

Underlay 认知网络中时频重叠 OFDM 信号的信噪比盲估计

刘明骞^{1,2,3}, 郭菲¹, 李兵兵¹, 陈钱², 吴芸³

(1. 西安电子科技大学综合业务网理论及关键技术国家重点实验室, 陕西西安 710071;

2. 南京理工大学电子工程与光电技术学院, 江苏南京 210094; 3. 徐州雷奥医疗设备有限公司, 江苏徐州 221116)

摘要: 针对 underlay 认知无线电中时频重叠正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM) 信号的信噪比(Signal to Noise Ratio, SNR)难以估计的问题, 提出了一种基于循环自相关特性的时频重叠 OFDM 信噪比盲估计方法. 该方法提取接收信号的循环自相关函数截面中的离散谱线估计出分量信号的总功率, 并结合时延和循环频率均为零时的离散谱线估计出时频重叠 OFDM 信号的信噪比. 仿真结果表明, 在无需先验信息的情况下, 当 SNR 大于 -7dB 时, 所提方法估计的均方误差小于 0.1, 并且对分量信号的功率比和频谱重叠率具有稳健性.

关键词: 认知无线电; 参数估计; underlay; 时频重叠; OFDM; 信噪比

中图分类号: TN911.7 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2018)06-1510-05

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2018.06.034

Blind SNR Estimation of Time-Frequency Overlapped OFDM Signals for Underlay Cognitive Radio Networks

LIU Ming-qian^{1,2,3}, GUO Fei¹, LI Bing-bing¹, CHEN Qian², WU Yun³

(1. State Key Laboratory of Integrated Service Networks, Xidian University, Xi'an, Shaanxi 710071, China;

2. School of Electronic and Optical Engineering, Nanjing University of Science and Technology, Nanjing, Jiangsu 210094, China;

3. Xuzhou LEO Medical Equipments Co., Ltd., Xuzhou, Jiangsu 221116, China)

Abstract: In this paper, we propose one cyclic autocorrelation function (CAF) based method to implement the blind signal-to-noise (SNR) estimation over the underlay cognitive radio networks. The orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) is adopted here. This SNR estimator utilizes the discrete spectrum of the CAF for the received signals, whose time delay and cyclic frequency are zero. Numerical results show that the proposed method is robust to the power ratio and spectral overlapping of the composite signal without prior information. Moreover, when the SNR is greater than -7dB, the mean square error (MSE) for the SNR estimation is less than 0.1.

Key words: cognitive radio; parameter estimation; underlay; time-frequency overlapped; OFDM; SNR

1 引言

Underlay 频谱共享以主用户和次用户共享频谱资源的方式提高频谱利用率, 逐渐成为认知无线电研究的热点^[1]. 正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)技术以其高效的频谱利用率和抗衰落性能被广泛应用于认知无线电中^[2]. 在 underlay 认知 OFDM 中, 当次用户不超过主用户干扰温度的情况下, 可以与主用户同时共享频谱资源, 则频带内的信号

为时频重叠的 OFDM 信号, 其中, 干扰温度测量是 underlay 认知 OFDM 中的关键技术之一^[3]. 在干扰温度测量时, 需要以非数据辅助方式估计出共享频谱的用户信号的信噪比参数^[4], 因此, 本文研究 underlay 认知无线电中时频重叠 OFDM 信号的信噪比盲估计方法.

目前, 一些学者针对单个 OFDM 信号的信噪比进行了盲估计方法的研究, 如基于最大似然的方法^[5], 基于自相关函数^[6], 基于循环自相关函数^[7]的方法和基于子空间分解^[8]的方法等, 这些方法仅仅适用于单个

收稿日期: 2017-04-11; 修回日期: 2017-08-04; 责任编辑: 郭游

基金项目: 国家自然科学基金(No. 61501348, No. 61271299); 陕西省自然科学基金(No. 2016JQ6039); 中国博士后科学基金(No. 2017M611912); 江苏省博士后科研资助计划(No. 1701059B); 高等学校学科创新引智计划(No. B08038)

OFDM 信号,而对于时频重叠 OFDM 信号将失效.

本文针对此问题,提出了一种时频重叠 OFDM 信号的信噪比盲估计方法.该方法首先估计接收信号的循环自相关函数,通过循环自相关函数在时延小于码片时间的截面中的离散谱线估计出分量信号总功率,最后通过接收信号的循环自相关函数的在时延和循环频率均为零时的值估计出接收信号的总功率,从而估计出时频重叠 OFDM 信号的信噪比.仿真结果表明,该方法可以有效地估计出时频重叠 OFDM 信号的 SNR,并且随着 SNR 的增大,估计性能逼近克拉美罗界(Cramer Rao Bound, CRB).该方法不仅可以估计出时频重叠 OFDM 信号的信噪比,还可以估计出分量信号的过采样率和码片时间等先验参数.

2 信号模型

在 underlay 认知无线电中,所接收到的时频重叠 OFDM 信号的模型可描述为:

$$r(t) = \sum_{i=1}^M s_i(t) + n(t) \quad (1)$$

其中 M 表示信号的总个数, $n(t)$ 是高斯白噪声, $s_i(t)$ 表示第 i 个时频重叠分量 OFDM 信号, $s_i(t)$ 与 $n(t)$ 相互独立,且 $s_i(t)$ 之间相互独立, $s_i(t)$ 的表达式为:

$$s_i(t) = e^{j2\pi f_i t} \sum_k \sum_{l=0}^{G-1} c_{k,l} q(t - lT_c - kT_s) \quad (2)$$

其中 $c_{k,l} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} a_{k,n} \exp(j2\pi(l-D)n/N)$, $l=0, \dots, G-1$ 是添加循环前缀基带 OFDM 信号, f_i 为信号载频, $q(t)$ 是脉宽为 T_c 的成型脉冲, T_s 是总符号周期, N 是 OFDM 有效子载波数, D 是循环前缀数, G 是 OFDM 子载波总数,且 $G = N + D$. $a_{k,n}$ 是第 k 个 OFDM 符号,第 n 个子载波上的调制信号,相互独立并均服从均值为零,方差为 σ_a^2 的分布, $a_{k,n}$ 是非周期齐次马尔科夫链,即 $E(a_{k,n}) = 0$, $E(a_{k,n}^*) = 0$, $E(a_{k,n} a_{k',n'}) = 0$, $E(a_{k,n} a_{k',n'}^*) = \sigma_a^2 \delta(n - n') \delta(k - k')$,其中 δ 表示克罗内克函数.

3 时频重叠 OFDM 信号的 SNR 盲估计

3.1 时频重叠 OFDM 信号的循环自相关函数

OFDM 信号的循环自相关函数^[7]为:

$$|R_s^\alpha(\tau)| = \frac{\sigma_a^2}{T_c} \left| \frac{\sin[\pi\alpha(T_c - |\tau|)]}{\pi\alpha} \right|, \alpha = \frac{m}{T_c}, |\tau| \leq T_c \quad (3)$$

$$|R_s^\alpha(\tau)| = \frac{\sigma_a^2}{T_s} \left| \frac{\sin(\pi\alpha T_c D)}{\sin(\pi\alpha T_c)} \right| \cdot \left| \frac{\sin[\pi\alpha(T_c - |\tau_N|)]}{\pi\alpha} \right|, \alpha = \frac{m}{T_s}, |\tau_N| \leq T_c \quad (4)$$

其中, T_c 是 OFDM 信号码片时间, $T_c = T_u/N$, T_u 是其有效符号时间, α 是循环频率, τ 是时延, $\tau_N = |\tau| - NT_c$, m 是任意正整数.由式(1)和循环自相关函数的定义,可得接收到的时频重叠 OFDM 信号的循环自相关函数:

$$\begin{aligned} R_r^\alpha(\tau) &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} R_r(t, \tau) e^{-j2\pi\alpha t} dt \\ &= \sum_{i=1}^M \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} R_{s_i}(t, \tau) e^{-j2\pi\alpha t} dt \\ &\quad + \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} R_n(\tau) e^{-j2\pi\alpha t} dt \\ &= \sum_{i=1}^M R_{s_i}^\alpha(\tau) + \sigma_n^2 \delta(\tau) \delta(\alpha) \end{aligned} \quad (5)$$

$R_{s_i}^\alpha(\tau)$ 是第 i 个信号分量的循环自相关函数.

由式(3), (4) 和(5) 知,循环自相关函数时延满足 $|\tau| < \min(T_c) i = 1, \dots, M$ 时,时频重叠 OFDM 信号的循环自相关函数表示为:

$$R_r^\alpha(\tau) = \sum_{i=1}^M \frac{\sigma_{a_i}^2}{T_{c_i}} \frac{\sin[\pi\alpha_i(T_{c_i} - |\tau|)]}{\pi\alpha_i} \cdot e^{j2\pi f_i \tau} e^{-j\pi\alpha_i(T_{c_i} + \tau)} + \sigma_n^2 \delta(\tau) \delta(\alpha) \quad (6)$$

其中 T_{c_i} 为各个分量信号的码片时间, a_i 是各个分量信号的循环频率, $\alpha = \{\alpha_i\}$ 是所接收时频重叠 OFDM 信号的循环频率的集合.

3.2 时频重叠 OFDM 信号的 SNR 盲估计方法

设时频重叠 OFDM 信号的第 i 个分量信号的有效子载波个数为 N_i ,循环前缀个数为 D_i ,接收端采样频率为 f_s ,采样时间为 T_s ,过采样率为 q_i ,则有效符号时间为 $T_{u_i} = N_i q_i T_s$,码片时间为 $T_{c_i} = T_{u_i}/N_i = q_i T_s$.因此,时频重叠 OFDM 信号的码片时间与各个分量信号的过采样率 q_i 有关.

3.2.1 各个分量信号的过采样率不等

设分量信号总个数为 M ,且各分量信号码片时间的最大值小于码片时间最小值的 2 倍.截取循环自相关函数时延为 T_s 的截面,正循环频率轴上的前 M 根离散谱线分别对应时频重叠信号的 M 个循环频率,并由 $T_{c_i} = 1/\alpha_i$ 可得到各分量信号码片时间 T_{c_i} ,由 $q_i = f_s/(1/T_{c_i}) = f_s T_{c_i}$ 可得各个分量信号的过采样率 q_i ,接收信号在循环频率 α_i 处的循环自相关函数可进一步表示为:

$$\begin{aligned} |R_r^\alpha(\tau)| &= \left| \frac{\sigma_{a_i}^2}{T_{c_i}} e^{j2\pi f_i \tau} e^{-j\pi\alpha_i(T_{c_i} + \tau)} \frac{\sin[\pi\alpha_i(T_{c_i} - |\tau|)]}{\pi\alpha_i} \right| \\ &= \frac{\sigma_{a_i}^2}{T_{c_i}} \left| \frac{\sin[\pi\alpha_i(T_{c_i} - |\tau|)]}{\pi\alpha_i} \right| \end{aligned} \quad (7)$$

令 $Q_i = \left\lceil \frac{q_i - 1}{2} \right\rceil$,其中 $\lceil \cdot \rceil$ 表示向上取整.由式(7)可知,只需研究分量 OFDM 信号时延为 $T_s, 2T_s, \dots, Q_i T_s$ 时

的循环自相关函数的值即可. 因此, 循环频率为 $\alpha_i = 1/T_c$ 的分量 OFDM 信号的功率为:

$$\sigma_{a_i}^2 = \frac{1}{Q_i} \sum_{i=1}^{Q_i} \frac{\left| R_r^{1/T_c} \left(\frac{i}{q_i} T_c \right) \right|^2 \pi}{\sin \left[\pi \frac{q_i - 1}{q_i} \right]} \quad (8)$$

则分量 OFDM 信号的总功率为:

$$\begin{aligned} E &= \sigma_{a_1}^2 + \sigma_{a_2}^2 + \cdots + \sigma_{a_w}^2 \\ &= \sum_{i=1}^M \frac{1}{Q_i} \sum_{i=1}^{Q_i} \frac{\left| R_s^{1/T_c} \left(\frac{i}{q_i} T_c \right) \right|^2 \pi}{\sin \left[\pi \frac{q_i - 1}{q_i} \right]} \end{aligned} \quad (9)$$

3.2.2 各个分量信号的过采样率相等

当各个分量信号的载频相等时, 通过截取时频重叠 OFDM 信号的循环自相关函数时延等于 T_s 的截面估计各分量信号的码片时间和过采样率, 式(6)可进一步表示为:

$$\begin{aligned} R_r^\alpha(\tau) &= \sum_{i=1}^M R_s^{\alpha_i}(\tau) + \sigma_n^2 \delta(\alpha) \delta(\tau) \\ &= \frac{(\sigma_{a_1}^2 + \cdots + \sigma_{a_w}^2)}{T_c} e^{j2\pi f \tau} e^{-j\pi \alpha (T_c + \tau)} \\ &\quad \cdot \frac{\sin[\pi \alpha (T_c - |\tau|)]}{\pi \alpha} + \sigma_n^2 \delta(\alpha) \delta(\tau) \end{aligned} \quad (10)$$

其中 $\alpha = m/T_c$, m 为整数. 当 $\alpha = 1/T_c$ 时, 对式(10)取绝对值为:

$$\left| R_s^\alpha(\tau) \right| = \frac{(\sigma_{a_1}^2 + \cdots + \sigma_{a_w}^2)}{T_c} \left| \frac{\sin[\pi \alpha (T_c - |\tau|)]}{\pi \alpha} \right| \quad (11)$$

令 $Q = \left\lceil \frac{q-1}{2} \right\rceil$, 则分量 OFDM 信号的总功率可表示为:

$$\begin{aligned} E &= \sigma_{a_1}^2 + \sigma_{a_2}^2 + \cdots + \sigma_{a_w}^2 = \frac{1}{Q} \sum_{i=1}^Q \sigma_{a_i}^2 \\ &= \frac{1}{Q} \sum_{i=1}^Q \frac{\left| R_s^{1/T_c} \left(\frac{i}{q} T_c \right) \right|^2 \pi}{\sin \left[\pi \frac{q-i}{q} \right]} \end{aligned} \quad (12)$$

综上所述可知, 上述方法在分量信号的过采样率相等和不等情况下, 均可以估计出分量信号的总功率. 当 $\alpha=0, \tau=0$ 时, 由式(6)可得时频重叠 OFDM 信号的总功率:

$$R_s^0(0) = \sigma_{a_1}^2 + \sigma_{a_2}^2 + \cdots + \sigma_{a_w}^2 + \sigma_n^2 = E + \sigma_n^2 \quad (13)$$

其中 E 为时频重叠分量 OFDM 信号的总功率, σ_n^2 为接收信号中的噪声功率, 则时频重叠 OFDM 信号的信噪比表示为:

$$\rho_{\text{SNR}} = \frac{E}{\sigma_n^2} = \frac{E}{R_s^0(0) - E} \quad (14)$$

3.3 时频重叠 OFDM 信号的 SNR 盲估计的步骤

综上所述, 本文所提出的 underlay 认知无线电中时频重叠 OFDM 信号的信噪比盲估计的步骤为:

步骤 1 根据式(5)估计出所接收的时频重叠 OFDM 信号的循环自相关函数;

步骤 2 截取时延为 T_s 的循环自相关函数的截面, 若此截面上的出现不等间隔分布的离散谱线, 仅保留此截面正循环频率轴对应的前 M 根离散谱线, 并搜索这些离散谱线最大值所对应的横坐标的值, 估计一个分量信号的循环频率, 然后将此循环频率处的值置零, 继续按照上述方法估计出其他分量信号的循环频率; 若此截面上的出现等间隔分布的离散谱线, 仅保留此截面正循环频率轴对应的第 1 根离散谱线, 并搜索这根离散谱线最大值所对应的横坐标的值, 估计出所有分量信号的循环频率, 最后由 $\alpha = 1/T_c$ 和 $q = T_c/T_s$ 可估计各个分量信号的码片时间和过采样率;

步骤 3 当重叠各个分量 OFDM 信号的过采样率不等时, 分别取时延为 $T_s, 2T_s, \dots, \left\lceil \frac{q_i-1}{2} \right\rceil T_s$, 循环频率为 $1/T_c$ 处的值, 根据式(9)估计出分量 OFDM 信号的总功率 E ; 当重叠的各个分量 OFDM 信号的过采样率相等时, 分别取时延为 $T_s, 2T_s, \dots, \left\lceil \frac{q-1}{2} \right\rceil T_s$, 循环频率为 $1/T_c$ 处值, 根据式(12)估计出分量 OFDM 信号的总功率 E ;

步骤 4 根据式(13)和式(14)估计出时频重叠 OFDM 信号的信噪比.

4 时频重叠 OFDM 信号 SNR 估计的克拉美罗界

设时频重叠 OFDM 信号的各个信号分量之间的混合功率比为 $1:\gamma_2^2:\gamma_3^2:\cdots:\gamma_M^2$, 则所接收到的信号可以表示为:

$$\begin{aligned} r(t) &= \sum_{i=1}^M A_i \cdot s_i(t) + n(t) \\ &= A_1 s_1(t) + \cdots + A_M \gamma_M s_M(t) + n(t) \end{aligned} \quad (15)$$

其中 A_1 表示第一个分量信号的幅度, 则时频重叠 OFDM 信号的信噪比为:

$$\begin{aligned} \rho_{\text{SNR}} &= \frac{E[s(t) \cdot s^*(t)]}{E[n(t) \cdot n^*(t)]} \\ &= \frac{A_1^2 \sum_{i=1}^M \gamma_i^2 E[|s_i(t)|^2]}{\sigma^2} \end{aligned} \quad (16)$$

其中 $\gamma_1 = 1, s(t) = \sum_{i=1}^M A_i \cdot s_i(t)$, 根据似然函数的定义以及高斯白噪声的性质知, 所接收的时频重叠 OFDM

信号的似然函数可表示为:

$$\begin{aligned} \ln p(\hat{r}/A_1^2, \sigma^2) = & -L \ln(\pi \sigma^2) - \frac{1}{\sigma^2} \sum_{k=1}^L (r_k r_k^* \\ & - r_k (A_1^2)^{1/2} \sum_{i=1}^M \gamma_i s_{ik}^* - r_k^* (A_1^2)^{1/2} \\ & \cdot \sum_{i=1}^M \gamma_i s_{ik} + A_1^2 \sum_{i=1}^M \gamma_i s_{ik} \cdot \sum_{i=1}^M \gamma_i s_{ik}^*) \end{aligned} \quad (17)$$

其中 L 为采样点数, 将式(17)分别对 A_1^2, σ^2 求二阶导及混合偏导, 并构造 Fisher 矩阵, 则 Fisher 矩阵可以表示为:

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2\sigma^2 A_1^2} \cdot \sum_{k=1}^L \sum_{i=1}^M \gamma_i^2 E[|s_{ik}|^2] & 0 \\ 0 & \frac{L}{(\sigma^2)^2} \end{bmatrix} \quad (18)$$

由于信噪比与 A_1^2 和 σ^2 有关, 且信噪比一般用 dB 来表示, 因此, 定义如下函数:

$$\begin{cases} \boldsymbol{\varphi} = [A_1^2 & \sigma^2]^T \\ g(\boldsymbol{\varphi}) = 10 \lg(\rho_{\text{SNR}}) \end{cases} \quad (19)$$

将 $g(\boldsymbol{\varphi})$ 对 $\boldsymbol{\varphi}$ 求导, 可得:

$$\begin{cases} \frac{\partial g(\boldsymbol{\varphi})}{\partial \boldsymbol{\varphi}^T} = \begin{bmatrix} \frac{10}{A_1^2 \ln 10} & -\frac{10}{\sigma^2 \ln 10} \end{bmatrix} \\ \frac{\partial g(\boldsymbol{\varphi}^T)}{\partial \boldsymbol{\varphi}} = \begin{bmatrix} \frac{10}{A_1^2 \ln 10} & -\frac{10}{\sigma^2 \ln 10} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (20)$$

则时频重叠 OFDM 信号的信噪比的 CRB 为:

$$\begin{aligned} \text{CRB} &= \frac{\partial g(\boldsymbol{\varphi})}{\partial \boldsymbol{\varphi}^T} \mathbf{J}^{-1} \frac{\partial g(\boldsymbol{\varphi}^T)}{\partial \boldsymbol{\varphi}} \\ &= \frac{100}{L \ln^2 10} \left(\frac{2}{\rho_{\text{SNR}}} + 1 \right) \end{aligned} \quad (21)$$

5 仿真结果与分析

为了验证本文所提出方法的有效性, 通过 MATLAB 软件进行仿真实验. 仿真参数设置如下: OFDM 信号的子载波调制方式为 QPSK, 子载波个数为 1024, 符号长度为 $1 \mu\text{s}$, 其中保护间隔为 $0.2 \mu\text{s}$, 接收端的采样频率为 100MHz, OFDM 的符号个数为 1000, 在每个信噪比下进行 2000 次蒙特卡罗实验.

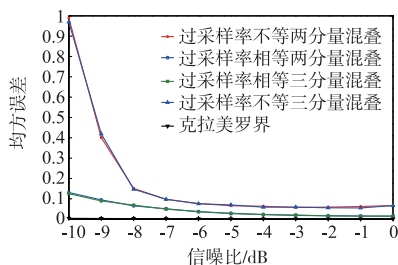


图1 不同信号分量个数时信噪比的估计性能

当分量信号的载频为 50MHz, 功率比为 1:1, 频谱重叠率^[9]为 100% 时, 本文方法在不同信噪比下的估计性能与 CRB 对比如图 1 所示. 由图 1 可知, 本文所提方法在分量信号的过采样率相等和不等的情况下, 均可有效估计出时频重叠 OFDM 信号的 SNR, 并且随 SNR 的增大, 估计性能逼近 CRB. 分量信号的过采样率相等, 信噪比大于 -9dB 时, 本文方法的均方误差小于 0.1, 而分量信号过采样率不等时要达到此效果, 信噪比需要大于 -7dB, 这是因为接收信号的循环自相关函数的循环频率为分量信号循环频率的集合, 当分量信号的过采样率不等时, 接收信号的循环自相关函数由不同的循环频率组成, 在信噪比较低时, 离散谱线会被噪声淹没.

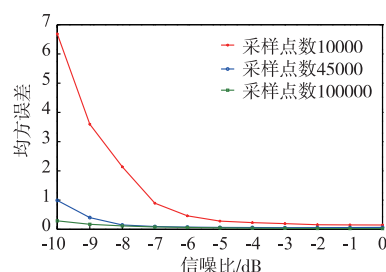


图2 不同采样点下信噪比的估计性能

当两个分量信号的功率比为 1:1, 载频均是 50MHz, 过采样率为 5 时, 不同采样点下估计性能如图 2 所示. 由图 2 可知, 采样点数越多, 时频重叠 OFDM 信号的信噪比估计性能越好. 当信噪比大于 -8dB, 采样点数大于 45000 时, 本文方法的估计性能受采样点数的影响较小, 这是由于本文所提方法是在时频重叠 OFDM 信号 SNR 估计的 CRB 的指导下所设计的.

当两个分量信号的载频为 50MHz, 功率比为 1:1, 过采样率为 5, 本文方法在分量信号的不同频谱重叠率下的估计性能如图 3 所示. 由图 3 可知, SNR 估计的均方误差随着信噪比的增大而逐渐减小, 当信噪比大于 -5dB 时, 估计的均方误差变化不大, 因此本文的估计方法对分量信号的频谱重叠率具有稳健性.

分量信号的载频为 50MHz, 频谱重叠率为 100%, 本文方法在分量信号的不同混合功率比时的估计性能如图 4 所示. 从图 4(a) 和图 4(b) 中可以看出, 当信噪比大于 -8dB 时, 本文方法在不同的分量信号功率比下均有良好的估计性能, 因此, 所提方法对分量信号的功率比具有稳健性. 另外, 从图 4(a) 和图 4(b) 中也可以看出, 图 4(a) 的估计性能优于图 4(b) 的估计性能, 这是因为分量信号的过采样率相等时, 接收信号的循环自相关函数值等于各个分量信号在不同离散循环频率处的值之和, 而分量信号的过采样率不等时, 接收信号的循环自相关函数值等于各个分量信号在不同离散循

环频率处的多个值,则在低信噪比条件下,多个不同离散谱线不容易被提取.

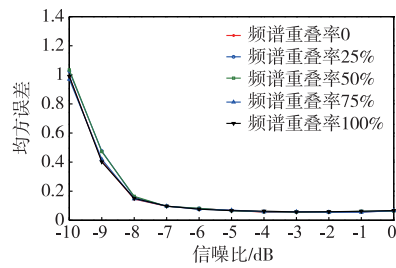
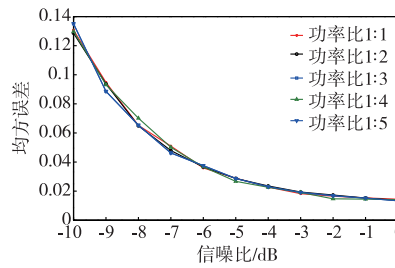
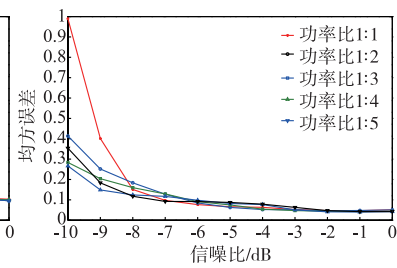


图3 不同频率重叠率下信噪比的估计性能



(a) 过采样率相等



(b) 过采样率不等

图4 不同混合功率比下信噪比的估计性能

6 结论

本文针对 underlay 认知网络中时频重叠 OFDM 信号的信噪比盲估计问题,提出了一种基于循环自相关函数的 SNR 盲估计方法,该方法在分量信号的过采样率相等和不等两种情况下,分别分析了时频重叠 OFDM 信号的 SNR 估计的原理,并从理论上推导出时频重叠 OFDM 信号的信噪比估计的 CRB. 仿真结果表明,所提的估计方法是有效可行的,并且对分量信号的频谱重叠率和功率比具有稳健性.

参考文献

- [1] Zhao G D, Shi W Y, Li L Y. Passive primary receiver detection for underlay spectrum sharing in cognitive radio [J]. IEEE Signal Processing Letters, 2014, 21 (5): 564 - 568.
- [2] Kryszkiewicz P, Bogucka H. Low complex, narrow band-interference robust synchronization for NC-OFDM cognitive radio [J]. IEEE Transactions on Communications, 2016, 64(9): 3644 - 3654.
- [3] Sharma M, Sahoo A, Nayak K D. Channel modeling based on interference temperature in underlay cognitive wireless networks [A]. 2008 IEEE International Symposium on Wireless Communication Systems [C]. Reykjavik: IEEE, 2008. 224 - 228.

作者简介



刘明骞 男,1982 年 11 月出生,河南平顶山人.2013 年获西安电子科技大学信息与通信工程专业博士学位,现为西安电子科技大学讲师,硕士生导师,主要研究方向:通信信号处理、卫星网络信号处理和认知无线电等.

E-mail:mqliu@mail.xidian.edu.cn

- [4] Wang J H, Li B B, Liu M-Q, et al. SNR estimation of time-frequency overlapped signals for underlay cognitive radio [J]. IEEE Communications Letters, 2015, 19 (11): 1925 - 1928.
- [5] Baumgartner S, Hirtz G, Baumgartner A. A modified maximum likelihood method for SNR estimation in OFDM based systems [A]. 2014 IEEE International Conference on Consumer Electronics [C]. Shenzhen: IEEE, 2014. 155 - 158.
- [6] Tang N J, Li B B, Liu M Q. A modified blind OFDM systems parameters estimation method [A]. 2010 IEEE 12th International Conference on Communication Technology [C]. Nanjing: IEEE, 2010. 1279 - 1282.
- [7] Socheleau F X, Aïssa-El-Bey A, Houcke S. Non data-aided SNR estimation of OFDM signals [J]. IEEE Communications Letters, 2008, 12 (11): 813 - 815.
- [8] Xu X, Jing Y, Yu X. Subspace-based noise variance and SNR estimation for OFDM systems [mobile radio applications] [A]. 2005 IEEE Wireless Communications and Networking Conference [C]. Ernest N. Morial: IEEE, 2005. 1: 23 - 26.
- [9] Li D, Ellinger J, Liu Z, et al. Mixed signal detection and symbol rate estimation based on spectral coherent features [A]. 2015 IEEE Military Communications Conference, MILCOM [C]. Tampa: IEEE, 2015. 263 - 268.

李兵兵 男,1955 年 1 月出生,江苏宿迁人.现为西安电子科技大学教授,博士生导师,主要研究方向:通信信号处理、无线通信和通信对抗等.

陈钱 男,1964 年 11 月出生,江苏无锡人.教授,博士生导师,长江学者,现为南京理工大学校长助理,主要研究方向:光电探测和光电信号处理等.