

短循环前缀 OFDM 信号参数估计方法研究

张海川^{1,2} 雷迎科^{1,2}

(1. 电子工程学院, 安徽合肥 230037;

2. 通信信息控制和安全技术重点实验室, 浙江嘉兴 314033)

摘 要: 为了克服传统的 OFDM 信号参数估计方法在短循环前缀条件需要大量 OFDM 符号、估计性能较低、抗多径衰落能力差等缺点, 本文提出了一种新的短循环前缀 OFDM 信号参数估计方法。该算法利用 OFDM 信号模型推导出接收端的傅里叶逆变换模型函数, 然后在此基础上根据 OFDM 信号的先验概率密度构造一种多参数融合的极大似然函数, 并从理论上说明了可以通过检测似然函数的最小值实现 OFDM 信号循环前缀长度和有效符号长度的联合估计。同时, 本文还利用动态粒子群优化算法(DPSO)降低了搜索复杂度, 缩短了估计时间。仿真实验展示本文算法在不同环境下对 OFDM 信号参数估计的鲁棒性, 表明本文算法的识别性能优于传统方法。

关键词: 正交频分复用(OFDM); 极大似然函数; 循环前缀; 动态粒子群优化算法

中图分类号: TN911.7

文献标识码: A

DOI: 10.16798/j.issn.1003-0530.2016.12.014

Study on Parameter Estimation for the Short Length Cyclic Prefix OFDM Signal

ZHANG Hai-chuan^{1,2} LEI Ying-ke^{1,2}

(1. Electronic Engineering Institute, Hefei, Anhui 230037, China;

2. Communication Information Controlling Safety Technology Laboratory, Jiaxing, Zhejiang 314033, China)

Abstract: In order to overcome the shortcomings of traditional parameters estimation methods for the short length OFDM signal that required lots of OFDM symbols, and had the poor performance and the poor anti multipath fading capability. This paper presented a novel method to estimate the parameters for short cyclic prefix length OFDM signal. The method used the OFDM signal model to compute the model function of inverse fourier transform, and according the prior probability density of OFDM signal, we construct the maximum likelihood function of multi parameter fusion on the basis of model function and theoretically demonstrated that the joint estimation for cyclic-prefix length and useful symbol length can be achieved by detecting the lowest value of maximum likelihood function. In addition, we used dynamic particle swarm optimization algorithm(DPSO) to reduce computational complexity and shorten the estimated time. The experimental results illustrate the robustness of the proposed algorithm to estimate the parameters for short CP OFDM signal under various circumstance, and show that the proposed algorithm has better performance than conventional algorithm.

Key words: orthogonal frequency division multiplexing (OFDM); maximum likelihood function; cyclic-prefix; dynamic particle swarm optimization algorithm

1 引言

正交频分复用(OFDM)系统因其高效的频谱利用率以及较强的抗多径衰落能力已经广泛应用于

电子侦察、电子对抗和频谱监测等多种民用和军用场合^[1-3], 而对 OFDM 信号参数的估计是实现多领域 OFDM 系统的关键技术之一, 因此对 OFDM 信号参数的估计已经成为当前信号与信息处理领域的

研究热点。

在非协作通信领域中,需要估计的 OFDM 信号参数主要有循环前缀长度和有效符号长度。传统的 OFDM 信号参数估计方法大多是基于循环前缀(CP)引入的自相关性来实现的^[4-6],但这些方法都需要对 OFDM 符号内的数据位移量进行遍历性搜索,计算量较大,同时当循环前缀长度较短时,信号的自相关性较弱,导致 OFDM 信号参数估计的准确率低。文献[7]提出了一种基于信号周期平稳性的 OFDM 信号参数估计方法,但该方法只适用于平坦衰落信道。文献[8]通过搜索 OFDM 信号循环自相关函数三维结构不同切面上的峰值距离估计出 OFDM 信号的有效符号长度和符号周期,但该算法需要搜索循环自相关函数的峰值,计算复杂度较高且不易于实现。文献[9]在估计单载波信号参数的基础上,提出一种基于 OFDM 信号系统特性的参数估计方法,但该方法需要上百个 OFDM 符号才能获得较高的估计精度,影响了系统的快速同步,且当循环前缀长度较短时,该方法估计性能下降。文献[10]利用嵌插在 OFDM 数据帧开头导频符号的相关性估计出了 OFDM 信号的循环前缀长度,但该方法不适用于多径时延较长的衰落信道。文献[11]提出“三步法”估计 OFDM 信号时域参数,第一步把 OFDM 信号调制方式看成是一种线性调制并利用信号的循环平稳性估计出符号速率。第二步利用文献[4]提出的自相关函数估计出 OFDM 信号的有效符号长度。第三步通过循环平稳性检测估计出循环前缀长度。该方法在低信噪比条件下的估计精度较高,但不适用于非线性调制的 OFDM 信号。

针对以上问题本文提出一种短循环前缀 OFDM 信号的参数估计方法,该方法把对 OFDM 信号循环前缀长度和有效符号长度的估计统一到多参数融合的极大似然函数中实现。利用接收端的傅里叶逆变换模型函数构造极大似然函数,然后通过搜索极大似然函数的最小值实现 OFDM 信号循环前缀长度和有效符号长度的联合估计。实验结果表明,本文提出的 OFDM 信号参数估计方法可以实现短循环前缀 OFDM 信号循环前缀长度和有效符号长度参数的估计,且在不同环境下的估计性能优于现有的算法。

2 OFDM 信号模型

OFDM 发射信号可以表示为^[12]:

$$s_a(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{n=0}^{N-1} a_{k,n} e^{\frac{-2i\pi n(t-DT_c-kT_s)}{NT_c}} g_a(t-kT_s) \quad (1)$$

$a_{k,n}$ 代表第 k 个 OFDM 符号块中第 n 个子载波上的数据符号, N 是子载波数目, $1/T_c$ 是无保护间隔的信息符号速率, 符号周期为 T_s , $T_s = DT_c + NT_c$, DT_c 为循环前缀长度, NT_c 为有效符号长度, $g_a(t)$ 为成型滤波函数, K 是 OFDM 符号数。发射信号经过 L 条路径的多径信道后接收信号可以表示为:

$$y_a(t) = \left(\sum_{l=1}^L \lambda_l s_a(t-\tau_l) \right) e^{2i\pi\delta f t} + b_a(t) \quad (2)$$

τ_l 和 λ_l 为第 l 条路径的多径时延和多径增益, $b_a(t)$ 为高斯白噪声, 其方差为 σ^2 , δf 是本机振荡器和多普勒效应造成的频率偏移。接收端对信号 $y_a(t)$ 进行采样, 采样时间为 T_e , 经过采样后的信号为,

$$y(m) = \left(\sum_{l=1}^L \lambda_l s_a(mT_e - \tau_l) \right) e^{2i\pi\Delta f m} + b(m), \quad 0 < m \leq M \quad (3)$$

$M = \lfloor T_0/T_e \rfloor$ 为接收端可获得的样本数, $\lfloor X \rfloor$ 表示不大于 X 的最大正整数, T_0 为观察窗口时间。

把式(1)代入到式(3)中得到接收的离散信号为:

$$y(m) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{l=1}^L \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{n=0}^{N-1} \lambda_l e^{2i\pi n \tau_l / NT_c} a_{k,n} e^{-2i\pi n m T_e / NT_c} e^{2i\pi (k+1) DT_c / NT_c} \times g_a(mT_e - \tau_l - k(N+D)T_e) e^{2i\pi\delta f m} + b(m) \quad (4)$$

现假设信道环境为高斯白噪声信道且接收端完成了时域和频域上的同步, 即暂不考虑频偏和时偏的影响。则由式(1)和式(2)可将接收信号以矩阵形式表示为:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}_0 \mathbf{a} + \mathbf{b} \quad (5)$$

式(5)中:

$$\mathbf{a} = [a_0^T, \dots, a_{K-1}^T]^T \quad (6)$$

$$\mathbf{a}_k = [a_{k,0}, \dots, a_{k,N-1}]^T \quad (7)$$

$$\mathbf{b} = [b(0), \dots, b(M-1)]^T \quad (8)$$

$$\mathbf{y} = [y(0), \dots, y(M-1)]^T \quad (9)$$

$\boldsymbol{\theta} = [NT_c, DT_c]$ 是 OFDM 信号多参数融合的数据集,

H_0 是对频域基带信号进行傅里叶逆变换的模型函数。由于 $g_a(t)$ 为矩形脉冲函数, 结合其脉冲特点有如下关系:

$$0 \leq mT_c - k(N + D)T_c < (N + D)T_c \quad (10)$$

进而可推导出:

$$m \frac{T_c}{(N + D)T_c} - 1 < k \leq m \frac{T_c}{(N + D)T_c} \quad (11)$$

由式(11)可知, 对于给定的 m , 仅存在唯一的 k 与之对应, 表示为 k_m 。结合式(4)和式(11)可得:

$$[H_0]_{m, k_m N + n} = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{2i\pi n m T_c / NT_c} e^{2i\pi n (k_m + 1) DT_c / NT_c} \quad (12)$$

上式中 $m = 0, \dots, M-1, n = 0, \dots, N-1$ 。 $[H_0]_{m, k_m N + n}$ 是

H_0 的第 m 行, 第 $k_m N + n$ 列元素。而 $\tilde{\theta} = [\widetilde{NT_c}, \widetilde{DT_c}]$ 表示的是 OFDM 信号样本区间内多参数预估值融合的数据集。 $\widetilde{\cdot}$ 表示相关参数的预估值。 H_0 表示的是以多参数预估值融合的数据集 $\tilde{\theta}$ 为基础构成的傅里叶逆变换模型函数。由于假设信道环境为高斯信道, 且未考虑多径时延和时间偏移带来的影响, 因此在下一节的算法实施中可以近似是理想条件得出的结果, 但这些因素的影响在实验中都将考虑且需要进行仿真验证。

3 OFDM 信号参数估计方法

传统方法估计 OFDM 信号参数是基于循环前缀引入的自相关性实现的, 但该方法过分依赖于 OFDM 信号的循环前缀长度, 且对多径时延长度变化比较敏感, 因此在频率选择性信道对短循环前缀长度的 OFDM 信号参数估计性能较差。针对以上问题, 本文提出一种基于极大似然函数的 OFDM 信号参数估计方法, 将相关参数的估计统一到多参数融合的极大似然函数中实现。

由于在非协作条件下, 发射数据信息在接收端是全盲的, 因此将 OFDM 发射信号进行两种合理的处理, 一是将其归为集合 $\tilde{\theta}$ 中的特征参数, 二是由 OFDM 信号的渐进高斯性, 将其近似为高斯过程。针对以上两种情况, 分别构造确定性极大似然函数 (DMLF) 和高斯性极大似然函数 (GMLF) 实现 OFDM 信号的参数估计。

3.1 基于 DMLF 的 OFDM 信号参数估计方法

将发射信号归为集合 $\tilde{\theta}$ 中的特征参数, 提出基

于确定性极大似然函数 (DMLF) 的 OFDM 信号参数估计方法, 令 $p(y | \tilde{\theta}, \tilde{\alpha})$ 为接收信号 y 在特征参数集 $\tilde{\theta}$ 和发射符号 $\tilde{\alpha}$ 条件下的先验概率密度函数, 则由数字通信信号概率密度函数最大化理论可知, $p(y | \tilde{\theta}, \tilde{\alpha})$ 取最大值时, $\tilde{\theta}$ 与 $\tilde{\alpha}$ 等于其最优估计值 $\hat{\theta}$ 和 $\hat{\alpha}$ ^[13], 即:

$$[\hat{\theta}, \hat{\alpha}] = \arg \max p(\tilde{\theta}, \tilde{\alpha}) \quad (13)$$

若接收端低通滤波器的带宽为 $1/T_c$, 则离散噪声的自相关函数为:

$$r_b(n) = E[b(m+n) \overline{b(m)}] = \frac{2N_0}{T_c} \sin c \left(\frac{\pi n}{q} \right) \quad (14)$$

由于离散噪声序列之间是互不相关的, 因此结合式(13)中的先验概率密度函数和式(12)中的傅里叶逆变换模型函数可构造出确定性极大似然函数^[13]:

$$J_D(\widetilde{DT_c}, \widetilde{NT_c}) = \| Id_M - H_0 (H_0^H H_0)^{-1} H_0^H y \|^2 \quad (15)$$

由上式可归纳出基于 DMLF 的 OFDM 信号参数估计方法:

$$[\widehat{DT_c}, \widehat{NT_c}] = \arg \min J_D(\widetilde{DT_c}, \widetilde{NT_c}) \quad (16)$$

由上式可知, 当 $\widehat{NT_c} = \widetilde{NT_c}$ 和 $\widehat{DT_c} = \widetilde{DT_c}$ 时, 确定性极大似然函数取得其最小值, $\widehat{\cdot}$ 表示特征参数的最优估计值。

结合式(12)可知, 若 T_0/T_s 为整数, 则:

$$H_0^H H_0 = T_c / T_s \left(1 + \frac{\widehat{DT_c}}{\widehat{NT_c}} \right) Id_{\widetilde{KN}} \quad (17)$$

若 T_0/T_s 不为整数, 由式(12)和式(16)可知, 无法对式(16)中的矩阵逆运算进行操作, 因此这种条件下可将式(15)近似为:

$$J_{AD}(\widetilde{DT_c}, \widetilde{NT_c}) = \left\| Id_M - \frac{H_0^H H_0}{T_c / T_s \left(1 + \frac{\widehat{DT_c}}{\widehat{NT_c}} \right) Id_{\widetilde{KN}}} \right\|^2 \quad (18)$$

式(18)称为近似确定性极大似然函数 (ADMLF), 则可将式(16)进一步转换为:

$$[\widehat{DT}_c, \widehat{NT}_c] = \arg \min J_{AD}(\widetilde{DT}_c, \widetilde{NT}_c) \quad (19)$$

由式(19)可知,当 T_0/T_s 为非整数时,近似确定

性极大似然函数仅在 $\widetilde{NT}_c = \widehat{NT}_c$ 和 $\widetilde{DT}_c = \widehat{DT}_c$ 取得最小值。综上所述,当发射信号为集合 $\tilde{\theta}$ 中的特征参数时,可采用确定性极大似然函数的方法估计 OFDM 信号的参数,根据 T_0/T_s 的正整数性,合理地选择 DMLF 或 ADMLF,检测其最小值,实现 OFDM 信号参数的估计。

3.2 基于 GMLF 的 OFDM 信号参数估计方法

OFDM 信号是由若干路子载波复合而成,各路子信号的调制方式不同,可以看作是互不相关的信号源,因此多路传播的 OFDM 信号可以近似为具有渐进高斯性的随机过程,称为高斯随机过程。据此提出基于高斯性极大似然函数的 OFDM 信号参数估计方法。由于高斯随机过程的能量谱密度函数服从迪克拉分布,因此接收到的 OFDM 信号的均值为 0,方差为 $E[yy^H] = 2\sigma_a^2 H_\theta H_\theta^H + 2Id_M$,由此进一步推导出其似然函数为:

$$p_g(y | \tilde{\theta}) = \frac{1}{(2\pi)^M \det(2\sigma_a^2 H_\theta H_\theta^H + 2N_0 Id_M)} \times e^{-\frac{1}{2}y^H(\sigma_a^2 H_\theta H_\theta^H + N_0 Id_M)^{-1}y} \quad (20)$$

式中 Id_M 是 $M \times M$ 的单位矩阵。若 A 为与 Id_M 相同维数的矩阵,则由矩阵理论^[14]可知:

$$\det(\mathbf{I} + \mathbf{A}\mathbf{A}^H) = \det(\mathbf{I} + \mathbf{A}^H\mathbf{A}) \quad (21)$$

$$(\mathbf{I} + \mathbf{A}\mathbf{A}^H)^{-1} = \mathbf{I} - \mathbf{A}(\mathbf{I} + \mathbf{A}^H\mathbf{A})^{-1}\mathbf{A}^H \quad (22)$$

由此可将式(20)转换为:

$$p_g(y | \tilde{\theta}) = \frac{1}{\det(2\sigma_a^2 H_\theta H_\theta^H + 2N_0 Id_{\tilde{K}\tilde{N}})} \times e^{\frac{\sigma_a^2}{N_0} y^H H_\theta (2\sigma_a^2 H_\theta H_\theta^H + 2N_0 Id_{\tilde{K}\tilde{N}})^{-1} H_\theta^H y} \quad (23)$$

因为使 $p_g(y | \tilde{\theta})$ 最大化等价于使 $-\log(p_g(y | \tilde{\theta}))$ 最小化,因此参照 3.1 节中的参数估计方法,可进一步推导出基于高斯性极大似然函数(GMLF)的 OFDM 信号参数估计方法,表示为:

$$[\widehat{DT}_c, \widehat{NT}_c] = \arg \min J_c(\widetilde{DT}_c, \widetilde{NT}_c) \quad (24)$$

$$J_c(\widetilde{DT}_c, \widetilde{NT}_c) = \log(\det(2\sigma_a^2 H_\theta H_\theta^H + 2N_0 Id_{\tilde{K}\tilde{N}})) - \frac{\sigma_a^2}{2N_0} y^H H_\theta (\sigma_a^2 H_\theta H_\theta^H + N_0 Id_{\tilde{K}\tilde{N}})^{-1} H_\theta^H y \quad (25)$$

式中 $J_c(\widetilde{DT}_c, \widetilde{NT}_c)$ 为高斯性极大似然函数。

根据 2.1 节中的结论,若 T_0/T_s 为非整数,可将高斯性极大似然函数近似为:

$$J_{AC}(\widetilde{DT}_c, \widetilde{NT}_c) = \tilde{K} \tilde{N} \ln(2\sigma_a^2 T_c / T_e \left(1 + \frac{\widetilde{DT}_c}{\widetilde{NT}_c}\right) + 2N_0) - \frac{\sigma_a^2 / N_0}{2 \left(\sigma_a^2 T_c / T_e \left(1 + \frac{\widetilde{DT}_c}{\widetilde{NT}_c}\right) + N_0 \right)} y^H H_\theta H_\theta^H y \quad (26)$$

式(26)称为近似高斯性极大似然函数(AGMLF),结合式(26)则式(24)相应变为:

$$[\widehat{DT}_c, \widehat{NT}_c] = \arg \min J_{AC}(\widetilde{DT}_c, \widetilde{NT}_c) \quad (27)$$

因此可将基于高斯性极大似然函数的 OFDM 信号参数估计方法归纳如下:当 OFDM 信号近似为高斯随机过程时,可采用高斯性极大似然函数的方法估计 OFDM 信号的参数,根据 T_0/T_s 的正整数性,合理地选择 GMLF 或 AGMLF,检测其最小值,实现 OFDM 信号参数的估计。

3.3 动态粒子群优化(DPSO)算法降低计算复杂度

本文提出的 OFDM 信号参数估计算法需要对集合 $\tilde{\theta}$ 中的特征参数进行遍历性搜索,由于搜索维数非单一且变量离散值个数较多,导致计算复杂度较高,实际系统中即使能够实现,也无法满足军事通信对抗实时性的要求,因此应设法降低搜索复杂度。本文提出利用动态粒子群优化算法(DPSO)降低搜索复杂度,对 DPSO 算法的描述不再赘述,详见文献[15],这里只对其平均计算时间复杂度进行理论分析。

本小节对本文提出的动态粒子群优化算法平均计算时间复杂度进行理论分析,并与未优化的参数估计算法进行比较。根据本文 OFDM 信号参数估计新方法的计算过程可知,若搜索样本粒子数为 N ,每一个粒子的搜索和运算时间为 T ,则未优化的参数估计运算时间为 NT ,由动态粒子群优化算法的定义可知^[15],假设第 i 步迭代粒子数量为 $N_i, i=1, 2, \dots, m, m$ 表示最大的迭代次数,若每一次迭代的

运行时间为 T_i , 则可以得到 DPSO 算法的总的运行时间为 $\sum_i^m N_i \times T_i$, 由本文算法的核心计算数学模型式(16)和式(24)可知 $\sum_i^m N_i \times T_i \ll NT$ 。因此针对新算法搜索复杂度高的问题, 可以采用动态粒子群算法优良的迭代寻优能力来降低算法的计算复杂度。

4 仿真实验与分析

为验证上述理论分析的正确性和本文算法的有效性, 采用 500 次蒙特卡洛仿真实验获得本文算法的估计性能。实验以估计正确率作为衡量算法的评价标准, 并以估计误差小于特征参数精确值的 1% 作为算法正确识别相关参数的最低要求, 以循环前缀为例, 即 $|\widehat{DT}_c - DT_c| \leq 0.01DT_c$ 。参考 802.11a 标准进行参数设置^[16]: OFDM 信号的子载波数为 64, 循环前缀长度比例为 1/4, OFDM 符号周期长度是 4 μs , 接收端可以获得的 OFDM 符号数为 20, 过采样率为 4, 调制载波频率为 20 MHz, 子载波调制方式为 16QAM, 实验仿真结果包括传统的自相关算法、DMLF/ADMLF 算法、GMLF/AGMLF 算法以及基于 DPSO 优化的极大似然函数算法。DPSO 的参数选择为: 空间维数 $d=3$, 搜索粒子数 $m=100$, 极大迭代次数为 100, 惯性因子 $w=0.7$, 学习因子 $c_1=c_2=2$ 。

4.1 不同算法的估计性能评估

现以上述实验环境为背景, 分别从循环前缀长度、多径时延长度、信噪比、OFDM 符号数、时间偏移量五个角度评估对算法估计性能的影响。

首先仿真出了 SNR=10 dB 时高斯信道下不同循环前缀长度的算法性能曲线, 仿真结果如图 1 所示。从图 1 中可以看出当循环前缀长度比例较小时, 自相关法的估计性能较差, 而本文算法则对循环前缀长度比例较小的 OFDM 信号进行参数估计更鲁棒, 出现这种实验现象的原因在于自相关法估计 OFDM 信号参数是基于循环前缀引入的自相关性实现的, 循环前缀长度比例越大, 自相关性越强, 估计正确率越高, 而本文算法未利用信号的自相关性, 因此估计正确率对循环前缀长度变化不敏感, 受其影响不大。ADMLF 算法的估计性能低于 DMLF 算法, 这是由于 ADMLF 的计算是对 DMLF 的函数逼近, 计算过程中存在近似运算, 因此计算精度相比 DMLF 略有降低。与 DMLF 算

法不同的是, AGMLF 算法的估计性能优于 GMLF 算法, 其原因在于 AGMLF 算法避免了 GMLF 算法中矩阵逆运算引入的非线性误差, 因此 AGMLF 算法在相同条件下的估计正确率高于 GMLF 算法。对 DMLF/ADMLF 算法和 GMLF/AGMLF 算法进行 DPSO 优化后虽然搜索复杂度有所降低, 但估计正确率也略有下降, 这是因为 DPSO 优化算法在迭代降维过程中, 为减小搜索复杂度而丢弃了部分搜索粒子, 未能保证数据信息的完整性, 导致估计正确率降低。在后续的实验条件下, 本文算法的估计性能优劣均符合此原理规律, 不再赘述。

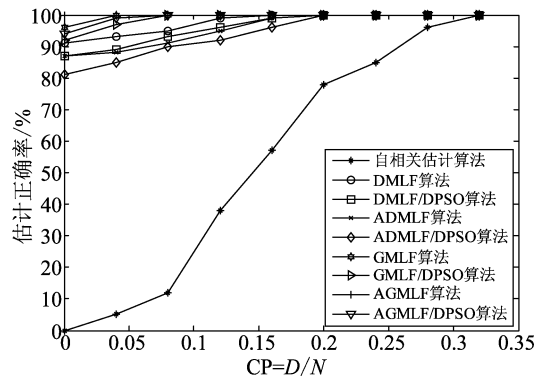


图 1 不同 CP 长度下算法估计性能比较

Fig. 1 The performance of various algorithms under different CP length

其次, 对 SNR=10 dB 时多径衰落信道下不同多径时延长度的算法性能进行了仿真, 循环前缀长度比例设置为 1/8, 如图 2 所示。观察图 2 可知, 本文算法对多径时延长度比例较高的干扰更鲁棒。即使当多径时延长度达到循环前缀长度时, 本文算法的估计正确率均在 80% 以上, 相比之下, 自相关法的估计正确率则受循环前缀长度影响较大, 这是由于自相关法对 OFDM 信号的相关性依赖过高, 当多径时延长度比例较大时, 循环前缀所起的保护间隔作用则有所降低, 此时信道时延拖尾易对有效符号数据产生影响, 导致估计性能下降甚至不再适用。因此在多径时延较长的信道下本文算法相对自相关法具有更强抗多径衰落能力。

图 3 给出了不同算法的估计正确率与信噪比的关系, 循环前缀长度比例设置为 1/8, 多径时延长度为 CP 长度的 1/4, 从图中可以看出在短循环前缀和多径时延条件的影响下, 自相关法在各个信噪比上

的估计正确率明显低于其他几种算法,而本文算法在这种环境下仍然具有优良的估计性能,这进一步说明本文方法相比传统的自相关法抗多径能力更强,且并不过分依赖于循环前缀长度。

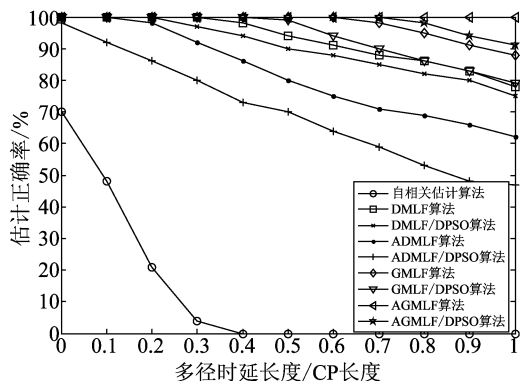


图2 不同多径时延长度下算法估计性能比较

Fig. 2 The performance of various algorithms under different channel delay

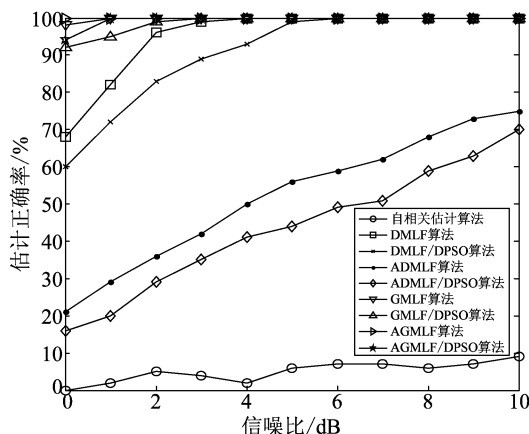


图3 不同信噪比下算法估计性能比较

Fig. 3 The performance of various algorithms under different SNR

在上述实验条件下仿真出不同算法相对 OFDM 符号数的估计性能对比曲线,如图 4 所示,由于自相关法估计 OFDM 信号参数是基于 OFDM 信号的自相关性实现的,OFDM 信号符号数越多,自相关性越大,估计正确率越高,但由于图 4 中给出的 OFDM 符号数较少,导致 OFDM 信号的自相关性较弱,因此在图中给出的 OFDM 符号数下,自相关法的估计正确率均达不到 10%。而本文算法估计 OFDM 信号参数并未用到 OFDM 信号的自相关性,因此估计正确率受符号数变化影响较小,在较少的 OFDM 符号数下的估计性能均远高于自相关法。

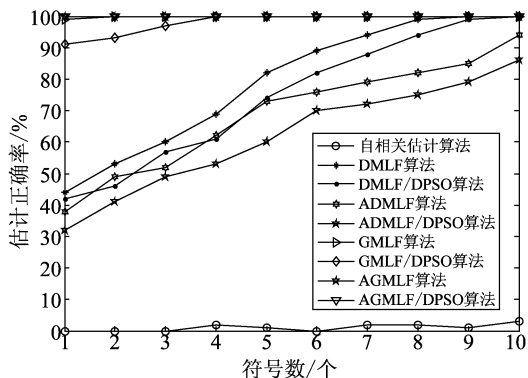


图4 不同符号数下算法估计性能比较

Fig. 4 The performance of various algorithms under different OFDM symbols

图 5 为高斯信道下不同时间偏移的算法估计性能比较,循环前缀长度比例设置为 1/8,时偏范围设置为 -0.5 符号至 0.5 符号,从图中可以看出,自相关法的估计正确率对时间偏移变化不敏感,各个时偏点上的估计正确率均在 60% 至 70% 内波动,而本文算法的估计正确率则受时偏影响较大。当时偏长度比例在 -0.1 和 0.1 范围内时,本文算法的估计正确率均高于自相关法,但当时偏增大时,本文算法的估计正确率则急剧下降,甚至达到零点,此时本文不再适用于此条件下的参数估计,因此在相对时偏小于 0.1 时,本文算法的估计性能达到最优,但在其他时偏范围内本文算法的估计正确率仍然较低,因此在下一步的工作中将重点研究如何降低时间偏移对算法估计性能的影响。

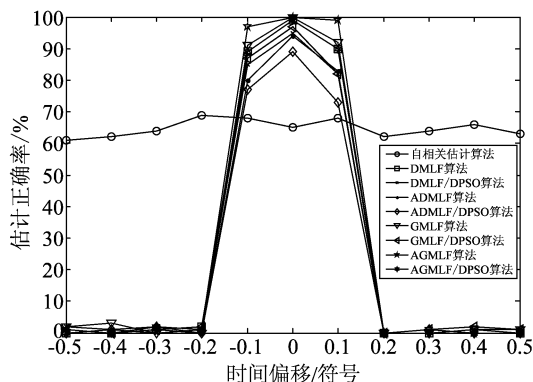


图5 不同时间偏移下算法估计性能比较

Fig. 5 The performance of various algorithms under different timing offsets

4.2 不同算法的计算时间复杂度分析

在 4.1 节实验中,DPSO 优化后的似然函数方法

表 1 不同算法的平均运算次数对比

Tab. 1 The average computation load of various algorithms

	DMLF	DMLF/DPSO	ADMLF	ADMLF/DPSO	GMLF	GMLF/DPSO	AGMLF	AGMLF/DPSO	文献[10]
加法运算	756.95	545.31	678.03	422.16	890.65	473.26	659.87	298.57	124.67
乘法运算	634.37	487.56	589.24	374.28	653.98	328.76	541.57	256.14	285.34

估计正确率略低于未进行 DPSO 优化的似然函数方法,这是由于进行 DPSO 优化需丢弃部分小于筛选阈值的搜索粒子,未能保证 OFDM 信号数据信息的完整性造成的。但在估计性能相差不大的同时,进行 DPSO 优化后的算法计算复杂度则显著降低,缩短了参数估计的处理时间,对战场军事通信对抗网络的实时性要求具有重要意义。为验证 DPSO 优化算法在计算复杂度上的优越性,根据本章初始设置的实验条件分别对 DML 算法,ADML 算法、GML 算法,AGML 算法进行 DPSO 优化前和优化后的平均计算时间复杂度进行比较、分析。表 1 中详细记录了几种算法在相同实验条件下进行优化所需的平均运算次数。

观察表 1 可知,文献[10]基于自相关性的 OFDM 信号参数估计方法的加法和乘法运算次数低于本文算法,但在短循环前缀长度条件下该方法则不再适用。对于本文的方法,近似极大似然函数(ADMLF,AGMLF)的计算时间复杂度整体上低于极大似然函数(DMLF、GMLF)的计算时间复杂度,这是由于近似极大似然函数的计算方法省略了式(15)和式(25)中的矩阵逆运算操作,降低了加法和乘法的运算次数。另外,高斯性极大似然函数(GMLF)的时间明显高于确定性极大似然函数(DMLF)的计算时间复杂度,这是由于式(25)中 DMLF 计算方法的数学模型比式(15)中 GMLF 计算方法的数学模型更为复杂,导致 GMLF 的计算时间复杂度高于 DMLF 的计算时间复杂度。而表中无论是确定性极大似然函数及其近似极大似然函数还是高斯性极大似然函数及其近似极大似然函数,经过 DPSO 优化后算法的加法和乘法运算次数显著降低,整体平均性能提高约 30%,其原因在于 DPSO 算法避免了参数估计中的遍历性搜索,丢弃了小于筛选阈值的部分搜索粒子,使算法的搜索复杂度显著降低,集中体现了动态粒子群优化算法降低计算复杂度的优越性,满足了实际战场环境中对军事通信对抗实时

性的要求。

5 结论

本文针对传统的 OFDM 信号参数估计方法中存在短循环前缀条件下估计准确率不高、抗多径衰落能力弱、所需 OFDM 符号数过多等问题,提出一种基于极大似然函数的 OFDM 信号参数估计方法。算法给出 OFDM 信号傅里叶逆变换模型函数,在此基础上根据数字通信信号的先验概率密度构造出多参数融合的极大似然函数,并通过极大似然函数的最小化实现 OFDM 信号循环前缀长度和有效符号长度的联合估计,同时本文还利用动态粒子群优化算法(DPSO)优良的迭代寻优能力降低计算复杂度。仿真实验结果表明该算法在循环前缀长度较短时的估计性能优于传统方法,且不需要过多的 OFDM 符号数,具有较强的抗多径衰落能力。

参考文献

- [1] 陈少平,姚天任. 一种快变信道中的正交频分复用系统均衡算法[J]. 信号处理, 2005, 21(2):136-139.
Chen Shaoping, Yao Tianren. Equalization of OFDM Systems in Time-variant Channels[J]. Signal Processing, 2005, 21(2):136-139. (in Chinese)
- [2] Cooklev T, Dogan H, Cintra R J, et al. A Generalized Prefix Construction for OFDM Systems Over Quasi-Static Channels[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2016, 60(8):3684-3693.
- [3] Xu L, Nallanathan A. Energy-Efficient Chance-Constrained Resource Allocation for Multicast Cognitive OFDM Network[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2016:1-1.
- [4] 李国汉,王可人,金虎. 一种基于循环相关的 OFDM 信号稳健检测法[J]. 计算机应用研究, 2012, 29(2): 714-716.
Li Guohan, Wang Keren, Jin Hu. Robust method of detecting OFDM signals based on cyclic autocorrelation[J]. Application Research of Computers, 2012, 29(2): 714-

716. (in Chinese)
- [5] Shi M, Su W. Blind OFDM parameter estimation for software defined radio[C] // IEEE International Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks, 2007: 119-122.
- [6] Chaudhari S, Koivunen V, Poor H V. Autocorrelation-based decentralized sequential detection of OFDM signals in cognitive radios[J]. Signal Processing, IEEE Transactions on, 2009, 57(7): 2690-2700.
- [7] 郭里婷, 朱近康. 基于信号周期平稳特性的 OFDM 系统时频参数估计方法[J]. 电子与信息学报, 2006, 28(9): 1706-1709.
Guo Liting, Zhu Jinkang. A cyclostationarity-based blind algorithm for estimating time-frequency parameters in OFDM system[J]. Journal of Electronic & Information Technology, 2006, 28(9): 1706-1709. (in Chinese)
- [8] Liu J G, Wang X, Nadeau J, et al. Blind Parameter Estimation for OFDM Interception Receiver with Iterative Cyclostationary Analysis[C] // IEEE Military Communications Conference 2013: 2211-2215.
- [9] Dobre O A, Zhang Q, Rajan S, et al. Second-order cyclostationarity of cyclically prefixed single carrier linear digital modulations with applications to signal recognition [C] // IEEE Global Telecommunications Conference, 2009: 1-5.
- [10] Ishii H, Wornell G. OFDM blind parameter identification and transmission parameter estimation[C] // IEEE International Conference on Personal, 2005: 242-247.
- [11] Punchihewa A, Bhargava V K, Despins C. Blind Estimation of OFDM Parameter in Cognitive Radio Networks [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2007, 10(3): 48-54.
- [12] 刘明骞, 李兵兵, 唐宁洁. 多径信道下 ZP-OFDM 信号的时域参数估计[J]. 系统工程与电子技术, 2011, 33(11): 2531-2535.
Liu Mingqian, Li Bingbing, Tang Ningjie. Blind ZP-OFDM time-parameters estimation in multipath channel [J]. System Engineering Electronics, 2011, 33(11): 2531-2535. (in Chinese)
- [13] Vazquez G, Riba J, Giannakis G B, et al. Non-data-aided digital synchronization [J]. Signal Processing Advances in Wireless and Mobile Communications, 2000, 2: 357-402.
- [14] 王磊, 郑宝玉, 李雷. 基于随机矩阵理论的协作频谱感知[J]. 电子与信息学报, 2013, 31(8): 1925-1929.
Wang Lei, Zheng Baoyu, Li Lei. Cooperative spectrum sensing based on random matrix theory[J]. Journal of Electronic & Information Technology, 2013, 31(8): 1925-1929. (in Chinese)
- [15] 王沁, 李磊, 陆成勇, 等. 平均计算时间复杂度优化的动态粒子群优化算法[J]. 计算机科学, 2010, 37(3): 191-194.
Wang Qin, Li Lei, Lu Chengyong, et al. Average Computational Time Complexity Optimized Dynamic Particle Swarm Optimization Algorithm [J]. Computer Science, 2010, 37(3): 191-194. (in Chinese)
- [16] 王琦峰, 江桦. 应用符号相关性的认知 OFDM 系统信噪比盲估计[J]. 信号处理, 2014, 30(3): 314-320.
Wang Qifeng, Jiang Hua. Blind SNR estimation applying symbol correlation for cognitive OFDM systems[J]. Journal of Signal Processing, 2014, 30(3): 314-320. (in Chinese)

作者简介



张海川 男, 1991 年生, 河北秦皇岛人, 解放军电子工程学院硕士研究生, 研究方向为信号与信息处理。
E-mail: zhanghai4258@163.com



雷迎科 男, 1975 年, 安徽合肥人, 副教授, 研究方向为机器学习、通信信号处理。
E-mail: leiyingke@163.com