

认知无线电下行链路中的频谱共享算法

张然然 刘思杨 谢刚 刘元安

(北京邮电大学泛网无线通信教育部重点实验室 北京 100876)

摘要: 该文提出了一种适用于下行认知无线电系统的频谱共享算法,在保证对授权用户的干扰低于限制和总发射功率受限的条件下最大化系统总容量。分析了对授权用户的干扰并给出设置干扰限制的方法,在此基础上分两步实现总容量的最大化:先通过最大信道信干噪比原则实现最优的子载波分配;然后利用提出的双注水方法计算最优的功率分配。仿真结果表明,相比传统的频谱共享算法,该算法可以获得显著的系统容量增益。

关键词: 认知无线电; 频谱共享; 最大信道信干噪比原则; 双注水方法

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2009)05-1086-04

Spectrum Sharing Algorithm for Downlink Cognitive Radio Systems

Zhang Ran-ran Liu Si-yang Xie Gang Liu Yuan-an

(Key Lab of Universal Wireless Communications, Ministry of Education,
Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China)

Abstract: A spectrum sharing algorithm for downlink cognitive radio systems is proposed to maximize the system capacity under total transmission power and interference constraints. Interference to the licensed users is analyzed, and a method to set interference constraint is given accordingly. Based on the interference constraint, the maximum system capacity is achieved by two steps: first the optimal subcarrier allocation is derived by the maximum channel signal to interference plus noise ratio rule; then transmission power is optimally allocated by the proposed double water-filling method. Simulation results show this algorithm can provide significant capacity gain comparing with the conventional spectrum sharing algorithms.

Key words: Cognitive radio; Spectrum sharing; Maximum channel signal to interference plus noise ratio rule; Double water-filling method

1 引言

随着各类无线通信系统在全球范围内的大量部署,未来无线系统的可用频段变得越来越稀缺。然而,美国联邦通信委员会(Federal Communications Commission, FCC)的调查报告显示只有大约10%的非授权频段和仅2%的授权频段被频繁使用。频谱资源紧张和利用率低成为现行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(Cognitive Radio, CR)的概念^[1],提出非授权用户可以以机会主义的方式接入授权频段。FCC明确表示支持CR技术并于2004年通告允许非授权用户使用54~862MHz的TV频段。此后,各大研究机构及标准化组织纷纷开展了CR技术的研究,IEEE 802.22、802.16h等标准相继被推出。

由于CR系统为非授权系统,它必须在避免对授权用户造成有害干扰的前提下为各CR用户提供通信业务服务。为

了保障授权用户免受有害干扰,研究者提出了频谱空洞^[2]、保护半径^[3]、干扰限制^[4]等方式实现CR系统与授权用户之间的共存。针对IEEE 802.22等基站中心控制的CR系统,本文提出一种下行链路中的频谱共享算法,首先分析了CR用户对授权用户的干扰并给出了设置干扰限制的方法,在此基础上提出了最大信道信干噪比原则和双注水方法分别实现最优的子载波分配和功率分配。

2 系统模型

所研究CR系统由1个CR基站和 N 个用户驻地设备(Customer Premise Equipment, CPE)构成,利用TV频段为用户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发射TV信号。不失一般性,假设前 K' 个TV系统处于工作状态,其它的TV系统处于空闲状态。第 k 个工作状态的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。由于频谱分配时间间隔远远小于TV系统状态持续时间,可以认为在每次CR系统频谱分配过程中

2008-03-18收到,2008-09-18改回

国家自然科学基金(60573111),都科摩(北京)通信技术研究有限公司和北京邮电大学研究生创新基金资助课题

TV 系统的状态保持不变。另外,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。

采用正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)技术,CR 系统将每个 TV 频段划分为 L 个子载波,使每个频段可以同时为多个 CPE 提供服务。假设在第 k 个 TV 频段第 l 个子载波上 CR 基站对第 n 个 CPE 的发射功率为 $P_{k,n,l}$,CR 系统的总发射功率不超过 P_T 。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^[5]。

3 干扰限制分析

CR 系统下行链路对第 k 个 TV 系统中第 m 个 TV 用户的干扰可以表示为

$$P_{k,m}^{\text{int}} = \|h_{k,m}^{\text{CT}}\|^2 \sum_{n=1}^N \sum_{l=1}^L P_{k,n,l} \quad (1)$$

其中 $\|\cdot\|$ 表示取模,且 $k = 1, \dots, K'$ 。为了保证此 TV 用户免受有害干扰,干扰功率 $P_{k,m}^{\text{int}}$ 应满足^[4]

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

其中 $P_r(\cdot)$ 表示求概率。

假设 $\|h_{k,m}^{\text{CT}}\|^2$ 服从累积分布函数为 $F_{k,m}(x)$ 的分布,则式(2)等价于

$$F_{k,m}\left(P_0 / \sum_{n=1}^N \sum_{l=1}^L P_{k,n,l}\right) \geq 1 - \varsigma \quad (3)$$

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。 $\|h_{k,m}^{\text{CT}}\|^2$ 是均值为 $\eta_{\text{CT}} / (d_{k,m}^{\text{CT}})^2$ 参数为 1 的伽马(Gamma)分布,其累积分布函数可以表示为

$$F_{k,m}(x) = 1 - \exp\left[-\frac{(d_{k,m}^{\text{CT}})^2 x}{\eta_{\text{CT}}}\right], \quad x \geq 0 \quad (4)$$

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。结合式(3),CR 系统的干扰限制可以表示为 K' 个线性不等式约束

$$\sum_{n=1}^N \sum_{l=1}^L P_{k,n,l} \leq -\frac{(d_k^{\text{CT}})^2 P_0}{\eta_{\text{CT}} \ln \varsigma}, \quad k = 1, \dots, K' \quad (5)$$

4 频谱共享算法

假设 CPE 接收机的噪声为加性高斯白噪声(Additive White Gaussian Noise, AWGN),各子载波噪声平均功率为

σ^2 。由于存在来自 TV 系统的干扰,在 CR 系统中需要考虑各子载波的信道信干噪比(Signal to Interference plus Noise Radio, SINR)。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 的信道 SINR。

$$\gamma_{k,n,l} = \begin{cases} \frac{\|h_{k,n,l}\|^2}{P_k^{\text{TV}} \|h_{k,n}^{\text{TC}}\|^2 / L + \sigma^2}, & k = 1, \dots, K' \\ \frac{\|h_{k,n,l}\|^2}{\sigma^2}, & k = K' + 1, \dots, K \end{cases} \quad (6)$$

尽管在没有 TV 系统协助的情况下,CR 基站无法获得精确的 $h_{k,n}^{\text{TC}}$ 信息。然而,通过频谱感知技术可以确定 TV 系统对 CR 系统的干扰功率 $P_k^{\text{TV}} h_{k,n}^{\text{TC}} / L$,因此,CR 基站可以知道各子载波的信道 SINR,即 $\gamma_{k,n,l}$ 。

考虑到总功率限制和干扰限制,CR 系统中的频谱共享问题可以表示为

$$\begin{cases} \min \left\{ -\sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N \sum_{l=1}^L \Omega_{k,n,l} \log_2(1 + P_{k,n,l} \gamma_{k,n,l}) \right\} \\ \text{s.t.} \quad \sum_{n=1}^N \Omega_{k,n,l} \leq 1, \quad k = 1, \dots, K, \quad l = 1, \dots, L, \\ \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N \sum_{l=1}^L P_{k,n,l} - P_T \leq 0, \\ \sum_{n=1}^N \sum_{l=1}^L P_{k,n,l} + \frac{(d_k^{\text{CT}})^2 P_0}{\eta_{\text{CT}} \ln \varsigma} \leq 0, \quad k = 1, \dots, K', \\ -P_{k,n,l} \leq 0, \quad k = 1, \dots, K, \quad n = 1, \dots, N, \quad l = 1, \dots, L \end{cases} \quad (7)$$

其中 $\Omega_{k,n,l} \in \{0, 1\}$ 为子载波分配因子且 $\sum_{n=1}^N \Omega_{k,n,l} \leq 1$ 。

Jang 等在文献[6]中证明了最优化下行正交频分多址(Orthogonal Frequency Division Multiple Access, OFDMA)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最高的用户。类似地,在 CR 系统中有如下结论:

定理 (最大信道信干噪比原则) 在系统总发射功率和对授权用户干扰受限的条件下,在采用 OFDMA 接入方式的下行 CR 系统中,最优化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 SINR 最高的 CR 用户,即

$$u_{k,l} = \arg \max_n \gamma_{k,n,l}, \quad \Omega_{k,u_{k,l},l} = \begin{cases} 1, & n = u_{k,l} \\ 0, & n \neq u_{k,l} \end{cases} \quad (8)$$

证明 假设 CR 基站分配给第 k 个 TV 频段第 l 个子载波上的功率值为 $\tilde{P}_{k,l}$, $\tilde{P}_{k,l}$ 为满足总发射功率限制和对授权用户干扰限制 P_k 的任意值,即 $\sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L \tilde{P}_{k,l} \leq P_T$ 和 $\sum_{l=1}^L \tilde{P}_{k,l} \leq P_k$, $k = 1, \dots, K'$ 。假设第 k 个 TV 频段第 l 个子载波被分配给第 n 个 CR 用户使用,该子载波上的信道容量为

$$C_{k,n,l} = \log_2(1 + \tilde{P}_{k,l} \gamma_{k,n,l}) \quad (9)$$

由式(9)可见,当且仅当第 k 个 TV 频段第 l 个子载波分配给在该子载波上信道 SINR 最大的 CR 用户使用,该子载波上的信道容量取最大值

$$\hat{C}_{k,l} = \arg \max_n \log_2 \left(1 + \tilde{P}_{k,l} \gamma_{k,n,l} \right) = \log_2 \left(1 + \tilde{P}_{k,l} \gamma_{k,u_{k,l},l} \right) \quad (10)$$

其中 $u_{k,l} = \arg \max_n \gamma_{k,n,l}$ 。

考虑到 $\tilde{P}_{k,l}$ 的任意性, 系统中某个子载波的分配结果不会影响到其他子载波的分配, 因此, 各子载波信道容量的最大化等价于系统总信道容量的最大化。从而, 上述定理成立。

证毕

采用式(8)实现 CR 系统的子载波分配后, 频谱共享问题式(7)可以进一步简化为

$$\begin{aligned} \mathbf{P}^* = \arg \min_{\mathbf{P}} J(\mathbf{P}), \quad J(\mathbf{P}) = & - \left\{ \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L \log_2 \left(1 + P_{k,u_{k,l},l} \gamma_{k,u_{k,l},l} \right) \right\} \\ \text{s.t.} \quad & \sum_{l=1}^L P_{k,u_{k,l},l} + \frac{(d_k^{\text{CT}})^2 P_0}{\eta_{\text{CT}} \ln \varsigma} \leq 0, \quad k = 1, \dots, K', \\ & \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L P_{k,u_{k,l},l} - P_T \leq 0, \\ & -P_{k,u_{k,l},l} \leq 0, \quad k = 1, \dots, K, \quad l = 1, \dots, L \end{aligned} \quad (11)$$

其中 \mathbf{P} 表示 $KL \times 1$ 的向量, 其元素为 $P_{k,u_{k,l},l}$ 。

容易验证 $J(\mathbf{P})$ 在式(11)的可行域内为凸函数, 则式(11)为标准的凸优化问题, 其最优解 \mathbf{P}^* 应满足 KKT(Karush-Kuhn-Tucker)条件^[7]

$$\begin{aligned} & - \frac{\gamma_{k,u_{k,l},l}}{\ln 2(1 + P_{k,u_{k,l},l}^* \gamma_{k,u_{k,l},l})} + \lambda_0 + \lambda_k - \lambda_{k,l} = 0 \\ & \lambda_0 \left(\sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L P_{k,u_{k,l},l}^* - P_T \right) = 0 \\ & \lambda_k \left(\sum_{l=1}^L P_{k,u_{k,l},l}^* + \frac{(d_k^{\text{CT}})^2 P_0}{\eta_{\text{CT}} \ln \varsigma} \right) = 0 \\ & \lambda_{k,l} P_{k,u_{k,l},l}^* = 0 \end{aligned} \quad (12)$$

其中 λ_0 , λ_k 和 $\lambda_{k,l}$ 为非负常数。由式(12)可得, 最优功率分配结果 $P_{k,u_{k,l},l}^*$ 为

$$P_{k,u_{k,l},l}^* = \frac{1}{\ln 2(\lambda_0 + \lambda_k - \lambda_{k,l})} - \frac{1}{\gamma_{k,u_{k,l},l}} \quad (13)$$

尽管式(13)中最优解的结构与注水(Water-Filling, WF)算法^[8]中最优解的结构类似, 由于最优化问题式(11)含有多重限制条件, 因此式(13)中含有多个待定常数, 其最优解的确定更为复杂。根据 KKT 条件结合式(13)中最优解的结构, 给出双注水(Double Water-Filling, DWF)方法来求解最优功率分配结果 $P_{k,u_{k,l},l}^*$, 其过程如下:

第1步 利用 WF 算法解以下最优化问题以确定注水常数 $\mu_0^{(t)}$ 和 μ_k , 并令 $t = 0$ 。

$$\begin{aligned} & \max_{\mu_k} \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L \log_2 \left(1 + P_{k,u_{k,l},l} \gamma_{k,u_{k,l},l} \right) \\ & \text{s.t.} \quad \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L P_{k,u_{k,l},l} - P_T \leq 0, \quad P_{k,u_{k,l},l} \geq 0 \end{aligned} \quad (14)$$

$$\begin{aligned} & \max_{\mu_k} \sum_{l=1}^L \log_2 \left(1 + P_{k,u_{k,l},l} \gamma_{k,u_{k,l},l} \right) \\ & \text{s.t.} \quad \sum_{l=1}^L P_{k,u_{k,l},l} + \frac{(d_k^{\text{CT}})^2 P_0}{\eta_{\text{CT}} \ln \varsigma} \leq 0, \quad P_{k,u_{k,l},l} \geq 0, \quad k = 1, \dots, K' \end{aligned} \quad (15)$$

其中式(14)的非零最优解为 $\mu_0^{(0)} - 1/\gamma_{k,u_{k,l},l}$, 式(15)的非零最优解为 $\mu_k - 1/\gamma_{k,u_{k,l},l}$ 。

第2步 比较 μ_k 和 $\mu_0^{(t)}$, 在集合 $\Psi(t)$ 中记录所有小于 $\mu_0^{(t)}$ 的 μ_k 下标, 在集合 $\Delta\Psi(t)$ 中记录 $\Psi(t)$ 相比 $\Psi(t-1)$ 增加的元素。令 $\Delta\Psi(0) = \Psi(0)$ 。

第3步 考查 $\Delta\Psi(t)$ 是否为空集。如果 $\Delta\Psi(t)$ 非空, 令 $t = t + 1$ 并利用 WF 算法解以下最优化问题以确定新的注水常数 $\mu_0^{(t)}$

$$\begin{aligned} & \max_{\mu_k} \sum_{k=1, k \notin \Psi(t)}^K \sum_{l=1}^L \log_2 \left(1 + P_{k,u_{k,l},l} \gamma_{k,u_{k,l},l} \right) \\ & \text{s.t.} \quad \sum_{k=1, k \notin \Psi(t)}^K \sum_{l=1}^L P_{k,u_{k,l},l} - P_T - \sum_{k \in \Psi(t)} \frac{(d_k^{\text{CT}})^2 P_0}{\eta_{\text{CT}} \ln \varsigma} \leq 0, \quad P_{k,u_{k,l},l} \geq 0 \end{aligned} \quad (16)$$

其中式(16)的非零最优解为 $\mu_0^{(t)} - 1/\gamma_{k,u_{k,l},l}$, 跳至第2步。如果 $\Delta\Psi$ 为空集, 则跳至第4步。

第4步 计算所有 $P_{k,u_{k,l},l}^*$ 值

$$P_{k,u_{k,l},l}^* = \begin{cases} \mu_k - 1/\gamma_{k,u_{k,l},l}, & k \in \Psi(t), \quad l = 1, \dots, L \\ \mu_0^{(t)} - 1/\gamma_{k,u_{k,l},l}, & k \notin \Psi(t), \quad l = 1, \dots, L \end{cases} \quad (17)$$

可以验证, 由式(17)解得的 $P_{k,u_{k,l},l}^*$ 满足式(12)中的 KKT 条件, 因此其结果为最优化问题式(11)的最优解。

5 仿真结果

本节给出与传统的基于频谱空洞的频谱共享算法的性能比较结果。仿真中所采用的传统算法的具体处理方法为: CR 系统仅可以使用处于空闲状态的 TV 频段(即频谱空洞), 首先根据最大信道信干噪比原则实现子载波分配, 然后利用 WF 方法计算发射功率。为了描述方便, 将此种算法简称为 SH-WF 算法, 将所提基于干扰限制的算法简称为 IC-DWF 算法。

仿真环境设置如下: CR 系统由 1 个基站和 $N = 1000$ 个 CPE 构成; 周围有 $K = 10$ 个 TV 基站, 每个 TV 频段被划分为 $L = 128$ 个子载波; CPE 和 TV 基站随机分布于环绕 CR 基站的圆上, 半径分别为 $r = 25.4$ km 和 R ; CR 基站到离 CR 用户最近的 TV 用户的距离为 $0.8R$; 各发射机和接收机之间的信道为瑞利分布, 不考虑阴影效应且信道路径衰耗与两者距离的平方成反比, 路径衰耗常数 $\eta = 3.2258 \times 10^6$; 接收机的噪声为 AWGN, 噪声方差为 $\sigma^2 = 10^{-2}$; TV 基站的发射功率 $P_k = 10^3$ W, CR 基站最大发射功率为 $P_T = 200$ W; 最大干扰电平门限 $P_0 = 10^{-3}$ W, 最大干扰概率门限为 $\varsigma = 10^{-3}$ 。

图1为 SH-WF 算法与 IC-DWF 算法的系统容量的比较结果。由图可以看出: (1)当所有 TV 基站都处于空闲状态时, 两种算法的系统容量相同; 随着处于工作状态的 TV 基站数的增加, IC-DWF 算法的系统容量高于 SH-WF 算法且两者之间的差距随之增加; 当所有 TV 基站均处于工作状态时, SH-WF 算法的系统容量为 0 而 IC-DWF 算法仍然可以提供

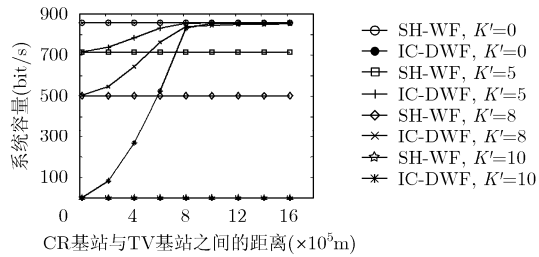


图1 IC-DWF 与 SH-WF 算法系统容量比较

数据通信。(2)当工作状态 TV 基站数设置情况相同时,随着 TV 基站和 CR 基站之间距离的增大,TV 系统和 CR 系统之间的相互干扰变弱,IC-DWF 算法的系统容量逐渐趋近于最大系统容量,即 TV 基站全部处于空闲状态时的系统容量;而 SH-WF 算法不会因为 TV 系统和 CR 系统之间的相互干扰变弱而获得系统容量增益。

6 结束语

为了实现 CR 系统与授权用户的和谐共存并提高系统容量,本文提出一种适用于 IEEE 802.22 等基站中心控制的 CR 系统下行链路的频谱共享算法。在分析 CR 用户对授权用户的干扰并给出设置干扰限制的方法的基础上,给出了最大信道信干噪比原则和双注水方法以实现最优的子载波和功率分配。仿真结果表明,本算法可以使 CR 系统的容量显著提高。

参考文献

- [1] Mitola J and Maguire G Q. Cognitive radio: making software radios more personal[J]. *IEEE Wireless Communications*, 1999, 6(4): 13-18.
- [2] Mody A N, Blatt S R, and Mills D G. Recent advances in cognitive communications[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2007, 45(10): 54-61.
- [3] 廖楚林, 陈劫, 唐友喜, 等. 认知无线电中的并行频谱分配算法[J]. *电子与信息学*, 2007, 29(7): 1608-1611.
Liao Chu-lin, Chen Jie, and Tang You-xi, et al. Parallel algorithm of spectrum allocation in cognitive radio[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2007, 29(7): 1608-1611.
- [4] Zhao Qing and Sadler B M. A survey of dynamic spectrum access[J]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2007, 24(3): 79-89.
- [5] 吴伟陵, 牛凯. 移动通信原理[M]. 北京: 电子工业出版社, 2005: 14-15.
Wu Wei-ling and Niu Kai. *Mobile Communications Principle* [M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2005: 14-15.
- [6] Jang J and Lee K B. Transmit power adaptation for multiuser OFDM systems[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2003, 21(2): 171-178.
- [7] Boyd S and Vandenberghe L. *Convex Optimization*[M]. Cambridge, Cambridge University Press, 2004: 241-249.
- [8] Telatar E. Capacity of multi-antenna Gaussian channels[J]. *European Transactions. on Telecommunications*, 1999, 10(6): 585-595.

张然然: 女, 1983年生, 博士生, 研究领域为 MIMO、OFDM、信道预测、自适应资源分配、认知无线电。
刘思杨: 男, 1984年生, 博士生, 研究领域为 MIMO、OFDM、信道估计、空时编码、认知无线电。
谢刚: 男, 1980年生, 讲师, 博士, 研究领域为 MIMO、OFDM、信道预测、HARQ、认知无线电。
刘元安: 男, 1963年生, 教授, 博士生导师, 主要研究领域为移动通信、电磁兼容、信息安全等。