

一种基于 EM-MAP 的联合 CFO 双选信道估计算法*

田 玮^{1,2}, 钟子发¹, 葛梅宝¹

(1. 电子工程学院 安徽省电子制约技术重点实验室, 合肥 230037; 2. 总参五十所, 北京 100083)

摘要: 针对在双选信道下 OFDM 系统需要同时获取精确的载波偏移和信道状态信息, 而采用贝叶斯 MAP 算法进行联合载波频率偏移和信道状态估计复杂度过高的问题, 提出一种基于 EM-MAP 的联合 CFO 双选信道估计算法。首先利用基扩展模型解决信道状态由于快时变带来的可辨识问题, 然后引入期望最大化(EM)算法对系统的载波频偏和信道状态信息进行联合估计, 避免大规模的矩阵求逆, 降低算法复杂度。仿真结果表明, 该方法能获取与 MAP 算法相当的估计性能, 且大幅度降低了复杂度, 有效地解决了双选信道下进行联合估计复杂度过高的问题, 具有很好的实用性。

关键词: 期望最大化; 双选信道; 联合估计; 正交频分复用; 基扩展模型

中图分类号: TN929.53; TP301.6 **文献标志码:** A **文章编号:** 1001-3695(2014)01-0269-04

doi: 10.3969/j.issn.1001-3695.2014.01.063

Joint carrier frequency offset and double selective channel estimation based on EM-MAP algorithm

TIAN Wei^{1,2}, ZHONG Zi-fa¹, GE Mei-bao¹

(1. Anhui Province Key Laboratory of Electronic Restriction, Electronic Engineering Institute, Hefei 230037, China; 2. NO. 54 Institute from Headquarters of the General Staff, Beijing 100083, China)

Abstract: This paper proposed an joint carrier frequency offset and double selective channel estimation method based on EM-MAP algorithm for the problem that the OFDM systems need to obtain precise carrier offset and channel state information under double selective channel, while the existing joint CFO and channel estimation method based on Bayesian MAP algorithm was much too complex. First it used an exponential basis expansion model to solve the channel identification problem due to the fast time-varying channel. Then introduced an expectation-maximization (EM) algorithm for joint estimation of the carrier frequency offset and channel state information, which avoided large-scale matrix inversion and reduced the algorithm complexity. The simulation results prove that this method can get a similar estimation performance compared with the MAP algorithm as well as a significant reduction in complexity, which effectively solves the problem of high complexity caused by joint estimation under double selective channel and demonstrates good usability.

Key words: expectation-maximization; double selective channel; joint estimation; OFDM; BEM channel model

0 引言

正交频分复用(OFDM)技术由于能够有效对抗频率选择性衰落信道,被认为是当前和未来无线通信系统最具潜力的技术之一。它的主要优点在于频谱利用率高、抗码间干扰能力强和抗频率选择性衰落和窄带干扰能力强。WiMAX 和 LTE 作为新一代通信技术的代表,为了提高频谱利用率和数据传输率,均采用 OFDM 技术作为其物理层核心技术。但是 OFDM 系统对载波偏移(CFO)和信道估计(CE)误差非常敏感,尤其是在高速移动的双选信道环境下,获取准确的 CFO 和信道状态估计对系统性能有着至关重要的作用。有关 CFO 和信道状态估计的研究成果很多,但大多数研究都是将这两个环节分开独立考虑,在实际系统中往往不能保证成立。因为载波频率偏移和信道估计相互影响,任何一个环节都会对系统产生严重的干扰。文献[1]表明,把 CFO 和信道状态联合估计时,可以使系统获得最佳性能,这个问题可以描述为在不确定状态前提

下一个未知参数的估计问题。文献[2]同时考虑了 CFO 和信道状态估计,但将估计过程分为两步,先对载波偏移进行精同步,然后在此基础上进行信道估计。虽然该方法提高了系统的性能,但实质上还是没有将两者进行联合估计。文献[3,4]提出一种联合 CFO 和信道估计的方法,但该方法是在信道为准静态前提下进行的,未考虑双选信道对信道参数和载波偏移的影响。双选信道环境下,信道状态的时变会导致可辨识性问题,因此需要采用基扩展模型对时变信道进行拟合,然后在此基础上展开联合 CFO 和信道状态估计^[5]。

针对双选信道环境,文献[6]提出了基于 ML 和 RLS 的联合 CFO 时变信道估计,通过基扩展模型减少信道待估计参数,并采用 RLS 和 ML 算法对 CFO 和信道状态进行了联合估计,但 RLS 和 ML 均是基于 Fisher 估计准则,没有充分利用信道统计信息,在估计性能上也不是最优的。文献[7]针对 Fisher 估计的不足,提出一种基于贝叶斯准则的 MAP 联合估计算法,该算法利用信道统计信息,性能远远优于 RLS 和 ML 估计算法,

收稿日期: 2013-03-28; 修回日期: 2013-05-06 基金项目: 国防预研基金资助项目(41101040402)

作者简介: 田玮(1987-),男,河南潢川人,硕士,主要研究方向为宽带无线通信关键技术、信号处理(tian0376@126.com);钟子发(1957-),男,教授,博导,主要研究方向为通信对抗、通信信号处理;葛梅宝(1991-),女,硕士,主要研究方向为通信信号检测。

但是该方法存在的不足是复杂度过高。EM 算法是一种在存在不完整的接收数据时通过迭代来获取最大似然估计的方法^[8],它能避免批量处理和大规模矩阵转置,降低了计算复杂度。本文在此基础上提出一种基于 EM-MAP 的联合 CFO 和双选信道估计算法,并通过仿真验证了本文所提算法的有效性。

1 系统模型和时变信道基扩展模型

1.1 系统传输模型

考虑一个单发单收的 OFDM 系统,令 $X_{k,m}$ 作为系统等效基带信号的第 m 个符号中第 k 个子载波的频域数据,经过 N 点的 IFFT 变换并插入循环前缀的发送信号可以表示为

$$x_{m,n} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_{k,m} \exp(j2\pi kn/N) \quad (1)$$

其中: $n \in \{-N_g, \dots, 0, \dots, N-1\}$, N_g 表示循环前缀的长度,加循环前缀后的符号长度 $N_s = N + N_g$ 。为便于接收端进行信道估计和载波频偏(CFO)估计,设置导频结构如图 1 所示,在每个导频符号内,所有的子载波均表示为导频数据。



图 1 导频结构

在广义平稳非相关散射(WSSUS)条件下,信道响应由多个互不相关的散射分量叠加而成,设时变信道的长度为 L ,时变信道第 $l(l \in \{0, \dots, L-1\})$ 个径的信道抽头增益定义为 $h_{l,n,m}$,这里的 m 和 n 代表第 m 个 OFDM 符号上的第 n 个时域采样。通常考虑信号的收发都是理想同步的,但实际中发送信号经过双选信道并在接收端被解调后,发射端与接收端的差异及多普勒扩展等影响,或造成载波频率的偏移(CFO),去除循环前缀后,接收端第 m 个符号的第 n 个采样可以表示为

$$y_{n,m} = e^{j2\pi\epsilon(n+N_g+mN_s)} \sum_{l=0}^{L-1} h_{l,n,m} x_{n-l,m} + z_{n,m} \quad (2)$$

其中: $n=0, \dots, N-1$; $z_{n,m}$ 代表方差为 σ_0^2 的加性高斯白噪声;定义 $\epsilon = \Delta f NT$, Δf 表示载波偏移, T 表示系统采样周期。为了便于仿真实验,这里发送信号和信道冲激响应都是归一化的,信噪比可以表示为 $\text{SNR} = 1/\sigma_0^2$ 。

本文只考虑联合 CFO 和信道估计,但在实际中,符号定时同步不理想会导致符号定时偏移,这对 CFO 和信道估计都会产生不利的影响,这里认为符号定时可以通过 ML 等方法准确获得,即假设符号定时同步是理想的^[9]。由式(2)可以看出, CFO 的存在会引入一个时域相位旋转,这会导致频域发生 ICI,另外多径信道的快速时变也会导致频域的 ICI。总之, CFO 和双选信道都会在系统的接收端引起严重的 ICI,从而降低系统接收端性能,产生误差平底。为了 CFO 补偿和可靠的数据检测或解码,在 OFDM 接收端进行联合 CFO 和 CIR 估计是必不可少的。为避免频域 ICI 对估计性能的不利影响,本文通过利用接收端在时域的采样来代替频域采样进行联合 CFO 和信道估计。

1.2 双选信道的基扩展模型

不同于通常假设的慢衰落信道环境,本文讨论在接收机高速运动下的双选信道环境,因此需要采用基扩展(BEM)模型来拟合双选信道的快时变特性。考虑双选信道在一个符号间隔内也是时变的,因此 BEM 模型的引入可以将符号内的时变转换成几个固定基函数表示的时不变信道。此时时变信道第 l

个径的信道抽头增益定义为 $h_{l,n,m}$,可以表示为

$$h_{l,n,m} = \sum_{q=1}^Q b_{n+N_g+mN_s,q} c_{q,l} \quad (3)$$

其中: $n=0, \dots, N-1$; $m=0, \dots, M-1$, M 表示一个突发内所有的导频符号和 OFDM 符号数目,在通信中一个突发内通常认为移动台的速度是一定的,即移动速度是时不变的; $b_{n+N_g+mN_s,q}$ 表示采用的基扩展模型的第 q 个基函数的值; $c_{q,l}$ 代表基扩展模型的基系数; Q 表示基扩展模型基函数个数。通常令 $Q = 2 \lfloor f_{\max} NT_s \rfloor$, $f_{\max}$ 为最大多普勒频移, T_s 为符号周期, N 为一个分区块内的符号数量。由于 $Q \ll NM$,表明基扩展模型可以有效减少时变信道的待估计参数。

利用基扩展模型减少信道待估计参数的优点,对快时变信道状态参数的估计可以转换为对基扩展模型系数的估计。通常采用导频辅助的方法来进行参数估计,对应 P 个导频的 OFDM 符号,时变信道抽头可以表示为

$$h = [h_0^T, \dots, h_{L-1}^T]^T = B_L c = I_L \otimes \begin{bmatrix} B_{m_1}^T \\ \vdots \\ B_{m_p}^T \\ \vdots \\ B_{m_P}^T \end{bmatrix} [c_0^T, \dots, c_{L-1}^T]^T \quad (4)$$

其中: I_L 代表一个 $L \times L$ 的单位矩阵。由式(4)可以看出,估计时变信道抽头可以通过基扩展模型系数的估计获得,在基于 BEM 模型的贝叶斯估计中, BEM 模型系数通常被认为是零均值的高斯随机变量。由文献[8]可知,符号间的基扩展模型系数可以用一阶的 AR 模型来描述为

$$\tilde{c}_m = \Lambda \cdot \tilde{c}_{m-1} + u_m \quad (5)$$

其中: $\Lambda = \text{diag}\{A, \dots, A\}$ 表示一个 $LN_c \times LN_c$ 的矩阵; $u_k = [u_{0,m}^T, \dots, u_{L-1,m}^T]^T$ 表示一个均值为 0 方差为 U 的复高斯向量, $U = \text{diag}\{U_0, \dots, U_{L-1}\}$ 。用 $R_{c_l}^{(p)}$ 表示 BEM 模型系数的自相关矩阵,其中 $p = \{-1, 0, 1\}$ 表示符号间隔。根据 Yule-Walker 方程, AR 模型的参数可以表示为

$$A = R_{c_l}^{(1)} (R_{c_l}^{(0)})^{-1} \quad (6)$$

$$U_l = R_{c_l}^{(0)} - AR_{c_l}^{(-1)} \quad (7)$$

常用的 BEM 模型有 Karhuen-Loève 基扩展模型(KL-BEM)^[10]、多项式基扩展模型(polynomial-BEM, P-BEM)^[11]、复指数基扩展模型(complex exponential BEM, CE-BEM)^[12]及其改进模型。KL-BEM 实质上是多普勒功率谱的降秩分解,在基于最小均方误差(minimum mean square error, MSE)的意义上是最优的,但该方法依赖于信道的统计特性; P-BEM 模型采用多项式插值逼近的方法,但该方法不是基于多普勒频展开的,性能波动比较大; CE-BEM 模型构造简单,但该方法存在严重的吉布斯(Gibbs)效应,近似误差较大。通过分析各种 BEM 模型的优缺点,本文采用过采样 CE-BEM 模型^[13]。过采样 CE-BEM 模型作为改进 CE-BEM 模型的一种,在 CE-BEM 模型的基础上通过提高采样精度,能够明显降低 CE-BEM 模型的展开误差。

2 基于贝叶斯准则的 MAP 联合估计

由上述可知,针对双选信道下存在 CFO 的 OFDM 系统,获取准确的 CFO 和信道状态估计对系统性能至关重要。文献[7]提出了一种基于贝叶斯估计准则的 MAP 联合 CFO 和信道估计算法。与基于 Fisher 准则的 ML、RLS 算法不同,在利用信

道统计信息的前提下,MAP 算法能够提供比 RLS 和 ML 更好的估计性能。在时域接收数据的基础上,利用 MAP 估计准则联合估计出 BEM 和 CFO 系数,可以描述如下:

$$\{\hat{\mathbf{c}}, \hat{\varepsilon}\} = \underset{\mathbf{c}, \varepsilon}{\operatorname{argmax}} \ln p(\mathbf{c}, \varepsilon | \mathbf{y}) \quad (8)$$

其中可以得到

$$p(\mathbf{c}, \varepsilon | \mathbf{y}) = (p(\mathbf{y} | \mathbf{c}, \varepsilon) p(\mathbf{c}) p(\varepsilon) / p(\mathbf{y}))$$

$$p(\mathbf{c}) = (1/\pi^{Q_L} | \mathbf{R}_c |) \exp(-\mathbf{c}^H \mathbf{R}_c^{-1} \mathbf{c})$$

这里假设载波频偏 ε 在 $[-\varepsilon_0, \varepsilon_0]$ 上服从均匀分布,即 $P(\varepsilon) = (1/2\varepsilon_0)$ 。基于上述推导,联合 CFO 和 BEM 系数的估计可以得出

$$\{\hat{\mathbf{c}}, \hat{\varepsilon}\} = \arg \min_{\mathbf{c}, \varepsilon} f_{\text{MAP}}(\mathbf{c}, \varepsilon) \quad (9)$$

其中:

$$f_{\text{MAP}}(\mathbf{c}, \varepsilon) = (1/N_0) \|\mathbf{y} - \Phi_\varepsilon \mathbf{S} \mathbf{c}\|^2 + \mathbf{c}^H \mathbf{R}_c^{-1} \mathbf{c}$$

又由基扩展模型展开可知 $\mathbf{h} = \mathbf{B}_L \mathbf{c}$, 基扩展模型系数的自相关矩阵 $\mathbf{R}_c$ 可以表示为

$$\mathbf{R}_c = E(\mathbf{c} \mathbf{c}^H) = (\mathbf{B}_L^H \mathbf{B}_L)^{-1} \mathbf{B}_L^H \mathbf{R}_h ((\mathbf{B}_L^H \mathbf{B}_L)^{-1} \mathbf{B}_L^H)^H \quad (10)$$

其中: $\mathbf{R}_h = \text{diag}(\mathbf{R}_{h_0}, \mathbf{R}_{h_1}, \dots, \mathbf{R}_{h_{L-1}})$ 。这里根据信道统计信息可以得出

$$[\mathbf{R}_{h_l}]_{i,j} = \sigma_l^2 J_0(2\pi f_d T(j-i)) \quad (11)$$

其中: σ_l^2 表示第 l 条径的能量; $J_0(\cdot)$ 表示第一类零阶贝塞尔函数; f_d 表示时变信道的多普勒扩展。令 $f_{\text{MAP}}(\mathbf{c}, \varepsilon)$ 对 $\mathbf{c}$ 求偏导得到的梯度矢量为零, 可以得出信道 BEM 系数的 MAP 算法估计值为

$$\hat{\mathbf{c}} = (\mathbf{S}^H \mathbf{S} + \mathbf{R}_c^{-1} N_0)^{-1} \mathbf{S}^H \Phi_\varepsilon^H \mathbf{y} \quad (12)$$

将式(11)代入 $f_{\text{MAP}}(\mathbf{c}, \varepsilon)$, 可以得到 CFO 的 MAP 估计值为

$$\hat{\varepsilon} = \underset{-\varepsilon_0 \leq \varepsilon \leq \varepsilon_0}{\operatorname{argmax}} g_{\text{MAP}}(\varepsilon) \quad (13)$$

其中: $g_{\text{MAP}}(\varepsilon) = \mathbf{y}^H \Phi_\varepsilon \mathbf{S} (\mathbf{S}^H \mathbf{S} + \mathbf{R}_c^{-1} N_0)^{-1} \mathbf{S}^H \Phi_\varepsilon^H \mathbf{y}$ 。

3 基于 EM-MAP 的联合 CFO 双选信道估计

EM 算法是一种在存在不完整的接收数据时通过迭代来获取最大似然估计的方法, 这种方法主要分为 E-步和 M-步两部分。令 $\mathbf{y} = [\mathbf{y}_0^T, \dots, \mathbf{y}_{M-1}^T]^T$ 代表 M 个 OFDM 接收符号块, 对应基扩展模型系数可以表示为 $\mathbf{c} = [\mathbf{c}_0^T, \dots, \mathbf{c}_{M-1}^T]^T$ 。联合估计的目标是利用 M 个 OFDM 接收符号联合估计对应的 CFO 和 BEM 系数。当载波频偏 ε 已知时, 可以利用 Kalman 滤波器来估计出 BEM 系数。但在本文中, 频偏系数和 BEM 系数都是未知的, 因此采用一种 EM-MAP 算法来联合估计出频偏系数和 BEM 系数。

假设发送符号 $\mathbf{x}_m$ 是已知的导频数据, 接收数据 $\mathbf{y}$ 是一组不完整数据, 定义完整数据 $\mathbf{z} = [\mathbf{y}^T, \mathbf{c}^T]^T$ 。由于这个过程可以用一阶的马尔可夫模型来描述, 因此完整数据的最大似然函数可以给出

$$p(\mathbf{z}; \varepsilon) = p(\mathbf{c}_0) \prod_{m=1}^{M-1} p(\mathbf{c}_m | \mathbf{c}_{m-1}) \prod_{m=1}^{M-1} p(\mathbf{y}_m | \mathbf{c}_m; \varepsilon) \quad (14)$$

不考虑基扩展模型建模误差, 可以计算出完整数据的对数似然函数为

$$\ln(p(\mathbf{z}; \varepsilon)) = C - \frac{1}{\sigma^2} \sum_{m=0}^{M-1} (\mathbf{y}_m - \mathbf{m}_m(\varepsilon))^H (\mathbf{y}_m - \mathbf{m}_m(\varepsilon)) + \ln p(\mathbf{c}_0) + \sum_{m=1}^{M-1} \ln p(\mathbf{c}_m | \mathbf{c}_{m-1}) \quad (15)$$

其中: C 是常数且 $\mathbf{m}_m(\varepsilon) = \kappa_m(\varepsilon) \mathbf{c}_m$ 是代表均值向量。此时利用 EM-MAP 算法根据接收采样对载频频偏 ε 进行估计, 每次迭代可以分为两步:

a) E-步。考虑观测值 $\mathbf{y}$ 和前次迭代的估计值 $\hat{\varepsilon}^{(i)}$, 可以计算出

$$Q(\varepsilon, \hat{\varepsilon}^{(i)}) = E_{\mathbf{c} | \mathbf{y}, \hat{\varepsilon}^{(i)}} [\ln p(\mathbf{z}; \varepsilon)] \quad (16)$$

b) M-步。找出 $\hat{\varepsilon}^{(i+1)}$, 即在所有可能的 ε 中令 $Q(\varepsilon, \hat{\varepsilon}^{(i)})$ 最大的值。

$$\hat{\varepsilon}^{(i+1)} = \underset{\varepsilon}{\operatorname{argmax}} Q(\varepsilon, \hat{\varepsilon}^{(i)}) \quad (17)$$

这个过程重复至序列 $\hat{\varepsilon}^{(0)}, \hat{\varepsilon}^{(1)}, \dots$ 收敛。根据 Gauss-Markov 的性质, 对 Q 函数的计算可以表达为

$$Q(\varepsilon, \hat{\varepsilon}^{(i)}) = -\frac{1}{\sigma^2} \sum_{m=0}^{M-1} \text{Tr} \{ \kappa_m(\varepsilon) \mathbf{S}_{m|M}^{(i)}(\varepsilon) \times (\mathbf{y}_m - \kappa_m(\varepsilon) \hat{\mathbf{c}}_{m|M}^{(i)}) (\mathbf{y}_m - \kappa_m(\varepsilon) \hat{\mathbf{c}}_{m|M}^{(i)})^H \} \quad (18)$$

其中: $\hat{\mathbf{c}}_{m|M}^{(i)} = E_{\mathbf{c} | \mathbf{y}, \hat{\varepsilon}^{(i)}} [\mathbf{c}_m]$, $\mathbf{S}_{m|M}^{(i)} = E_{\mathbf{c} | \mathbf{y}, \hat{\varepsilon}^{(i)}} [(\mathbf{c}_m - \hat{\mathbf{c}}_{m|M}^{(i)}) (\mathbf{c}_m - \hat{\mathbf{c}}_{m|M}^{(i)})^H]$ 。对应任意 OFDM 符号的 $\hat{\mathbf{c}}_{m|M}^{(i)}$ 、 $\mathbf{S}_{m|M}^{(i)}$ 实际上可以通过固定间隔的 Kalman 滤波平滑来得到。因为这里是在假设 ε 已知的前提下进行信道参数的估计, 模型变为高斯线性模型。EM 算法中的 E-步就变为了对 BEM 系数的估计, 平滑过程是一个标准 Kalman 滤波前向递归的后向传递过程, 具体过程可以表示如下:

a) 前向递归过程步骤:

由式(6)(7)可以得出时域更新方程为

$$\hat{\mathbf{c}}_{m/m-1}^{(i)} = \Lambda \hat{\mathbf{c}}_{m-1/m-1}^{(i)} \quad (19)$$

$$\mathbf{S}_{m/m-1}^{(i)} = \Lambda \mathbf{S}_{m-1/m-1}^{(i)} \Lambda^H + \mathbf{U} \quad (20)$$

同理, 测量更新方程为

$$\mathbf{K}_m = \mathbf{S}_{m/m-1}^{(i)} \mathbf{K}_m^H (\hat{\varepsilon}^{(i)}) (\mathbf{K}_m^H (\hat{\varepsilon}^{(i)}) \mathbf{S}_{m/m-1}^{(i)} \mathbf{K}_m^H (\hat{\varepsilon}^{(i)}) + \sigma^2 \mathbf{I}_N)^{-1} \quad (21)$$

$$\hat{\mathbf{c}}_{m/m}^{(i)} = \hat{\mathbf{c}}_{m/m-1}^{(i)} + \mathbf{K}_m (\hat{\varepsilon}^{(i)}) (\mathbf{y}_m - \mathbf{K}_m (\hat{\varepsilon}^{(i)}) \hat{\mathbf{c}}_{m/m-1}^{(i)}) \quad (22)$$

$$\mathbf{S}_{m/m}^{(i)} = \mathbf{S}_{m/m-1}^{(i)} - \mathbf{K}_m \mathbf{K}_m^H (\hat{\varepsilon}^{(i)}) \mathbf{S}_{m/m-1}^{(i)} \quad (23)$$

b) 后向传递:

$$\mathbf{J}_m = \mathbf{S}_{m-1/m-1}^{(i)} \Lambda^H \mathbf{S}_{m/m}^{(i)} \quad (24)$$

$$\hat{\mathbf{c}}_{m-1/m}^{(i)} = \hat{\mathbf{c}}_{m-1/m-1}^{(i)} + \mathbf{J}_m (\hat{\mathbf{c}}_{m/m}^{(i)} - \hat{\mathbf{c}}_{m-1/m-1}^{(i)}) \quad (25)$$

$$\mathbf{S}_{m-1/m}^{(i)} = \mathbf{S}_{m-1/m-1}^{(i)} + \mathbf{J}_m (\mathbf{S}_{m/m}^{(i)} - \mathbf{S}_{m-1/m-1}^{(i)}) \mathbf{J}_m^H \quad (26)$$

值得注意的是, EM-MAP 算法计算量远低于 MAP 算法, 因为它不需要批量处理及大规模的矩阵转置, 其需要求逆的矩阵维数仅为 $LN_c \times LN_c$, 而 MAP 算法需要批量处理, 其求逆矩阵的规模为 $MLN_c \times MLN_c$ 。由此可以看出, EM-MAP 算法相对 MAP 算法大大降低了计算复杂度。

4 仿真实验

为了验证本文提出的信道估计方法的有效性和实用性, 在 OFDM 系统环境下进行仿真实验。设置 OFDM 系统的仿真参数如下: 子载波个数 $N = 128$, 循环前缀 CP = 16, 导频插入方式如图 1 所示。设一个传输突发内有 $M = 14$ 个 OFDM 符号 (其中三个作为导频符号), BEM 模型基函数个数 $Q = 4$, 时变信道多径数目 $L = 5$, 信道的抽头系数为满足 Jakes 多普勒频谱、延时功率服从指数分布的复高斯随机过程。用户移动速度为 0 ~ 300 km, 仿真结果为 500 次蒙特卡罗仿真实验得到的最小均方误差 MSE。

由于 OFDM 系统对载波频率偏移非常敏感, 精确的 CFO

估计对系统性能有着重要的作用。图2表示在上述仿真实验条件下,信噪比 SNR 在 0~30 dB 变化范围内采用不同的估计算法对 CFO 估计的 MSE 性能曲线。为了便于仿真对比,实验在多普勒频移较小的条件下进行,即假设在一个传输突发内信道状态是时不变的,避免因为信道时变对 CFO 估计产生干扰。由图2可以看出,基于 Fisher 准则的 ML 和 RLS 载波频偏估计算法性能较差,存在较高的误差;基于贝叶斯准则的 MAP 载波频偏估计算法性能最好;而本文采用的 EM-MAP 载波频偏估计算法在较低复杂度的前提下,性能基本接近 MAP 算法,在实际应用中具有一定的优势。

由文献[1]可知,当系统存在载波频率偏移时,对 CFO 和信道状态进行联合估计时性能最优。针对双选信道环境,首先利用基扩展模型对时变信道进行建模,然后考虑系统存在 CFO 时,采用几种不同联合估计算法对基扩展模型系数进行估计并对 MSE 性能进行比较。如图3所示,随着信噪比的升高,几种算法估计误差都明显下降。其中 MAP 联合估计算法 MSE 下降最快,性能最好;本文的 EM-MAP 联合估计算法性能远优于 RLS 和 ML 算法,且逼近 MAP 联合估计算法的性能。由于 EM-MAP 联合估计算法计算复杂度远低于基于贝叶斯准则的 MAP 联合估计算法,表明本文所提的算法能够很好地满足于工程应用需求。

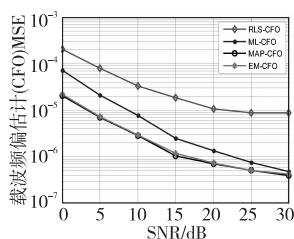


图2 载波频率偏移估计 MSE 性能比较

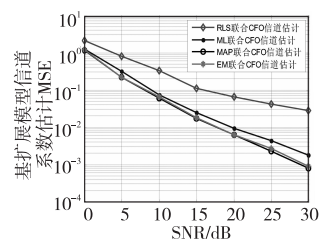


图3 几种联合估计算法的基扩展模型系数估计 MSE 性能

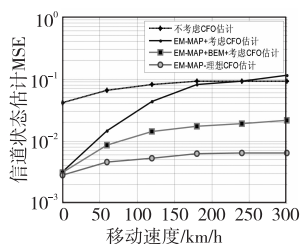


图4 不同移动速度下的信道状态估计 MSE 性能

如图4所示,考虑移动速度在 0~300 km 变化时,本文算法在不同条件下的 MSE 性能。对比可以看出,当系统不考虑 CFO 影响时性能最差,这是因为 OFDM 系统对载波偏移比较敏感;当考虑 CFO 时,信道状态估计的 MSE 明显降低,但当移动速度逐渐增大时,性能下降明显,这是因为多普勒频移也会导致系统载波间干扰,影响信道估计性能;进一步采用基扩展模型来拟合时变信道,并采用本文算法考虑 CFO 估计时,信道估计 MSE 进一步降低,且随着速度的增加,估计 MSE 也远远低于未采用 BEM 模型时的估计误差,与理想 CFO 条件下的估计 MSE 性能也最为接近。本文采用基于基扩展模型的 EM-MAP 联合 CFO 和信道估计方法在实际应用中具有明显的优势。

5 结束语

针对现有联合 CFO 和信道估计算法的不足,本文提出了

一种低复杂度的 EM-MAP 联合 CFO 双选信道估计算法。该方法利用基扩展模型解决信道状态由于快时变带来的可辨识问题,引入期望最大化(EM)算法,对系统的载波频偏和信道状态信息进行联合估计,避免大规模的矩阵求逆,降低了算法复杂度。本文以较低的运算复杂度获取了接近贝叶斯 MAP 算法的估计性能,仿真结果证明了该算法的有效性和实用性。但该方法讨论单天线条件下的联合估计,天线间的相互干扰会使估计更为复杂。因此,如何解决多天线条件下的联合估计是下一步研究的重点。

参考文献:

- [1] GHOGHO M, SWAMI A. Training design for multipath channel and frequency-offset estimation in MIMO systems [J]. *IEEE Trans on Signal Processing*, 2006, 54(10): 3957-3965.
- [2] 曹雪虹. OFDM 系统中的联合同步和信道估计 [J]. *电子学报*, 2006, 34(3): 508-512.
- [3] NGUYEN-LE H, LE-NGOC T, KO C C. Joint channel estimation and synchronization for MIMO-OFDM in the presence of carrier and sampling frequency offsets [J]. *IEEE Trans on Vehicular Technology*, 2009, 58(6): 3075-3081.
- [4] NGUYEN-LE H, LE-NGOC T, KO C C. Joint channel estimation and synchronization with inter-carrier interference reduction for OFDM [C]//Proc of IEEE International Conference on Communications. Piscataway: IEEE Press, 2007: 2841-2846.
- [5] TANG Zi-jian, CANNIZZARO R C, LEUS G, et al. Pilot-assisted time-varying channel estimation for OFDM systems [J]. *IEEE Trans on Signal Processing*, 2007, 55(5): 2226-2238.
- [6] NGUYEN-LE H, LE-NGOC T, KO C C. RLS-based joint estimation and tracking of channel response, sampling, and carrier frequency offsets for OFDM [J]. *IEEE Trans on Broadcasting*, 2009, 55(1): 84-94.
- [7] NGUYEN-LE H, LE-NGOC T. Pilot-aided joint CFO and doubly-selective channel estimation for OFDM transmissions [J]. *IEEE Trans on Broadcasting*, 2010, 56(4): 514-522.
- [8] SIMON E P, ROS L, HIJAZI H, et al. Joint carrier frequency offset and fast time-varying channel estimation for MIMO-OFDM systems [J]. *IEEE Trans on Vehicular Technology*, 2011, 60(3): 955-965.
- [9] 裴敏艳, 成文婧, 魏急波. 基于正交训练序列的 MIMO 系统联合最大似然时频同步和信道估计 [J]. *电子与信息学报*, 2010, 32(3): 633-637.
- [10] YIP K W, NG T S. Karhunen-Loeve expansion of the WSSUS channel output and its application to efficient simulation [J]. *Selected Areas in Communications*, 1997, 15(4): 640-646.
- [11] TOMASNI S, GOROKHOV A, YANG H, et al. Iterative interference cancellation and channel estimation for mobile OFDM [J]. *IEEE Trans on Wireless Communications*, 2005, 34(4): 238-245.
- [12] TSATSANIS M K, GIANNAKIS G B. Modeling and equalization of rapidly fading channels [J]. *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, 1996, 10(2-3): 159-176.
- [13] HWANG S J, SCHNITER P. Near-optimal noncoherent sequence detection for doubly dispersive channels [C]//Proc of the 40th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers. Piscataway: IEEE Press, 2006: 134-138.