

基于极大似然比频谱检测的认知无线电子载波分配算法

许晓荣, 郑宝玉, 崔景伍

(南京邮电大学信号处理与传输研究院, 江苏南京 210003)

摘要:在认知无线电多载波调制系统中,子载波分配是实现主用户与认知用户频谱共享的前提.研究了认知 OFDM 中基于极大似然比检测(MLD)的子载波分配算法,认知用户采用 MLD 模型对主用户频谱使用情况进行分布式检测,利用频谱检测信息动态分配子载波,通过认知基站对认知用户子载波频谱感知信息进行融合判决.推导了 MLD 模型的判决区域上下界阈值、检测概率与虚警概率,并与能量检测进行性能比较.仿真结果表明,相对于能量检测,MLD 判决阈值与子载波平均接收信噪比(SNR)有关,检测性能自适应信道变化.MLD 用于 CR 多载波调制中的子载波分配,可明显提高认知 OFDM 子载波频谱感知性能,从而达到高效利用频谱资源,实现“绿色通信”.

关键词:极大似然比检测;多载波调制;子载波分配;能量检测;判决阈值;绿色通信

中图分类号:TN92;TN763

文献标识码:A

Sub-carrier allocation algorithm based on maximum likelihood ratio spectrum detection in cognitive radio

XU Xiao-rong, ZHENG Bao-yu, CUI Jing-wu

(Institute of Signal Processing and Transmission, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210003, China)

Abstract: In cognitive radio (CR) systems with multi-carrier modulation, sub-carrier allocation is the premise for the realization of spectrum sharing for Primary Users (PUs) and Secondary Users (SUs). A sub-carrier allocation algorithm based on maximum likelihood ratio detection (MLD) in cognitive OFDM is introduced and studied. SUs detect the occurrence and spectrum gap of PU signals with MLD model in a distributive way, while the system allocates sub-carriers to SUs dynamically. Cognitive base station (CBS) makes the final decision by combining each sub-carrier's local sensing result with special fusion rule. The upper and lower bound of the decision region, detection probability and false alarm probability of the MLD model are derived, and a performance comparison between MLD and energy detection (ED) is presented. Simulation results indicate that, compared with ED, the decision threshold of MLD is related to the average received SNR at the sub-carrier, and that the detection performance adapts to channel variation. Therefore, applied to sub-carrier allocation in CR multi-carrier modulation, MLD can enhance the cognitive OFDM sub-carrier spectrum sensing performance significantly and realize the utilization of limited spectrum resource efficiently, thus, meeting the requirements of “green communication” could be achieved effectively.

收稿日期:2009-05-11;修回日期:2009-07-09

基金项目:中国高技术研究发展(863)计划(2009AA01Z241),国家自然科学基金(60972039),江苏省自然科学基金(BK2007729)和江苏省高校研究生科研创新计划(CX09B_147Z)资助.

作者简介:许晓荣,男,1982年生,博士生.研究方向:下一代无线网络中的多载波技术与资源分配. E-mail: d0702@njupt.edu.cn

通讯作者:郑宝玉,教授. E-mail: zby@njupt.edu.cn

Key words: maximum likelihood ratio detection (MLD); multi-carrier modulation; sub-carrier allocation; energy detection (ED); decision threshold; green communication

0 引言

认知无线电(cognitive radio, CR)的出现,使得认知用户(secondary user, SU)可以在不干扰主用户(primary user, PU)的前提下,动态地感知主用户的授权频谱,探测主用户的存在,机会地利用主用户的频谱资源进行动态接入,并收发数据,从而提高授权频谱的利用率,实现认知用户在对主用户不产生有害干扰的前提下共享频谱资源.当SU探测到频谱被PU使用时,SU一般采取两种应对方式:①切换到空闲频谱进行通信;②SU改变发射功率或调制方式以继续使用该频谱,从而避免对PU产生有害干扰.在第一种方式中,SU通信将被中断,并且需要等待分配一个新的频带以继续通信,因而降低了系统性能.通常CR采用第二种方式,即用设定保护半径的方法对PU进行保护.同时,SU采取多载波调制(如认知OFDM(cognitive orthogonal frequency division multiplexing, C-OFDM)、滤波多音调制(filtered multi-tone, FMT)等)以overlay方式机会地接入主用户未占用频段.

传统基于PU发射机频谱检测主要分为匹配滤波器、能量检测和循环平稳检测^[1].由于匹配滤波器需要PU在物理层和媒体接入控制(media access control, MAC)层先验知识,并且需同步相干检测,计算复杂度高且限制了应用范围^[2].能量检测(energy detection, ED)属于非相干检测,它无需PU信号先验知识,根据接收信号能量与设定的门限阈值得到判决结果,是目前最主要的检测PU信号的方法,但其缺点为主用户检测的阈值易受未知和改变噪声的影响,在频率选择性衰落信道中需要设定信道水平的阈值,鲁棒性较差^[1,2].循环平稳(cyclo-stationary, CS)特征检测可以提高检测可靠度.

上述方法均在时域对PU信号进行感知,基于多载波调制的CR系统通过DFT(discrete Fourier transformation)(如认知OFDM)或多相分解(如FMT)将子载波感知信号变换到频域进行处理,可以精确感知主用户信号存在性和定位频谱空穴^[3,4].本文提出一种基于多载波调制的频域极大似然比频谱检测模型,通过DFT将接收时域感知信

号变换到频域,则不同子载波之间信号不再相互独立,采用基于子载波的极大似然比检测(maximum likelihood ratio detection, MLD)算法可以实现对PU信号的分布式检测,获取子载波空穴矢量(sub-carrier hole vector, SHV)信息,利用频谱检测信息动态分配子载波,通过认知基站对各认知用户子载波频谱感知信息进行融合判决,可以高效地利用有限频谱资源,最终实现认知无线电中的“绿色通信”.

1 CR系统多载波调制

在一般情况下,主用户授权信息是未知的,频谱分析依靠能量检测,它要求SU频谱估计器具有较高的灵敏度和频率分辨率.多载波调制技术被认为是CR系统物理层的候选实现方案.当前,具有较高频谱利用率的认知OFDM多载波调制可以有效对抗频率选择性衰落,且可以灵活分配子载波及控制其功率,它已经成为CR系统频谱感知器的首选调制方式^[5].然而,PU与SU将会经常同时使用相邻的频谱资源,这将产生相互干扰问题,认知OFDM固有的缺陷如滤波器(矩形窗函数)旁瓣引起的频谱泄漏,会导致子载波之间(相邻PU子载波、不同SU子载波、PU与SU子载波)干扰.因此,高效的频谱旁瓣抑制策略(保护PU相邻频带的窗函数法、子载波加权法、自适应符号变换法等)是认知OFDM多载波调制的关键^[3].此外,采用可变小波基函数代替认知OFDM中的FFT(fast fourier transformation)正弦基函数的多载波-小波包调制(multi-carrier wavelet packet modulation, MC-WPM)实现方案可以比认知OFDM调制获得更高的旁瓣抑制制度,实现载波间干扰(inter-carrier interference, ICI)与符号间干扰(inter-symbol interference, ISI)功率的同时降低,具有灵活性和自适应特性^[3].

考虑具有 N 个子载波的CR多载波调制系统(CR multi-carrier modulation, MCM_CR),一个MCM_CR符号 $\{R_k, k \in [0, N-1]\}$ 与其等效复基带信号 $\{r_n, n \in [0, N-1]\}$ 之间为 N 点的IDFT(inverse discrete Fourier transformation),即:

$$r_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} R_k W_N^{-kn}, n \in [0, N-1] \quad (1)$$

其中, R_k 为第 k 个子载波上的QAM(quadrature

amplitude modulation)或 PSK(phase shift keying)调制符号, r_n 为第 n 个 MCM_CR 符号的基带采样信号, $W_N = \exp(-j2\pi/N)$. 为分析 MCM_CR 系统的子载波利用情况, 采用 SHV 进行表征, 即表示为: $\mathbf{V}(n) = \{U(0, n), U(1, n), \dots, U(k, n), \dots, U(N-1, n)\}$. 其中, $U(k, n)$ 表示主用户在第 n 时刻对第 k 个认知 OFDM 子载波的占用情况, 如下式所示^[6].

$$U(k, n) = \begin{cases} 1, & \text{PU 占用} \\ 0, & \text{未被 PU 占用} \end{cases} \quad (2)$$

具有 N 个子载波的 MCM_CR 频谱如图 1 所示. 在 MCM_CR 系统中, SHV 作为 SU 发射机频谱检测器的 N 点 IFFT(inverse fast Fourier Transformation)输入矢量, 根据 N 点基 2-FFT 快速算法, 其复杂度为 $O\left(\frac{N}{2} \log_2 N\right)^{[7]}$.

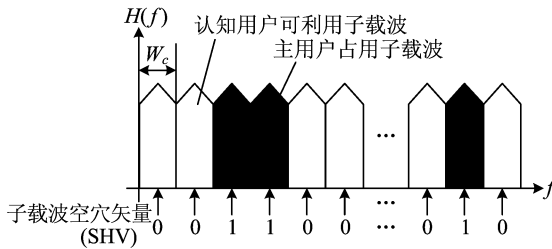


图 1 具有 N 个子载波的 MCM_CR 频谱示意图

Fig. 1 Spectrum of MCM_CR system with N sub-carriers

2 基于极大似然比频谱检测的子载波分配

2.1 极大似然比频谱检测

N 个子载波的 MCM_CR 系统, 在第 n 时刻 SU 接收机接收到的信号可以写成:

$$r_n = \omega h s_n + \eta_n \quad (3)$$

其中, $\omega=1(0)$ 表示第 n 时刻 PU 发送(不发送)QAM 或 PSK 信号 s_n ; 信道加性噪声 η_n 服从均值为零、方差 σ_η^2 的复高斯分布. 信道衰落系数 $h = \alpha \exp(j\theta)$, 其中 α 为均值为零、方差 σ_h^2 的 Rayleigh 分布随机变量, 其概率密度函数为 $p_\alpha(r) = \frac{r}{\sigma_h^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma_h^2}\right), r \geq 0$. 相位 θ 在 $[0, 2\pi]$ 上服从均匀分布^[8].

将式(3)代入式(1)的逆变换表达式, 可以得到 MCM_CR 调制符号的频域表达式:

$$R_k = \omega \alpha \exp(j\theta) S_k + \xi_k, \quad k \in [0, N-1] \quad (4)$$

其中, $\{S_k\}, \{\xi_k\}$ 分别为 $\{s_n\}, \{\eta_n\}$ 的 N 点 DFT. 此

时, 子载波频域系数 $\{R_0, R_1, \dots, R_{N-1}\}$ 相互不独立, 而第 k 个子载波在各时刻之间是相互独立的, 即 $R_k = \{R_k(1), R_k(2), \dots, R_k(n), \dots\}$ 各元素相互独立. 采用基于各子载波的 MLD 频谱检测进行子载波频谱的动态分配. 当 $n \rightarrow \infty$, 由中心极限定理, PU 接收机对第 k 个子载波的接收信号 R_k 可认为是一复高斯过程 $R_k \sim N(0, \sigma_{R_k}^2)^{[8,9]}$. 其中, $\sigma_{R_k}^2 = \sigma_\eta^2(1 + \omega^2 \bar{\gamma}_k)$ 为 R_k 方差, $\bar{\gamma}_k = \frac{\sigma_h^2 S_k^2}{\sigma_\eta^2}$ 为 SU 接收机第 k 个子载波平均接收 SNR. 将 R_k 进行幅度归一化, 得到: $x_k = \frac{|R_k|}{\sigma_\eta}$, 则归一化幅度 x_k 为零均值、方差 $\sigma_{x_k}^2 = \frac{1 + \omega^2 \bar{\gamma}_k}{2}$ 的 Rayleigh 分布随机变量. 根据文献[8], 其概率密度函数(probability density function, PDF)与累积分布函数(cumulative distribution function, CDF)可以写成:

$$f_R(x_k) = \frac{x_k}{\sigma_{x_k}^2} \exp\left(-\frac{x_k^2}{2\sigma_{x_k}^2}\right) \quad (5)$$

$$F_R(\lambda_k) = \Pr\{x_k \leq \lambda_k\} =$$

$$\int_0^{\lambda_k} f_R(u) du = 1 - \exp\left(-\frac{\lambda_k^2}{2\sigma_{x_k}^2}\right) \quad (6)$$

假设 H_1 表示 SU 认为 PU 正在占用第 k 个子载波 ($\omega=1$), H_0 表示 SU 认为第 k 个子载波处于频谱空穴 ($\omega=0$), 假设 SU 接收机已知全部信道状态信息(channel state information, CSI), 则第 k 个子载波的 MLD 模型可以表示为^[6]:

$$\Lambda = \frac{f(x_k | H_1)}{f(x_k | H_0)} = \frac{1}{1 + \bar{\gamma}_k} \exp\left(\frac{\bar{\gamma}_k x_k^2}{1 + \bar{\gamma}_k}\right) > \beta_k \quad (7)$$

其中, β_k 为 MLD 阈值. 当 H_1 为真, 判决区域为 $DR = \{x_k : \Lambda > \beta_k\}$, 则 β_k 值变为:

$$\beta_k = \Lambda |_{x_k = \lambda_k} = \frac{1}{1 + \bar{\gamma}_k} \exp\left(\frac{\bar{\gamma}_k \lambda_k^2}{1 + \bar{\gamma}_k}\right) \quad (8)$$

由式(8)可得判决阈值 $\lambda_k = \sqrt{\frac{1 + \bar{\gamma}_k}{\bar{\gamma}_k} \ln[\beta_k(1 + \bar{\gamma}_k)]}$. 由于 $\beta_k \geq 1$, 且 λ_k 为 β_k 增函数, 可知 $\lambda_k \geq \sqrt{\frac{1 + \bar{\gamma}_k}{\bar{\gamma}_k} \ln(1 + \bar{\gamma}_k)}$, 判决区域 $DR = \{x_k > \lambda_k\}$, 则 PU 占用第 k 个子载波的检测概率 P_{Dk} 、虚警概率 P_{Fak} 与漏检概率 P_{missk} 分别为^[6]:

$$P_{Dk} = \int_{DR} f(x_k | H_1) dx_k = \exp\left(-\frac{\lambda_k^2}{1 + \bar{\gamma}_k}\right) \quad (9)$$

$$P_{Fak} = \int_{DR} f(x_k | H_0) dx_k = \exp(-\lambda_k^2) \quad (10)$$

$$P_{\text{miss}k} = 1 - P_{\text{D}k} = 1 - \exp\left(-\frac{\lambda_k^2}{1 + \bar{\gamma}_k}\right) \quad (11)$$

从式(7)可知,MLD 阈值 β_k 越大,判决准确度越高,式(8)~(11)则表明, β_k 增大也使判决阈值 λ 增大,从而使 $P_{\text{D}k}$ 减小;因此在 $P_{\text{D}k}$ 与判决准确度之间需要进行折衷考虑.对于 MCM_CR 系统,漏检概率 $P_{\text{miss}k}$ 必须小于门限 P_0 ,以防止 SU 对 PU 造成干扰,通常使得 PU 干扰温度小于某一干扰温度限 $T_{\text{PU}}^{[4,10,11]}$,即:

$$T_{\text{SU}_k \rightarrow \text{PU}} = \frac{W_k P_{\text{miss}k}}{k_B B_k} \leq T_{\text{PU}} - T_0 \quad (12)$$

其中, T_0 为不考虑 SU 时的 PU 固有干扰温度; $k_B = 1.38 \times 10^{-23}$ J/K 为波尔兹曼常数; W_k 为第 k 个 SU 平均发射功率; B_k 为第 k 个子载波带宽^[10,11].由式(12)可知门限 P_0 :

$$P_{\text{miss}k} \leq P_0 = \frac{k_B (T_{\text{PU}} - T_0) B_k}{W_k} \quad (13)$$

将式(11)代入式(13),可得

$$\lambda_k \leq \sqrt{-(1 + \bar{\gamma}_k) \ln(1 - P_0)} \quad (14)$$

将式(14)代入式(8),可以得到 MLD 判决阈值 β_k 的上、下界:

$$1 \leq \beta_k \leq \frac{1}{1 + \bar{\gamma}_k} (1 - P_0)^{-\bar{\gamma}_k} \quad (15)$$

由于 λ_k 为 β_k 增函数,可以得到第 k 个子载波判决阈值 λ_k 的上、下界:

$$\sqrt{\left(1 + \frac{1}{\bar{\gamma}_k}\right) \ln(1 + \bar{\gamma}_k)} \leq \lambda_k \leq \sqrt{\left(1 + \frac{1}{\bar{\gamma}_k}\right) \ln[\beta_u (1 + \bar{\gamma}_k)]} \quad (16)$$

其中, $\beta_u = \frac{1}{1 + \bar{\gamma}_k} (1 - P_0)^{-\bar{\gamma}_k}$.由式(15)可知,第 k 个子载波的 MLD 判决阈值 β_k 与最小漏检概率 P_0 和第 k 个子载波的平均接收 SNR $\bar{\gamma}_k$ 有关.

通常,由于式(4)中的 S_k, ξ_k 未知, $\bar{\gamma}_k$ 也无法获知,我们采用 ML(maximum likelihood)对 $\bar{\gamma}_k$ 进行估计^[6],即:

$$\hat{\gamma} = \arg \max_{\bar{\gamma}_k} f(x_k | \bar{\gamma}_k, H_1) = x_k^2 - 1 \quad (17)$$

将式(17)代入式(7),得到 MLD 判决阈值:

$$\Lambda = \frac{f(x_k | H_1)}{f(x_k | H_0)} = \frac{1}{x_k^2} \exp(x_k^2 - 1) > \beta_0 \quad (18)$$

其中, $\beta_0 \in [1, \beta_u]$.

2.2 基于 MLD 的子载波分配

由式(8)~(11)可知,一旦确定 MLD 阈值 β_0 ,

即可求出第 k 个子载波判决阈值 λ_k ($\lambda_k \in [\lambda_l, \lambda_u]$), $P_{\text{D}k}, P_{\text{F}ak}$ 和 $P_{\text{miss}k}$. 根据 MLD 模型,若在第 n 时刻 SU 探测到第 k 个子载波被 PU 所占用,则 SHV 中元素 $U(k, n) = 1$ (以概率 $P_{\text{D}k}$);反之, $U(k, n) = 0$ (以概率 $1 - P_{\text{F}ak}$). 则式(2)等效为:

$$U(k, n) = \begin{cases} 1, & P_{\text{D}k} \\ 0, & 1 - P_{\text{F}ak} \end{cases} \quad (19)$$

采用对数似然概率 $\ln \frac{1 - P_{\text{F}ak}}{P_{\text{D}k}}$ 度量第 k 个子载

波的空闲度^[12],并按 $\ln \frac{1 - P_{\text{F}ak}}{P_{\text{D}k}}$ 递减顺序对各子载波进行分配,最先分配的子载波为:

$$k^* = \arg \max_{1 \leq k \leq N} \{\ln(1 - P_{\text{F}ak}) - \ln P_{\text{D}k}\} = \arg \max_{1 \leq k \leq N} \left\{ \ln[1 - \exp(-\lambda_k^2)] + \frac{\lambda_k^2}{1 + \bar{\gamma}_k} \right\} \quad (20)$$

最先分配的子载波即为认知用户感知到空闲度最大的子载波.采用这种子载波分配机制后,越先感知的子载波其空闲度越大,认知用户一旦获得所需带宽,就可以使用相应空闲的子载波,而无需再对其他子载波进行感知,从而可以大大降低感知耗费的时间和功率,实现“绿色通信”.

2.3 认知基站数据融合

在实际认知无线网络中,认知基站(cognitive base station, CBS)作为 MCM_CR 系统中的中心控制单元,它将各认知用户本地感知结果进行融合,并采用数据融合准则对主用户频谱使用情况做出判决^[13].CR 网络中 CBS 数据融合示意图如图 2 所示.

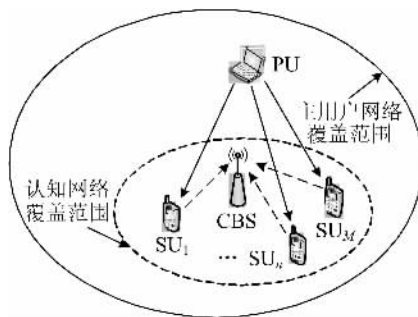


图 2 CBS 数据融合示意图

Fig. 2 Sketch diagram of CBS data fusion

假设认知无线网络中有 M 个认知用户,第 j 个认知用户本地判决结果可以表示为:

$$d_j = \begin{cases} 1, & H_1: Y_j > \lambda_j \\ 0, & H_0: Y_j < \lambda_j \end{cases}, j = 1, 2, \dots, M \quad (21)$$

其中, Y_j 为第 j 个认知用户接收信号能量值; λ_j 为

采用 ED 或 MLD 检测时的判决门限值. CBS 汇聚不同 SU 发送的本地判决信息后,采用硬判决进行数据融合. 根据文献[14],经 CBS 融合判决后,认知无线网络检测概率和虚警概率分别表示为:

$$Q_D = \sum_{l=T}^M \binom{M}{l} P_D^l (1 - P_D)^{M-l} \quad (22)$$

$$Q_{Fa} = \sum_{l=T}^M \binom{M}{l} P_{Fa}^l (1 - P_{Fa})^{M-l} \quad (23)$$

其中, T 为 CBS 判决阈值. 当 $T=1$ 时,采用“或”准则进行协作感知判决融合;当 $T=M$ 时,采用“与”准则进行协作感知判决融合.

3 仿真与性能分析

将本文提出的认知用户极大似然比检测算法与常规能量检测算法进行比较. 由于能量检测阈值与子载波接收信噪比 (signal-to-noise ratio, SNR) 无关^[15],由式(15)可知,MLD 判决阈值与漏检概率门限 P_0 与接收 SNR 有关,相比能量检测,MLD 判决阈值变化对检测性能影响较小. 当 $P_0 = 0.15$, $\bar{\gamma}_k = 20$ dB,由式(15)和式(16),得到 $\beta_u = 1.1318 \cdot e^5$,则判决阈值下界 $\lambda_l = 2.1590$,上界 $\lambda_u = 4.0515$,两种假设情况下的 MLD 概率密度函数与接收信号幅度之间的关系如图 3 所示.

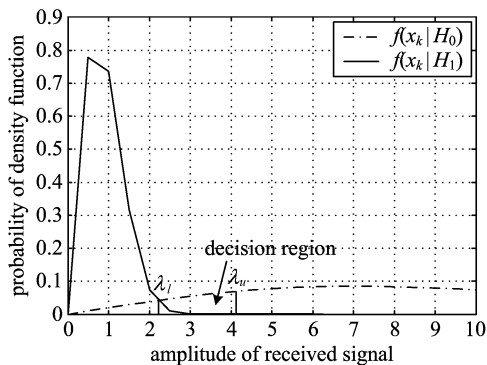


图 3 两种假设下的 MLD 概率密度函数
Fig. 3 PDF of MLD under two hypotheses

采用接收机工作特征 (receiver operation characteristic, ROC) 曲线表述第 k 个子载波在不同检测算法下的频谱感知性能. 即 $P_{missk} = F(P_{Fak})$,由于 ROC 函数与采用的检测方法及待检测信号结构有关,也和 SU 平均接收 SNR 有关,考虑到 PU 和认知网络之间距离通常远大于认知网络半径,可以认为对同一子载波进行感知时,不同 SU 具有相同的接收 SNR,对应的感知性能 ROC 函数相同^[16].

根据式(9)~(11),式(17), (18),图 4 给出了 MLD 不同判决阈值条件下子载波采用极大似然比检测的 ROC 曲线. 由图可知,随着判决阈值上界的增大,虚警概率明显降低,如在相同漏检概率 ($P_{miss} = 0.3$) 下,根据式(18),判决阈值随接收信号幅度增加呈指数增长,虚警概率则下降一个数量级. 可见,MLD 判决阈值是影响 MLD 检测性能 ROC 曲线的主要因素.

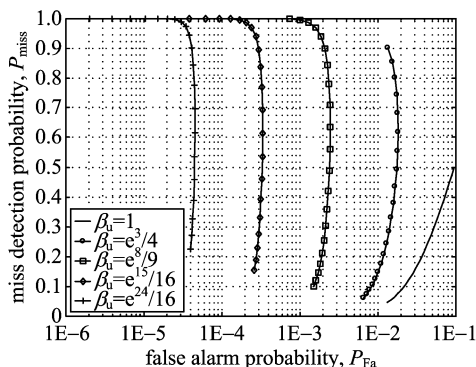


图 4 子载波 MLD 检测 ROC 曲线
Fig. 4 ROC curve of MLD for sub-carrier

图 5 给出了不同漏检概率下第 k 个子载波不同 MLD 判决门限上界与接收 SNR 关系. 当 MLD 判决门限上界 $\beta_u < 1$,此时接收 SNR 非常小 ($SNR < 5$ dB),即在 PU 干扰温度限 T_{PU} 之下,此时必须增加接收信号幅度或减小干扰等级,否则 SU 不能接入频谱空穴. 当 $SNR > 5$ dB,在 $P_{miss} = 0.45$ 时有 $\beta_u > 1$. 随着 SNR 的增大, β_u 呈指数增长. 当 $SNR = 20$ dB 时,在不同漏检概率情况下均有 $\beta_u > 1$,此时第 k 个子载波的 SU 用户均可能以概率 P_{Dk} 接入 PU 频谱空穴.

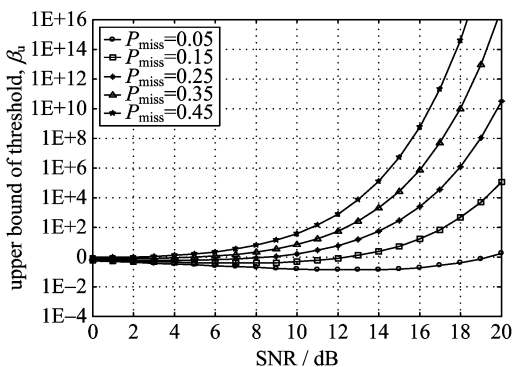


图 5 MLD 判决门限上界与 SNR 关系
Fig. 5 Upper bound of MLD threshold versus SNR

图 6 表示了相同判决阈值下,第 k 个子载波采用 MLD 与能量检测时的检测性能比较. 由式

(18)可知,MLD 判决阈值是接收信号幅度平方的指数函数,在较小判决门限情况下,能量检测具有较好的检测性能.但当判决门限突然增大时,能量检测性能急剧下降,这是由于能量检测判决阈值与接收 SNR 无关,检测性能不能自适应信道变化.相比能量检测,MLD 判决阈值与接收信号 SNR 有关,具有自适应特性,因此判决门限的急剧变化对 MLD 检测性能影响非常小,如当 $\text{SNR} = 20 \text{ dB}$,三种不同 MLD 判决门限对 P_{Dk} 的影响范围仅为 0.05.因此,MLD 更适合于判决门限动态变化的自适应频谱感知,采用基于 MLD 频谱检测的子载波分配,可以明显提高认知 OFDM 中子载波频谱的感知性能,从而达到高效利用频谱资源,实现“绿色通信”.

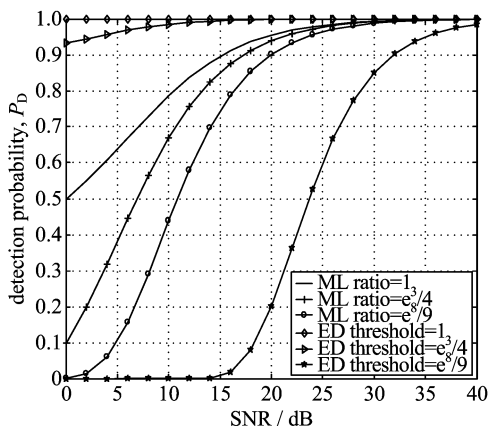


图 6 MLD 与能量检测在相同判决阈值下的检测性能

Fig. 6 Detection performance of MLD and energy detection with the same threshold

在实际认知无线网络中,根据文献[14, 16],CBS 采用“或”准则进行融合判决的检测性能大大优于“与”准则. CBS 采用“或”准则对多个协作认知用户数据进行融合的检测性能比较如图 7 所示.其中,协作认知用户分别采用 ED 与 MLD 进行本地检测,判决阈值为 $\beta = \frac{1}{9} e^8$. 由图 7 可知,随着认知用户数的增加,两类算法的检测性能均有明显改善,但 MLD 检测性能明显优于 ED,仅当 $\text{SNR} > 24 \text{ dB}$ 时,5 个认知节点采用 ED 的检测性能优于单个认知节点采用 MLD 检测.因此,在高判决门限下,多个协作认知用户采用 MLD,可以大大改善 CBS 进行融合判决时的检测性能.

4 结论

文章针对多载波调制认知无线电系统,提出了

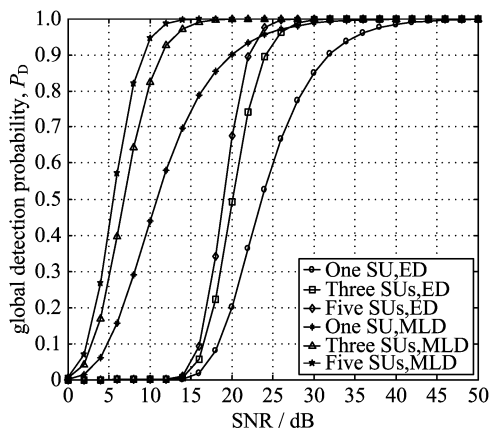


图 7 CBS 融合时的检测性能比较

Fig. 7 Detection performance comparison of CBS fusion

一种基于极大似然比频谱检测的子载波分配算法.首先研究了该算法中采用 MLD 机制的子载波判决阈值上下界、检测性能及 ROC 曲线,同时与能量检测方法分别进行了比较.在此基础上,对基于 MLD 检测的子载波分配机制进行了分析.由于 MLD 自适应判决门限的动态变化,它可以有效提高 MCM_CR 中的子载波频谱感知与动态分配性能.进一步,我们考虑了实际认知网络中认知基站对采用两类算法的认知用户子载波频谱感知信息进行融合时的检测性能比较.尽管 MLD 在实现时要求已知信道特性,相比无需 PU 先验知识且实现简单的能量检测在实现复杂度上要求较高,但 MLD 用于 CR 多载波调制中的子载波分配,可明显提高在高判决阈值下的认知 OFDM 子载波频谱感知性能.

下一步,我们需要研究多个 SU 在子载波总功率受限条件下,基于 MLD 的子载波自适应动态分配方案、多个 SU 自适应功率和比特分配算法等,从而进一步提高 MCM_CR 系统的资源利用率,实现认知无线网络中频谱资源的高效分配与利用,真正实现未来的“绿色通信”.

参考文献 (References)

- [1] Akyildiz I F, Lee W Y, Vuran M C, et al. Next generation/dynamic spectrum access/cognitive radio wireless networks: a survey [J]. Computer Networks, 2006, 50(13): 2 127-2 159.
- [2] Ghasemi A, Sousa E S. Collaborative spectrum sensing for opportunistic access in fading environments [C]// Proceedings of 2005 1st IEEE International Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks. New York: IEEE, 2005: 131-136.

- [3] Budiarto I, Nikookar H, Ligthart L P. Cognitive radio modulation techniques [J]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2008, 25(6): 24-34.
- [4] Farhang-Boroujeny B, Kempter R. Multicarrier communication techniques for spectrum sensing and communication in cognitive radios [J]. *IEEE Communications Magazine*, 2008, 46(4): 80-85.
- [5] Weiss T A, Jondral F K. Spectrum pooling: an innovative strategy for the enhancement of spectrum efficiency [J]. *IEEE Communications Magazine*, 2004, 42(3): 8-14.
- [6] Luo T, Xiang W D, Jiang T, et al. Maximum likelihood ratio spectrum detection model for multicarrier modulation based cognitive radio systems [C]// *Proceedings of 2007 IEEE 66th Vehicular Technology Conference*. New York; IEEE, 2007: 1 698-1 701.
- [7] Oppenheim A V, Schaffer R W, Buck J R. *Discrete time signal processing*[M]. 2nd ed. Beijing: Tsinghua University Press, 2005: 635-652.
- [8] Proakis J G. *Digital Communications*[M]. 4th ed. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2004: 38-46, 266-282, 816-819.
- [9] Digham F F, Tewfik A H, Alouini M S. Detection of known and unknown signals over fading channels [C]// *Proceedings of 2003 IEEE Global Telecommunications Conference*. New York; IEEE, 2003: 1 756-1 760.
- [10] Haykin S. Cognitive radio: brain-empowered wireless communications [J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2005, 23(2): 201-220.
- [11] FCC. Notice of inquiry and notice of proposed rulemaking; ET Docket No. 03-237 [R]. Washington, DC; FCC, 2003.
- [12] Rabiner L R. A tutorial on hidden Markov models and selected applications in speech recognition [J]. *Proceedings of the IEEE*, 1989, 77(2): 257-286.
- [13] Quan Z, Cui S G, Sayed A H. Optimal linear cooperation for spectrum sensing in cognitive radio networks [J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2008, 2(1): 28-40.
- [14] Zhang W, Mallik R K, Ben Letaief K. Cooperative spectrum sensing optimization in cognitive radio networks [C]// *Proceedings of 2008 IEEE International Conference on Communications*. New York; IEEE, 2008: 3 411-3 415.
- [15] Digham F F, Alouini M S, Simon M K. On the energy detection of unknown signals over fading channels [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2007, 55(1): 21-24.
- [16] Cabric D, Tkachenko A, Brodersen R W. Spectrum sensing measurements of pilot energy and collaborative detection [C]// *Proceedings of 2006 IEEE Military Communications Conference*. New York; IEEE, 2006: 2 302-2 308.

(上接第 1 026 页)

QoS 要求的业务. 另外该策略降低了参与协作的中继节点数, 进而减少了系统资源的消耗. 仿真结果表明我们的策略可以在消耗更少的系统资源的条件下提供更高的 QoS 保障.

参考文献(References)

- [1] 华为技术有限公司. 华为公司节能减排解决方案白皮书 [EB/OL]. [2008-12-15]. <http://www.huawei.com/cn/green.do>.
- [2] Nosratinia A, Hunter T E, Hedayat A. Cooperative communication in wireless networks [J]. *IEEE Communications Magazine*, 2004, 42(10): 74-80.
- [3] Liu Pei, Tao Zhi-feng, Lin Zi-nan, et al. Cooperative wireless communications: A cross-layer approach [J]. *IEEE Wireless Communications*, 2006, 13(4): 84-92.
- [4] Laneman J N, Tse D N C, Wornell G W. Cooperative diversity in wireless networks: Efficient protocols and outage behavior [J]. *IEEE Trans Inform Theory*, 2004, 50(12): 3 062-3 080.
- [5] Hunter T E, Nosratinia A. Diversity through coded cooperation [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2006, 5(2): 283-289.
- [6] Mitsubishi Electric. Basic structure of relaying under multi-antenna eNB [C]// *3GPP RAN1 # 53b*. 3 GPP, 2008: R1-082775.
- [7] Zhang Shun-qing, Lau V K N. Design and Analysis of Multi-Relay Selection for Cooperative Spatial Multiplexing [C]// *Proceedings of 2008 IEEE International Conference on Communications*. New York; IEEE, 2008: 1 129-1 133.