

# 基于符号峰态的 OFDM 信号参数盲估计方法

张海川 雷迎科

(电子工程学院 合肥 230037)

**摘要** 针对传统的 OFDM 信号参数估计方法在短循环前缀条件下存在估计准确率不高、所需 OFDM 符号数过多等问题,提出了一种基于符号峰态的 OFDM 信号参数盲估计方法。首先利用 OFDM 信号相关参数样本区间内的预估值对接收信号进行解调,然后根据解调出的 OFDM 基带符号构造符号峰态特征函数,最后从理论上证明了可通过检测符号峰态的最小值实现 OFDM 信号循环前缀长度和有效符号长度的联合估计。实验仿真结果表明,该算法克服了传统方法难以估计短循环前缀 OFDM 信号参数的缺陷,仅用较少的 OFDM 符号数就可以实现短循环前缀 OFDM 信号的参数估计,并且其估计性能优于传统方法。

**关键词** OFDM, 符号峰态, 循环前缀, 联合估计

**中图分类号** TN911.7 **文献标识码** A **DOI** 10.11896/j.issn.1002-137X.2017.04.045

## Blind Estimation Method for OFDM Parameter Based on Symbol Kurtosis

ZHANG Hai-chuan LEI Ying-ke

(Electronic Engineering Institute, Hefei 230037, China)

**Abstract** Aiming at the poor performance and the large required OFDM symbol number of conventional estimation method for the parameter of OFDM signal when the cyclic-prefix length is short. A method based on symbol kurtosis was proposed to estimate the parameter of OFDM signal. Firstly, we used the trial values of related parameter of OFDM signal in the sample spacing to demodulate the received signal. Secondly, we constructed the symbol kurtosis according to the demodulated baseband symbol. Finally, we proved that the joint estimation for cyclic-prefix length and useful symbol length can be achieved by detecting the lowest value of symbol kurtosis. The experimental simulation results show that the proposed method overcomes the shortcoming of conventional estimation method that it is difficult to estimate the parameter of OFDM signal when the cyclic prefix length is short, and the parameter of OFDM signal could be accurately estimated using less symbols than conventional estimation method.

**Keywords** OFDM, Symbol kurtosis, Cyclic-prefix, Joint estimation

正交频分复用(OFDM)信号因其高效的频谱利用率以及较强的抗多径衰落能力,已经被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<sup>[1-3]</sup>,而对 OFDM 信号参数的盲估计是实现多领域 OFDM 系统的关键技术之一,因此对 OFDM 时域信号参数的盲估计已经成为当前信号与信息处理领域的研究热点。

传统的 OFDM 信号参数盲估计方法大多是基于循环前缀引入的自相关性来实现的<sup>[4-6]</sup>,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比例较小时,信号的自相关性较弱,导致 OFDM 信号参数估计的准确率较低。文献[7]提出了一种基于信号周期平稳特性的 OFDM 系统参数盲估计方法,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,但由于该算法需要搜索循环自相关函数的峰值,其计算复杂度较高且不易于实现。文献[9]在单载波

时域信号参数估计的基础上,提出了一种基于 OFDM 信号系统特性的参数盲估计方法,但该方法需要上百个 OFDM 符号才能获得较精确的估计,影响了系统的快速同步,且当循环前缀长度较短时,该方法的估计性能下降。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。

针对以上问题,本文首次提出基于符号峰态的 OFDM 信号参数盲估计方法。首先该方法利用 OFDM 信号相关参数样本区间内的预估值解调出 OFDM 基带符号,根据解调出的基带符号构造符号峰态特征参量,通过检测符号峰态的最小值实现 OFDM 信号循环前缀长度和有效符号长度的联合估计。本文方法假定已完成系统同步,在未知任何先验条件下,直接对模拟的零中频 OFDM 信号进行处理。与传统的估计方法需要已知 OFDM 信号子载波频率、子载波数目<sup>[6]</sup>等条件不同,本文方法不需要这些已知条件,因此称为盲估计。仿真

到稿日期:2015-12-25 返修日期:2016-03-16

张海川(1991—),男,硕士生,主要研究方向为信号与信号处理, E-mail: zhanghai4258@163.com; 雷迎科(1975—),男,博士,副教授,主要研究方向为信号处理、机器学习。

实验结果表明,本文算法不仅适用于标准协议循环前缀长度 OFDM 信号的相关参数估计,而且在短循环前缀长度下仍具有良好的估计性能。由于传统方法无法实现短循环前缀长度 OFDM 信号的参数估计,因此本文算法对短循环前缀长度的 OFDM 信号的参数估计具有更高的鲁棒性,并且具有更广的适用范围。

### 1 OFDM 的信号模型

OFDM 发射信号可以表示为<sup>[11-12]</sup>:

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

其中,  $a_{k,n}$  代表第  $k$  个 OFDM 符号块中第  $n$  个子载波上的数据符号,  $N$  为子载波数目,  $\frac{1}{T_c}$  为无保护间隔的信息符号速率,  $DT_c$  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,  $K$  为 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:

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

其中,  $\tau_l$  和  $\lambda_l$  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  $\sigma^2$ ,  $\delta f$  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  $T_c$ ,经过采样后的信号为:

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

其中,  $M$  为接收信号经过采样后的样本数。

把式(1)代入到式(3)中,得到接收的离散信号为:

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

### 2 OFDM 信号参数估计算法

#### 2.1 符号峰态特征函数

将式(4)中的接收信号以  $\widetilde{NT}_c, \widetilde{DT}_c$  组成的单元符号表示:

$$r_{k,p} = y(\widetilde{PT}_c + \widetilde{DT}_c + k(\widetilde{NT}_c + \widetilde{DT}_c)) \quad (5)$$

其中,  $r_{k,p}$  表示的是在第  $k$  个 OFDM 符号中第  $p$  个子载波上的数据符号,  $\widetilde{NT}_c$  和  $\widetilde{DT}_c$  为有效符号长度和循环前缀长度样

本区间内的预估值,  $\widetilde{P} = \lfloor \frac{\widetilde{NT}_c}{T_c} \rfloor$ ,  $\lfloor X \rfloor$  表示的是不大于  $X$  的最大正整数。对式(5)中的接收信号进行傅里叶变换,得到解调后的基带符号为:

$$\hat{a}_{k,n} = \frac{1}{\sqrt{\widetilde{P}}} \sum_{p=0}^{\widetilde{P}-1} r_{k,p} e^{\frac{2i\pi p n \widetilde{NT}_c}{NT_c}} \quad (6)$$

在解调符号  $\hat{a}_{k,n}$  的基础上构造一种新的特征函数,称为符号峰态,表示为:

$$k(\hat{a}_{k,n}) = \frac{\text{cum}(\hat{a}_{k,n}, \hat{a}_{k,n}^*, \hat{a}_{k,n}, \hat{a}_{k,n}^*)}{(E[|\hat{a}_{k,n}|^2])^2} \quad (7)$$

其中  $(\cdot)^*$  代表复共轭。由文献[13]可推导出:

$$k(\hat{a}_{k,n}) =$$

$$\frac{\sum_{k=0}^{\widetilde{M}-1} \sum_{v=0}^{\widetilde{N}-1} |\hat{a}_{k,n}|^4 - |\sum_{k=0}^{\widetilde{M}-1} \sum_{v=0}^{\widetilde{N}-1} (a_{k,n})^2|^2 - 2(\sum_{k=0}^{\widetilde{M}-1} \sum_{v=0}^{\widetilde{N}-1} |\hat{a}_{k,n}|^2)^2}{(\sum_{k=0}^{\widetilde{M}-1} \sum_{v=0}^{\widetilde{N}-1} |\hat{a}_{k,n}|^2)^2} \quad (8)$$

其中,  $\widetilde{M} = \lfloor \frac{M}{NT_c + DT_c} \rfloor$ 。

由式(6)和式(8)可知,解调符号的符号峰态  $\hat{k}(\hat{a}_{k,n})$  是  $\widetilde{NT}_c$  和  $\widetilde{DT}_c$  两个参数融合的特征函数,即:

$$\hat{k}(\hat{a}_{k,n}) = \hat{J}_{KM}(\widetilde{NT}_c, \widetilde{DT}_c) \quad (9)$$

#### 2.2 基于符号峰态估计循环前缀长度和有效符号长度

根据 2.1 节中  $\hat{a}_{k,n}$  与  $\widetilde{NT}_c$  和  $\widetilde{DT}_c$  的函数关系,结合 OFDM 信号符号的结构特点,以文献[13]中估计单载波信号符号周期的部分证明方法作为正确理论的支撑,经过理论推导和证明,可以得出如下结论:在无噪声环境下,当且仅当  $\widetilde{NT}_c = NT_c$  和  $\widetilde{DT}_c = DT_c$  时,解调符号的符号峰态  $\hat{a}_{k,n}$  会达到最小值,即  $[NT_c, DT_c] = \arg \min \hat{J}_{KM}(\widetilde{NT}_c, \widetilde{DT}_c)$ ,下面对此结论进行证明。

首先针对单个 OFDM 符号对结论进行理论证明,多个 OFDM 符号的理论推导情况同理。根据式(2)和式(5)可知,含有单个 OFDM 符号的接收信号可以表示为:

$$r_{0,p} = \sum_{l=1}^L \lambda_l s_a(pT_c + \widetilde{DT}_c - \tau_l), p=0,1,2,\dots,\widetilde{P}-1 \quad (10)$$

结合式(6)和式(1),可将解调符号  $\hat{a}_{0,v}$  表示为:

$$\hat{a}_{0,v} = \frac{1}{\sqrt{PN}} \sum_{l=1}^L \hat{a}_{0,v}^{(l)} \quad (11)$$

其中,

$$\hat{a}_{0,v}^{(l)} = \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{n=0}^{N-1} \widetilde{a}_{k,n}^{(l)} \sum_{p=0}^{\widetilde{P}-1} e^{-2i\pi p T_c (\frac{p}{\widetilde{NT}_c} - \frac{v}{NT_c})} \lambda_l g_a(pT_c + \widetilde{DT}_c - \tau_l - kT_s) \quad (12)$$

其中,

$$\widetilde{a}_{k,n}^{(l)} = a_{k,n} e^{-2i\pi (\frac{p}{\widetilde{NT}_c}) (\widetilde{DT}_c - DT_c - \tau_l - kT_s)} \quad (13)$$

根据式(10)一式(13),首先来证明如下不等式:

$$k(\hat{a}_{0,v}^{(l)}) \geq k(\widetilde{a}_{k,n}^{(l)}) \quad (14)$$

不等式的等号仅在  $k=k_0(l)$  时成立,即  $\hat{a}_{0,v}^{(l)}$  与  $\widetilde{a}_{k_0(l),n}^{(l)}$  成比例时成立。

接下来对不等式(14)及其成立条件进行证明。

由式(13)可知,OFDM 符号序列组成的集合可表示为  $\Omega_l = \{k | \exists p \in \{0, \widetilde{P}-1\}, g_a(pT_c + \widetilde{DT}_c - \tau_l - kT_s) = 1\}$ ,若集合  $\Omega_l$  中元素的个数多于 1,即  $\text{card}(\Omega_l) > 1$ ,则解调符号  $\hat{a}_{0,v}^{(l)}$  仅与序列为  $\Omega_l$  的符号数据有关,  $\hat{a}_{0,v}^{(l)}$  即为 OFDM 集合序列为  $\Omega_l$  的元素线性组合,因此式(14)中的不等号证明成立。若集合  $\Omega_l$  中元素的个数等于 1,即  $\text{card}(\Omega_l) = 1$ ,这种情况下假设  $k_0(l)$  是集合  $\Omega_l$  中唯一的元素,则对于接收信号  $r_{0,p}, p \in \{0, 1, 2, \dots, \widetilde{P}\}$  中的任意数据都属于第  $k_0$  个 OFDM 符号,因此  $\hat{a}_{0,v}^{(l)}$  可以简化成如下形式:

$$\hat{\Delta}_{\delta,v}^{(l)} = \lambda_l \sum_{n=0}^{N-1} \tilde{a}_{k_0(l),n}^{(l)} e^{j\theta_n} \frac{\sin(\pi \frac{\tilde{P}T_e}{NT_c} (n-v) \frac{NT_c}{NT_c})}{\sin(\pi \frac{T_e}{NT_c} (n-v) \frac{NT_c}{NT_c})} \quad (15)$$

其中,  $\theta_n$  仅与  $n$  有关。

由式(15)可知,对于每一步叠加过程,式中  $n$  均为常数,循环前缀的预估值和有效符号长度的预估值也是已知的,在采样序列区间内,预估符号数  $\tilde{P} = \frac{\tilde{NT}_c}{T_e}$  同样为常数,由此可

$$\text{见,式(5)中 } \frac{\sin(\pi \frac{\tilde{P}T_e}{NT_c} (n-v) \frac{NT_c}{NT_c})}{\sin(\pi \frac{T_e}{NT_c} (n-v) \frac{NT_c}{NT_c})} \text{ 为常量,而式中其余部分}$$

$\lambda_l$  与  $e^{j\theta_n}$  同样为常量,因此  $\hat{\Delta}_{\delta,v}^{(l)}$  与  $\tilde{a}_{k_0(l),n}^{(l)}$  符合线性关系要求,即符号  $\hat{\Delta}_{\delta,v}^{(l)}$  是符号  $\tilde{a}_{k_0(l),n}^{(l)}$  的线性组合,满足不等式(14)中等号成立的条件,因此不等式(14)证明成立。又因为不等式(14)中等号成立时,仅存在一个  $n_0$  使得式(15)中的线性组合权重不为零,即:

$$\begin{cases} \frac{\sin(\pi \frac{\tilde{P}T_e}{NT_c} (n-v) \frac{NT_c}{NT_c})}{\sin(\pi \frac{T_e}{NT_c} (n-v) \frac{NT_c}{NT_c})} \neq 0, & n = n_0 \\ \frac{\sin(\pi \frac{\tilde{P}T_e}{NT_c} (n-v) \frac{NT_c}{NT_c})}{\sin(\pi \frac{T_e}{NT_c} (n-v) \frac{NT_c}{NT_c})} = 0, & n \neq n_0 \end{cases} \quad (16)$$

其中  $\tilde{P} = \frac{\tilde{NT}_c}{T_e}$ , 当  $N$  很大时,  $\frac{\tilde{P}T_e}{NT_c}$  约等于  $\frac{\tilde{NT}_c}{NT_c}$ , 因此,当且仅当  $\tilde{NT}_c = NT_c$ ,  $n_0 = v$  时,即  $\hat{\Delta}_{\delta,v}^{(l)}$  与  $\tilde{a}_{k_0(l),n}^{(l)}$  成比例时,式(16)成立。同时结合(11)式可知,当且仅当  $k_0(l) = k_0$  时,  $\hat{\Delta}_{\delta,v}$  的符号峰态达到最小,即  $\tilde{NT}_c = NT_c$ ,  $\tilde{DT}_c = DT_c$  时,  $\hat{\Delta}_{\delta,v}$  的符号峰态达到最小。

下面将以上证明方法延伸至多个 OFDM 符号,并用反证法进行证明。对于接收端接收到的多个 OFDM 符号,若  $\tilde{NT}_c \neq NT_c$ , 则不等式(14)为严格不等式,等号条件不成立,则与单个 OFDM 符号的等号成立相违背。此外,若  $\tilde{DT}_c \neq DT_c$ , 则对  $r_{k,p}$  中同一 OFDM 符号  $p$  中的数据可能位于不同的 OFDM 符号上,不符合前面理论推导的条件。因此该方法同样适用于多个 OFDM 符号。

综上,在无噪声环境下,当且仅当  $\tilde{NT}_c = NT_c$ ,  $\tilde{DT}_c = DT_c$  时,解调符号的符号峰态  $\hat{a}_{k,n}$  会达到最小值。

### 2.3 OFDM 信号参数盲估计的步骤

步骤 1 在对 OFDM 信号循环前缀长度和有效符号长度预估值处理方面,本文以采样样本序列区间的下限作为预估值的搜索起点,以  $\frac{1}{4}, \frac{1}{8}, \frac{1}{16}, \frac{1}{32}$  的 OFDM 信号循环前缀长度与有效符号长度的比例关系为搜索比例配置,以单位样

本序列个数为步进,在样本区间长度范围  $[1, M]$  内 ( $M$  为接收信号的样本数),将每一次迭代搜索的序列数值作为循环前缀长度与有效符号长度的预估值  $\tilde{DT}_c$  和  $\tilde{NT}_c$ , 逐次迭代进行遍历性搜索,并记录每次迭代的样本序列长度。

步骤 2 利用搜索的预估值  $\tilde{DT}_c$  和  $\tilde{NT}_c$  以符号块的形式对接收信号进行解调,根据式(5)和式(6)计算出解调后的基带符号  $\hat{a}_{k,n}$ 。

步骤 3 结合式(8),将步骤 2 中解调出的基带符号  $\hat{a}_{k,n}$  代入到符号峰态  $k(\hat{a}_{k,n})$  中去,计算得出对应的符号峰态特征函数。

步骤 4 对计算出的符号峰态特征函数  $k(\hat{a}_{k,n})$  进行遍历性搜索,检测出符号峰态的最小值  $k_{\min}(\hat{a}_{k,n})$ 。

步骤 5 检测出符号峰态最小值  $k_{\min}(\hat{a}_{k,n})$  对应的预估值  $\tilde{DT}_c$  和  $\tilde{NT}_c$  就是循环前缀长度和有效符号长度的估计值。

## 3 仿真实验与分析

为了验证上述理论分析的正确性和本文算法的有效性,通过 Matlab 仿真平台从不同信噪比条件下 OFDM 信号参数估计的正确率和不同 OFDM 符号数条件下 OFDM 信号参数估计的正确率两个角度对算法的性能进行评估,并检验不同循环前缀长度比例对自相关函数幅度谱的影响。本文根据 802.11a 协议中对 OFDM 信号相关参数的设置,仿真出各路子载波相互正交的 OFDM 模拟信号,在相同的环境下进行仿真实验。仿真参数设置如下:OFDM 信号的子载波数为 200, IFFT 长度为 512,子载波之间的频率间隔为 3.125kHz,调制载波频率为 300kHz,符号周期长度为 0.8ms,采样频率为 500kHz,成型脉冲为矩形,过采样率为 4,子载波调制方式为 16QAM 调制,信道环境设置为 5 条路径的多径衰落信道,多径时延分别为  $[0, 5, 10, 15, 20]$  ns,平均衰减功率分别为  $[0, -2, -4, -6, -8]$  dB,信道噪声为加性高斯白噪声。实验以 IFFT 点数的估计正确率作为衡量算法性能的标准,并与文献[6]提出的自相关函数法估计 OFDM 信号参数进行性能比较。

### 3.1 不同循环前缀长度比例的自相关函数

由于传统的自相关函数法是通过检测 OFDM 信号自相关函数幅度谱的峰值实现参数估计的,因此通过比较不同循环前缀长度比例下 OFDM 信号自相关函数幅度谱来研究不同循环前缀长度比例对自相关函数幅度谱的影响,以此来检验短循环前缀 OFDM 信号条件下自相关函数法估计 OFDM 参数的可行性。实验分别采用循环前缀长度占有效符号长度比例为  $\frac{1}{4}, \frac{1}{8}, \frac{1}{16}, \frac{1}{32}$  4 种模式的信号进行仿真。信噪比为 10dB 的条件下不同循环前缀长度比例下 OFDM 信号的自相关函数归一化幅度谱的仿真图如图 1 所示。

从图 1(a)中可以看出,信号自相关函数在数据位移坐标上存在明显的尖峰,因此可以通过检测峰值所在的位置计算出相应的数据位移量,进而估计出循环前缀长度和有效符号长度<sup>[6]</sup>;从图 1(b)中虽然仍可以看出,信号自相关函数存在尖峰,但此时的峰值幅度已经有所下降,这种情况下,在杂乱

的幅度谱中检测出峰值的可能性较小,循环前缀长度和有效符号长度的估计精度下降;图 1(c)中基本观察不到明显的尖峰;图 1(d)中已经完全观察不到幅度谱的凸起,无法检测出峰值所在位置。由此可见,循环前缀长度比例的不同对检测信号自相关函数的尖峰影响较大。当循环前缀长度比例过低时,信号自相关函数的尖峰峰值不明显,无法检测出峰值所在位置。由于自相关函数幅度的峰值越明显,OFDM 信号自相关性越强<sup>[4]</sup>,而曹鹏等人提出的自相关函数法估计 OFDM 信号参数是通过利用 OFDM 符号间的相关性实现的,相关性越强,估计性能越高,因此此类方法对 OFDM 信号的相关性依赖较大;而当循环前缀长度比例较小或 OFDM 符号数较少时,信号的相关性急剧下降,此时这种方法将不再适合此条件下 OFDM 信号的参数估计。本文提出的 OFDM 信号参数估计方法并未利用信号的相关性,因此不受循环前缀长度比例和符号数的约束,这是本文方法相比传统方法的明显优势。3.2 和 3.3 节将从 OFDM 循环前缀长度比例和 OFDM 符号数两个方面对传统方法和本文方法的影响进行比较和分析。

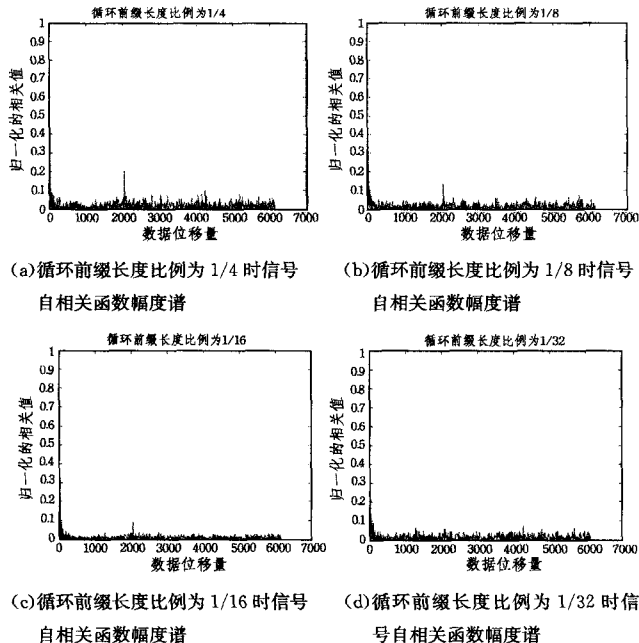


图 1 不同循环前缀长度比例下的自相关函数幅度谱

### 3.2 不同信噪比条件下的估计正确率

为检验本文算法对循环前缀长度比例较小的 OFDM 信号参数估计的鲁棒性,在不同信噪比条件下分别仿真出循环前缀长度占有有效符号长度比例的  $\frac{1}{4}, \frac{1}{8}, \frac{1}{16}, \frac{1}{32}$  4 种模式下 OFDM 信号参数的估计正确率。信噪比变化范围为 -10~30dB,步长为 5dB,在每个信噪比点进行 1000 次蒙特卡洛仿真实验,并与传统的自相关函数法估计 OFDM 信号参数来进行对比,仿真曲线如图 2 所示。

从图 2(a)中可以看出,在循环前缀长度比例为  $\frac{1}{4}$  时两种算法的估计性能无明显差别,在信噪比达到 5dB 时两种算法的估计正确率均能达到 90% 以上;但在信噪比小于 -5dB 时,自相关函数法的估计正确率小于 20%,而本文算法的估计正确率则可达 100%。从图 2(b)中可以看出,本文算法

的估计正确率在信噪比为 -5dB 时已接近 100%,而自相关函数法的估计正确率则急剧下降,虽然估计正确率随着信噪比的增加而上升,但在信噪比达到 30dB 时,自相关函数法的估计正确率仍低于 60%。从图 2(c)和图 2(d)中可以看出,循环前缀长度比例为  $\frac{1}{16}$  时,本文算法的估计正确率在信噪比为 0dB 时可达 100%,而自相关函数法的估计正确率在信噪比达到 30dB 时已经下降至 20%,无法正确估计出循环前缀长度和有效符号长度,这种情况下本文算法的估计性能要明显优于自相关函数法;而当循环前缀长度比例为  $\frac{1}{32}$  时,本文算法的估计正确率在信噪比为 0dB 时仍然可以达到 100%,而此时自相关函数法的估计正确率已经很低,不再适用此条件下的参数估计。

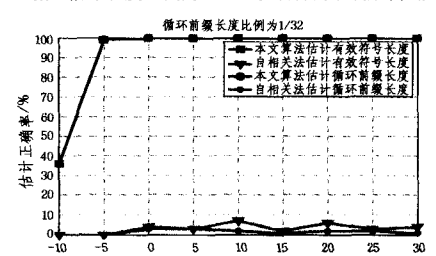
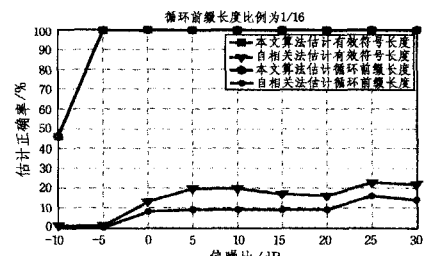
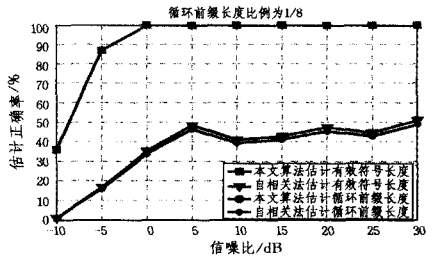
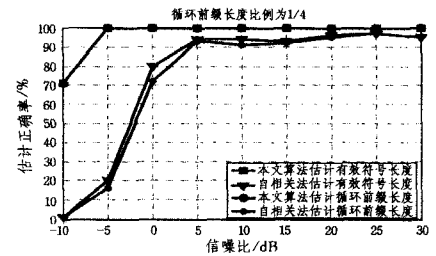


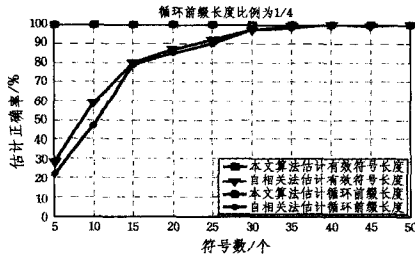
图 2 不同循环前缀长度比例下两种方法的估计性能

### 3.3 不同 OFDM 符号数条件下的估计正确率

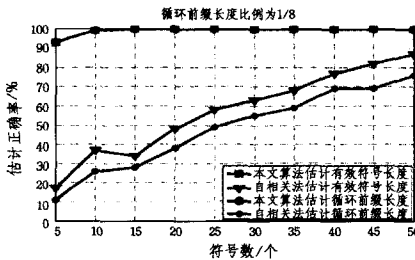
在本节实验中,为考察 OFDM 符号数对估计性能的影响,在信噪比为 10dB 的条件下分别仿真出循环前缀长度占

有效符号长度比例为  $\frac{1}{4}, \frac{1}{8}, \frac{1}{16}, \frac{1}{32}$  4 种模式下的估计正确率与 OFDM 符号数的关系曲线。仿真曲线图如图 3 所示。

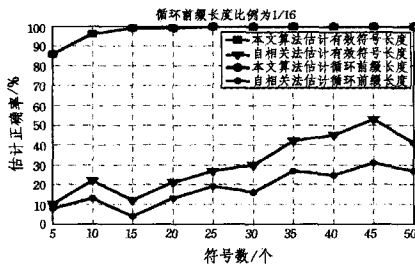
图 3 描述了不同循环前缀长度比例下两种方法的估计性能与符号数的关系。由于自相关函数法估计 OFDM 信号参数是基于 OFDM 信号的自相关性,符号数越多,自相关性越大,因此图 3 中自相关函数法的估计正确率是随着符号数的增多而提高的,而本文算法的估计正确率则对 OFDM 符号数的变化不敏感。



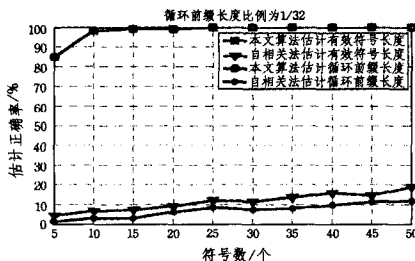
(a) 循环前缀长度比例为 1/4 时估计性能与符号数的关系



(b) 循环前缀长度比例为 1/8 时估计性能与符号数的关系



(c) 循环前缀长度比例为 1/16 时估计性能与符号数的关系



(d) 循环前缀长度比例为 1/32 时估计性能与符号数的关系

图 3 不同循环前缀长度比例下两种方法的估计性能与符号数关系

从图 3(a)中可以看出,循环前缀长度比例为  $\frac{1}{4}$  时,两种算法在符号数达到 35 时估计正确率均在 95% 以上,但本文算法在符号数小于 15 时估计正确率要明显高于自相关函数法。从图 3(b)中可以看出,循环前缀长度比例为  $\frac{1}{8}$  时,本文算法的估计正确率在相同 OFDM 符号数条件下与图 3(a)基本相同,而自相关函数法的估计正确率则有所下降。从图 3

(c)和图 3(d)中可以看出,循环前缀长度比例为  $\frac{1}{16}, \frac{1}{32}$  时,本文算法的估计正确率受循环前缀长度比例影响不大,当符号数大于 5 时的估计正确率均能达到 95% 以上。相比之下,自相关函数法的估计正确率则受循环前缀长度比例的影响较大,循环前缀长度比例为  $\frac{1}{16}$  时,自相关函数法的估计正确率最高还不到 55%,无法正确估计出循环前缀长度和有效符号长度;而当循环前缀长度比例为  $\frac{1}{32}$  时,自相关函数法的估计正确率已经很低,不再适用此条件下的参数估计。由此可见,相比自相关函数法估计循环前缀长度和有效符号长度,本文算法的估计性能对符号数变化不敏感,受循环前缀长度比例的影响不大,估计性能更优,适用范围更广。

**结束语** 针对 OFDM 系统中短循环前缀条件下传统方法估计 OFDM 信号参数存在估计性能较差、所需 OFDM 符号数较多的问题,提出了一种基于符号峰态的 OFDM 信号参数估计方法。该方法首先根据 OFDM 信号相关参数的预估值解调出 OFDM 基带符号并构造符号峰态特征函数,然后推导证明了可以通过符号峰态的最小化实现 OFDM 信号循环前缀长度和有效符号长度的联合估计。仿真结果表明,该算法在循环前缀长度很短时估计性能优于传统方法,具有更广的识别范围。

参考文献

- [1] LASORTE N. The history of orthogonal frequency-division multiplexing[M]//IEEE Communication Magazine. 2009;26-35.
- [2] ALNAFFOURI T Y. An EM-based forward-backward Kalman filter for the estimation of time-variant channels in OFDM[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2007, 55(7): 3924-3930.
- [3] CHIN W L. ML estimation of timing and frequency offsets using distinctive correlation characteristics of OFDM signals over dispersive fading channels[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2011, 60(2): 444-456.
- [4] PARK B, CHEON K O. A blind OFDM synchronization algorithm based on cyclic correlation systems[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2004, 11(2): 83-85.
- [5] SHI M, WEI S. Blind OFDM parameters estimation for software defined radio[J]. IEEE International Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks, 2007, 10(3): 733-738.
- [6] CAO P, PENG H, DONG Y K. Blind detection and parameter estimation algorithm for OFDM signals based on cyclic prefix[J]. Journal of Information University, 2010, 11(2): 196-200. (in Chinese)
- [7] LIU J G, WANG X B, NADEAU J. Blind parameter estimation for OFDM interception receiver with iterative cyclostationary analysis[C]//Military Communication Conference Track Communication and Network Systems. 2011;2211-2215.

- [8] ISHII H, WORNELL G. OFDM blind parameter identification and transmission parameter estimation[C]//IEEE International Conference on Personal. 2005;242-247.
- [9] PUNCHIHEWA A, VIJAY K B, CHARLES D. Blind estimation of OFDM parameters in cognitive radio networks[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2007, 10(3): 48-54.
- [10] COLERI S, ERGEN M, BAHAI A. Channel estimation techniques based on pilot arrangement in OFDM systems[J]. IEEE Transactions Broadcast, 2002, 48(3): 223-229.
- [11] DOBRE O A, BARNES Y, WEI S. A survey of automatic modulation classification techniques classical, approaches and new developments[J]. IET Communications, 2007, 1(2): 137-156.
- [12] PHAM T H, MCLOUGHLIN I V, FAHMYS A. Robust and efficient OFDM synchronization for FPGA-based radios[J]. Circuits System Signal Process, 2014, 33(8): 2475-2493.
- [13] HOUCKE S, CHEVREUIL A, LOUBATON P. Blind equalization; case of an unknown symbol period[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2003, 51(3): 781-793.

(上接第 196 页)

由仿真结果可知:

1) 当作业数在一定条件下时, ESCA 算法的完成时间可以逼近推测执行的最优解, 并且随着系统资源的增加, ESCA 算法在降低完成时间上的优势较为明显。在可用资源节点保证让每个作业可以有两个平均副本数的情况下, 作业平均完成时间控制在 15~19s 左右。

2) 每个作业所包含的任务数对系统的性能影响较大, 所以作业的负载量能影响 ESCA 算法的有效性, 其也是影响系统性能的因素之一。

3) 系统可用资源的增加可以进一步体现 ESCA 算法的性能, 使得整体的完成时间减少得较为明显。

**结束语** 本文在 MapReduce 的基础上, 提出一种优化的推测执行 ESCA 算法。通过对系统可用资源和作业数的分析, 能够对所有作业采取合适的副本创建机制, 并且通过最优解与本文算法所得结果的对比可知, 本文算法缩短了整体完成时间。实验表明, 本文提出的推测执行算法 ESCA 是正确且有效的。进一步的研究工作可以从以下两个方面展开:

1) 进一步考虑 Map 和 Reduce 两个阶段的副本优化创建方案, 并且优化 MapReduce 的调度策略;

2) 考虑更加完善的数据交换、存储等因素, 增加节点的处理能力, 考虑多个时间段的任务等待及调度过程的研究。

### 参考文献

- [1] DEAN J, GHEMAWAT S. MapReduce; simplified data processing on large clusters[C]//Proceedings of the 6th Symposium on Operating System Design and Implementation. New York: ACM Press, 2004; 137-150.
- [2] ANANTHANARANAN G, GHODSI A, Shenker S, et al. Effective straggler mitigation: Attack of the clones[C]//Proceedings of the 10th USENIX Symposium on Networked Systems Design and Implementation (NSDI 13). 2013; 185-198.
- [3] SUN X, HE C, LU Y. Esamr; An enhanced self-adaptive mapreduce scheduling algorithm[C]//Proceedings of the 18th International Conference on Parallel and Distributed Systems (ICPADS). 2012; 148-155.
- [4] ANANTHANARANAN G, KANDULA S, GREENBERG A, et al. Reining in the outliers in mapreduce clusters using mantri [C]//Usenix Symposium on Operating Systems Design and Implementation (OSDI 2010). Canada, 2010; 265-278.
- [5] CHEN Q, LIU C, XIAO Z. Improving mapreduce performance using smart speculative execution strategy[J]. IEEE Transactions on Computers, 2014, 63(4): 954-967.
- [6] ISARD M, BUDI M, YU Y, et al. Dryad; distributed data-parallel programs from sequential building blocks[C]//Proceedings of the 2nd ACM SIGOPS/EuroSys European Conference on Computer Systems. 2007; 59-72.
- [7] LIU C. Improving Speculative Execution and Skew Data Handling in MapReduce[D]. Beijing: Peking University, 2012. (in Chinese)  
刘成. MapReduce 推测执行策略及倾斜数据处理优化[D]. 北京: 北京大学, 2012.
- [8] BORTHAKUR D. The hadoop distributed file system; Architecture and design[J]. Hadoop Project Website, 2007, 11(11): 1-10.
- [9] RAO B T, REDDY L S S. Survey on improved scheduling in Hadoop MapReduce in cloud environments[J]. International Journal of Computer Applications, 2012, 34(9): 29-33
- [10] WANG X Q. Optimization of High-performance MapReduce System [D]. Hefei: University of Science and Technology of China, USTC. 2010. (in Chinese)  
王向前. 高性能 MapReduce 系统的优化[D]. 合肥: 中国科学技术大学, 2010.
- [11] XU H, LAU W C. Optimization for Speculative Execution of Multiple Jobs in a MapReduce-like Cluster[C]//IEEE INFOCOM 2015-IEEE Conference on Computer Communications. IEEE, 2015; 1017-1079.
- [12] ZAHARIA M, KONWINSKI A, JOSEPH A D, et al. Improving MapReduce Performance in Heterogeneous Environments[C]//Proceedings of the 8th USENIX Conference on Operating Systems Design and Implementation (OSDI). San Diego, California, 2008; 29-42
- [13] XU H, LAU W C. Speculative Execution for a Single Job in a MapReduce-Like System[C]// Proceedings of 7th IEEE International Conference on Cloud Computing (CLOUD). 2014; 586-593.
- [14] KWON Y C, BALAZINSKA M, HOWE B, et al. Skewtune; mitigating skew in mapreduce applications[C]//Proceedings of the 2012 ACM SIGMOD International Conference on Management of Data. ACM, 2012; 25-36.