导致的,它会破坏 OFDM 系统子载波间的正交性,降低 OFDM 系统的性能^[4-5]。研究表明,相噪对 OFDM 系统的影响可以分为共同相位误差(Common Phase Error, CPE)和载波间干扰(Inter-Carrier Interference, ICI)。虽然可以通过严格设计本振电路来降低其所产生的相位噪声,但是这样会大大增加系统的设计成本,对此,学者们提出了各种

收稿日期:2018-04-09 返修日期:2018-05-01 本文受国家自然科学基金项目(61571244),天津市科技支撑重点项目(16YFZCSF00540)资助。

陈大爽(1993-),男,硕士生,主要研究方向为信号处理、宽带通信;李英善(1972-),女,博士,副教授,硕士生导师,主要研究方向为宽带无线通信、信息安全、信号估计与检测等, E-mail: yingsl1122@nankai.edu.cn(通信作者);吴虹(1968-),女,博士,教授,博士生导师,主要研究方向为无线通信技术、卫星定位、传感器网络等。

相噪补偿算法。

由于传统导频算法的频谱效率较低并且不能消除 ICI 的影响^[6],因此提出利用循环前缀进行相噪的估计和补偿^[7-9]。文献[7]在高速移动的衰落信道环境下,提出了一种利用 CP 进行 ICI 抑制的方法,该方法具有较低的复杂度;文献[8]提出了一种利用 CP 的线性内插进行相噪抑制的非迭代算法;文献[9]在光 OFDM 系统中提出一种利用 CP 进行线性预处理的相噪抑制算法。

因为相噪在频域的表现为对 OFDM 符号的滤波操作,所以提出了基于卡尔曼滤波操作的相噪抑制算法^[10-12]。文献[10]提出了一种利用卡尔曼跟踪本振中相噪的算法;文献[11]在光 OFDM 系统中利用时频域卡尔曼滤波联合消除相噪的影响;文献[12]提出了一种利用扩展卡尔曼滤波和块状处理线性卡尔曼滤波级联的相噪频偏联合抑制算法。

为了在抑制相噪的同时保持系统的频谱效率和吞吐量,学者们提出了不利用辅助信息的盲抑制算法^[13-15]。文献[13]将接收时域信号划分为多个子块进行相噪估计,并且利用 RISIC 算法消除子块间 ICI 的影响;文献[14]在光 OFDM 系统中提出一种基于定向判决的盲 CPE 抑制算法,该算法利用构造代价函数与测试角进行盲 CPE 估计;文献[15]在光 OFDM 系统中提出了一种有效的盲 ICI 抑制算法。

由于无线信道是不断变化的,因此在进行相噪补偿时也要考虑信道估计的问题,于是学者们提出了许多联合抑制算

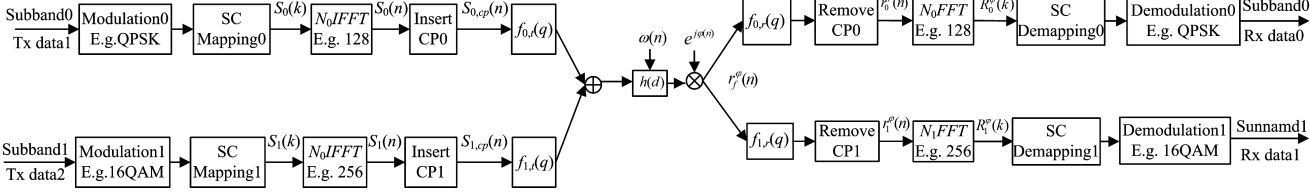


图 1 F-OFDM 系统模型

Fig. 1 System model of F-OFDM

维纳相噪模型相邻子载波上的相位噪声差为:

$$\Delta\varphi(n) = \varphi(n) - \varphi(n-1) \sim N(0, \sigma^2) \quad (1)$$

将其建模为均值为 0、方差为 $\sigma^2 = 2\pi\beta T_s = 2\pi\beta/R_s$ 的独立平稳高斯过程, β 为相噪洛伦兹功率谱的 3dB 线宽, T_s 表示采样时间间隔, R_s 表示符号速率。

F-OFDM 系统中不同业务场景的信息在不同子带中传输,子带可以根据实际情况灵活设置。假设有 M 个子带,为方便表示,在每个子带上用 1 个 OFDM 符号表示,不同子带的快速傅里叶(FFT)变换长度为 $N_m (m=0,1,\dots,M-1)$ 。

每个子带经过调制映射后的频域发送数据为:

$$S_m = [S_m(0), S_m(1), \dots, S_m(N_m - 1)]^T, m=0, \dots, M-1$$

其中, $S_m(k)$ 表示第 m 个子带上 OFDM 符号第 k 个子载波上的发送数据。再经 IFFT 变换并插入循环前缀后,可得子带时域信号为:

$$\begin{cases} s_{m,cp}(n) = s_m(n + (N_m - N_{m,cp})), & n=0, 1, \dots, N_{m,cp} - 1 \\ s_{m,cp}(n) = s_m(n - N_{m,cp}), & n=N_{m,cp}, \dots, N_m + N_{m,cp} - 1 \end{cases} \quad (2)$$

$$s_m(n) = \frac{1}{N_m} \sum_{k=0}^{N_m-1} S_m(k) e^{j\frac{2\pi kn}{N_m}}, n=0, 1, \dots, N_m - 1$$

其中, $s_m(n)$ 表示第 m 个子带上 OFDM 符号的第 n 个子载波

时域信号, $N_{m,cp} (N_{m,cp} < N_m)$ 为循环前缀的长度。

子带时域信号经过子带滤波后叠加可得^[1]:

$$s_f(n) = \sum_{m=0}^{M-1} [s_{m,cp}(n) \otimes f_{m,t}(q)] \quad (3)$$

其中, $f_{m,t}(q) (q=0, 1, \dots, Q-1)$ 表示发送端第 m 个子带滤波器冲激响应。

子带滤波器的设计方法有窗函数法和等波纹设计法^[1]。本文选用旁瓣衰减 40 dB 的切比雪夫软截断滤波器,切比雪夫滤波器可以在保持旁瓣高度不变的情况下使得主瓣宽度最窄,同时其旁瓣具有等波纹性。其窗函数为:

$$w(n) = A_p \cdot \cos\left[C \cdot \arccos \frac{2\cos \frac{2\pi n}{N} - \cos(2\pi\Delta f) + 1}{\cos(2\pi\Delta f) + 1}\right] \quad (4)$$

其中, $n=0, 1, \dots, N-1$ 。经过子带滤波后的时域信号再经多径衰落信道传输,信道冲击响应(CIR)用 $h(d) (d=0, 1, \dots, D-1)$ 表示, D 为信道最大延迟时间,且 $D < N_{m,cp}$ 。同时引入相位噪声和高斯噪声得^[4]:

$$\begin{aligned} r_f^e(n) &= e^{j\varphi(n)} \times [s_f(n) \otimes h(d)] + \omega(n) \\ &= e^{j\varphi(n)} \times \sum_{d=0}^{D-1} h(d) s_f(n-k)_{N_m+N_{m,cp}} + \omega(n) \end{aligned}$$

Fig. 1 System model of F-OFDM

时域信号, $N_{m,cp} (N_{m,cp} < N_m)$ 为循环前缀的长度。

子带时域信号经过子带滤波后叠加可得^[1]:

$$s_f(n) = \sum_{m=0}^{M-1} [s_{m,cp}(n) \otimes f_{m,t}(q)] \quad (3)$$

其中, $f_{m,t}(q) (q=0, 1, \dots, Q-1)$ 表示发送端第 m 个子带滤波器冲激响应。

子带滤波器的设计方法有窗函数法和等波纹设计法^[1]。本文选用旁瓣衰减 40 dB 的切比雪夫软截断滤波器,切比雪夫滤波器可以在保持旁瓣高度不变的情况下使得主瓣宽度最窄,同时其旁瓣具有等波纹性。其窗函数为:

$$w(n) = A_p \cdot \cos\left[C \cdot \arccos \frac{2\cos \frac{2\pi n}{N} - \cos(2\pi\Delta f) + 1}{\cos(2\pi\Delta f) + 1}\right] \quad (4)$$

其中, $n=0, 1, \dots, N-1$ 。经过子带滤波后的时域信号再经多径衰落信道传输,信道冲击响应(CIR)用 $h(d) (d=0, 1, \dots, D-1)$ 表示, D 为信道最大延迟时间,且 $D < N_{m,cp}$ 。同时引入相位噪声和高斯噪声得^[4]:

$$\begin{aligned} r_f^e(n) &= e^{j\varphi(n)} \times [s_f(n) \otimes h(d)] + \omega(n) \\ &= e^{j\varphi(n)} \times \sum_{d=0}^{D-1} h(d) s_f(n-k)_{N_m+N_{m,cp}} + \omega(n) \end{aligned}$$

$$= e^{j\varphi(n)} \times \sum_{d=0}^{D-1} \sum_{m=0}^{M-1} h(d) [s_{m,c,p}(n-d)_{N_m+N_{m,c,p}} \otimes f_{m,t}(q)] + \omega(n) \quad (5)$$

其中, $n=0,1,\dots,N_m+N_{m,c,p}-1$, $\varphi(n)$ 表示时域相位噪声, $\omega(n) \sim N(0, \delta_\omega^2)$ 为含有相位噪声的时域加性高斯白噪声, 相位噪声不改变高斯噪声的统计特性。

在接收端进行子带滤波并去除循环前缀得:

$$r_m^\varphi(n) = \{ e^{j\varphi(n)} \times [s_m(n) \otimes f_{m,t}(q) \otimes h(d)] + \omega(n) \} \otimes f_{m,r}(q) \quad (6)$$

其中, $n=0,1,\dots,N_m-1, q=0,1,\dots,Q$ 。

将时域信号进行 FFT 变换得到子带频域信号:

$$\begin{aligned} R_m^\varphi(k) &= \sum_{n=0}^{N_m-1} r_m^\varphi(n) e^{-j\frac{2\pi}{N_m}nk} \\ &= \sum_{n=0}^{N_m-1} \{ e^{j\varphi(n)} [s_m(n) \otimes f_{m,t}(q) \otimes h(d)] + \omega(n) \} \otimes f_{m,r}(q) e^{-j\frac{2\pi}{N_m}nk} \\ &= \{ [S_m(k) \Gamma_{m,t}(k) H(k)] \otimes P(k) + W(k) \} \Gamma_{m,r}(k) \\ &= \{ \sum_{l=0}^{N_m-1} S_m(l) \Gamma_{m,t}(l) H(l) P[(k-l)_{N_m}] + W(k) \} \Gamma_{m,r}(k) \\ &= S_m(k) \Gamma_{m,t}(k) H(k) P(0) \Gamma_{m,r}(k) + \Gamma_{m,r}(k) \times \\ &\quad \sum_{l=0, l \neq k}^{N_m-1} S_m(l) \Gamma_{m,t}(l) H(l) P[(k-l)_{N_m}] + W_\Gamma(k) \\ &= (SCPE)_m + (SICI)_m + W_\Gamma(k) \\ H(k) &= \sum_{d=0}^{D-1} h(d) e^{-j\frac{2\pi}{N_m}kd}, \Gamma_{m,t}(k) = \sum_{q=0}^{Q-1} f_{m,t}(q) e^{-j\frac{2\pi}{N_m}kq} \\ P(k) &= \frac{1}{N_m} \sum_{n=0}^{N_m-1} e^{j\varphi(n)} e^{-j\frac{2\pi}{N_m}kn} \end{aligned} \quad (7)$$

其中, $k=0,1,\dots,N_m-1; q=0,1,\dots,Q-1; H(k)$ 表示信道频率响应; $\Gamma_{m,t}(k), \Gamma_{m,r}(k)$ 分别表示收发端子带滤波器的频率响应; $P(k)$ 为相位噪声的频域表示; $W_\Gamma(k) \sim N(0, \delta_\Gamma^2)$ 为经过子带滤波的加性高斯噪声频域分量。子带滤波不影响高斯噪声的统计特性, 因此 $W_\Gamma(k)$ 是均值为 0、方差为 $\delta_\Gamma^2 = \delta_\omega^2 \cdot |\Gamma_{m,r}(k)|^2$ 的高斯随机变量。理想情况下子带滤波器相互匹配, 有:

$$\begin{cases} \Gamma_{m,t}(k) \cdot \Gamma_{l,r}(k) = 1, & m=l \\ \Gamma_{m,t}(k) \cdot \Gamma_{l,r}(k) = 0, & m \neq l \end{cases} \quad (8)$$

由式(7)可知, 相噪对 F-OFDM 系统的影响主要表现为 $(SCPE)_m$ 和 $(SICI)_m$, 其影响类似 OFDM 系统中的 CPE 和 ICI, 但由于子带滤波器的作用, 使得 F-OFDM 系统相比于 OFDM 系统对 $(SICI)_m$ 的影响更加敏感。

$$\xi_{m,x,l}(k) = \ln \frac{\sum_{b_{m,l} \in \Phi_{m,1}} \exp\left(-\frac{|R_{m,i}(k) - b_{m,l}(k)|^2}{2\delta_{scpe}^2(k)} |P(0)\Gamma_{m,t}(k)H_m(k)\Gamma_{m,r}(k)|^2\right)}{\sum_{b_{m,l} \in \Phi_{m,0}} \exp\left(-\frac{|R_{m,i}(k) - b_{m,l}(k)|^2}{2\delta_{scpe}^2(k)} |P(0)\Gamma_{m,t}(k)H_m(k)\Gamma_{m,r}(k)|^2\right)} \quad (12)$$

根据 max-log-map 算法, 由 $\ln \sum_k e^{X_k} \approx \max_k(X_k)$ 可得:

$$\begin{aligned} \xi_{m,x,l}(k) &\approx \max_{b_{m,l} \in \Phi_{m,1}} \left(-\frac{|R_{m,i}(k) - b_{m,l}(k)|^2}{2\delta_{scpe}^2(k)} |P(0)\Gamma_{m,t}(k)H_m(k)\Gamma_{m,r}(k)|^2 \right) - \max_{b_{m,l} \in \Phi_{m,0}} \left(-\frac{|R_{m,i}(k) - b_{m,l}(k)|^2}{2\delta_{scpe}^2(k)} |P(0)\Gamma_{m,t}(k)H_m(k)\Gamma_{m,r}(k)|^2 \right) \\ &\approx \frac{|P(0)\Gamma_{m,t}(k)H_m(k)\Gamma_{m,r}(k)|^2}{2\delta_{scpe}^2(k)} \left(\min_{b_{m,l} \in \Phi_{m,1}} |R_{m,i}(k) - b_{m,l}(k)|^2 - \min_{b_{m,l} \in \Phi_{m,0}} |R_{m,i}(k) - b_{m,l}(k)|^2 \right) \\ &\approx \frac{|P(0)\Gamma_{m,t}(k)H_m(k)\Gamma_{m,r}(k)|^2}{2\delta_{scpe}^2(k)} G_{m,R_{m,l}(k)} \end{aligned} \quad (13)$$

3 AEM-PNS 算法的相关工作

3.1 AEM-PNS 算法的流程

图 2 所示是 F-OFDM 接收端利用 AEM-PNS 算法的整体流程图。AEM-PNS 算法是一个迭代算法, 主要用于抑制 F-OFDM 系统中一段时间内的相位噪声。算法步骤见 4.3 节。

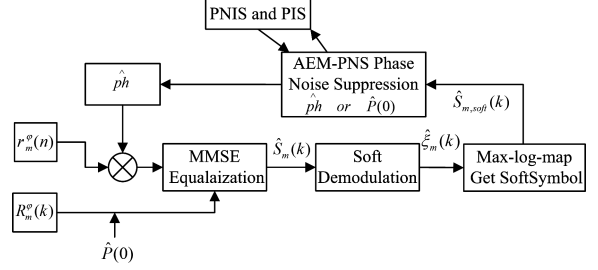


图 2 AEM-PNS 算法的流程图

Fig. 2 Flow chart of AEM-PNS algorithm

3.2 软符号计算

本文利用 max-log-map 算法计算不同调制方式下 (QPSK, 16QAM, 64QAM) 的软符号。可知接收端输出对数似然比为:

$$\begin{aligned} \xi_{m,x,l}(k) &= \ln \frac{\rho(b_{m,x,l}(k)=1 | R_{m,l}(k))}{\rho(b_{m,x,l}(k)=0 | R_{m,l}(k))} \\ &= \ln \frac{\sum_{b_{m,l} \in \Phi_{m,1}} \rho(R_{m,l}(k) | b_{m,l}(k))}{\sum_{b_{m,l} \in \Phi_{m,0}} \rho(R_{m,l}(k) | b_{m,l}(k))} \end{aligned} \quad (9)$$

其中, $\xi_{m,x,l}(k)$ 表示第 m 个子带上第 k 个子载波的第 x 个同相分量比特输出 LLR, x 的范围与调制方式有关; $R_{m,l}(k)$ 表示接收端经子带滤波、相噪补偿和信道均衡后的频域信号同相分量; $b_{m,x,l}(k)$ 表示发送端输入比特同相分量, 由于同相与正交分量相互独立, 因此这里仅分析同相分量。

3.2.1 EM-SCPE 中的 LLR 计算

在 EM-SCPE 算法中, 通过式(7)将 $(SICI)_m + W_\Gamma(k)$ 作为均值为 0、方差为 δ_{scpe}^2 的高斯噪声处理^[6], 即:

$$R_m^\varphi(k) = P(0)\Gamma_{m,t}(k)H(k)S_m(k)\Gamma_{m,r}(k) + W_{scpe}(k) \quad (10)$$

$$\delta_{scpe}^2(k) = \sum_{l=0, l \neq k}^{N_m-1} |\Gamma_{m,t}(l)H_m(l)P[(k-l)_{N_m}]|^2 E\{|S_m(k)|^2\} \cdot |\Gamma_{m,r}(k)|^2 + \delta_\omega^2 \cdot |\Gamma_{m,r}(k)|^2 \quad (11)$$

其中, $k=0,1,\dots,N_m-1$ 。

根据式(10), 将式(9)改写为:

$$\xi_{m,x,l}(k) = \ln \frac{\sum_{b_{m,l} \in \Phi_{m,1}} \exp\left(-\frac{|R_{m,i}(k) - b_{m,l}(k)|^2}{2\delta_{scpe}^2(k)} |P(0)\Gamma_{m,t}(k)H_m(k)\Gamma_{m,r}(k)|^2\right)}{\sum_{b_{m,l} \in \Phi_{m,0}} \exp\left(-\frac{|R_{m,i}(k) - b_{m,l}(k)|^2}{2\delta_{scpe}^2(k)} |P(0)\Gamma_{m,t}(k)H_m(k)\Gamma_{m,r}(k)|^2\right)} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} & \left(-\frac{|R_{m,i}(k) - b_{m,l}(k)|^2}{2\delta_{scpe}^2(k)} |P(0)\Gamma_{m,t}(k)H_m(k)\Gamma_{m,r}(k)|^2 \right) - \min_{b_{m,l} \in \Phi_{m,1}} |R_{m,i}(k) - b_{m,l}(k)|^2 \\ & \approx \frac{|P(0)\Gamma_{m,t}(k)H_m(k)\Gamma_{m,r}(k)|^2}{2\delta_{scpe}^2(k)} G_{m,R_{m,l}(k)} \end{aligned} \quad (13)$$

根据式(13), 求出不同调制方式下的解调器输出 LLR 的理论表达式分别为:

$$\text{QPSK: } G_{m,R_{m,l}(k)} = -4g_{\text{qpsk}} \times R_{m,l}(k), g_{\text{qpsk}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (14)$$

16QAM:

$$G_{m,R_{m,1l}(k)} = \begin{cases} -4g_{16\text{qam}} \times R_{m,l}(k), & -2g_{16\text{qam}} \leq R_{m,l}(k) \leq 2g_{16\text{qam}} \\ -8g_{16\text{qam}} \times (R_{m,l}(k) - g_{16\text{qam}}), & R_{m,l}(k) > 2g_{16\text{qam}} \\ -8g_{16\text{qam}} \times (R_{m,l}(k) + g_{16\text{qam}}), & R_{m,l}(k) < -2g_{16\text{qam}} \end{cases} \quad g_{16\text{qam}} = \frac{1}{\sqrt{10}}$$

$$G_{m,R_{m,2l}(k)} = 4g_{16\text{qam}} \times (|R_{m,l}(k)| - 2) \quad (15)$$

$$G_{m,R_{m,1l}(k)} = \begin{cases} -4g_{64\text{qam}} \times R_{m,l}(k), & -2g_{64\text{qam}} \leq R_{m,l}(k) \leq 2g_{64\text{qam}} \\ -8g_{64\text{qam}} \times (R_{m,l}(k) - g_{64\text{qam}}), & 2g_{64\text{qam}} < R_{m,l}(k) \leq 4g_{64\text{qam}} \\ -12g_{64\text{qam}} \times (R_{m,l}(k) - 2g_{64\text{qam}}), & 4g_{64\text{qam}} < R_{m,l}(k) \leq 6g_{64\text{qam}} \\ -16g_{64\text{qam}} \times (R_{m,l}(k) - 3g_{64\text{qam}}), & R_{m,l}(k) > 6g_{64\text{qam}} \\ -8g_{64\text{qam}} \times (R_{m,l}(k) + g_{64\text{qam}}), & -4g_{64\text{qam}} \leq R_{m,l}(k) < -2g_{64\text{qam}} \\ -12g_{64\text{qam}} \times (R_{m,l}(k) + 2g_{64\text{qam}}), & -6g_{64\text{qam}} \leq R_{m,l}(k) < -4g_{64\text{qam}} \\ -16g_{64\text{qam}} \times (R_{m,l}(k) + 3g_{64\text{qam}}), & R_{m,l}(k) < -6g_{64\text{qam}} \end{cases} \quad , g_{64\text{qam}} = \frac{1}{\sqrt{42}}$$

$$G_{m,R_{m,2l}(k)} = \begin{cases} 8g_{64\text{qam}} \times (|R_{m,l}(k)| - 3g_{64\text{qam}}), & -2g_{64\text{qam}} \leq R_{m,l}(k) \leq 2g_{64\text{qam}} \\ 4g_{64\text{qam}} \times (|R_{m,l}(k)| - 4g_{64\text{qam}}), & R_{m,l}(k) \in \{[-6g_{64\text{qam}}, -2g_{64\text{qam}}] \cup (2g_{64\text{qam}}, 6g_{64\text{qam}}]\} \\ 8g_{64\text{qam}} \times (|R_{m,l}(k)| - 5g_{64\text{qam}}), & R_{m,l}(k) \in \{(-\infty, -6g_{64\text{qam}}) \cup (6g_{64\text{qam}}, +\infty)\} \end{cases}$$

$$G_{m,R_{m,3l}(k)} = \begin{cases} -4g_{64\text{qam}} \times (|R_{m,l}(k)| - 2g_{64\text{qam}}), & -4g_{64\text{qam}} \leq R_{m,l}(k) \leq 4g_{64\text{qam}} \\ 4g_{64\text{qam}} \times (|R_{m,l}(k)| - 6g_{64\text{qam}}), & |R_{m,l}(k)| > 4g_{64\text{qam}} \end{cases} \quad (16)$$

3.2.2 EM-SICI 中的 LLR 计算

对于 EM-SICI 算法,将式(7)处理得到的接收端信号经过子带滤波、相噪补偿和信道均衡后可得:

$$R_m(k) = R_{m,I}(k) + jR_{m,Q}(k)$$

$$= S_m(k) + \frac{W(k) \otimes P^*(-k)}{\Gamma_{m,t}(k)H(k)}, k=0,1,\dots,N_m-1 \quad (17)$$

其中:

$$\delta_{sici}^2(k) = \frac{|W(k) \otimes P^*(-k)|^2}{|\Gamma_{m,t}(k)H(k)|^2}$$

$$= \frac{\sum_{l=0}^{N_m-1} |W(l)P^*[(k+l)N_m]|^2}{|\Gamma_{m,t}(k)H(k)|^2}, k=0,1,\dots,N_m-1$$

然后利用 3.2.1 节 EM-SCPE 中所提的 max-log-map 算法计算解调器输出端的 LLR 信息,只需将式(9)改写为:

$$\xi_{m,x1}(k) \approx \frac{1}{2\delta_{sici}^2(k)} \left(\min_{b_{m,i} \in \Phi_{m,0}} |R_{m,i}(k) - b_{m,i}(k)|^2 - \min_{b_{m,i} \in \Phi_{m,1}} |R_{m,i}(k) - b_{m,i}(k)|^2 \right)$$

$$\approx \frac{1}{2\delta_{sici}^2(k)} G_{m,R_{m,l}(k)} \quad (18)$$

其中,符号表示的含义与 3.2.1 节相同。最后利用式(14)一式(16)计算不同调制方式下的 LLR。

3.2.3 软符号计算

利用 3.2.1 节和 3.2.2 节中计算的 LLR 信息计算不同调制方式下软符号,软符号的定义为^[23]:

$$S_{m,soft}(k) = \sum_{\lambda \in \varphi} \lambda \cdot \rho(S_m(k) = \lambda | R_m^e(k)) \quad (19)$$

其中, $S_{m,soft}(k)$ 表示数据的软符号, λ 表示不同调制方式下星座图中不同点的值, φ 表示所有星座图点的集合, $\rho(S_m(k) = \lambda | R_m^e(k))$ 表示发送信号取值为 λ 的后验概率,可以由 LLR 计算得到:

$$\xi_{m,x}(k) = \ln \left(\frac{\rho(b_{m,x}(k) = 1)}{\rho(b_{m,x}(k) = 0)} \right), x=1,2,\dots,2^{2X}$$

则不同调制方式下的软符号信息为:

QPSK:

$$S_{m,soft}(k) = g_{qpsk} \cdot \left(\tanh\left(\frac{\xi_{m,1}(k)}{2}\right) + j \tanh\left(\frac{\xi_{m,2}(k)}{2}\right) \right)$$

$$g_{qpsk} = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (20)$$

64QAM:

$$S_{m,soft}(k) = g_{16\text{qam}} \cdot \left(\tanh\left(\frac{\xi_{m,1}(k)}{2}\right) (2 - \tanh\left(\frac{\xi_{m,2}(k)}{2}\right)) + j \tanh\left(\frac{\xi_{m,3}(k)}{2}\right) (2 - \tanh\left(\frac{\xi_{m,4}(k)}{2}\right)) \right)$$

$$g_{16\text{qam}} = \frac{1}{\sqrt{10}} \quad (21)$$

64QAM:

$$S_{m,soft}(k) = g_{64\text{qam}} \cdot \left(\tanh\left(\frac{\xi_{m,1}(k)}{2}\right) \cdot \left(2 - \left(\tanh\left(\frac{\xi_{m,2}(k)}{2}\right) \cdot \left(4 - \tanh\left(\frac{\xi_{m,3}(k)}{2}\right) \right) \right) \right) + g_{64\text{qam}} \cdot \left(\tanh\left(\frac{\xi_{m,4}(k)}{2}\right) \cdot \left(2 - \left(\tanh\left(\frac{\xi_{m,5}(k)}{2}\right) \cdot \left(4 - \tanh\left(\frac{\xi_{m,6}(k)}{2}\right) \right) \right) \right) \right) \right)$$

$$g_{64\text{qam}} = \frac{1}{\sqrt{42}} \quad (22)$$

3.3 MMSE 均衡接收

在所提算法中,接收端均采用 MMSE 均衡接收机。当无相位噪声时,F-OFDM 系统接收端 MMSE 的均衡表达式为:

$$R_m(k) = \frac{\Gamma_{m,t}^*(k)H^*(k)\Gamma_{m,r}^*(k)}{|\Gamma_{m,t}(k)H(k)\Gamma_{m,r}(k)|^2 + \delta_{\Gamma}^2} \cdot R_m^e(k) \quad (23)$$

其中, $k=0,1,\dots,N_m-1$, $[\cdot]^*$ 表示对矩阵进行共轭操作。

EM-SCPE 算法仅仅考虑了 SCPE 的影响而将 SICI 作为高斯噪声处理,则可得恢复数据符号为:

$$R_m(k) = \frac{(P(0)\Gamma_{m,t}(k)H(k)\Gamma_{m,r}(k))^*}{|P(0)\Gamma_{m,t}(k)H(k)\Gamma_{m,r}(k)|^2 + \delta_{\varphi_{pe}}^2(k)/E(|S_m(k)|^2)} \cdot R_m^e(k) \quad (24)$$

其中, $k=0,1,\dots,N_m-1$ 。

EM-SICI 算法计算的是整体时域相噪,将式(7)改写成矩阵形式为:

$$R_m^e = (P_{m,t} \cdot \text{diag}(\Gamma_{m,t}) \cdot \text{diag}(H) \cdot S_m) \cdot \Gamma_{m,r} + W_r \quad (25)$$

$$R_m^e = [R_m^e(0), R_m^e(1), \dots, R_m^e(N_m-1)]^T$$

$$\Gamma_m = [\Gamma_m(0), \Gamma_m(1), \dots, \Gamma_m(N_m-1)]^T$$

$$H = [H(0), H(1), \dots, H(N_m-1)]^T$$

$$S_m = [S_m(0), S_m(1), \dots, S_m(N_m - 1)]^T$$

$$W_r = [W_r(0), W_r(1), \dots, W_r(N_m - 1)]^T$$

$$P_{m \times m} = \begin{bmatrix} P(0) & P(N_m - 1) & \dots & P(1) \\ P(1) & P(0) & \dots & P(2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ P(N_m - 1) & P(N_m - 2) & \dots & P(0) \end{bmatrix}$$

其中, $diag(\cdot)$ 表示利用矢量作为对角元素构成对角矩阵, $[\cdot]^T$ 表示求矩阵转置。

则可得 EM-SICI 算法中 MMSE 均衡接收机为:

$$R_m = \frac{(P_{m \times m} diag(\Gamma_{m,t}) diag(H))^H \cdot diag(\Gamma_{m,r})}{|P_{m \times m} diag(\Gamma_{m,t}) diag(H)|^2 + \delta_\omega^2} \cdot R_m^e \quad (26)$$

其中, $[\cdot]^H$ 表示矩阵进行共轭转置。

式(26)需要矩阵求逆运算, 复杂度较大, 为降低算法复杂度, 文中在运用 EM-SICI 子算法得出时域相噪后先在时域消除相噪, 然后利用式(23)恢复 F-OFDM 系统发送端信号。

4 自适应 EM 相噪抑制算法

最大期望(EM)算法是一种基于最大似然(ML)估计的迭代算法, 主要用于在含有两个未知参数 μ, α 的不完整观察值 Y 中求出所需参数 α 的最大似然估计^[22]。

4.1 EM-SCPE 子算法

由式(7), 对于 EM-SCPE 子算法, 此时待估计参数为 $P(0)$, 不完整观察值为 R_m^e , 含有另一未知参数为 S_m , 则完整观察值为 $Z = [S_m, R_m^e]$, 算法分为两个步骤:

1) 根据观察值写出对数似然函数为:

$$\log \rho(Z | P(0)) \approx \log \rho(R_m^e | S_m, P(0))$$

$$\approx \sum_{k=0}^{N_m-1} |R_m^e(k) - P(0)\Gamma_{m,t}(k)H(k)\Gamma_{m,r}(k)S_m(k)|^2 \quad (27)$$

然后对式(27)求数学期望, 假设第 i 次迭代的 SCPE 估计值为 $\hat{P}_i(0)$, 由式(24)恢复此次迭代的发送端数据 $\hat{S}_{m,i}(k)$, 然后由 3.2.1 节与 3.2.3 节中的方法得出软符号 $\hat{S}_{m,soft,i}(k)$, 并由式(27)得到期望函数为:

$$Q(P(0) | \hat{P}_i(0))$$

$$= E_{S_m} [\log \rho(Z | P(0)) | R_m^e, \hat{P}_i(0)]$$

$$= E_{S_m} \left[\sum_{k=0}^{N_m-1} |R_m^e(k) - P(0)\Gamma_{m,t}(k)H(k)\Gamma_{m,r}(k)S_m(k)|^2 \right. \\ \left. R_m^e, \hat{P}_i(0) \right]$$

$$= \sum_{k=0}^{N_m-1} |R_m^e(k)|^2 + \sum_{k=0}^{N_m-1} E_{S_m} [|P(0)\Gamma_{m,t}(k)H(k)\Gamma_{m,r}(k)|^2 \\ |S_m(k)|^2 |R_m^e, \hat{P}_i(0)|] - \sum_{k=0}^{N_m-1} 2 \times \text{Re} (R_m^e(k) P^*(0) \\ \Gamma_{m,t}^*(k) H^*(k) \Gamma_{m,r}^*(k) S_{m,soft}^*(k)) \quad (28)$$

$$S_{m,soft}^2(k) = E_{S_m} [|S_m(k)|^2 | R_m^e, \hat{P}_i(0)]$$

$$= \sum_{\lambda \in \varphi} |\lambda|^2 \rho(S_m(k) = \lambda | R_m^e, \hat{P}_i(0)) \quad (29)$$

其中, $S_{m,soft}^2(k)$ 表示数据符号平方的数学期望, 且有,

$$\hat{P}_{i+1} = \frac{(DFT_{N_m})^H \cdot R_m^e \cdot (DFT_{N_m} \cdot diag(\Gamma_{m,t}) \cdot diag(H) \cdot S_{m,soft} \cdot \Gamma_{m,r})^H}{\sum_{k=0}^{N_m-1} (| [DFT_{N_m} \cdot diag(\Gamma_{m,t}) \cdot diag(H) \cdot diag(\Gamma_{m,r})]_{kcol} |^2) \cdot S_{m,soft}^2(k) + 2 \text{Re}(\Psi) \cdot diag(\Gamma_{m,r})_{kcol} S_{m,soft}(k) S_{m,soft}^*(l)} \quad (30)$$

$$\Psi = \sum_{k=0}^{N_m-2} \sum_{l=k+1}^{N_m-1} [DFT_{N_m} \cdot diag(\Gamma_{m,t}) \cdot diag(H) \cdot diag(\Gamma_{m,r})]_{kcol}^H \times [DFT_{N_m} \cdot diag(\Gamma_{m,t}) \cdot diag(H) \cdot$$

$$\text{QPSK}; S_{m,soft}^2(k) = 1$$

$$16\text{QAM}; S_{m,soft}^2(k) = 1 - 0.4 \times \tanh\left(\frac{\xi_{m,2}(k)}{2}\right) - 0.2 \times \tanh\left(\frac{\xi_{m,4}(k)}{2}\right)$$

2) 求使式(28)取最大值的参数估计值, 对该期望函数求导并使其为 0, 可得参数估计值:

$$\hat{P}_{i+1}(0) = \frac{\sum_{k=0}^{N_m-1} R_m^e(k) \Gamma_{m,t}^*(k) H^*(k) \Gamma_{m,r}^*(k) S_{m,soft}^*(k)}{\sum_{k=0}^{N_m-1} | \Gamma_{m,t}(k) H(k) \Gamma_{m,r}(k) |^2 S_{m,soft}^2(k)} \quad (30)$$

4.2 EM-SICI 子算法

由式(7), 对于 EM-SICI 子算法, 此时待估计参数是整体时域相噪信号 $e^{j\varphi(n)}$, 令估计的时域相位噪声向量为:

$$ph = [ph(0), ph(1), \dots, ph(N_m - 1)]$$

$$= [e^{j\varphi(0)}, e^{j\varphi(1)}, \dots, e^{j\varphi(N_m - 1)}]$$

式(25)中 $P_{m \times m}$ 是一个循环矩阵, 根据循环矩阵的性质, 利用 DFT 变换矩阵 DFT_{N_m} 可得:

$$P_{m \times m} = (DFT_{N_m})^H \cdot diag(ph) \cdot DFT_{N_m}$$

则 EM-SICI 算法的迭代步骤为:

1) 首先写出对数似然函数为:

$$\log \rho(Z | ph) \approx \log \rho(R_m^e | S_m, ph)$$

$$\approx |R_m^e - (DFT_{N_m})^H \cdot diag(ph) \cdot DFT_{N_m} \cdot diag(\Gamma_{m,t}) \cdot diag(H) S_m \cdot \Gamma_{m,r}|^2$$

$$\approx |R_m^e - (DFT_{N_m})^H \cdot \Theta \cdot ph|^2 \quad (31)$$

$$\Theta = diag(DFT_{N_m} \cdot diag(\Gamma_{m,t}) \cdot diag(H) \cdot S_m \cdot \Gamma_{m,r})$$

假设第 i 次迭代时域相噪矢量为 ph_i , 则可以先用接收到的时域信号乘以 $e^{-j \cdot \text{angle}(\hat{ph}_i)}$, 其中 $\text{angle}(\hat{ph}_i)$ 表示所估计的时域相噪的角度, 由式(26)恢复发送端信号 $\hat{S}_{m,i}$, 再由 3.2.2 节与 3.2.3 节的方法得出软符号信息 $\hat{S}_{m,soft,i}$, 则数学期望函数为:

$$Q(ph | \hat{ph}_i) = E_{S_m} [\log \rho(Z | ph) | R_m^e, \hat{ph}_i]$$

$$= |R_m^e|^2 + E_{S_m} (|ph|^2 | \Theta|^2 | R_m^e, \hat{ph}_i | - 2 \times \text{Re}(R_m^e \cdot [\Theta_{soft}^H \cdot DFT_{N_m} \cdot ph^*])) \quad (32)$$

$$\Theta_{soft} = diag(DFT_{N_m} \cdot diag(\Gamma_{m,t}) \cdot diag(H) \cdot S_{m,soft} \cdot \Gamma_{m,r})$$

可令:

$$E_{S_m} (|ph|^2 | \Theta|^2 | R_m^e, \hat{ph}_i |)$$

$$= |ph|^2 \cdot E_{S_m} (| \Theta |^2 | R_m^e, \hat{ph}_i |)$$

$$= |ph|^2 \cdot diag (| DFT_{N_m} \cdot diag(\Gamma_{m,t}) \cdot diag(H) \cdot \Gamma_{m,r} |^2) \cdot E_{S_m} (| S_m |^2 | R_m^e, \hat{ph}_i |)$$

$$= |ph|^2 \cdot diag (| DFT_{N_m} \cdot diag(\Gamma_{m,t}) \cdot diag(H) \cdot \Gamma_{m,r} |^2) \cdot S_{m,soft}^2$$

2) 使得式(32)取得最大值, 求参数估计:

$$\hat{P}_{i+1} = \frac{(DFT_{N_m})^H \cdot R_m^e \cdot (DFT_{N_m} \cdot diag(\Gamma_{m,t}) \cdot diag(H) \cdot S_{m,soft} \cdot \Gamma_{m,r})^H}{\sum_{k=0}^{N_m-1} (| [DFT_{N_m} \cdot diag(\Gamma_{m,t}) \cdot diag(H) \cdot diag(\Gamma_{m,r})]_{kcol} |^2) \cdot S_{m,soft}^2(k) + 2 \text{Re}(\Psi) \cdot diag(\Gamma_{m,r})_{kcol} S_{m,soft}(k) S_{m,soft}^*(l)} \quad (33)$$

EM 子算法在两个步骤间不断迭代, 直到满足收敛条件。文献[22]证明了利用 EM 准则最终都会收敛于其 ML 估计

值,但接收端解调器需要输出正确的软符号信息,否则算法不会收敛。

算法的收敛速度与初始迭代值有关,当初始迭代值接近实际参数值时,算法能快速收敛。因此,有时需要插入少量导频信号对初始 SCPE 进行估计,由导频信号估计的初始 SCPE 为:

$$P_{pilot}(0) = \frac{\sum_{k \in k_{m,pilot}} R_m^*(k) \Gamma_{m,t}^*(k) H^*(k) \Gamma_{m,r}^*(k) S_{m,pilot}^*(k)}{\sum_{k \in k_{m,pilot}} |\Gamma_{m,t}(k) H(k) \Gamma_{m,r}(k) S_{m,pilot}(k)|^2} \quad (34)$$

其中, $k_{m,pilot}$ 表示发送端导频子载波的位置。

根据是否插入导频,将两种子算法分为盲 EM 和半盲 EM 算法。将 EM-SCPE 初始值设为: $\hat{P}_0(0) = 1$ 。

EM-SICI 初始值域信号为:

$$\hat{p}h_0 = [P_{pilot}(0), P_{pilot}(0), \dots, P_{pilot}(0)]^T$$

4.3 自适应 EM 相噪抑制算法

因为 F-OFDM 系统中的子带业务场景是灵活配置的^[2],对于较窄的子带宽度不适宜插入导频,对于较大相噪水平,EM-SCPE 算法的估计效果较差,但是 EM-SICI 算法的复杂度又较高,并且无线信道中的相噪是不断变化的。对此,提出了一种自适应 EM 相噪抑制算法,该算法在取得良好抑制效果和较高频谱效率的同时具有较低的复杂度。

所提算法考虑的是一段整数个时间帧 ($n \cdot TTI$) 内 F-OFDM 系统整体的传输性能,其中 TTI 表示时间帧长度。算法的思想是在每一帧的开始位置插入一个相噪指示符号 (Phase Noise Instruction Symbol, PNIS), PNIS 根据上一帧估计的相噪大小选择本帧中的相噪抑制算法。文献^[19]给出了维纳相位噪声相对大小的参考值,本文以此作为相噪大小的门限。同时 F-OFDM 在子带中设置插入导频的固定位置,用导频指示符号 (Pilot Instruction Symbol, PIS) 指示该子带中是否插入导频,以用于盲 EM 与半盲 EM 算法的选择。算法步骤为:

1) 接收端首先根据本帧的 PNIS 选择本帧中各个子带的相噪抑制算法:

$$\begin{cases} \text{use EM-SCPE,} & \text{if } PNIS = All\ 1 \\ \text{use EM-SICI,} & \text{if } PNIS = All\ 0 \end{cases}$$

2) 根据 PIS 的值选择盲 EM 算法或者半盲 EM 算法,即是否用导频进行初始估计:

$$\begin{cases} PIS = All\ 1, & \text{if } N_m < 256 \\ PIS = All\ 0, & \text{if } N_m \geq 256 \end{cases}$$

其中,导频固定位置为:

$$[S_{m,pilot}(0), S_{m,pilot}(N_m/2), S_{m,pilot}(N_m-1)]$$

即在子带符号的两端和中间位置插入导频,这种分散的导频能降低估计误差,并且即使在插入导频的情况下频谱效率损失也在 1% 左右。

3) 根据上述两个步骤求出相噪估计值,然后确定下一帧的 PNIS:

$$\text{for SCPE} \begin{cases} PNIS = All\ 1, & \text{if } |\angle(\hat{P}(0))| < \frac{\pi}{6} \\ PNIS = All\ 0, & \text{if } |\angle(\hat{P}(0))| \geq \frac{\pi}{6} \end{cases}$$

for SICI

$$\begin{cases} PNIS = All\ 1, & \text{if } \sum_{n=1}^{N_m-1} E(|\angle(\hat{p}h(n)) - \angle(\hat{p}h(n-1))|^2) < 1 \times 10^{-4} \\ PNIS = All\ 0, & \text{if } \sum_{n=1}^{N_m-1} E(|\angle(\hat{p}h(n)) - \angle(\hat{p}h(n-1))|^2) \geq 1 \times 10^{-4} \end{cases}$$

对于 EM-SCPE 算法而言,当子带相噪的平均旋转角度的绝对值大于 $\pi/6$ 时,就将其定义为较大相位噪声,其根据星座图点之间错误判决的旋转角度得到。对于 EM-SICI 算法来说,当估计的属于时域相邻相噪差的方差大于 1×10^{-4} 时定义为较大相位噪声, $\sigma^2 = 1 \times 10^{-4}$ 属于中等水平的维纳相噪方差^[17]。

AEM-PNS 算法通过迭代直至这段时间内所有数据传输完成。可知其仅在每个时间帧中插入一个调制符号作为相噪指示符,基本不影响子带的频谱效率,相比于传统单一算法, AEM-PNS 算法能综合改善 F-OFDM 系统性能。

5 算法仿真

为了评价 AEM-PNS 算法的性能,用蒙特卡罗仿真法分析算法复杂度和 BER 性能,仿真参数如表 1 所列。每 4 个时间帧改变一次相噪大小,分析算法的自适应性能,相噪方差 $\sigma_{Wienerph}^2 = [\sigma_0^2, \sigma_1^2, \sigma_2^2]$ 。仿真表明,EM 算法只需经过两次迭代就可以收敛。

表 1 仿真参数

Table 1 Simulation parameters

Parameters	Sub-band 1	Sub-band 2
FFT size	64, 128, 256	128, 256, 512
Simu-time	12 * TTI	
# symbol per TTI	2 symbols	1 symbol
Filter	Chebyshev(40dB)	Chebyshev(40dB)
Modulation	QPSK, 16QAM	QPSK, 16QAM
Variance of PN	$2 \times 10^{-5}, 5 \times 10^{-5}, 4 \times 10^{-4}, 3 \times 10^{-3}, 8 \times 10^{-3}$	
Channel	Rayleigh fading(4 delay taps)	
Algorithm	EM-SCPE, EM-SICI, AEM-PNS, PA-CPE	

图 3 分析了随着传输时间的变化,几种算法的复杂度变化情况,横坐标表示传输时间帧的整数倍,算法的复杂度是用该算法在这段时间内所需的复数乘法的总次数来表示的,由式(30)和式(33)单次估计 EM-SCPE 和 EM-SICI 算法的复杂度为:

$$\begin{aligned} Num_{scpe} &= 6N_m \\ Num_{sici} &= 2N_m^3 + 3N_m^2 + N_m \log_2 N_m + 5N_m \end{aligned} \quad (35)$$

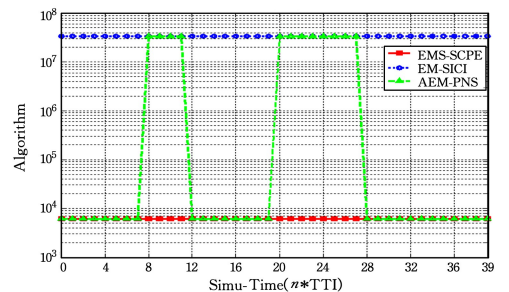


图 3 算法复杂度分析

Fig. 3 Complexity analysis of algorithm

如图3所示,随着时间的增加,相噪方差随机变化。由于本文所提算法能自适应跟踪相噪的变化选择合适的子算法,并且EM-SICI算法的复杂度相比EM-SCPE算法很大,因此相比于传统单一算法,本文算法具有合理的复杂度,有效提升了系统效率,在较长的传输时间内具有重要意义。

图4是在QPSK调制方式下,F-OFDM系统中几种算法与传统导频算法的BER性能比较,其中子带1和子带2的宽度分别为 $N_0=64, N_1=128$,BER表示每个信噪比条件下这12个时间帧的平均误码率,传统导频算法插入导频的方式与半盲EM算法相同。不进行相噪补偿时,F-OFDM系统的性能劣于OFDM系统的性能,由式(7)可知这是由于F-OFDM子带滤波器的影响,使得在F-OFDM系统中提出合适的相噪抑制算法具有重要意义。无相噪时两种系统的BER性能非常逼近,说明F-OFDM系统在实现灵活业务场景需求,保持较高频谱效率的同时能达到传统OFDM系统的误码率性能。

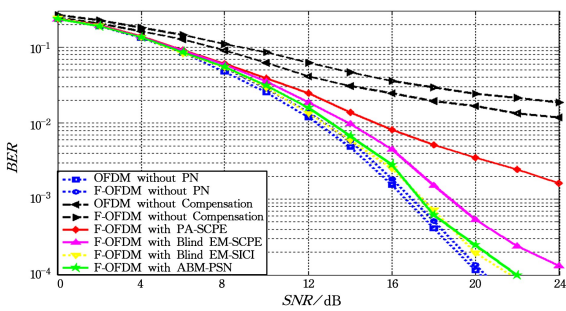


图4 相噪方差为 $[5 \times 10^{-5}, 4 \times 10^{-4}, 3 \times 10^{-3}]$ 的BER性能

Fig. 4 BER performance when PN variance is $[5 \times 10^{-5}, 4 \times 10^{-4}, 3 \times 10^{-3}]$

由图4可知,AEM-PNS算法的性能逼近盲EM-SICI算法的性能,优于盲EM-SCPE算法的性能。因为对于较低的相噪,盲EM-SCPE算法就能取得满意的效果,可以忽略SICI的影响,但是对于较大的相噪,SICI占据主要地位,因此盲EM-SCPE算法的性能劣于AEM-PNS算法和盲EM-SICI算法。又由于此时子带1的宽度较窄,AEM-PNS算法中未使用导频估计,因此AEM-PNS算法的性能与盲EM-SICI算法接近。同时所提算法的性能明显优于传统导频辅助算法,说明了本文所提算法的有效性。在信噪比较大时,AEM-PNS算法曲线下降减缓,因为信噪比较大时输出LLR信息并不完全正确,但是足以满足实际中的需求。

图5给出在16QAM调制方式下,F-OFDM系统中几种算法的BER性能比较,此时相噪方差都相对较小,子带1和子带2的长度分别为 $N_0=256, N_1=512$,其他设置同上。

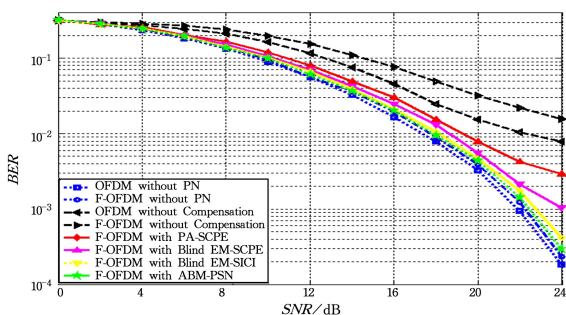


图5 相噪方差为 $[2 \times 10^{-5}, 5 \times 10^{-5}, 4 \times 10^{-4}]$ 的BER性能

Fig. 5 BER performance when PN variance is $[2 \times 10^{-5}, 5 \times 10^{-5}, 4 \times 10^{-4}]$

可以看出,AEM-PNS算法略优于盲EM-SICI算法,两者都优于盲EM-SCPE和传统导频算法,但是3种算法比较接近。因为此时相噪水平相对较小,所以SICI的影响较低,导致此时几个算法的性能比较接近。其中AEM-PNS算法略优于盲EM-SICI算法是因为此时子带1的宽度较宽,因此AEM-PNS利用了少量导频辅助估计,故抑制效果更好。

图6给出在QPSK调制下,F-OFDM系统中几种相噪算法的误码率性能曲线,子带宽度分别为 $N_0=128, N_1=256$,其他设置同上。此时相噪较大,可看出半盲EM-SICI算法的性能略优于AEM-PNS算法。因为子带1宽度较窄,所以AEM-PNS算法在大相噪时选用的是盲EM-SICI算法,但是由于较窄的子带受相位噪声的影响也相对较小,因此AEM-PNS算法的性能与半盲EM-SICI算法接近,并且明显优于半盲EM-SCPE算法和导频辅助算法,因为对于这种较大的相位噪声,不能忽略SICI的影响。

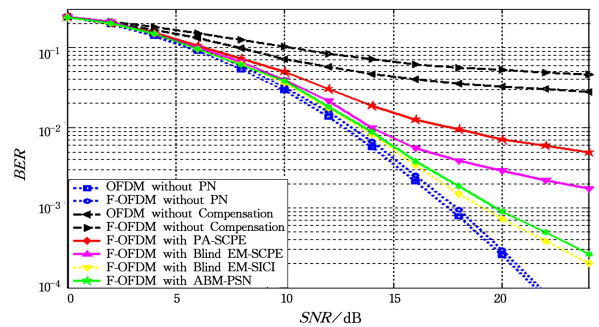


图6 相噪方差为 $[4 \times 10^{-4}, 3 \times 10^{-3}, 8 \times 10^{-3}]$ 的BER性能

Fig. 6 BER performance when PN variance is $[4 \times 10^{-4}, 3 \times 10^{-3}, 8 \times 10^{-3}]$

图7是在16QAM调制下,F-OFDM系统中几种相噪算法的误码率性能曲线,子带宽度分别为 $N_0=256, N_1=512$ 。此时相噪较大,AEM-PNS算法的性能基本逼近半盲EM-SICI算法。因为子带1的宽度较宽,所以AEM-PNS算法在大相噪时选择半盲EM-SICI算法,而较小的相噪影响较小,因此此时两种算法的性能相近。其中其他曲线的表现原因基本与图7相同,可知所提AEM-PNS算法在16QAM调制大相噪水平下仍能取得较好的效果。

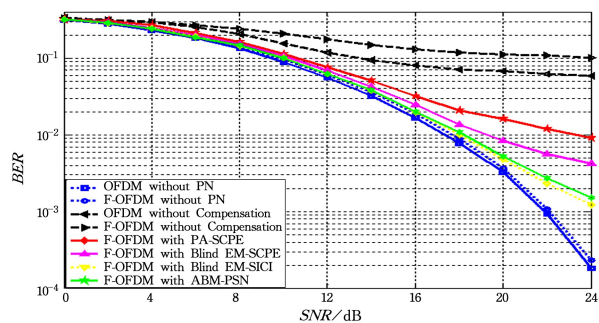


图7 相噪方差为 $[5 \times 10^{-5}, 4 \times 10^{-3}, 8 \times 10^{-3}]$ 的BER性能

Fig. 7 BER performance when PN variance is $[5 \times 10^{-5}, 4 \times 10^{-3}, 8 \times 10^{-3}]$

结束语 本文基于EM准则,给出了F-OFDM系统中两种相噪抑制子算法EM-SCPE和EM-SICI,然后针对F-OFDM系统实际业务场景与相噪的变化提出一种结合两种子算法的自适应相噪算法,但文中没有考虑信道和频偏等

其他因素的影响,未来改进的方向是高效率与低复杂度的联合估计算法。仿真结果表明所提算法能有效抑制 F-OFDM 系统的相位噪声。

参 考 文 献

- [1] ABDOLI J, JIA M, MA J L. Filtered OFDM: A New Waveform for Future Wireless System[C]//IEEE International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communication. New York: IEEE press, 2015: 66-70.
- [2] ZHANG X, JIA M, CHEN L, et al. Filtered-OFDM Enabler for Flexible Waveform in The 5th Generation Cellular Networks[C]//IEEE Globecom. New York: IEEE Press, 2015: 1-6.
- [3] FARHANG-BOROJENY B. OFDM Versus filter bank Multi-carrier[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2011, 28(3): 92-112.
- [4] YIH C H. BER Analysis of OFDM Systems Impaired by Phase Noise in Frequency-selective Fading Channels[J]. Wireless Personal Communications, 2011, 59(4): 667-687.
- [5] PENG C, XU P, CHEN X, et al. Influence of Independent Phase Noises on MIMO-OFDM Systems[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2017, 39(12): 2999-3003. (in Chinese) 彭聪, 许鹏, 陈翔, 等. MIMO-OFDM 系统中各天线独立相位噪声的影响[J]. 电子与信息学报, 2017, 39(12): 2999-3003.
- [6] DAGRES I, POLYDOROS A. Decision-directed Least-squares Phase Perturbation Compensation in OFDM Systems[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2009, 8(9): 4784-4796.
- [7] MA C Y, LIU S W, HUANG C C. Low-complexity ICI suppression methods utilizing cyclic prefix for OFDM systems in high-mobility fading channels[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2014, 63(2): 718-730.
- [8] YUAN J G, ZHANG X R, QIU P Y, et al. Non-Iterative phase noise suppression algorithm utilizing cyclic prefix in OFDM systems[J]. Journal of Jilin University(Engineering and Technology Edition), 2018, 48(1): 295-300. (in Chinese) 袁建国, 张锡若, 邱飘玉, 等. OFDM 系统中利用循环前缀的非迭代相位噪声抑制算法[J]. 吉林大学学报(工学版), 2018, 48(1): 295-300.
- [9] LI L X, LI J B. Novel phase noise suppression algorithm based on the linear preprocessing in CO-OFDM systems[J]. Journal of Chongqing University of Posts and Telecommunications(Natural Science Edition), 2016, 28(5): 743-748. (in Chinese) 李玲香, 李季碧. CO-OFDM 系统中基于线性预处理的新相位噪声抑制算法[J]. 重庆邮电大学学报(自然科学版), 2016, 28(5): 743-748.
- [10] BITTNER S, FROTZSCHER A, FETTWEIS G, et al. Oscillator phase noise compensation using Kalman tracking[C]//IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing. New York: IEEE Press, 2009: 2529-2532.
- [11] TANG Y J, DONG Y J, REN H L, et al. Phase Noise Compensation Algorithm Based on Time Frequency Kalman Filter in CO-OFDM Systems[J]. ACTA OPTICA SINICA, 2017, 37(9): 47-58. (in Chinese) 唐英杰, 董月军, 任宏亮, 等. 基于时频域卡尔曼滤波的 CO-OFDM 系统相位噪声补偿算法[J]. 光学学报, 2017, 37(9): 47-58.
- [12] HOU B J, YANG Y F, XIANG Q, et al. A Joint Frequency Offset and Phase Estimation Scheme Based on Cascaded EKF and LKF[J]. ACTA OPTICA SINICA, 2018, 38(1): 85-90. (in Chinese) 侯冰洁, 杨彦甫, 向前, 等. 基于 EKF 和 LKF 级联的频偏和相位估计联合方案[J]. 光学学报, 2018, 38(1): 85-90.
- [13] LEE M K, LIM S C, YANG K. Blind compensation for phase noise in OFDM systems over constant modulus modulation[J]. IEEE Transactions on Communications, 2012, 60(3): 620-625.
- [14] MOUSA-PASANDI M E, PLANT D V. Zero-overhead phase noise compensation via decision directed phase equalizer for coherent optical OFDM[J]. Optics Express, 2010, 18(20): 20651-20660.
- [15] REN H L, KANG S Y, LU J, et al. Blind Phase Noise Compensation in Large Linewidth Coherent Optical Orthogonal Frequency Division Multiplexing Systems[J]. ACTA OPTICA SINICA, 2017, 37(1): 90-99. (in Chinese) 任宏亮, 康少源, 卢瑾, 等. 大线宽相干光正交频分复用系统中盲相位噪声补偿[J]. 光学学报, 2017, 37(1): 90-99.
- [16] FANG J, SIMON E P, BERBINEAU M, et al. Joint Channel and Phase Noise Estimation in OFDM Systems at Very High Speeds [J]. AEU International Journal of Electronics and Communications, 2013, 67(4): 295-300.
- [17] MEHRPOUYAN H. Joint estimation of channel and oscillator phase noise in MIMO systems[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2012, 60(9): 4790-4807.
- [18] ZOU Q Y, TARIGHAT A, SAYED A H. Compensation of Phase Noise in OFDM Wireless Systems[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2007, 55(11): 5407-5424.
- [19] RAHMAN M, DEY P K, RASHID MF R U. Improved ICI Self Cancellation Scheme for Phase Rotation Error Reduction in OFDM System[J]. International Journal of Information and Electronics Engineering, 2012, 2(2): 210-212.
- [20] ISHAQUE A, ASCHEID G. Efficient MAP-based estimation and compensation of phase noise in MIMO-OFDM receivers[J]. AEU International Journal of Electronics and Communications, 2013, 67(12): 1096-1106.
- [21] ZHANG H C, LEI Y K. Blind Estimation Method for OFDM Parameter Based on Symbol Kurtosis[J]. Computer Science, 2017, 44(4): 207-212. (in Chinese) 张海川, 雷迎科. 基于符号峰态的 OFDM 信号参数盲估计方法[J]. 计算机科学, 2017, 44(4): 207-212.
- [22] MOON T K. The expectation-maximization algorithm[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 1996, 13(6): 47-60.
- [23] NGEBANI I. EM-Based Phase Noise Estimation in Vector OFDM Systems Using Linear MMSE Receivers [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2016, 65(1): 110-122.
- [24] TANG Z, YANG F, MAO H W, et al. Research on Anti-Jamming of Adaptive OFDM Frequency Hopping [J]. Journal of Chongqing University of Technology (Natural Science), 2018, 32(5): 199-203. (in Chinese) 唐正, 杨凡, 毛海伟, 等. OFDM-FH 自适应抗干扰技术研究[J]. 重庆理工大学学报(自然科学), 2018, 32(5): 199-203.