

文章编号:1007-5321(2017)04-0029-06

DOI:10.13190/j.jbupt.2017.04.005

# 复合衰落信道下基于删余的多天线协作频谱感知

李美玲<sup>1</sup>, 贺文丽<sup>1</sup>, 董增寿<sup>1</sup>, 路兆铭<sup>2</sup>

(1. 太原科技大学 电子信息工程学院, 太原 030024; 2. 北京邮电大学 信息与通信工程学院, 北京 100022)

**摘要:** 提出了一种基于删余的多天线协作频谱感知(C-MA-CSS),利用混合伽马分布推导了感知信道为复合衰落信道时C-MA-CSS的检测率、漏检率、虚警率和次系统容量的闭合表达式,并分析了它们与天线数的关系,给出了使次系统容量最大化的优化算法。仿真结果表明,相比非删余的CSS而言,一方面C-MA-CSS能够明显降低漏检率;另一方面,随着天线数的增多,次系统容量先增大后趋于平稳,采用优化算法可以在确保主用户受到足够保护的前提下,利用较少的天线数实现优化的次系统容量。

**关键词:** 多天线协作频谱感知; 复合衰落信道; 混合伽马分布; 检测性能; 次系统容量

中图分类号: TN92

文献标志码: A

## Sensor-Based Cooperative Spectrum Sensing with Multiple Antennas over Composite Fading Channels

LI Mei-ling<sup>1</sup>, HE Wen-li<sup>1</sup>, DONG Zeng-shou<sup>1</sup>, LU Zhao-ming<sup>2</sup>

(1. School of Electronics and Information Engineering, Taiyuan University of Science and Technology, Taiyuan 030024, China;

2. School of Information and Communication Engineering, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China)

**Abstract:** The censor-based cooperative spectrum sensing with multiple antennas (C-MA-CSS) was proposed, the closed-form expressions for the detection probability, miss-detection probability, the false-alarm probability and the secondary throughput were derived using the mixture Gamma distribution under the composite fading sensing channels. Then, the relationships between them and the number of antennas were analyzed, and the optimal algorithm for maximizing the secondary throughput was also given. Simulation results demonstrated that lower miss-detection probability can be achieved in C-MA-CSS compared to the non-censoring CSS. Besides, the secondary throughput monotonically increased rapidly first and slowly after. Meanwhile, optimal secondary throughput can be achieved with smaller number of antennas by the proposed algorithm while maintaining the target detection probability.

**Key words:** cooperative spectrum sensing with multiple antennas; composite fading channels; mixture Gamma distribution; detection performance; secondary throughput

协作频谱感知技术(CSS, cooperative spectrum sensing)可以有效抵抗信道衰落,提高感知性能,其相关研究已经相对成熟<sup>[1-2]</sup>。多天线频谱感知技术

相比单天线协作频谱感知CSS技术可以进一步提高频谱感知性能,近年来备受关注<sup>[3-5]</sup>。Shi<sup>[3]</sup>研究了基于能量检测的多天线频谱感知性能,研究表明,

收稿日期: 2016-12-27

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(41272374); 山西省青年科技研究基金(2014021021-2); 太原科技大学博士科研项目(20122032)

作者简介: 李美玲(1982—),女,副教授;

董增寿(1962—),男,教授, E-mail: ansondon@sohu.com.

多天线频谱感知相比单天线频谱感知能够获得更高的检测性能增益。Singh 等<sup>[4]</sup>研究了感知信道为瑞利衰落且报告信道也存在衰落时,基于一种改进的能量检测器的多天线 CSS 性能的优化,研究表明使用最小化误码率准则可以实现在较低的信噪比范围内降低对主用户 (PU, primary user) 的干扰。Ham-madi 等<sup>[5]</sup>研究了感知信道为复合衰落信道且报告信道存在衰落时,基于多天线的 CSS 性能,分析了不同天线数下使得系统误码率最小时控制中心的融合方法。以上分析均验证了多天线协作的有效性,即利用多天线分集接收技术能够提高频谱检测性能。

而基于删余的 CSS 可以节约控制信道带宽,减少资源浪费。针对此问题,Rago 等<sup>[6]</sup>研究了理想信道下分布式检测系统中的删余传感器性能;Sun 等<sup>[7]</sup>研究了认知无线网络中带宽受限时的 CSS 性能,通过删余方式只将可靠的二进制判决结果发送给融合中心 (FC, fusion center),减少通信带宽需求;李美玲等<sup>[8]</sup>研究了感知信道和报告信道均存在衰落时基于删余的 CSS。

笔者考虑实际存在多径和阴影衰落等复杂的无线环境,进一步提出了基于删余的多天线 CSS (C-MA-CSS, censor-based CSS with multiple antennas),推导了复合衰落信道下的检测率、漏检率、虚警率和次系统容量的闭合表达式,并对检测率、漏检率、虚警率和次系统容量与天线数的关系进行了分析,在确保 PU 受到足够保护的前提下,给出了使次系统容量最大化的优化算法。分析和仿真结果表明,相比非删余的 CSS 而言,一方面 C-MA-CSS 能够明显降低漏检率,随着天线数增多,漏检率越低;另一方面,天线数并非越多越好,随着天线数的增多,次系统容量先增大后趋于平稳,采用优化算法可以在确保 PU 受到足够保护的前提下利用较少的天线数实现优化的次系统容量。

## 1 复合衰落信道下的 C-MA-CSS 模型

图 1 所示为 C-MA-CSS 模型,包含一个 PU,  $N$  个次用户 (SU, secondary user) 和一个 FC,每个 SU 配置  $L$  根天线,用  $SU_i^j$  表示第  $i$  个 SU 的第  $j$  根天线,  $i=1,2,\dots,N, j=1,2,\dots,L$ 。C-MA-CSS 过程如下:

**第 1 步**  $SU_i^j$  采用能量检测法独立地执行本地频谱感知, $SU_i$  采用平方律选择 (SLS, square-law se-

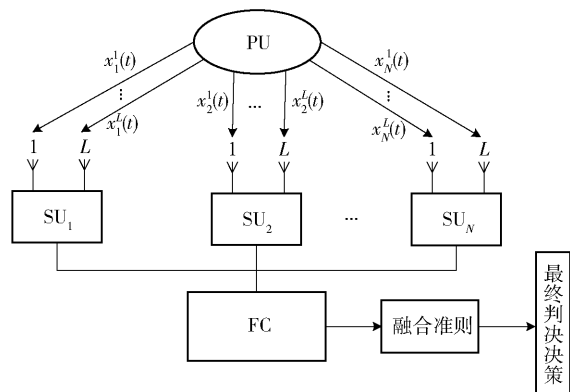


图 1 C-MA-CSS 模型

lection) 分集合并技术对  $L$  根天线的二进制检测结果进行合并,并对 PU 信号的存在性做出统一判断。

**第 2 步**  $SU_i$  将合并的判决值通过报告信道发送到 FC,考虑报告信道也存在衰落。为了节约控制信道带宽, $SU_i$  采用删余方式发送给 FC,即只有  $SU_i$  的判决值为“1”时才发送,否则不发送任何值。

**第 3 步** FC 采用“或”融合准则,即只要有一个 SU 检测到 PU 占用当前频带,那么 FC 就认定 PU 存在。

## 2 复合衰落信道下的 C-MA-CSS 性能

### 2.1 单用户单天线频谱感知

当感知信道为复合衰落时,可以用广义混合伽马分布模型来近似表示其信噪比,用  $f(\gamma_i^j)$  表示感知信道信噪比的概率密度函数<sup>[9]</sup>,则在复合衰落信道下  $SU_i^j$  的检测率  $P_{d_i, MG}^j$ 、漏检率  $P_{m_i, MG}^j$  可计算如下:

$$P_{d_i, MG}^j = \int_0^\infty Q_u(\sqrt{2\gamma_i^j}, \sqrt{\lambda}) f(\gamma_i^j) d\gamma_i^j = \int_0^\infty Q_u\left(\sqrt{2\gamma_i^j}, \sqrt{\lambda}\right) \sum_{k=1}^C \frac{\alpha_k}{\gamma_i^j} \left(\frac{\gamma_i^j}{\gamma_i^j}\right)^{\beta_k-1} e^{-\frac{\xi_k \gamma_i^j}{\gamma_i^j}} d\gamma_i^j = \sum_{l=0}^\infty \sum_{k=1}^C \frac{\alpha_k}{(\gamma_i^j)^{\beta_k}} \frac{\Gamma(u+l, \lambda/2)}{l! \Gamma(u+l)} \underbrace{\int_0^\infty \frac{(\gamma_i^j)^{\beta_k+l-1}}{e^{(1+\frac{\xi_k}{\gamma_i^j})\gamma_i^j}} d\gamma_i^j}_R d\gamma_i^j = \quad (1)$$

$$\text{令 } R = \int_0^\infty \frac{(\gamma_i^j)^{\beta_k+l-1}}{e^{(1+\frac{\xi_k}{\gamma_i^j})\gamma_i^j}} d\gamma_i^j, \text{ 则有}$$

$$R = \int_0^\infty \frac{e^{-\left(1+\frac{\xi_k}{\gamma_i^j}\right)\gamma_i^j} \left[\left(1+\frac{\xi_k}{\gamma_i^j}\right)\gamma_i^j\right]^{\beta_k+l-1}}{\left(1+\frac{\xi_k}{\gamma_i^j}\right)^{\beta_k+l}} d\left(1+\frac{\xi_k}{\gamma_i^j}\right)\gamma_i^j \stackrel{t=\left(1+\frac{\xi_k}{\gamma_i^j}\right)\gamma_i^j}{=} \int_0^\infty \frac{e^{-t} t^{\beta_k+l-1}}{\left(1+\frac{\xi_k}{\gamma_i^j}\right)^{\beta_k+l}} dt$$

$$\int_0^\infty \frac{e^{-t} t^{\beta_k + l - 1}}{\left(1 + \frac{\zeta_k}{\gamma_i}\right)^{\beta_k + l}} dt = \frac{\Gamma(\beta_k + l)}{\left(1 + \frac{\zeta_k}{\gamma_i}\right)^{\beta_k + l}} \quad (2)$$

代入式(1)可得到简化的无穷级数表达式:

$$P_{d_i, \text{MG}}^j = \sum_{l=0}^{\infty} \sum_{k=1}^C \frac{\alpha_k}{(\bar{\gamma}_i^j)^{\beta_k}} \frac{\Gamma(\beta_k + l) \Gamma(u + l, \lambda/2)}{l! \Gamma(u + l) \left(1 + \frac{\zeta_k}{\gamma_i^j}\right)^{\beta_k + l}} \quad (3)$$

$$P_{m_i, \text{MG}}^j = 1 - P_{d_i, \text{MG}}^j \quad (4)$$

其中:  $\gamma_i^j$  为感知信道上的即时信噪比,  $\bar{\gamma}_i^j$  为感知信道上的平均信噪比,  $\beta_k$  和  $\zeta_k$  为第  $k$  个元素内部衰落因子, 且  $0 \leq \alpha_k \Gamma(\beta_k) / \zeta_k^{\beta_k} = 1$ ,  $\lambda$  为预定义的检测门限值,  $\Gamma(a, x) = \int_x^\infty t^{a-1} e^{-t} dt$  为不完全的伽马函数,  $u$  为时间带宽积,  $Q_u(a, b) =$

$e^{-\frac{a^2}{2}} \sum_{l=0}^{\infty} \frac{(a)^{2l}}{2^l l!} \frac{\Gamma(u + l, b^2/2)}{\Gamma(u + l)}$  为 Marcum  $Q$  函数<sup>[10]</sup>.

由于虚警率与接收信号即时信噪比  $\gamma_i^j$  无关, 则复合衰落信道下  $\text{SU}_i^j$  的虚警率  $P_{f_i, \text{MG}}^j$  计算如下:

$$P_{f_i, \text{MG}}^j = \Gamma(u, \lambda/2) / \Gamma(u) \quad (5)$$

## 2.2 单用户多天线频谱感知

考虑  $\text{SU}_i$  每根天线独立执行频谱感知, 各自感知信道独立同分布, 则为方便分析, 可省略上下标  $j$  和  $i$ .  $H_0$  和  $H_1$  分别表示 PU 未占用信道和占用信道两种状态. 在 SLS 方案中, 对于单个 SU, 选取所有  $L$  根天线中感知信道条件最好的支路, 即

$$\gamma_{\text{SLS}} = \max_{j=1, 2, \dots, L} (\gamma^j) \quad (6)$$

单个 SU 的平均虚警率  $\bar{P}_{f, \text{SLS}}$  表达式为

$$\bar{P}_{f, \text{SLS}} = 1 - \Pr(\gamma_{\text{SLS}} < \lambda | H_0) \quad (7)$$

将式(6)代入式(7)得到

$$\bar{P}_{f, \text{SLS}} = 1 - \Pr(\max(\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_L) < \lambda | H_0) \quad (8)$$

即

$$\bar{P}_{f, \text{SLS}} = 1 - [1 - P_{f, \text{MG}}]^L \quad (9)$$

同理, 可以得到 SLS 方案下单个 SU 的平均检测率  $\bar{P}_{d, \text{SLS}}$  及平均漏检率  $\bar{P}_{m, \text{SLS}}$  表达式:

$$\bar{P}_{d, \text{SLS}} = 1 - [1 - P_{d, \text{MG}}]^L \quad (10)$$

$$\bar{P}_{m, \text{SLS}} = 1 - \bar{P}_{d, \text{SLS}} = [1 - P_{d, \text{MG}}]^L \quad (11)$$

考虑 SU 与 FC 之间的报告信道也存在衰落, 用错误传输概率  $P_e$  来衡量信道的优劣程度, 由于单个 SU 以删余方式发送时, 只发送本地判决值“1”, 故单个 SU 采用删余方式将合并后的判决值经报告信道传输, 到达 FC 之前单个 SU 的虚警率  $P'_{f, \text{SLS}, \text{C}}$ 、检

测率  $P'_{d, \text{SLS}, \text{C}}$  及漏检率  $P'_{m, \text{SLS}, \text{C}}$  计算如下:

$$P'_{f, \text{SLS}, \text{C}} = \Pr\{H_1^{\text{SU}} | H_0\} (1 - P_e) = (1 - P_e) \bar{P}_{f, \text{SLS}} \quad (12)$$

$$P'_{d, \text{SLS}, \text{C}} = \Pr\{H_1^{\text{SU}} | H_1\} (1 - P_e) = (1 - P_e) \bar{P}_{d, \text{SLS}} \quad (13)$$

$$P'_{m, \text{SLS}, \text{C}} = \Pr\{H_0^{\text{SU}} | H_1\} (1 - P_e) = (1 - P_e) \bar{P}_{m, \text{SLS}} \quad (14)$$

## 2.3 多用户多天线 CSS

单个 SU 将合并的判决值以删余方式通过报告信道发送给 FC 后, FC 对特定频带上 PU 的存在与否做出最终的判决. 用  $\Delta$  表示 C-MA-CSS 方案中实际发送的本地决策值, 且  $\Delta \leq N$ , 根据贝叶斯原理,  $\Delta$  可计算如下:

$$\Delta = \lceil N(P_0 \Pr(H_1^{\text{SU}} | H_0) + P_1 \Pr(H_1^{\text{SU}} | H_1)) \rceil = \lceil N(P_0 \bar{P}_{f, \text{SLS}} + (1 - P_0) \bar{P}_{d, \text{SLS}}) \rceil \quad (15)$$

其中:  $P_0$  为信道未被 PU 占用的概率,  $P_1$  为信道被 PU 占用的概率, 且  $P_0 + P_1 = 1$ ;  $\lceil \cdot \rceil$  表示上取整.

FC 采用“或”融合准则进行融合, 则融合后的最终虚警率  $P_{F, \text{C-MA-CSS}}$ 、检测率  $P_{D, \text{C-MA-CSS}}$  及漏检率  $P_{M, \text{C-MA-CSS}}$  分别为

$$P_{F, \text{C-MA-CSS}} = \sum_{i=1}^{\Delta} \binom{\Delta}{i} (P'_{f, \text{SLS}, \text{C}})^i (1 - P'_{f, \text{SLS}, \text{C}})^{\Delta-i} \quad (16)$$

$$P_{D, \text{C-MA-CSS}} = \sum_{i=1}^{\Delta} \binom{\Delta}{i} (P'_{d, \text{SLS}, \text{C}})^i (1 - P'_{d, \text{SLS}, \text{C}})^{\Delta-i} \quad (17)$$

$$P_{M, \text{C-MA-CSS}} = \sum_{i=1}^{\Delta} \binom{\Delta}{i} (P'_{m, \text{SLS}, \text{C}})^i (1 - P'_{m, \text{SLS}, \text{C}})^{\Delta-i} \quad (18)$$

为了与 C-MA-CSS 进行对比, 这里给出非删余 MA-CSS 方案的虚警率  $Q_{F, \text{MA-CSS}}$ 、检测率  $Q_{d, \text{MA-CSS}}$  及漏检率, 分别计算如下:

$$P_{F, \text{MA-CSS}} = \sum_{i=1}^N \binom{N}{i} (P'_{f, \text{SLS}})^i \cdot (1 - P'_{f, \text{SLS}})^{N-i} = \sum_{i=1}^N \binom{N}{i} [(1 - P_e) \bar{P}_{f, \text{SLS}} + (1 - \bar{P}_{f, \text{SLS}}) P_e]^i \times (1 - [(1 - P_e) \bar{P}_{f, \text{SLS}} + (1 - \bar{P}_{f, \text{SLS}}) P_e])^{N-i} = \sum_{i=1}^N \binom{N}{i} (1 - P_e + (2P_e - 1)[1 - P_{f, \text{MG}}]^L)^i \times (P_e - (2P_e - 1)[1 - P_{f, \text{MG}}]^L)^{N-i} \quad (19)$$

$$P_{D, \text{MA-CSS}} =$$

$$\sum_{i=1}^N \binom{N}{i} (1 - P_e + (2P_e - 1)[1 - P_{d, \text{MG}}]^L)^i \times$$

$$(P_e - (2P_e - 1)[1 - P_{d, \text{MG}}]^L)^{N-i} \quad (20)$$

$$P_{\text{M, MA-CSS}} = \sum_{i=1}^N \binom{N}{i} (P_e + (1 - 2P_e)[1 - P_{d, \text{MG}}]^L)^i \times (1 - P_e + (2P_e - 1)[1 - P_{d, \text{MG}}]^L)^{N-i} \quad (21)$$

### 3 复合衰落信道下 C-MA-CSS 的次系统容量

#### 3.1 次系统容量分析

根据文献[8]的结论,得到 C-MA-CSS 数据传输阶段可获得的平均次系统容量为

$$R(\Delta, L, \lambda) = \frac{W - \Delta B}{W} C_0 P_0 (1 - P_{\text{F, C-MA-CSS}}(\Delta, L, \lambda)) + \frac{W - \Delta B}{W} C_1 P_1 (1 - P_{\text{D, C-MA-CSS}}(\Delta, L, \lambda)) \quad (22)$$

其中:  $W$  为总的系统带宽,  $B$  为发送 1 bit 本地决策值占用的控制信道带宽,  $C_0$  和  $C_1$  分别为 C-MA-CSS 方案中 SU 在数据传输阶段 PU 不存在和存在两种场合可获得的次系统容量。

从实际应用的角度考虑,一方面要使得 SU 有更多的机会接入频谱,另一方面要避免通信过程中对 PU 的干扰,故对 PU 设定一个保护下限值  $\bar{P}_{\text{D, C-MA-CSS}} = 0.9$ , 此时,对可获得的次系统容量起主要作用的是等号右侧的第 1 项,则优化问题转化为

$$\begin{aligned} \max_{\Delta, L, \lambda} R(\Delta, L, \lambda) &= (1 - \Delta\alpha)(1 - P_{\text{F, C-MA-CSS}}(\Delta, L, \lambda)) \\ \text{s. t. } P_{\text{D, C-MA-CSS}}(\Delta, L, \lambda) &\geq \bar{P}_{\text{D, C-MA-CSS}} \end{aligned} \quad (23)$$

由式(23)可知,次系统容量  $R$  受  $\Delta$ 、 $L$ 、 $\lambda$ 、 $P_{\text{F, C-MA-CSS}}$  4 个参数的影响,而  $P_{\text{F, C-MA-CSS}}$  是  $\Delta$ 、 $L$ 、 $\lambda$  的函数,故优化目标转化为确保通信过程中 PU 受到足够保护的条件下,使得数据传输阶段可获得的次系统容量最大化的优化组合  $(\Delta, L, \lambda)$ 。根据文献[8]可以很容易得到,当天线数  $L$  一定时,如下结论成立。

**结论 1** 虚警率  $P_{\text{F, C-MA-CSS}}$  和检测率  $P_{\text{D, C-MA-CSS}}$  均是感知分集阶数  $\Delta$  的单调增函数;

**结论 2** 虚警率  $P_{\text{F, C-MA-CSS}}$  和检测率  $P_{\text{D, C-MA-CSS}}$  是检测门限  $\lambda$  的递减函数。

接下来重点分析天线数  $L$  对次系统容量的影响。

**结论 3** 当本地决策值数  $\Delta$ 、检测门限值  $\lambda$  一定时,次系统容量是天线数  $L$  的单调递减函数,即

$$\frac{\partial R(\Delta, L, \lambda)}{\partial L} < 0 \quad (24)$$

证明 式(23)对  $L$  求偏导可得

$$\frac{\partial R(\Delta, L, \lambda)}{\partial L} = -(1 - \Delta\alpha) \frac{\partial P_{\text{F, C-MA-CSS}}(\Delta, L, \lambda)}{\partial L} \quad (25)$$

而

$$\frac{\partial P_{\text{F, C-MA-CSS}}(\Delta, L, \lambda)}{\partial L} = \frac{\partial P_{\text{F, C-MA-CSS}}(\Delta, L, \lambda)}{P'_{\text{f, SLS, C}}} \cdot \frac{\partial P'_{\text{f, SLS, C}}}{\partial P_{\text{f, SLS}}} \cdot \frac{\partial \bar{P}_{\text{f, SLS}}}{\partial L} \quad (26)$$

又

$$\frac{\partial \bar{P}_{\text{f, SLS}}}{\partial L} = -[1 - P_{\text{f, MG}}]^L \ln(1 - P_{\text{f, MG}}) > 0 \quad (27)$$

$$\frac{\partial P'_{\text{f, SLS, C}}}{\partial P_{\text{f, SLS}}} = 1 - P_e > 0 \quad (28)$$

$$\frac{\partial P_{\text{F, C-MA-CSS}}(\Delta, L, \lambda)}{P'_{\text{f, SLS, C}}} =$$

$$\Delta \binom{\Delta-1}{0} (P'_{\text{f, SLS, C}}) \Delta (1 - P'_{\text{f, SLS, C}})^{\Delta-1} > 0 \quad (29)$$

将式(27)~式(29)代入式(16)可得

$$\frac{\partial P_{\text{F, C-MA-CSS}}(\Delta, L, \lambda)}{\partial L} > 0 \quad (30)$$

将式(30)代入式(25)可得  $\frac{\partial R(\Delta, L, \lambda)}{\partial L} < 0$ 。

由上述可知,在天线数  $L$ 、本地决策值  $\Delta$  一定时,次系统容量是检测门限值  $\lambda$  的单调递增函数,而在天线数  $L$ 、检测门限值一定时,  $\Delta$  为次系统容量的单调递减函数,故需要折中分析  $(\Delta, L, \lambda)$ , 以最大限度地保护 PU 通信不受干扰的同时最大化次系统容量。

#### 3.2 算法设计

优化的目标是为了找到使得次系统容量最大化的最佳  $(\Delta, L, \lambda)$  组合,故优化算法设计如下:

1) 求参与协作的 SU 数  $N$  对应的最优检测门限值  $\lambda_N^{\text{opt}}$ 。由式(15)可知,  $\Delta$  为协作用户数  $N$  的函数,故:

① 通过式(15)求 C-MA-CSS 方案中实际发送的本地决策值  $\Delta$ , 代入式(17), 并得到与  $n$  维向量  $\lambda_n = \{\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n\}$  中所有检测门限值相对应的目标检测率, 对应的向量表示形式为  $\mathbf{P}_{\text{D, C-MA-CSS}} = (P_{\text{D, C-MA-CSS}}(\lambda_1), P_{\text{D, C-MA-CSS}}(\lambda_2), \dots, P_{\text{D, C-MA-CSS}}(\lambda_n))$ 。

② 令  $\Phi = \mathbf{P}_{\text{D, C-MA-CSS}} - \delta \mathbf{Z} = (h(\lambda_1), h(\lambda_2),$



$\dots, h(\lambda_n))$  其中  $\mathbf{Z}$  是  $n$  维单位向量。

③ 定义精度  $\varepsilon = 10^{-4}$ , 并令  $i = 1, j = 1$ 。

④ 如果  $|h(\lambda_2)| > \varepsilon$ , 则令  $j = j + 1$ , 直到  $j = N$  时退出循环; 否则令  $i = i + 1$ , 循环执行此步。

2) 求出最优检测门限值时相对应的单个 SU 的本地虚警率  $\bar{P}_{f, \text{SLS}}^{\text{opt}}$ 。

3) 利用 2) 步的结果, 根据式 (16) 计算出最优门限值  $\lambda_N^{\text{opt}}$  时相应的总虚警率  $P_{F, \text{C-MA-CSS}}^{\text{opt}}(\lambda_N^{\text{opt}})$ 。

利用第 3) 步的结果, 由式 (23) 计算优化的次系统容量  $R_{\text{C-MA-CSS}}^{\text{opt}}(\lambda_N^{\text{opt}})$ 。

## 4 仿真结果及分析

式 (3) 中参数取  $C = 2$ 。图 2 所示为感知信道为 Nak/lognormal 复合衰落信道下衰落系数  $m$  取不同值时 C-MA-CSS 及 MA-CSS 方案的性能比较, 横纵坐标分别为总的虚警率和漏检率。仿真中取  $L = 1, N = 2, u = 5, \zeta = 0.5 \text{ dB}, \bar{\gamma} = 10 \text{ dB}, \alpha = 0.1, P_e = 0.1, P_0 = 0.5$ 。由图 2 可以看到, 与 MA-CSS 方案相比, C-MA-CSS 方案能够明显降低漏检率, 抵抗衰落带来的影响, 提高频谱检测性能。其中检测性能的好坏与衰落参数  $m$  的选取有关, 相同虚警率下, 随着  $m$  的增大, 漏检率越小, SU 对 PU 信号的检测越准确。

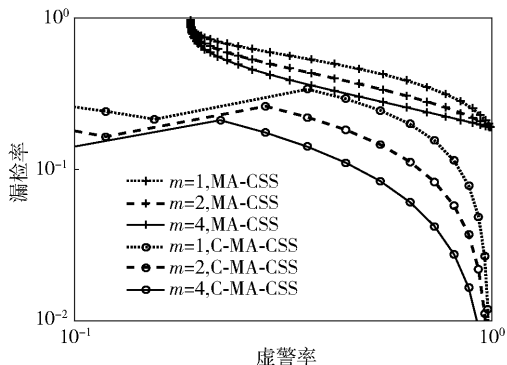


图 2 Nak/lognormal 复合衰落下,  $m$  取不同值时的 C-MA-CSS 与 MA-CSS 性能比较

图 3 所示为 Nak/lognormal 复合衰落信道下,  $m = 2$  时, 不同  $L$  下 C-MA-CSS 与 MA-CSS 性能比较。仿真中取  $N = 2, u = 5, \zeta = 0.5 \text{ dB}, \bar{\gamma} = 10 \text{ dB}, \alpha = 0.1, P_e = 0.1, P_0 = 0.5$ 。从图 3 可以看到: ① 采用 SLS 分集接收后的检测性能明显高于未采用分集接收时的性能, 随着天线数的增多, C-MA-CSS 和 MA-CSS 方案的漏检率均降低, 且相同虚警率、相同天线数时, C-MA-CSS 方案的漏检率明显低于 MA-CSS 方

案; ② C-MA-CSS 方案不仅可以解决 MA-CSS 方案存在的虚警界问题, 且随着天线数的增加, C-MA-CSS 方案的漏检率较 MA-CSS 方案降低的更为明显。

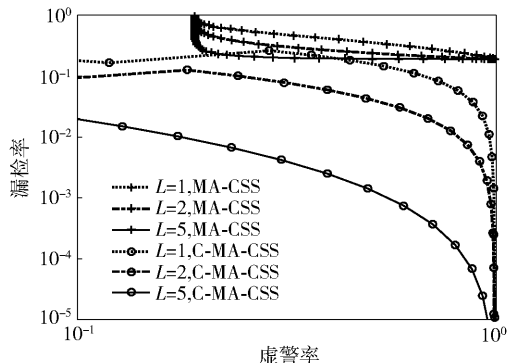


图 3 Nak/lognormal 复合衰落下,  $m = 2$  时不同  $L$  下的 C-MA-CSS 与 MA-CSS 性能比较

图 4 为不同天线数及衰落信道下 C-MA-CSS 方案中, 检测率及次系统容量与检测门限的关系,  $N = 2, u = 5, \zeta = 0.5 \text{ dB}, \bar{\gamma} = 10 \text{ dB}, \alpha = 0.1, P_e = 0.1, P_0 = 0.5$ 。从图 4 中可以看到: ① 在相同衰落条件下, SU 数、检测门限值一定的情况下, 检测率随着天线数  $L$  的增大而增大, 而次系统容量随着天线数的增加而降低, 与理论分析一致; ② 不同衰落信道下, 天线数  $L$ 、检测门限值一定时, Weibull 分布的检测

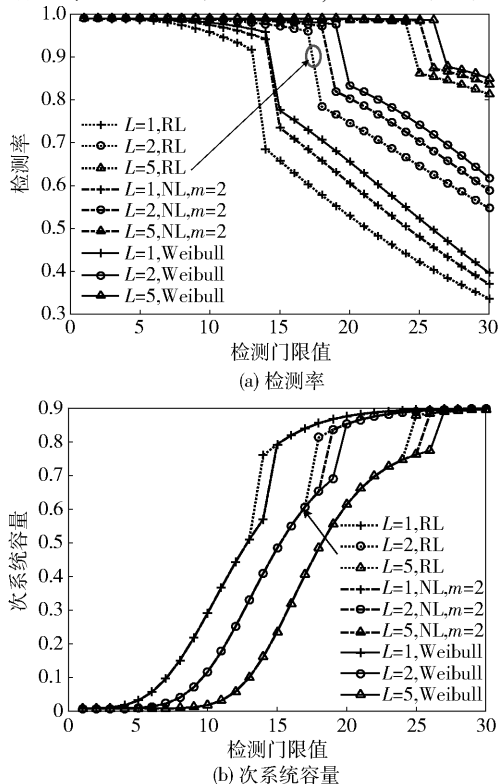


图 4 不同天线数及衰落信道下 C-MA-CSS 性能

率更高。

图 5 所示为不同衰落下采用优化算法后 C-MA-CSS 方案的次系统容量随天线数  $L$  的变化,  $N=2, u=5, \zeta=0.5$  dB,  $\bar{\gamma}=10$  dB,  $\alpha=0.1, P_e=0.1, P_0=0.5$ . 从图 5 中可以看出: ①以瑞利对数 (RL, Rayleigh/lognormal) 复合衰落,  $N=2, L=2$  为例分析, 采用优化算法后次系统容量值为 0.6, 由图 4(a) 可以看出满足最低保护下限  $\bar{P}_{D, C-MA-CSS}=0.9$  的条件下, 检测门限值为 17, 再由图 4(b) 可以得到次系统容量为 0.6, 两者所得值一样, 故所提出的优化算法是合理的. ②随着天线数的增大, 次系统容量先增大后趋于平稳; ③当  $N, L$  一定时, RL 复合衰落下 SU 可获得的次系统容量明显低于 Nakagami-m 对数 (NL, Nakagami-m/lognormal) 复合衰落和 Weibull 多径衰落, 当  $L=2$  时尤为明显, 为了实现相同次系统容量, 复合衰落下所需要的天线数较多。

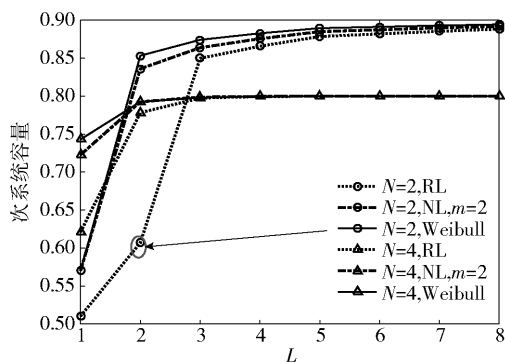


图 5 优化后 C-MA-CSS 次系统容量随  $L$  的变化情况

## 5 结束语

笔者研究了感知信道为复合衰落信道且报告信道存在衰落时的 C-MA-CSS 性能, 推导了复合衰落信道下的检测率、漏检率、虚警率和次系统容量的闭合表达式, 分析了系统总的检测率、漏检率、虚警率和次系统容量与天线数之间的关系, 设计了使得次系统容量最大化的优化算法. 仿真结果表明, C-MA-CSS 方案不仅可以解决 MA-CSS 方案存在的虚警界问题, 相比 MA-CSS 方案能够明显降低漏检率, 且随着天线数  $L$  增大, 漏检率降低的更为明显, 最大限度地克服了复合多径阴影衰落带来的影响, 实现了对 PU 信号的更为准确的检测. 同时, 所提优化算法在确保 PU 受到足够保护的条件下, 实现了利用较少的天线数获得优化的次系统容量。

## 参考文献:

- [1] Yang Guosheng, Wang Jun, Luo Jun, et al. Cooperative spectrum sensing in heterogeneous cognitive radio networks based on normalized energy detection [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2016, 65 (3): 1452-1463.
- [2] Li Meiling, Yuan Chaowei, Li Lin, et al. Analysis of secondary throughput and optimization in cooperative spectrum sensing [J]. The Journal of China Universities of Posts and Telecommunications, 2011, 18(4): 39-44.
- [3] Shi Qinghua. On the performance of energy detection for spectrum sensing in cognitive radio over Nakagami-Lognormal composite channels [C] // International Conference on Signal and Information Processing. Beijing, China: [s. n.], 2013: 566-569.
- [4] Singh A, Bhatnagar M, Mallik R. Cooperative spectrum sensing in multiple antenna based cognitive radio network using an improved energy detector [J]. IEEE Communications Letters. 2012, 16(1): 64-66.
- [5] Hammadi A A, Alhussein O, Sofotasios P, et al. Unified analysis of cooperative spectrum sensing over composite and generalized fading channels [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2016, 65(9): 6949-6961.
- [6] Rago C, Willett P, Bar-shalom. Censoring sensors: a low communication-rate scheme for distributed detection [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1996, 32(2): 554-568.
- [7] Sun Chunhua, Zhang Wei, Letaief K B. Cooperative spectrum sensing for cognitive radios under bandwidth constraints [C] // IEEE Wireless Communications and Networking Conference. Kowloon, China: [s. n.], 2007: 1-5.
- [8] 李美玲, 袁超伟, 李琳, 等. 使次系统容量最大化的协作频谱感知性能分析及优化 [J]. 通信学报, 2011, 32 (2): 53-60.
- [9] Li Meiling, Yuan Chaowei, Li Lin, et al. Performance analysis and optimization of cooperative spectrum sensing for maximizing secondary throughput [J]. Journal on Communications, 2011, 32(2): 53-60.
- [10] Atapattu S, Tellambura C, Jiang Hai. A mixture gamma distribution to model the SNR of wireless channels [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2011, 10(12): 4193-4203.
- [11] Selim B, Alhussein O, Karagiannis G K, et al. Optimal cooperative spectrum sensing over composite fading channels [C] // IEEE International Conference Communications Workshops, London, United Kingdom: [s. n.], 2015: 520-525.