

## 认知无线电中 OFDM 信号信噪比盲估计

刘明骞, 李兵兵, 唐宁洁, 李钊

(西安电子科技大学 综合业务网理论与关键技术国家重点实验室, 陕西 西安 710071)

**摘 要:** 针对认知正交频分复用(OFDM, orthogonal frequency division multiplexing)系统中低信噪比多径信道下传统的 OFDM 信号信噪比盲估计算法的估计性能差, 计算复杂度高的问题, 提出一种新的 OFDM 信号信噪比盲估计方法, 该方法首先利用自相关函数的特性粗略估计出信道阶数, 确定循环前缀部分中不受符号间干扰的数据区间, 然后根据选定区间的数据的自相关函数值估计接收信号的信号功率, 最后利用循环前缀数据为部分有用数据的复制这一特性估计出噪声功率, 从而估计出接收信号的信噪比。仿真实验结果表明, 提出的方法无需任何先验信息, 在低信噪比多径信道下具有良好的估计性能, 且计算复杂度低, 更适用于认知 OFDM 系统。

**关键词:** 认知无线电; 正交频分复用; 参数估计; 信道阶数; 自相关函数

中图分类号: TN911.7

文献标识码: A

文章编号: 1000-436X(2011)11-0078-07

## Blind SNR estimation for OFDM signals in cognitive radio

LIU Ming-qian, LI Bing-bing, TANG Ning-jie, LI Zhao

(State Key Laboratory of Integrated Service Networks, Xidian University, Xi'an 71007, China)

**Abstract:** The traditional blind SNR estimation algorithms had problems of poor performance and high computation complexity for OFDM systems in cognitive radio with low signal to noise ratio (SNR) and multi-path channel conditions, in view of which a novel blind SNR estimation method for orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) signals was proposed. Firstly, the channel order was roughly estimated by utilizing the characteristics of autocorrelation function to determine the data interval which was free of inter-symbol interference (ISI). Secondly, the signal average power was estimated by computing the autocorrelation values of data in the determined interval. Finally, the noise average power was estimated by utilizing the characteristics that the data in cyclic prefix which was replication of part useful data. So the SNR of the received signals could be estimated. The simulation results show that the proposed method doesn't need any prior information and has better performance and lower computation complexity, which is more suitable for OFDM systems in cognitive radio.

**Key words:** cognitive radio; orthogonal frequency division multiplexing; parameter estimation; channel order; autocorrelation function

收稿日期: 2011-08-30; 修回日期: 2011-11-09

**基金项目:** 国家自然科学基金资助项目 (60772138, 61102057); 国家高技术研究发展计划 (“863”计划) 基金资助项目 (2007AA01Z288); 国家重点基础研究发展计划 (“973”计划) 基金资助项目 (2009CB320404); 教育部科学技术研究重点基金资助项目 (107103); 国家科技重大专项基金资助项目 (2009ZX03007-004); 高等学校学科创新引智计划基金资助项目 (B08038)

**Foundation Items:** The National Natural Science Foundation of China (60772138, 61102057); The National High Technology Research and Development Program of China (863 Program) (2007AA01Z288); The National Basic Research Program of China (973 Program) (2009CB320404); Key Project of Chinese Ministry of Education (107103); The National Science and Technology Major Specific Project of China (2009ZX03007-004); The 111 Project (B08038)

### 1 引言

随着通信技术向无线、宽带方向发展, 频谱资源日益紧张, 认知无线电技术成为解决这一问题的关键技术之一<sup>[1]</sup>。正交频分复用(OFDM)技术不仅具有高的频谱利用率, 而且满足了认知无线电对调制方式的要求<sup>[2]</sup>, 因此将大量用于认知无线电系统中。认知 OFDM 系统的关键技术之一是要解决次用户对 OFDM 信号的频谱感知和参数估计问题<sup>[3,4]</sup>, 其中信噪比为 OFDM 信号的重要参数之一。OFDM 信号信噪比的估计方法可分为两类, 一类方法是基于辅助数据的信噪比估计<sup>[5~7]</sup>, 另一类方法是无辅助数据的信噪比盲估计<sup>[8~11]</sup>。在认知 OFDM 系统中, 无法从接收信号中提取导频、训练序列等辅助数据, 因此 OFDM 信号的信噪比盲估计的方法值得进一步研究。

目前, OFDM 信号信噪比盲估计的研究成果较少, 文献[8]提出基于 OFDM 信号虚载波的信噪比估计, 但该方法估计性能较差; 文献[9~11]在多径信道下, 根据 OFDM 信号的符号特性估计出信噪比, 但均采用复杂度较高的多径信道阶数估计方法, 使得整个信噪比盲估计方法的计算复杂度较大且估计精度较低; 文献[12]采用重构信号的方法, 根据接收信号的自相关函数与重构信号的自相关函数估计出信噪比, 该方法复杂度高且不易于实现。

针对以上问题, 本文提出一种低复杂度的 OFDM 信号信噪比盲估计的新方法, 该方法首先利用循环前缀部分的自相关函数特性粗略估计出信道阶数, 然后利用循环前缀中不受符号间干扰部分的自相关函数估计出信号功率, 最后利用循环前缀是部分有用数据的复制这一特性, 估计出噪声功率, 从而估计出接收信号的信噪比。仿真结果表明, 本文提出的 OFDM 信号信噪比盲估计方法在低信噪比多径信道下是有效可行的, 且性能更优计算复杂度更低。

### 2 认知 OFDM 系统数学模型

对认知无线电条件下的信号接收, 其前提是建立

所认知对象的真实模型, OFDM 已经应用于 802 11a、802 16e、ADSL、DVB-T 等标准。在分析这些标准的基础上, 应建立认知 OFDM 系统发射机信号的数学模型。

设发送端发送的 OFDM 符号子载波个数为  $N$ , 循环前缀长度为  $N_c$ , 第  $m$  个 OFDM 符号的调制数据为  $X_m(k)$ ,  $k=0, 1, \dots, N-1$ , 则第  $m$  个 OFDM 发送符号可表示为

$$x_m(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_m(k) e^{j\frac{2\pi k}{N}(n-N_c)}, \quad n=0, 1, \dots, N+N_c-1 \tag{1}$$

这里假设  $X_m(0), \dots, X_m(N-1)$  是独立同分布的随机变量。

信号通过的是多径信道, 定义多径信道的冲击响应为  $h=[h_0, h_1, \dots, h_L]$ , 其中,  $h_l (l=0, 1, \dots, L)$  为第  $l$  条路径的增益,  $L$  为信道阶数, 其值等于多径信道的最大延时, 为避免产生符号间干扰假设其值小于循环前缀长度  $N_c$ 。若 OFDM 系统的符号定时及载波频偏均已同步<sup>[13,14]</sup>, 则经过多径信道后接收到的采样信号可以表示为

$$y_m(n) = \sum_{l=0}^L h_l x_m(n-l) U(n-l) + \sum_{l=1}^L h_l x_{m-1}(N_c + N + n-l) U(l-n-1) + v_m(n), \quad n=0, 1, \dots, N+N_c-1 \tag{2}$$

其中,  $U(\cdot)$  为阶跃函数,  $v_m(n)$  是均值为 0, 方差为  $\sigma_v^2$  的复加性高斯白噪声, 且  $E[v_m(n)v_m^*(n+\tau)] = \sigma_v^2 \delta(\tau)$ 。

### 3 OFDM 信号信噪比的盲估计

#### 3.1 信号功率的估计

图 1 描述了多径信道下, 接收到的第  $m$  个 OFDM 符号的结构模型。由图 1 所示, 将存在第  $m$  个 OFDM 符号数据的接收信号分成 6 个特殊的数据区间, 其中,  $I_1 \sim I_3$  表示数据区间中均存在第  $m$  个 OFDM 符号的循环前缀数据,  $I_4 \sim I_6$  分别表示  $I_1 \sim I_3$

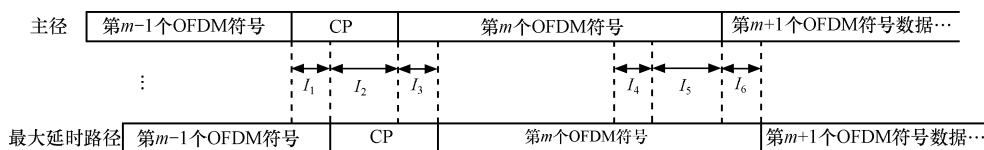


图 1 多径信道条件下 OFDM 信号的结构模型

中循环前缀数据所复制的有用数据部分。这 6 个特殊数据区间的范围可分别表示为

$$I_1 \equiv \{0, 1, \dots, L\}_m \quad (3)$$

$$I_2 \equiv \{L+1, L+2, \dots, N_c-1\}_m \quad (4)$$

$$I_3 \equiv \{N_c, N_c+1, \dots, N_c+L\}_m \quad (5)$$

$$I_j \equiv I_{j-3} + N, \quad j = 4, 5 \quad (6)$$

$$I_6 \equiv \{0, 1, \dots, L\}_{m+1} \quad (7)$$

根据  $I_1 \sim I_6$  的符号数据区间, 定义 3 个不同的数据序列:

$$\begin{cases} x_m(n), n \in \{0, 1, \dots, N+N_c-1\}, \\ \text{对于 } n \notin \{0, 1, \dots, N+N_c-1\}, x_m(n) = 0 \\ x_{m-1}(n), n \in \{N+N_c-L, \dots, N+N_c-1\}, \\ \text{对于 } n \notin \{N+N_c-L, \dots, N+N_c-1\}, x_{m-1}(n) = 0 \\ x_{m+1}(n), n \in \{0, 1, \dots, L\}, \\ \text{对于 } n \notin \{0, 1, \dots, L\}, x_{m+1}(n) = 0 \end{cases} \quad (8)$$

根据式(8)所定义的 3 个序列, 得出  $I_1 \sim I_6$  区间的符号数据  $y_{I_i}(n) \sim y_{I_6}(n)$  分别为

$$\begin{cases} y_{I_1}(n) = \sum_{l=0}^L h_l x_m(n-l) + \sum_{l=1}^L h_l x_{m-1}(N+N_c+n-l) + v_{I_1}(n), \quad n \in I_1 \\ y_{I_i}(n) = \sum_{l=0}^L h_l x_m(n-l) + v_{I_i}(n), \quad n \in I_i, i = 2, 3, 4, 5 \\ y_{I_6}(n) = \sum_{l=0}^L h_l x_{m+1}(n-l) + \sum_{l=1}^L h_l x_m(N+N_c+n-l) + v_{I_6}(n), \quad n \in I_6 \end{cases} \quad (9)$$

定义一个 OFDM 符号中关于每个采样点的自相关函数为

$$\begin{aligned} R_{yy^*}(n, \tau) &= E[y_m(n)y_m^*(n+\tau)] \\ &= \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M y_m(n)y_m^*(n+\tau), \quad n=0, 1, \dots, N+N_c-1 \end{aligned} \quad (10)$$

其中,  $M$  为接收端截取的 OFDM 符号数据个数,  $\tau$  为相关延迟长度。由于循环前缀数据是部分有用数据的复制, 容易得出当采样序列的采样点  $n \in I_1 \cup I_2 \cup I_3$ , 相关延迟长度等于  $N$  时,  $R_{yy^*}(n, N)$  不等于 0。当  $n$  分别属于  $I_1, I_2, I_3$  时,  $n+N$  的采

样点分别位于  $I_4, I_5, I_6$  区间, 由式(9)可推得  $R_{yy^*}(n, N)$ (其中,  $n \in I_1 \cup I_2 \cup I_3$ ) 的表达式为

$$R_{yy^*}(n, N) = \begin{cases} \sigma_x^2 \sum_{l=0}^L E[|h_l|^2] U(n-l) + \sum_{m=1}^M \sum_{l=1}^L E[|h_l|^2] x_{m-1}(N_c+N+n-l)x_m^* \cdot (N+n-l)U(l-n-1), \quad n \in I_1 \\ \sigma_x^2 \sum_{l=0}^L E[|h_l|^2], \quad n \in I_2 \\ \sigma_x^2 \sum_{l=1}^L E[|h_l|^2] U(l-n+N_c-1) + \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{l=0}^L E[|h_l|^2] x_m(n-l)x_{m+1} \cdot (n-N_c-l)U(n-N_c-l), \quad n \in I_3 \end{cases} \quad (11)$$

其中,  $\sigma_x^2$  为发送信号的平均功率。由上式可以看出, 当时间序列采样点  $n \in I_1 \cup I_3$  区间时, 自相关函数  $R_{yy^*}(n, N)$  存在有符号间干扰项, 而当  $n \in I_2$  区间时,

假设信道增益系数满足  $\sum_{l=0}^L E[|h_l|^2] = 1$ , 则自相关函数

数值  $R_{yy^*}(n, N) = \sigma_x^2$ , 因此可通过计算  $I_2$  区间数据的自相关函数值估计接收信号的信号平均功率。为了降低噪声对信号平均功率估计的影响, 可对单个  $R_{yy^*}(n, N)$  求平均, 假设估计得到的多径信道阶数为  $\hat{L}$ , 则估计的信号平均功率为

$$\hat{\sigma}_x^2 = \frac{1}{N_c - \hat{L}} \sum_{n=\hat{L}}^{N_c-1} R_{yy^*}(n, N) \quad (12)$$

### 3.2 噪声功率的估计

OFDM 符号中循环前缀数据为部分有用数据的复制, 即:

$$x_m(n) = x_m(n+N), \quad n \in I_1 \cup I_2 \quad (13)$$

由式(9)可以看出, 如果不考虑噪声的存在, 则在不受符号间干扰的  $I_2$  数据区间中, 容易得出接收数据序列满足式(14):

$$y_m(n) = y_m(n+N), \quad n \in I_2 \quad (14)$$

定义  $\tilde{y}_m(n)$  数据序列为

$$\tilde{y}_m(n) = y_m(n+N) - y_m(n), \quad n \in I_1 \cup I_2 \quad (15)$$

由式(9)、式(14)和式(15)可得:

$$\tilde{y}_m(n) = \begin{cases} \sum_{l=1}^L h_l(x_m(N+n-l) - x_{m-1}(N+N_c+n-l)) \cdot U(l-n-1) + \tilde{v}_m(n), & n \in I_1 \\ \tilde{v}_m(n), & n \in I_2 \end{cases} \quad (16)$$

其中,  $\tilde{v}_m(n) = v_m(n+N) - v_m(n)$ , 易证明出  $\tilde{v}_m(n)$  是服从均值为 0, 方差为  $\sigma_v^2 = 2\sigma_v^2$  的复高斯白噪声, 其证明过程如下:

$$\begin{aligned} E[\tilde{v}_m(n)] &= E[v_m(n+N) - v_m(n)] \\ &= E[v_m(n+N)] - E[v_m(n)] = 0 \end{aligned} \quad (17)$$

$$\begin{aligned} E[|\tilde{v}_m(n)|^2] &= E[|v_m(n+N) - v_m(n)|^2] \\ &= E[(v_m(n+N) - v_m(n))(v_m(n+N) - v_m(n))^*] \\ &= E[|v_m(n+N)|^2] + E[|v_m(n)|^2] \\ &= 2\sigma_v^2 \end{aligned} \quad (18)$$

根据以上的分析, 接收到的第  $m$  个 OFDM 符号中循环前缀部分的  $I_1$  区间受到了符号间干扰的影响, 而利用  $I_2$  与  $I_5$  区间的的数据可以估计接收信号的噪声功率, 由式(16)和式(18)可得噪声功率估计的表达式为

$$\hat{\sigma}_v^2 = \frac{1}{2} E[|\tilde{y}_{I_2}(n)|^2] = \frac{1}{2M(N_c - \hat{L})} \sum_{m=1}^M \sum_{n=\hat{L}}^{N_c-1} |\tilde{y}_m(n)|^2 \quad (19)$$

其中,  $\hat{L}$  为估计的多径信道阶数, 则由式(12)和式(19)可估计的接收信号的信噪比为

$$G_{SNR} = \frac{\hat{\sigma}_x^2}{\hat{\sigma}_v^2} \quad (20)$$

综上所述, 如果估计接收端的信噪比, 则需首先估计出多径信道阶数  $\hat{L}$ , 以确定可利用的数据区间  $I_2$ , 因此多径信道阶数  $\hat{L}$  的估计是信噪比估计的必要环节。

### 3.3 多径信道阶数的粗估计

假设 OFDM 信号的时域参数已估计<sup>[15]</sup>, 在信道阶数  $L$  未知且接收端可以接收到足够多的符号个数时, 可利用循环前缀中的最后一列数据进行信噪比估计, 此时  $\hat{L} = N_c - 1$ , 利用式(12)和式(19)可得到理想的估计性能, 并且大大降低了估计方

法的计算复杂度。假如接收端可以接收到的符号个数较少, 则需要估计信道阶数  $L$ , 从而确定可利用的数据区间。文献[9]中利用 MDL 算法估计信道阶数  $L$ , 其计算复杂度太高。本文根据接收的 OFDM 信号中循环前缀数据序列的自相关函数值的特性来粗略估计信道阶数  $L$ , 如果估计值  $\hat{L} > L$ , 即估计值在  $I_2$  区间中, 则可利用  $[\hat{L}, N_c - 1]$  区间的采样点序列估计信噪比。

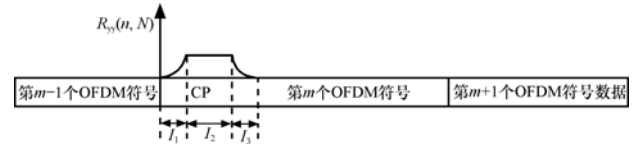


图 2 自相关函数值特性

由式(11)得出, 如暂时忽略循环前缀部分的符号间干扰, 则自相关函数序列值有如图 2 所示的特性<sup>[16]</sup>。由图 2 可以看出,  $I_2$  数据区间的自相关函数值是最大的且整个区间的值相同, 因此通过检测自相关函数值的平坦区间即可估计得到  $\hat{I}_2$  数据区间, 为了减小由于噪声干扰而引起的误差, 定义平均自相关函数为

$$\varphi(l) = \frac{1}{N_c - l} \sum_{n=l}^{N_c-1} R_{yy^*}(n, N), \quad n \in I_1 \cup I_2 \quad (21)$$

其中,  $l$  的取值区间为  $[0, N_c - 1]$ , 易得上定义式与自相关函数值  $R_{yy^*}(n, N)$  具有相同的特性, 即在  $I_1$  区间为递增特性,  $I_2$  区间为平坦特性。因此可利用上定义式粗略估计信道阶数  $\hat{L}$ , 确定  $\hat{I}_2$  数据区间, 其具体估计过程为: 检测  $\varphi(l)$  序列的值, 以第一个满足  $\varphi(l+1)$  不大于  $\varphi(l)$  的  $l$  值作为信道阶数  $\hat{L}$  的粗略估计值。由于噪声及符号间干扰的影响, 如果  $l$  的取值以 1 为步长, 则容易提前终止检测搜索, 因此定义一个步长  $\lambda$ , 则序列  $\varphi(l)$  如式(22)所示, 则估计的多径信道阶数为  $\lambda l$ 。

$$\varphi(l) = \frac{1}{N_c - \lambda l} \sum_{n=\lambda l}^{N_c-1} R_{yy^*}(n, N), \quad n \in I_1 \cup I_2 \quad (22)$$

式(22)中  $l$  的取值区间为  $\left[0, \left\lfloor \frac{N_c - 1}{\lambda} \right\rfloor\right]$ , 其中,  $\lfloor \cdot \rfloor$  意为向下取整。OFDM 信号信噪比盲估计对于多径信道最大延迟长度的估计精度要求不高, 设定的步长只要可以使得估计点在  $I_2$  区间内即可, 因此这里步长  $\lambda$  大小的选取可依据循环前缀的长度来粗略控

制，不能选取的太小，否则容易提前终止搜索；也不能选取的过大，如果选取过大，则当信道阶数的长度比较接近于循环前缀大小时，就不能将估计值估计到  $\hat{I}_2$  区间。

### 3.4 OFDM 信号信噪比盲估计的步骤

综上所述，本文提出的认知 OFDM 系统中 OFDM 信号信噪比盲估计方法的具体步骤如下：

**步骤 1** 根据已知的 OFDM 符号的总长度，如果接收端可以接收到足够多的符号个数，可利用循环前缀中的最后一列数据，此时  $\hat{L} = N_c - 1$ ，则转至步骤 5~步骤 7 估计出信噪比；如果接收端可以接收到的符号个数较少，则按照步骤 2~步骤 7 估计出信噪比；

**步骤 2** 根据已知的 OFDM 符号的循环前缀长度  $N_c$  及有效数据长度  $N$ ，利用式(10)计算  $I_1 \cup I_2$  区间数据的自相关函数  $R_{yy^*}(n, N)$ ；

**步骤 3** 通过选择合适的步长  $\lambda$  的大小，利用式(22)计算平均自相关函数  $\varphi(l)$ ；

**步骤 4** 检测  $\varphi(l)$  序列中第一个满足  $\varphi(l+1)$  不大于  $\varphi(l)$  的  $l$  值，估计出多径信道阶数  $\lambda l$ ；

**步骤 5** 利用式(12)计算接收信号的平均信号功率  $\hat{\sigma}_x^2$ ；

**步骤 6** 利用式(19)计算接收信号的平均噪声功率  $\hat{\sigma}_v^2$ ；

**步骤 7** 利用式(20)计算出接收信号的信噪比  $G_{SNR}$ 。

## 4 仿真结果及性能分析

为了验证本文方法的有效性，通过 MATLAB 仿真软件进行仿真实验，其所使用的仿真条件为：信号子载波个数为 256，循环前缀长度为 64；采用的多径信道模型为 9 径信道，每条信道的增益系数满足  $E(|h_l|^2) = e^{-l/3} / \left( \sum_{l=0}^8 e^{-l/3} \right)$ ,  $l = 0, 1, \dots, 8$ ；蒙特卡洛仿真次数为 500 次。本文所采用的性能评价指标为估计偏差  $G_{bias}$  及估计均方误差  $G_{vari}$ ，分别定义为

$$G_{bias} = E[\hat{s} - s] \quad (23)$$

$$G_{vari} = E\left[(\hat{s} - s)^2\right] \quad (24)$$

其中， $\hat{s}$  为每次估计的信噪比值， $s$  为对应的输入信噪比值。

步长的选取影响信道阶数的估计，从而影响 OFDM 信号信噪比的估计性能，图 3 描述了不同的步

长大小对本文信噪比估计性能的影响。从图 3 可以看出，在低信噪比时，步长的大小对估计性能的影响不大，而高信噪比时受步长的影响较大。原因在于低信噪比时，符号间干扰值较小，因而所引入的误差也较小；在高信噪比时，只有当信道阶数的估计值大于真实的信道阶数时，才能得到较准确的信噪比估计值，当步长较小时，设定的  $\varphi(l)$  的截止搜索条件容易提前结束，进而引入符号间干扰，而当步长较大时，可保证信道阶数的估计值在  $\hat{I}_2$  数据区间。因此，所选用的步长大小与仿真参数中循环长度的大小有关，本文仿真试验中循环长度设为 64，根据图 3 可以看出当步长为 5 时，本文信噪比的估计性能最佳。

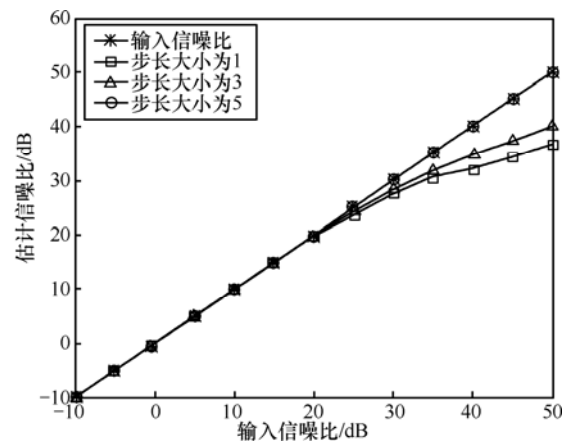


图 3 不同步长对本文估计性能的影响

图 4 是已知信道阶数和未知信道阶数下的估计性能对比，其中未知信道阶数时，分 2 种情况：一种是基于循环前缀最后一列数据的信噪比估计，另外一种是基于信道阶数粗估计的信噪比估计，并采用估计偏差量作为性能评价标准。从图 4 中可以看出：1) 截取的符号数为 100 时，基于信道阶数粗估计的信噪比估计的性能接近于已知信道阶数情况下的估计性能；由于截取的符号个数较少，基于循环前缀最后一列数据的信噪比估计的估计性能较差；2) 截取的符号个数为 500 时，基于循环前缀最后一列数据的信噪比估计的估计性能在 -10dB 条件下，估计偏差不大于 0.1dB，并且省略信道阶数估计过程，降低了计算复杂度。由以上分析可得，在可截取的 OFDM 符号个数较多时，可以无需进行信道阶数估计，直接利用循环前缀中最后一列数据进行信噪比估计；如果截取的 OFDM 符号个数较少时，利用本文的信道阶数估计方法，仍然可得到良好的信噪比估计性能。

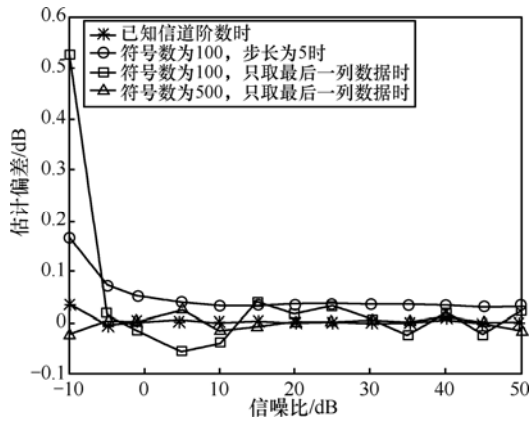
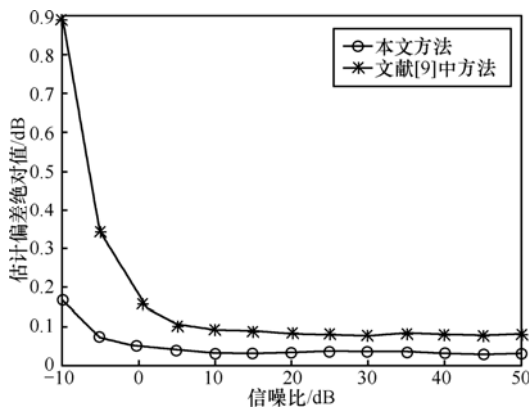
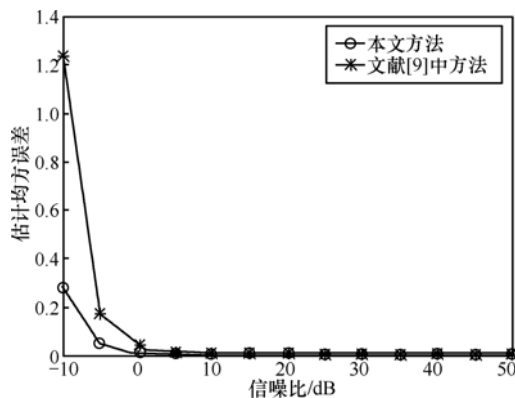


图 4 不同条件下的估计性能对比

图 5 描述了本文信噪比估计方法与文献[9]中估计方法在相同仿真条件下的性能对比，图 5(a)为 2 种估计方法的估计偏差量的对比，图 5(b)为 2 种估计方法的估计均方误差的对比。从图 5 中可以看出，本文的信噪比估计方法在估计性能上优于文献[9]中的估计方法。由本文第 3 节的理论分析可以看出，本文方法与文献[9]一样，计算复杂度主要在于信道阶数的估计，即式(10)和式(22)的计算。如果只考虑乘法运



(a) 2 种方法的估计偏差量的对比



(b) 2 种方法的估计均方误差的对比

图 5 2 种估计方法的估计性能对比

算所带来的计算复杂度，则易得本文方法总的计算量为  $MN_c$ ，而文献[9]中采用 MDL 算法估计信道阶数，其总的计算量为  $N_c(N_c - 1)M/2 + (N_c - 1)^3/6$ ，从而可以看出本文信噪比估计方法的计算复杂度远低于文献[9]中估计方法的计算复杂度。因此本文提出的方法不仅估计性能好且计算复杂度低，更适用于认知 OFDM 系统中 OFDM 信号的信噪比盲估计。本文方法主要取决于多径信道最大延时的粗估计，而本文提出多径信道最大延时粗估计方法不仅适用于仿真实验中的 OFDM 信号，对于其他标准(如 DVB-T、802.16e 等标准)中的 OFDM 信号同样也适用。因此，本文提出的 OFDM 信号信噪比盲估计方法具有普遍适用性。

### 5 结束语

针对认知 OFDM 系统中传统的 OFDM 信号信噪比盲估计方法的估计精度低且计算复杂度高的问题，本文提出一种低复杂度的盲估计新方法。该方法首先利用循环前缀中自相关函数的特性粗略估计多径信道阶数，然后利用无符号间干扰区域数据的自相关函数值估计信号功率，并利用循环前缀数据为部分有用数据的复制这一特性估计噪声功率，从而估计出接收信号的信噪比。仿真结果表明，本文方法在低信噪比多径信道下的估计性能优于传统方法的估计性能，且计算复杂度更低。

### 参考文献：

- [1] MITOLA J, MAGUIRE G Q. Cognitive radio: making software radios more personal [J]. IEEE Personal Communications, 1999, 6(4): 13-18
- [2] MAHMOUD H, YUCEK T, ARSLAN H. OFDM for cognitive radio: merits and challenges[J]. IEEE Trans Wireless Commun, 2009, 16(2): 6-15.
- [3] 虞贵财, 罗涛, 黄振等. 感知无线电系统中改进的循环频谱检测算法[J]. 北京邮电大学学报, 2009, 32(2): 89-92.  
YU G C, LUO T, HUANG Z, et al. An improved cyclic spectrum detection algorithm in CR systems [J]. Journal of Beijing University of Posts and Telecommunications, 2009, 32(2): 89-92.
- [4] 蒋清平, 杨士中, 张天骥. 认知无线电中 OFDM 信号联合参数估计 [J]. 北京邮电大学学报, 2011, 34(2): 132-135.  
JIANG Q P, YANG S Z, ZHANG T Q. Joint parameters estimation of ofdm signals in cognitive radio[J]. Journal of Beijing University of Posts and Telecommunications, 2011, 34(2): 132-135.
- [5] LI J G, TANG W B, LI S Q, et al. A simple and effective snr

- estimation algorithm for OFDM in rayleigh fading channels[A]. 7th International Conference on Information, Communications & Signal Processing[C]. Macau, China, 2010.172-176.
- [6] MILAN Z, RUDOLF M. An improved preamble-based SNR estimation algorithm for OFDM systems[A]. 21st Annual IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications[C]. Istanbul, Turkey, 2010. 172-176.
- [7] RANA S M, WABO M, VARUN J, *et al.* Front-end estimation of noise power and SNR in OFDM systems[A]. International Conference on Intelligent and Advanced Systems[C]. Kuala Lumpur, Malaysia, 2007. 435-439.
- [8] 任光亮, 张辉, 常义林. 基于虚载波的 OFDM 系统信噪比盲估计方法[J]. 西安电子科技大学学报, 2004, 31 (2): 186-189.
- REN G L, ZHANG H, CHANG Y L. An SNR blind estimation technique based on virtual carriers in OFDM systems[J]. Journal of Xidian University, 2004, 31 (2): 186-189.
- [9] WANG K, ZHANG X D. Blind noise variance and SNR estimation for OFDM systems based on information theoretic criteria[J]. Signal Processing, 2010, 90(9): 2766-2772.
- [10] CUI T, TELLAMBURA C. Power delay profile and noise variance estimation for OFDM[J]. IEEE Communication Letters, 2006, 10(1): 25-27.
- [11] SOCHELEAU F X, ABDELIALIL A B, SEBASTIEN H. Non data-aided SNR estimation of OFDM signals[J]. IEEE Communication Letters, 2008, 12(11): 813-815.
- [12] KIM S, AN D, RYU H, *et al.* Efficient SNR estimation in OFDM system[A]. Proceedings of 2011 IEEE Radio and Wireless Symposium[C]. Phoenix, AZ, USA, 2011. 182-185.
- [13] CHEN J, LI M, KUO Y H. Adaptive OFDM synchronization algorithm in frequency selective fading channels[J]. IEEE Transactions on Consumer Electronics, 2009, 55(4): 1841-1846.
- [14] SHA Y, LI M M, CHU J F. A novel timing and frequency synchronization technology for OFDM system[J]. Journal of Networks, 2011, 6(4): 646-653.
- [15] PUNCHIHEWA A, BHARGAVA V K. Blind estimation of OFDM parameters in cognitive radio networks[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2011, 10(3): 733-738.
- [16] 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.

#### 作者简介:



**刘明骞** (1982-), 男, 河南平顶山人, 西安电子科技大学博士生, 主要研究方向为通信信号处理、数字通信、通信对抗和认知无线电。



**李兵兵** (1955-), 男, 江苏宿迁人, 博士, 西安电子科技大学教授、博士生导师, 主要研究方向为通信信号处理、数字通信、无线通信和认知无线电。



**唐宁洁** (1987-), 女, 河南新乡人, 西安电子科技大学硕士生, 主要研究方向为认知无线电中的信号处理。



**李钊** (1981-), 男, 陕西西安人, 博士, 西安电子科技大学副教授、硕士生导师, 主要研究方向为 MIMO 无线通信和认知无线电。