

认知无线电下行链路中的 OFDMA 资源分配算法

张然然, 刘元安, 林晓峰, 谢刚, 刘罡

(北京邮电大学电子工程学院, 北京 100876)

摘要: 本文提出一种适用于下行认知无线电系统的正交频分多址接入资源分配算法, 在总发射功率、误比特率和对授权用户干扰受限的条件下最大化系统信息传输速率. 本算法分两步实现: 首先通过比较各认知用户在各子载波上单位信号发送条件下接收信号的信干噪比实现子载波分配; 然后利用凸优化理论求解非负实数域内的比特数和功率值的最优解, 并将其调整为符合实际系统需要的比特数和功率值, 实现比特和功率分配. 仿真结果表明, 相比传统的基于频谱空洞的资源分配算法, 本算法可以提供显著的系统信息传输速率增益.

关键词: 认知无线电; 资源分配; 正交频分多址接入

中图分类号: TN929.5 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2010) 03-0632-06

OFDMA-Based Resource Allocation for Downlink Cognitive Radio Systems

ZHANG Ran-ran, LIU Yuan-an, LIN Xiao-feng, XIE Gang, LIU Gang

(School of Electronic Engineering, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China)

Abstract: This paper proposes an orthogonal frequency division multiple access-based resource allocation algorithm for downlink cognitive radio systems, which targets to maximize the data transmission rate under the constraints of total transmit power, bit error rate and interference to the primary users. It includes two steps; firstly, the subcarriers are allocated according to the signal to interference plus noise ratio of each user over each subcarrier; secondly, the optimal bit and power solution is derived in the non-negative real field and then adjusted into the bit and power allocation results suitable for the practical systems. Simulation results show that the proposed algorithm can provide significant data transmission rate gain comparing with the conventional resource allocation algorithms based on spectrum hole.

Key words: cognitive radio; resource allocation; orthogonal frequency division multiple access

1 引言

频谱资源紧张和频谱利用率低^[1], 已成为现有频谱授权机制下最难以解决的问题. 1999年, Mitola 首次打破了这一僵局, 提出了认知无线电 (CR, Cognitive Radio) 的概念^[2]. CR 技术能够动态检测和有效利用空闲频谱^[3], 从而合理解决目前频谱资源紧张和利用率低的矛盾, 被预言为未来最热门的无线技术. 2004年11月, IEEE 802.22 工作组成立, 致力于制定全球第一个基于 CR 技术的无线通信技术标准, 利用 54 ~ 862 MHz 的 TV 频段为人口低密度地区提供价格低廉的宽带无线接入服务.

基于 IEEE 802.22 标准的无线区域网 (WRAN, Wireless Regional Area Network) 上下行接口均采用正交频分多址接入 (OFDMA, Orthogonal Frequency Division Multiple Access) 机制. 如何合理实现 OFDMA 资源分配以提高 CR

系统性能是此类系统设计过程中的重要课题. 文献[4]通过优化理论解决了下行 OFDMA 系统中最小化发射功率的子载波、比特和功率分配问题. 同样借助优化理论, Kim 研究了上行链路中最小化发射功率的子载波和功率分配算法^[5]. 文献[6]和[7]研究了 OFDMA 系统中容量最大化的问题. Jang 提出, 在功率受限条件下最大化下行链路系统容量的子载波分配方法是将各子载波分配给在该子载波上信道条件最好的用户, 而最优的功率分配可以通过注水得到^[6]. 文献[7]中作者提出了一种适用于 CR 系统的 OFDMA 资源分配算法, 然而在考虑 CR 用户对授权用户的干扰时, 作者只是简单地对各子信道设定了一个功率上限, 没有针对 CR 系统的特点进行分析. 本文提出一种适用于 WRAN 等基站中心控制的 CR 系统下行链路的 OFDMA 资源分配算法, 给出了最优的子载波分配方法, 并通过优化理论得到比特和功率分配方案, 以实现系统信息传输速率的最大化.

2 系统模型

参考 IEEE 802.22 标准^[8]给出了一个 CR 系统模型,如图 1 所示.该系统由一个 CR 基站和 N 个 CPE 构成,利用 TV 频段为 CPE 提供宽带通信业务服务.假设此 CR 系统周围有 K 个 TV 基站,分别在各自频段内采用全向天线高功率发射 TV 信号.在 CR 基站的控制下,CR 系统采用 OFDMA 方式实现小区内 CPE 的多址接入.每个 TV 频段包含 L 个子载波.

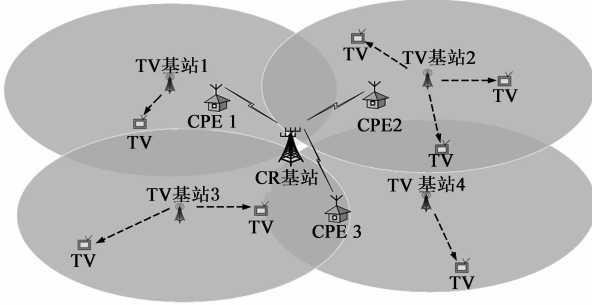


图1 CR系统模型

用 $h_{k,n,l}$ 表示第 k 个 TV 频段第 l 个子载波上 CR 基站到第 n 个 CPE 的复信道系数.考虑到 CR 系统与 TV 系统的相互干扰,用 $h_{k,n}^{\text{TC}}$ 表示第 k 个 TV 基站到第 n 个 CPE 的复信道系数,而 $h_{k,m}^{\text{CT}}$ 表示 CR 基站到第 k 个 TV 系统中第 m 个 TV 用户的复信道系数.在无线环境下,各信道增益受路径衰耗、阴影效应和快衰落损耗影响,呈现随机分布^[9].

在此固定无线接入系统中,CR 基站容易知道 CPE、TV 基站和 TV 用户的位置.不失一般性,假设前 K' 个 TV 系统处于工作状态,其它 TV 系统处于空闲状态.第 k 个处于工作状态的 TV 基站发射功率为 P_k^{TV} ,空闲状态的 TV 基站发射功率为 0. CR 基站不仅可以通过协作频谱感知技术知道各 TV 基站的状态,还可以通过检测 TV 用户的本地振荡器功率泄露来确定 TV 用户是否在接收信号^[10].

定义 $\Omega_{k,n,l} \in \{0,1\}$ 为子载波分配因子,用 $P_{k,n,l}$ 表示第 k 个 TV 频段第 l 个子载波上 CR 基站对第 n 个 CPE 的发射功率,CR 系统的总发射功率不超过 P_T ,则有

$$\sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L \sum_{n=1}^N P_{k,n,l} \leq P_T \quad (1)$$

用 $\gamma_{k,n,l}$ 表示第 k 个 TV 频段第 l 个子载波上 CR 基站到第 n 个 CPE 的单位发送信号条件下接收信号的信噪比(SINR, Signal to Interference plus Noise Ratio).假设各子载波上的高斯噪声功率均为 σ^2 , $\gamma_{k,n,l}$ 可以表示为

$$\gamma_{k,n,l} = \begin{cases} \frac{\|h_{k,n,l}\|^2}{\frac{P_k^{\text{TV}} h_{k,n}^{\text{TC}}}{L} + \sigma^2}, & k = 1, \dots, K' \\ \frac{\|h_{k,n,l}\|^2}{\sigma^2}, & k = K' + 1, \dots, K \end{cases} \quad (2)$$

其中, $\|\cdot\|$ 表示取模.

用 $b_{k,n,l}$ 表示一个发送符号内第 k 个 TV 频段第 l 个子载波所承载的第 n 个 CPE 的信息比特数.假设自适应系统采用星座图为方形的多进制正交幅度调制(M-QAM, M-ary Quadrature Amplitude Modulation),则第 k 个 TV 频段第 l 个子载波上的瞬时误比特率(BER, Bit Error Rate)服从如下近似公式^[11]

$$p_b(b_{k,n,l}, P_{k,n,l}, \gamma_{k,n,l}) \approx 0.2 \exp\left(-\frac{1.6 P_{k,n,l} \gamma_{k,n,l}}{2^{b_{k,n,l}} - 1}\right) \quad (3)$$

假设系统所能容忍的最高 BER 为 p_{10} ,则第 k 个 TV 频段第 l 个子载波上承载比特数和加载功率值应满足以下关系

$$P_{k,n,l} = -\frac{\ln(5p_{10})(2^{b_{k,n,l}} - 1)}{1.6 \gamma_{k,n,l}} \quad (4)$$

3 资源分配算法

本文主要研究 CR 系统下行链路中的 OFDMA 资源分配问题,即在总发射功率、BER 和对授权用户干扰受限的条件下,通过确定合理的子载波分配因子 $\Omega_{k,n,l}$ 、比特数 $b_{k,n,l}$ 和功率值 $P_{k,n,l}$,最大化系统信息传输速率,即 $\max \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N \sum_{l=1}^L b_{k,n,l}$.

3.1 对授权用户的干扰限制分析

假设 P_0 为 TV 用户所能够容忍的干扰电平门限, ζ 为 TV 系统所能够容忍于干扰电平超过 P_0 的最大概率^[12],可以得到

$$P_r(P_{k,m}^{\text{int}} > P_0) = P_r\left(\|h_{k,m}^{\text{CT}}\|^2 \sum_{n=1}^N \sum_{l=1}^L P_{k,n,l} > P_0\right) \leq \zeta \quad (5)$$

其中, $P_r(\cdot)$ 表示求概率.

为了简单起见,在下面的讨论中不考虑各 TV 频段内波长差异造成的路径衰耗差异和阴影效应衰耗.假设路径衰耗均正比于发射机和接收机之间距离的平方,衰落信道增益服从瑞利(Rayleigh)分布.用 $d_{k,m}^{\text{CT}}$ 表示 CR 基站到第 k 个 TV 系统中第 m 个 TV 用户的距离,则复信道系数 $h_{k,m}^{\text{CT}}$ 是均值为 0 方差为 $\eta_{\text{CT}} / (d_{k,m}^{\text{CT}})^2$ 的复高斯随机变量,其中 η_{CT} 为常数.

用 d_k^{CT} 表示 CR 基站到第 k 个 TV 系统中距离 CR 基站最近的 TV 用户的距离,则 CR 系统的干扰限制可以表示为 K' 个线性不等式约束

$$\sum_{n=1}^N \sum_{l=1}^L P_{k,n,l} \leq -\frac{(d_k^{\text{CT}})^2 P_0}{\eta_{\text{CT}} \ln \zeta}, k = 1, \dots, K' \quad (6)$$

3.2 子载波分配

Jang 证明最优下行多用户 OFDM 系统容量的子载波分配方式是将各子载波分配给在该子载波上信道

信噪比(SNR, Signal to Noise Ratio)最高的用户^[6].容易验证,在CR系统中如下结论:

对在总发射功率、BER和对授权用户干扰受限的条件下,在采用星座图为方型的M-QAM的自适应系统中,最大化系统信息传输速率的子载波分配方法是将各子载波分配给在该子载波上信道SINR最高的CR用户,即

$$v_{k,l} = \arg \max_n \gamma_{k,n,l}, \Omega_{k,v_{k,l},l} = 1 \quad (7)$$

3.3 比特和功率分配

确定了对授权用户的干扰限制并且实现了子载波分配后,优化问题简化为

$$\begin{aligned} \max \quad & \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L b_{k,v_{k,l},l} \\ \text{s.t.} \quad & \sum_{l=1}^L P_{k,v_{k,l},l} \leq -\frac{(d_k^{\text{CT}})^2 P_0}{\eta_{\text{CR}} \ln \zeta}, k=1, \dots, K' \\ & \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L P_{k,v_{k,l},l} \leq P_T \\ & P_{k,v_{k,l},l} = -\frac{\ln(5p_{10})(2^{b_{k,v_{k,l},l}} - 1)}{1.6\gamma_{k,v_{k,l},l}} \\ & P_{k,v_{k,l},l} \geq 0, b_{k,v_{k,l},l} \in \{0, 2, 4, \dots\} \end{aligned} \quad (8)$$

由于 $b_{k,v_{k,l},l} \in \{0, 2, 4, \dots\}$,式(8)是一个难以处理的整数规划问题.如果抛弃对 $b_{k,v_{k,l},l}$ 的偶数限制,在实数域内考察以下优化问题

$$\begin{aligned} \min \quad & -\sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L b_{k,v_{k,l},l} \\ \text{s.t.} \quad & \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L \frac{\ln(5p_{10})(2^{b_{k,v_{k,l},l}} - 1)}{1.6\gamma_{k,v_{k,l},l}} - P_T \leq 0 \\ & \sum_{l=1}^L \frac{\ln(5p_{10})(2^{b_{k,v_{k,l},l}} - 1)}{1.6\gamma_{k,v_{k,l},l}} + \frac{(d_k^{\text{CT}})^2 P_0}{\eta_{\text{CR}} \ln \zeta} \leq 0 \\ & -b_{k,v_{k,l},l} \leq 0 \end{aligned} \quad (9)$$

容易发现式(9)为非线性不等式约束的凸优化问题,其最优解 b^* ($k=1, \dots, K$ 且 $l=1, \dots, L$)必须满足KKT(Karush-Kuhn-Tucker)条件^[13]

$$-1 + \frac{\lambda_0 \ln(5p_{10}) \ln 2 \cdot 2^{b_{k,v_{k,l},l}^*}}{1.6\gamma_{k,v_{k,l},l}} + \frac{\lambda_k \ln(5p_{10}) \ln 2 \cdot 2^{b_{k,v_{k,l},l}^*}}{1.6\gamma_{k,v_{k,l},l}} - \lambda_{k,l} = 0 \quad (10)$$

$$\lambda_0 \left(\sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L \frac{\ln(5p_{10})(2^{b_{k,v_{k,l},l}^*} - 1)}{1.6\gamma_{k,v_{k,l},l}} - P_T \right) = 0 \quad (11)$$

$$\lambda_k \left(\sum_{l=1}^L \frac{\ln(5p_{10})(2^{b_{k,v_{k,l},l}^*} - 1)}{1.6\gamma_{k,v_{k,l},l}} + \frac{(d_k^{\text{CT}})^2 P_0}{\eta_{\text{CR}} \ln \zeta} \right) = 0, k=1, \dots, K' \quad (12)$$

$$-\lambda_{k,l} b_{k,v_{k,l},l}^* = 0 \quad (13)$$

其中, $\lambda_0, \lambda_k, \lambda_{k,l}$ 为非负常数.由式(10)~(13)和式(4)可以得到实数域内比特和功率分配最优解的结构为

$$b_{k,v_{k,l},l}^* = \log_2 \left(\frac{1.6\gamma_{k,v_{k,l},l}(1 + \lambda_{k,l})}{(\lambda_0 + \lambda_k) \ln(5p_{10}) \ln 2} \right) \quad (14)$$

$$P_{k,v_{k,l},l}^* = \frac{\ln(5p_{10})}{1.6\gamma_{k,v_{k,l},l}} - \frac{1 + \lambda_{k,l}}{(\lambda_0 + \lambda_k) \ln 2} \quad (15)$$

且当 $b_{k,v_{k,l},l}^* > 0$ 时, $\lambda_{k,l} = 0$.

式(15)中功率分配的结果可以看作是 $\frac{\ln(5p_{10})}{1.6\gamma_{k,v_{k,l},l}}$

和一个常数之和.为了确定这个常数,引入 $K' + 1$ 个辅助常数 μ_0 和 $\mu_k, k=1, \dots, K'$.考虑到式(14)和式(15)中最优解的结构,给出如下双迭代算法:

步骤1:通过如下方法计算常数 μ_0 :

(1)把所有 $\hat{\gamma}_{k,v_{k,l},l}$ 值进行降序排列存于向量 $\hat{\gamma}$ 中, $\hat{\gamma}_m$ 为排序后的第 m 个元素, M 表示向量 $\hat{\gamma}$ 中的元素个数.

(2)计算 μ_0 的初始值和各子载波的功率值

$$\mu_0 = \frac{P_T - \frac{\ln(5p_{10})}{1.6} \sum_{m=1}^M \frac{1}{\hat{\gamma}_m}}{M} \quad (16)$$

$$P_m = \mu_0 + \frac{\ln(5p_{10})}{1.6\hat{\gamma}_m} \quad (17)$$

(3)如果对于 $m=1, \dots, M$,存在 $P_m < 0$,则令 M 为功率值大于0的子载波的个数,并利用式(16)和式(17)重新计算 μ_0 值和各子载波功率值.如此循环直到前 M 个功率值均不小于0.

步骤2:对于 $k=1, \dots, K'$ 利用与步骤1中类似的方法计算 μ_k :

(1)把第 k 个TV频段上的所有 $\hat{\gamma}_{k,v_{k,l},l}$ 值进行降序排列存于向量 $\hat{\gamma}^k$ 中, $\hat{\gamma}_m^k$ 为排序后的第 m 个元素, M_k 表示向量 $\hat{\gamma}^k$ 的元素个数.

(2)计算 μ_k 的初始值和第 k 个TV频段上各子载波的功率值

$$\mu_k = \frac{-\frac{(d_k^{\text{CT}})^2 P_0}{\eta_{\text{CR}} \ln \zeta} - \frac{\ln(5p_{10})}{1.6} \sum_{m=1}^{M_k} \frac{1}{\hat{\gamma}_m^k}}{M_k} \quad (18)$$

$$P_m^k = \mu_k + \frac{\ln(5p_{10})}{1.6\hat{\gamma}_m^k} \quad (19)$$

(3)如果对于 $m=1, \dots, M_k$,存在 $P_m^k < 0$,则令 M_k 为功率值大于0的子载波的个数,并利用式(18)和式(19)重新计算 μ_k 值和各子载波功率值.如此循环直到前 M_k 个功率值均不小于0.

步骤3:分别比较各个 μ_k 与 μ_0 的大小,将所有小于 μ_0 的 μ_k 的编号存于集合 Φ 中,其元素个数记为 x ;其它TV频段的编号存于集合 Ψ 中,其元素个数记为 y ;用 Δ_x 表示集合 Φ 中新增加元素的个数,并且令其初始值为 $\Delta_x = x$.

步骤 4: 如果 $\Delta_x \neq 0$ 并且 $y \neq 0$, 利用如下步骤更新 μ_0 值:

(1) 把集合 Ψ 中元素所对应的 TV 频段中所有 $\hat{\gamma}_{k,v_{k,l},l}$ 值进行降序排列存于向量 $\hat{\gamma}^\Psi$ 中, $\hat{\gamma}_m^\Psi$ 为排序后的第 m 个元素, M_Ψ 表示向量 $\hat{\gamma}^\Psi$ 的元素个数.

(2) 计算 μ_0 值和相应各子载波的功率值

$$\mu_0 = \frac{P_T + \sum_{k \in \Phi} \frac{(d_k^{\text{CT}})^2 P_0}{\eta_{\text{CR}} \ln \zeta} - \frac{\ln(5p_{10})}{1.6} \sum_{m=1}^{M_\Psi} \frac{1}{\hat{\gamma}_m^\Psi}}{M_\Psi} \quad (20)$$

$$P_m^\Psi = \mu_0 + \frac{\ln(5p_{10})}{1.6 \hat{\gamma}_m^\Psi} \quad (21)$$

(3) 如果对于 $m = 1, \dots, M_\Psi$, 存在 $P_m^\Psi < 0$, 则令 M_Ψ 为功率值大于 0 的子载波的个数, 并利用式(20)和式(21)重新计算 μ_0 值和相应各子载波功率值, 如此循环直到前 M_Ψ 个功率值均不小于 0.

然后更新集合 Φ 和 Ψ , x , y 和 Δ_x 的值, 重复步骤 4 直到 $\Delta_x = 0$ 为止.

步骤 5: 计算实数域内最优功率和比特分配结果

$$P_{k,v_{k,l},l}^* = \begin{cases} \left(\mu_k + \frac{\ln(5p_{10})}{1.6 \hat{\gamma}_{k,v_{k,l},l}} \right)^+, & k \in \Phi \\ \left(\mu_0 + \frac{\ln(5p_{10})}{1.6 \hat{\gamma}_{k,v_{k,l},l}} \right)^+, & k \in \Psi \end{cases} \quad (22)$$

$$b_{k,v_{k,l},l}^* = \log_2 \left(1 - \frac{1.6 \hat{\gamma}_{k,v_{k,l},l} P_{k,v_{k,l},l}^*}{\ln(5p_{10})} \right) \quad (23)$$

其中, $(a)^+ = \max\{a, 0\}$.

容易验证, 式(22)和式(23)所得到的比特和功率分配结果符合式(10)~(13)中的 KKT 条件, 是式(9)的最优解. 然而, 实际系统中可选用的比特数为离散值, 因此式(23)中的连续比特数结果无法满足实际系统的需要. 为了解决这一问题, 在采用方形 M-QAM 自适应系统中, 我们给出如下方法对实数域内的比特数进行调整:

步骤 1: 将 $b_{k,v_{k,l},l}^*$ 调整为小于它的最大偶数, 并利用式(4)中比特数和功率值的关系重新计算功率值.

步骤 2: 计算每个子载波上增加 2 个比特时所需要的功率增量

$$\Delta P_{k,l} = - \frac{3 \ln(p_{10}) 2^{b_{k,v_{k,l},l}^*}}{1.6 \hat{\gamma}_{k,v_{k,l},l}} \quad (24)$$

步骤 3: 类似贪婪 (Greedy) 算法^[14], 选出最小功率增量 $\Delta P_{k,l}$ 和其对应的子载波, 如果所有子载波的功率之和增加 $\Delta P_{k,l}$ 后不超过 P_T , 则考察该子载波所在 TV 频段上的总功率增加 $\Delta P_{k,l}$ 后是否超过干扰限制 $(d_k^{\text{CT}})^2 P_0 / \eta_{\text{CR}} \ln \zeta$; 如果不超过, 则在该子载波上增加 2 个比特和 $\Delta P_{k,l}$ 的功率, 即 $b_{k,v_{k,l},l}^* = b_{k,v_{k,l},l}^* + 2$, $P_{k,v_{k,l},l}^*$

$= P_{k,v_{k,l},l}^* + \Delta P_{k,l}$, 并利用式(24)重新计算该子载波上再增加 2 个比特所需要的功率增量, 否则, 将该子载波所在 TV 频段上的所有子载波功率增量都设一个极大的数, 以使该 TV 频段内所有子载波都不再参与增加比特数的操作.

步骤 4: 重复步骤 3, 直至无法再增加新的比特, 即: 所有子载波的功率之和增加最小功率增量后超过 P_T , 或在 $K' = K$ 时各个 TV 频段总功率增加相应最小功率增量后超过干扰限制.

经过以上调整后, 各子载波比特数和功率值均可以满足优化问题式(8)中的约束, 并能接近或达到最优分配结果.

下面对所提算法的复杂度进行分析. 为了简单起见, 只考虑运算过程中加减乘除和排序的复杂度, 并以浮点运算次数为单位. 首先考虑双迭代算法的复杂度. 假设步骤 1 中经过了 t_1 ($t_1 \ll KL$) 次循环, 各次循环中 M 的值分别为 M_1, \dots, M_l ($KL \geq M_1 > M_2 > \dots > M_{l_1}$), 则运算次数约为 $\mathcal{O}[KL \log_2(KL)] + \sum_{i=1}^{l_1} (M_i + 3)$, 其中前一部分来自于第(1)步中的排序, 后一部分来自于第(2)步和第(3)步中的循环计算. 同样的, 可以得到步骤 2 中的浮点运算次数约为 $\sum_{k=1}^{K'} \{ \mathcal{O}[(L) \log_2(L)] + \sum_{i=1}^{t_{k2}} (M_{ki} + 3) \}$, 其中, t_{k2} ($t_{k2} \ll L$) 表示针对第 k 个子载波上的运算所需的循环次数, 各次循环中 M_k 的值分别为 M_{ki} . 假设步骤 3 和步骤 4 中 μ_0 经过了 t_3 次更新, 各次更新过程中 Ψ 中元素的个数分别为 K_1, \dots, K_{t_3} , 则这两个步骤中所需浮点运算次数为 $\sum_{i=1}^{t_3} \{ \mathcal{O}[(KL) \cdot \log(K_i L)] + \sum_{i=1}^{n_i} (M_i + 3) \}$, 其中 n_i 表示第 i 次更新中步骤 4 中所需的循环次数, M'_i 表示第 i 次循环中 M_Ψ 的值. 步骤 5 中的浮点运算次数约为 $3KL$.

将 2 个比特定义为 1 个比特单元, 比特调整过程中的复杂度与贪婪算法类似, 与子载波个数和算法所加载比特单元数的乘积成正比. 值得注意的是, 贪婪算法所加载比特数为系统总比特单元数, 而因为每个子载波上最多仅需要调整 1 个比特单元, 所提算法比特调整过程中所加载的比特单元数不超过 KL .

4 仿真结果与分析

在下面的描述中, 将基于频谱空洞的贪婪算法简称为 SH-G 算法. 在所有基于频谱空洞的资源分配算法中, SH-G 算法具有最高的系统信息传输速率.

4.1 仿真环境设置

考虑一个由 CR 基站和 $N = 1000$ 个 CPE 构成的 CR 系统. CPE 随机分布在环绕 CR 基站的圆上. CR 基站的

最大发射功率 $P_T = 200\text{W}$. 基站到各 CPE 的信道为 Rayleigh 信道, 复信道系数 $h_{k,n,l}$ 是均值为 0 方差为 $\frac{\eta}{(d_n)^2}$ 的复高斯随机变量, 其中 $\eta = 3.2258 \times 10^6$, d_n 表示 CR 基站与第 n 个 CPE 之间的距离. CR 小区的半径 $r = 25.4\text{km}$. CPE 距离 CR 基站 $0.5r$.

在此 CR 小区周围, 有 $K = 10$ 个 TV 基站随机分布在以 CR 基站为圆心半径为 $0.5R$ 的圆上, 且若干 TV 用户随机分布在各 TV 基站的周围. 在第 k 个 TV 系统中, 距离 CR 基站最近的 TV 用户到 CR 基站的距离为 $0.5R$. 在仿真中, CR 基站到 TV 用户的信道衰减常数取为 $\eta_{\text{CR}} = \eta$. 前 K' 个 TV 基站处于工作状态, 其他 TV 基站处于空闲状态. 工作状态的 TV 基站发射功率为 $P_k^{\text{TV}} = 1000\text{W}$. 处于工作状态的 TV 基站将对 CR 系统产生干扰. 在第 k 个 TV 频段上 TV 基站到第 n 个 CPE 的复信道系数 $h_{k,n}^{\text{TC}}$ 同样是复高斯随机变量, 其均值为零, 方差为 $\eta / (d_{k,n}^{\text{TC}})^2$, 其中, $d_{k,n}^{\text{TC}}$ 表示第 k 个 TV 基站到第 n 个 CPE 的距离.

CR 系统将每个 TV 频段划分为 $L = 128$ 个子载波. 假设每个子载波的带宽为 1Hz , AWGN 噪声功率为 $\sigma^2 = 10^{-2}$. 对授权用户的干扰功率限制门限 $P_0 = 10^{-2}\text{W}$, 最大容许干扰概率为 $\zeta = 10^{-2}$. CPE 所能容许的最高 BER 为 $p_{\text{th}} = 10^{-3}$.

4.2 性能比较

图 2 给出了本文算法与 SH-G 算法系统信息传输速率的比较结果, 其中 K' 表示处于工作状态的 TV 基站数. 从图 2 可以看出, 当 $K' = 0$, 即 CR 系统周围的 TV 基站都处于闲置状态时, 两种算法的系统信息传输速率一致; 当 CR 系统周围存在处于工作状态的 TV 基站时, 本文算法的系统信息传输速率将高于 SH-G 算法. 且当处于工作状态的 TV 基站增加时, 两者之间的系统信息传输速率差距有增大的趋势.

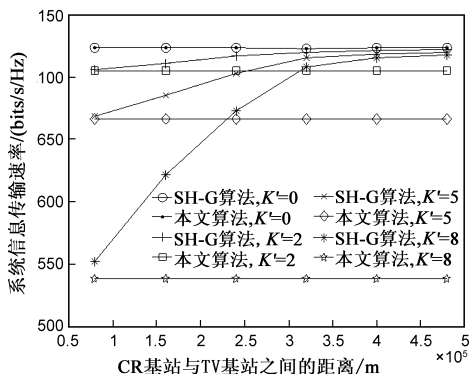


图2 系统信息传输速率比较结果

从图 2 还可以看出, 当 CR 基站周围存在处于工作状态的 TV 基站时, 随着 CR 基站与 TV 基站距离的增大, 相比 SH-G 算法, 本文算法在系统信息传输速率方

面的优势越来越明显. 当 CR 基站与 TV 基站距离足够远时, 本文算法的系统信息传输速率趋近于 $K' = 0$ 的情况, 即本文算法可以通过空间复用更有效地利用空闲频谱.

5 结论

本文提出了一种适用于 CR 系统下行链路的 OFDMA 资源分配算法, 在保证授权用户免受有害干扰的前提下最大化系统信息传输速率. 仿真结果表明, 相比传统的基于频谱空洞的资源分配算法, 本文所提出的算法可以提供更高的系统信息传输速率, 非常适用于 IEEE 802.22WRAN 及与此类似的 CR 系统.

参考文献:

- [1] CHENRY M. Report on Spectrum Occupancy Measurements [OL]. http://www.sharedpectrum.com/section=nsf_summary, 2007. 5.
- [2] MITOLA J, MAGUIRE G Q. Cognitive radio: Making software radios more personal [J]. IEEE Wireless Communications, 1999, 6(4): 13 - 18.
- [3] HARKIN S. Cognitive radio: Brain-empowered wireless communications [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2005, 23(2): 201 - 220.
- [4] WONG C Y, CHENG R S, et al. Multiuser OFDM with adaptive subcarrier, bit, and power allocation [J]. IEEE Journal on Selected Area in Communications, 1999, 17(10): 1747 - 1758.
- [5] KIM K, HAN Y, et al. Joint subcarrier and power allocation in uplink OFDMA systems [J]. IEEE Communications Letters, 2005, 9(6): 526 - 528.
- [6] JANG J, LEE K B. Transmit power adaptation for multiuser OFDM systems [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2003, 21(2): 171 - 178.
- [7] 李维英, 陈东, 等. 认知无线电系统中 OFDM 多用户资源分配算法 [J]. 西安电子科技大学学报, 2007, 34(3): 368 - 372.
- [8] LI Wei-ying, CHEN Dong, et al. Multiuser OFDM resource allocation algorithm for cognitive radio [J]. Journal of Xidian University, 2007, 34(3): 368 - 372. (in Chinese)
- [9] IEEE 802.22 - 2007. IEEE P802.22 WRAN Reference Model [S]. 2007.
- [10] 吴伟陵, 牛凯. 移动通信原理 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2005. 14 - 15.
- [11] WU Wei-ling, NIU Kai. Mobile Communications Principle [M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2005. 14 - 15. (in Chinese)
- [12] WILD B, RAMCHANDRAN K. Detecting primary receivers for cognitive radio applications [A]. IEEE International Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Net-

works[C]. Baltimore, Maryland USA: IEEE Press, 2005. 124 – 130.

- [11] CHUNG S T, GOLDSMITH A J. Degree of freedom in adaptive modulation: a unify view[J]. IEEE Transactions on Communications, 2001, 49(9): 1561 – 1571.
- [12] ZHAO Qing, SADLER B M. A survey of dynamic spectrum access[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2007, 24(3): 79

– 89.

- [13] BOYD S, VANDENBERGHE L. Convex Optimization[M]. Cambridge: Cambridge University Press, 2004. 241 – 249.
- [14] LAI S K, CHENG R S, et al. Adaptive trellis coded MQAM and power optimization for OFDM transmission[A]. VTC 1999[C]. Houston: IEEE Press, 1999. 290 – 294.

作者简介:



张然然 女, 1983 年 1 月出生于山东省泰安市. 博士. 主要研究方向为 MIMO、OFDM 和认知无线电.

E-mail: zhangran136@gmail.com



刘元安 男, 1963 年 12 月出生于四川省资阳市. 现为北京邮电大学无线通信中心教授、博士生导师. 曾获国防科技进步一等奖、国际无线电科学联盟 URSI 青年科学家奖等. 在国内外发表学术论文 100 余篇.

E-mail: yuliu@bupt.edu.cn