

doi: 10.3969/j.issn.1001-893x.2022.09.006

引用格式: 黄仰超,谷奕龙,胡航,等.多无人机协作的认知通信网络中能/谱效折中优化[J].电讯技术,2022,62(9):1240-1247.  
[HUANG Yangchao, GU Yilong, HU Hang, et al. Energy-spectrum efficiency tradeoff optimization for multiple UAVs cooperative cognitive radio network[J]. Telecommunication Engineering, 2022, 62(9): 1240-1247.]

## 多无人机协作的认知通信网络中能/谱效折中优化<sup>\*</sup>

黄仰超<sup>a</sup> 谷奕龙<sup>b</sup> 胡航<sup>a</sup> 程国兵<sup>a</sup> 韩蕙竹<sup>b</sup> 安琪<sup>b</sup>

(空军工程大学 a.信息与导航学院; b.研究生院 西安 710077)

**摘 要:**在无人机(Unmanned Aerial Vehicle, UAV)认知通信网络中,其能量受限和通信高吞吐量问题备受关注。然而,能量效率(Energy Efficiency, EE)的提升可能会导致频谱效率(Spectrum Efficiency, SE)的下降。针对此问题,对 UAV 协作认知通信网络中 EE 和 SE 的折中优化进行了研究。首先,进行了感知时间、UAV 通信的发射功率和判决门限各自对 SE 与 EE 两者的优化;其次,通过二分法求解使得 EE 和 SE 最大化的感知时间值,并通过穷尽搜索法分别求解感知时间、UAV 通信的发射功率和判决门限对 EE 和 SE 折中优化问题的最优参数值。在此基础上,提出一种联合参数迭代优化算法,求解 EE 和 SE 的折中优化问题。仿真实验表明,SE 和 EE 之间存在折中的权衡,并验证了所提优化方案的有效性。

**关键词:**无人机协作通信; 认知通信网络; 能量效率; 频谱效率; 参数迭代

开放科学(资源服务)标识码(OSID):



中图分类号: TN915 文献标志码: A 文章编号: 1001-893X(2022)09-1240-08

## Energy-Spectrum Efficiency Tradeoff Optimization for Multiple UAVs Cooperative Cognitive Radio Network

HUANG Yangchao<sup>a</sup>, GU Yilong<sup>b</sup>, HU Hang<sup>a</sup>, Cheng Guobing<sup>a</sup>, Han Huizhu<sup>b</sup>, AN Qi<sup>b</sup>

(a. Information and Navigation College; b. Graduate School, Air Force Engineering University, Xi'an 710077, China)

**Abstract:** In unmanned aerial vehicle (UAV) cognitive radio network, the problems of energy limitation and high communication throughput have attracted much attention. However, the improvement of energy efficiency (EE) leads to the decrease of spectrum efficiency (SE). In order to solve this problem, the tradeoff between EE and SE for UAV cooperative cognitive radio network is investigated. Firstly, the sensing time, the transmission power of UAV communication and the decision threshold are optimized respectively for SE and EE. Secondly, the sensing time which maximizes the SE and EE is solved by the binary search, and the sensing time, the transmission power of UAV communication and the decision threshold are solved separately for EE and SE by the exhaustive search. On this basis, a joint parameter iterative algorithm is proposed to solve the optimization problem of tradeoff between SE and EE. Simulation results show that there is a tradeoff between SE and EE, and the effectiveness of the proposed optimization scheme is verified.

**Key words:** unmanned aerial vehicle cooperative communication; cognitive radio network; energy efficiency; spectrum efficiency; parameter iteration

\* 收稿日期: 2021-09-02; 修回日期: 2021-10-27  
基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61901509)  
通信作者: 谷奕龙

## 0 引言

无人机(Unmanned Aerial Vehicle, UAV)作为高空平台,由于其部署灵活、机动性高并通常具备较好的视距通信条件,被广泛应用于应急通信、中继通信等任务<sup>[1-2]</sup>。随着无线业务的爆炸式增长以及 UAV 自身能量受限等问题,实现高频谱效率(Spectrum Efficiency, SE)和能量效率(Energy Efficiency, EE)成为 UAV 通信技术的发展趋势。然而,提高 EE 可能会导致 SE 的降低<sup>[3]</sup>。因此,如何在 UAV 认知通信中进行 SE-EE 折中优化是一个值得研究的新问题。

在认知通信中,次级用户能够探测频谱空洞,并择机访问主用户的授权频段。文献[4]提出了地面认知无线网络中的联合感知时间和功率资源分配优化问题,但是并未考虑协作感知策略。将认知无线电技术与 UAV 通信网络结合是一种互利的方案<sup>[5]</sup>。

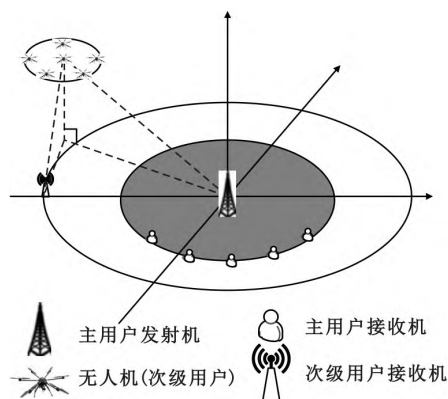
在同时考虑 EE 和 SE 提升的背景下,文献[6]仅研究了最低 SE 条件下 EE 的最大化,文献[7]仅研究了在 EE 约束条件下 SE 的最大化问题,文献[8]在求解 SE 和 EE 最大的基础上只对感知时间和决策阈值进行了联合优化,提出了地面认知通信网络的 SE-EE 折中优化算法。然而与地面认知通信不同的是, UAV 的飞行功率和发射功率都将大程度上受到电池容量的限制,且 UAV 位置变化产生与次级用户之间信道和通信距离的变化也将对 SE 与 EE 产生影响,同时对于 UAV 认知通信网络的研究起步较晚,因此对 UAV 认知通信网络中的 SE-EE 的折中优化问题研究较少。

本文在地面认知通信网络的基础上研究了 UAV 认知通信网络中 EE 与 SE 折中优化问题,考虑了 UAV 位置变化所产生的信道增益变化以及通信功率对 UAV 的 SE 与 EE 的影响,从联合优化 UAV 认知通信的感知时间、协作感知的判决门限以及 UAV 的发射功率三个角度出发解决 UAV 认知通信网络中的 SE-EE 折中优化问题。

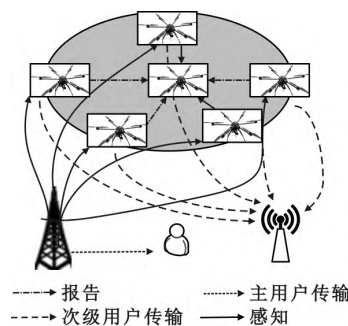
## 1 系统模型

假设多架 UAV 以小编队飞行在边界执行探测侦察等任务。如图 1(a)所示,系统模型中包含 1 个主用户(Primary User, PU)网络和一个择机使用授权频段的次级用户(Secundary User, SU)网络。PU 网络由一个主用户发射机(Primary Transmitter, PT)和多个主用户接收机(Primary Receiver, PR)组成。

PR 分布在以 PT 为圆心、半径为  $r_{PR}$  的圆形区域内。每个 PT-PR 组可以在时帧  $T_c$  内进行数据传输,多个 PT-PR 组以时分多址(Time Division Multiple Access, TDMA)的方式在  $T_c$  内建立链路进行通信,通信链路如图 1(b)所示。



(a) 无人机认知通信网络三维系统模型图



(b) 通信链路图

图 1 系统模型

次级网络包含  $M$  架认知 UAV、1 架中心 UAV 作为数据融合中心(Fusion Center, FC)和 1 个地面次级用户接收机(Secundary Receiver, SR)。  $M$  架 UAV 作为 SU 采用编队飞行的方式并进行组网通信,实时检测 PU 的工作状态,择机利用授权频谱与 SR 进行通信。假定 UAV 配备定位设备(如 GPS 等)以获得自身的位置信息,并以飞行高度  $H$  循环着 PT 为圆心、半径为  $r_f$  的轨迹匀速飞行。假设其飞行高度  $H$  满足躲避与地面建筑、障碍物等的碰撞,避免频繁地调整飞行高度而增加能耗。设  $\theta$  为中心 UAV 垂直地面投影点与 SR 之间的夹角,则 FC 与 PT 之间的距离为  $r_{pu} = \sqrt{H^2 + r_f^2}$ , FC 与 SR 之间的距离为  $r_{su} = \sqrt{2r_f^2 - 2r_f^2 \cos(\theta) + H^2}$ 。考虑 UAV 编队飞行间距  $r$  远小于  $r_f$ ,为了简化分析,采用 FC 到 PT 和 SR 之间的距离近似代替每一架 UAV 到 PT 和 SR 之间的距离。

假设 UAV 在认知通信的过程中, UAV 与 SR 和 PT 之间的通信信道为视距链路 (Line of Sight, LoS) 其运动所产生的多普勒效应已得到补偿, 只考虑信道中的大尺度衰落, 则 UAV 与 SR 和 PT 之间的信道增益可以表示为<sup>[9-10]</sup>

$$\begin{cases} \beta_{\text{SU}} = \frac{1}{\sqrt{20 \lg(\frac{4\pi f r_{\text{su}}}{c})}} + L_X \\ \beta_{\text{PU}} = \frac{1}{\sqrt{20 \lg(\frac{4\pi f r_{\text{pu}}}{c})}} + L_X \end{cases} \quad (1)$$

式中:  $f$  表示载波频率,  $c$  表示光速,  $L_X$  为 LoS 条件下平均附加损耗。

### 1.1 频谱感知模型

无人机认知通信帧结构如图 2 所示。在次级网络中,  $M$  架 UAV 采用能量检测法进行频谱感知, 在时间  $\tau_s$  内检测 PT 发射信号能量并判断授权频谱是否处于空闲状态。为了节省带宽, UAV 在时间  $\tau_r$  内采用 TDMA 的方式将感知结果报告给 FC。当  $M$  架 UAV 中有大于或等于  $K$  架报告授权频谱处于空闲状态时, FC 判决结果为授权频谱空闲, 而后 UAV 将数据传输给 SR, 通信时间为  $T_c - \tau_s - M\tau_r$ 。其中  $K$  为 FC 的判决门限, 并有  $1 \leq K \leq M$ 。

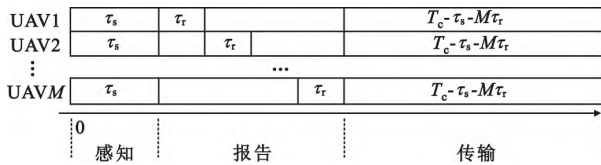


图 2 无人机认知通信帧结构

在本文中, PT 的忙、闲状态分别用  $H_1$  和  $H_0$  表示, 第  $i$  架 UAV 的虚警概率和检测概率可表示如下<sup>[11]</sup>:

$$p_{\text{f},i} = Q\left(\left(\frac{\omega}{\sigma^2} - 1\right) \sqrt{\frac{\tau_s f_s}{2}}\right) \quad (2)$$

$$p_{\text{d},i} = Q\left(\left(\frac{\omega}{\sigma^2} - \gamma_i - 1\right) \sqrt{\frac{\tau_s f_s}{2\gamma_i + 1}}\right) \quad (3)$$

式中:  $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{+\infty} \exp(-\frac{t^2}{2}) dt$  为标准的高斯分布函数,  $\omega$  是能量检测的阈值,  $\gamma_i$  是第  $i$  架 UAV 处的感知信噪比,  $f_s$  是采样频率,  $\sigma^2$  为噪声方差。由于 UAV 之间的间距较小, 可以假设所有 UAV 与 PT

间的信道增益相同, 因此  $\gamma_i = \gamma = \frac{\varphi_{\text{T}} \beta_{\text{PU}}^2}{\sigma^2}$ ,  $\varphi_{\text{T}}$  为 PT 发射功率。

由于  $M$  架 UAV 的感知信道特性相同, 因此它们的感知信噪比相同。通过联合式 (2) 和式 (3), 虚警概率可重新写为

$$p_{\text{f}} = Q(\sqrt{2\gamma+1} Q^{-1}(p_{\text{d}}) + \gamma \sqrt{\frac{\tau_s f_s}{2}}) \quad (4)$$

$M$  架 UAV 依次将感知结果报告给 FC, FC 经过决策融合, 最终得到的虚警概率和检测概率分别为

$$P_{\text{F}} = \sum_{l=K}^M \binom{M}{l} p_{\text{f}}^l (1-p_{\text{f}})^{M-l} \quad (5)$$

$$P_{\text{D}} = \sum_{l=K}^M \binom{M}{l} p_{\text{d}}^l (1-p_{\text{d}})^{M-l} \quad (6)$$

式中:  $B(x, y, z) = \binom{y}{x} z^x (1-z)^{y-x}$ 。当 FC 发生漏检时, UAV 建立次级链路进行通信将会对 PR 产生较大的干扰。因此, 通常设定目标检测概率  $\overline{P_{\text{D}}}$ , 当  $P_{\text{D}} \geq \overline{P_{\text{D}}}$  时才能较好地保护主用户正常工作。

定义 PU 存在的概率为  $P(H_1)$ , 空闲的概率为  $P(H_0)$ , 则当 PU 空闲时每架 UAV 到 SR 的传输速率可表示为

$$C_{H_0} = \log\left(1 + \frac{\beta_{\text{SU}}^2 \varphi_{\text{U}}}{\sigma^2}\right) \quad (7)$$

式中:  $\varphi_{\text{U}}$  为 UAV 的发射功率。设  $\gamma_{\text{S}} = \frac{\beta_{\text{SU}}^2 \varphi_{\text{U}}}{\sigma^2}$ , 则当 PU 处于工作状态时, 每架 UAV 到 SR 的传输速率可表示为

$$C_{H_1} = \log\left(1 + \frac{\gamma_{\text{S}}}{1+\gamma}\right) \quad (8)$$

次级链路的传输将分为以下两种情形: 一是 FC 正确检测到 PU 处于空闲状态, 此时次级链路的吞吐量为  $(T_c - \tau_s - M\tau_r) C_{H_0} / T_c$ ; 二是 FC 发生漏检, PU 实际处于工作状态但却被检测为空闲, 此时次级链路的吞吐量为  $((T_c - \tau_s - M\tau_r) / T_c) C_{H_1}$ 。因此, 次级链路的平均 SE 可表示为  $\eta_{\text{SE}} = \eta_{\text{SE1}} + \eta_{\text{SE2}}$ 。

$$\eta_{\text{SE1}} = ((T_c - \tau_s - M\tau_r) / T_c) C_{H_0} (1 - P_{\text{F}}) P(H_0) \quad (9)$$

$$\eta_{\text{SE2}} = ((T_c - \tau_s - M\tau_r) / T_c) C_{H_1} (1 - P_{\text{D}}) (1 - P(H_0)) \quad (10)$$

为了避免漏检导致的 PU 与 SR 之间产生较大干扰, 且在 IEEE 802.22 WRAN 中,  $\overline{P_{\text{D}}}$  要大于 0.9。其次  $P(H_0)$  要足够小才能够保证认知通信经济可

行且有实际意义。基于以上分析可知  $\eta_{SE1} \geq \eta_{SE2}$ 。因此, 平均吞吐量近似为

$$\widetilde{\eta_{SE}} \approx \eta_{SE1} = ( (T_c - \tau_s - M\tau_r) / T_c ) C_{H_0} (1 - P_F) P(H_0) \quad (11)$$

## 1.2 折中优化模型

接下来对 UAV 的 EE 进行分析。在如图 1 所示的模型中, UAV 的感知功率、报告功率、推进功率以及悬停功率分别用  $\varphi_s$ 、 $\varphi_r$ 、 $\varphi_{fly}$  和  $\varphi_{hov}$  表示。其中,

$\varphi_{fly} = \varphi_{full} \varphi_{hov} = \sqrt{\frac{(m_{tot}g)^3}{2\pi r_p^2 n_p \rho}} m_{tot}$  为 UAV 重量  $g$  为重力加速度  $\rho$  为空气密度  $n_p$  为 UAV 旋翼的数量  $r_p$  为 UAV 旋翼的半径  $v_{max}$  表示 UAV 的最大飞行速度  $\varphi_{full}$  表示 UAV 以最大速度  $v_{max}$  全速飞行时的推进功率<sup>[12-13]</sup>。令 UAV 的平均功率消耗为  $\varphi = \frac{E}{T_c}$ ,  $E$  为 UAV 能量消耗, 则有

$$\varphi = \frac{M[\tau_s \varphi_s + \tau_r \varphi_r + (\tau_s + \tau_r)(\varphi_{fly} + \varphi_{hov})]}{T_c} + \frac{[P(H_0)(1 - P_F) + (1 - P(H_0))(1 - P_D)]}{T_c} \times (T_c - \tau_s - M\tau_r)(\varphi_{fly} + \varphi_{hov} + \varphi_U) \quad (12)$$

将 EE 定义为平均吞吐量与平均功率消耗的比值, 则根据式(11)和式(12), 得到 UAV 通信的 EE 为

$$\eta_{EE} = \frac{\eta_{SE}}{\varphi} \quad (13)$$

为了平衡 EE 和 SE, 定义  $\delta = \mu \widetilde{\eta_{SE}} + (1 - \mu) \eta_{EE}$  为能谱效折中参量, EE 和 SE 的折中的优化问题 (Optimization Problem, OP) 表述如下:

$$\max_{K, \tau_s, \varphi_U} \delta \quad (14a)$$

s.t.

$$0 < K \leq M, \quad (14b)$$

$$0 < \tau_s < T_c - M\tau_r, \quad (14c)$$

$$0 \leq \varphi_U \leq \varphi_{max} \quad (14d)$$

式中:  $\varphi_{max}$  为 UAV 的最大发射功率;  $\mu$  表示权重因子, 且有  $0 \leq \mu \leq 1$ 。当  $\mu$  为 0 和 1 时分别表示最大化 EE 和最大化 SE, 当  $\mu$  为 (0, 1) 中某一个具体值时该优化问题为 EE 和 SE 联合优化问题。

## 2 优化问题求解

本文目标是通过优化 UAV 的  $\tau_s$ 、 $\varphi_U$  和  $K$  解决

EE 和 SE 折中的优化问题。首先, 证明存在  $\tau_s^{opt}$ 、 $\varphi_U^{opt}$  以及  $K^{opt}$  使得问题 OP 最优; 其次, 通过二分法以及穷尽搜索法分别求得  $\tau_s^{opt}$ 、 $\varphi_U^{opt}$  和  $K^{opt}$ ; 最后, 迭代求解 EE 和 SE 折中的优化问题。

### 2.1 感知时间优化

对于具体的  $\mu$  值和门限  $K$ , 分别通过求导分析  $\tau_s$  对  $\widetilde{\eta_{SE}}$  与  $\eta_{EE}$  的影响。首先, 通过求  $\widetilde{\eta_{SE}}$  关于  $\tau_s$  的一阶偏导数可得

$$\frac{\partial \widetilde{\eta_{SE}}}{\partial \tau_s} = \frac{-P(H_0) C_{H_0}}{T_c} \left[ (1 - P_F) + \frac{dP_F}{d\tau_s} (T_c - \tau_s - M\tau_r) \right] \quad (15)$$

式中:

$$\frac{dP_F}{d\tau_s} = M \left( \frac{M-1}{K-1} \right) p_f^{K-1} (1 - p_f)^{M-K} \frac{dp_f}{d\tau_s} \quad (16)$$

$$\frac{dp_f}{d\tau_s} = -\frac{\gamma}{4\sqrt{\frac{f_s}{\pi\tau_s}}} \exp \left\{ -\frac{(\sqrt{2\gamma+1}Q^{-1}(p_d) + \gamma\sqrt{\frac{\tau_s f_s}{2}})^2}{2} \right\} \quad (17)$$

由式(15)可推出,  $\lim_{\tau_s \rightarrow T_c - M\tau_r} \frac{\partial \eta_{SE}}{\partial \tau_s} < 0$ 。又由于

$\lim_{\tau_s \rightarrow 0} \frac{dp_f}{d\tau_s} = -\infty$ , 代入式(16)得到  $\lim_{\tau_s \rightarrow 0} \frac{dP_F}{d\tau_s} = -\infty$ , 联立式

(17) 有  $\lim_{\tau_s \rightarrow 0} \frac{\partial \eta_{SE}}{\partial \tau_s} = +\infty$ 。

由此可以得出, 存在最优的感知时间  $\tau_s^{opt, SE}$  使得  $\eta_{SE}$  最大, 该最大值可以通过以下的二分法求得:

初始化: 初始化  $\tau_s$  的两个边界值分别为  $\tau_s(0)$  和  $\tau_s(f)$ , 求出  $\tau_s(m) = [\tau_s(0) + \tau_s(f)]/2$ ; 初始化误差精度  $\varpi$ 。求出

$\eta_{SE}(\tau_s(0))$ 、 $\eta_{SE}(\tau_s(f))$  和  $\eta_{SE}(\tau_s(m))$ ; 定义  $\frac{\partial \eta_{SE}}{\partial \tau_s} = \eta_{SE}'$ 。

Repeat

If  $\eta_{SE}'(\tau_s(m)) < 0$

$\tau_s(f) \leftarrow \tau_s(m)$ ;

求出  $\eta_{SE}(\tau_s(f))$ ;

end

else if  $\eta_{SE}'(\tau_s(m)) > 0$

$\tau_s(0) \leftarrow \tau_s(m)$ ;

计算  $\eta_{SE}(\tau_s(0))$ ;

end

计算  $\eta_{SE}(\tau_s(m))$  和  $\tau_s(m) = [\tau_s(0) + \tau_s(f)]/2$ ;

计算  $\eta_{SE}'(\tau_s(m))$ ;

Until  $\eta_{SE}'(\tau_s(m)) \leq \varpi$ ;

输出:  $\tau_s^{opt, SE} \leftarrow \tau_s(m)$ 。

同理,求  $\eta_{EE}$  关于  $\tau_s$  的一阶偏导数可得

$$\frac{\partial \eta_{EE}}{\partial \tau_s} = \frac{T_c}{E^2} \left( E \frac{\partial \widetilde{\eta_{SE}}}{\partial \tau_s} - \widetilde{\eta_{SE}} \frac{\partial E}{\partial \tau_s} \right) \quad (18)$$

式中:

$$\begin{aligned} \frac{\partial E}{\partial \tau_s} = & M(\varphi_{fly} + \varphi_{hov} + \varphi_s) - \\ & [P(H_0)(1-P_F) + (1-P(H_0)(1-P_D))] \times \\ & (\varphi_{fly} + \varphi_{hov} + \varphi_U) - \\ & P(H_0)(T_c - \tau_s - M\tau_r)(\varphi_{fly} + \varphi_{hov} + \varphi_U) \frac{dP_F}{d\tau_s} \quad (19) \end{aligned}$$

$$\text{令 } G = \frac{T_c}{P(H_0)C_{H_0}} \left( E \frac{\partial \widetilde{\eta_{SE}}}{\partial \tau_s} - \widetilde{\eta_{SE}} \frac{\partial E}{\partial \tau_s} \right) \text{ 则}$$

$$\begin{aligned} G = & -(T_c - \tau_s - M\tau_r) M[\tau_s \varphi_s + \tau_r \varphi_r + (\tau_s + \tau_r)(\varphi_{fly} + \varphi_{hov})] - \\ & [(1-P(H_0)(1-P_D))(\varphi_{fly} + \varphi_{hov} + \varphi_U)(T_c - \tau_s - M\tau_r)^2] \frac{dP_F}{d\tau_s} + \\ & (1-P_F)[M(T_c - M\tau_r)(\varphi_s + \varphi_{fly} + \varphi_{hov}) + M\tau_r(\varphi_r + \varphi_{fly} + \varphi_{hov})] \quad (20) \end{aligned}$$

$$\text{由上可知 } \lim_{\tau_s \rightarrow 0} \frac{dP_F}{d\tau_s} = -\infty, \text{ 代入式(20)得 } \lim_{\tau_s \rightarrow 0} G =$$

$$+\infty, \text{ 从而 } \lim_{\tau_s \rightarrow 0} \frac{\partial \eta_{EE}}{\partial \tau_s} = +\infty. \text{ 又由于 } \lim_{\tau_s \rightarrow T_c - M\tau_r} \frac{\partial \widetilde{\eta_{SE}}}{d\tau_s} < 0, \text{ 因}$$

此有  $\lim_{\tau_s \rightarrow T_c - M\tau_r} \frac{\partial \eta_{EE}}{\partial \tau_s} < 0$ , 存在最优的感知时间  $\tau_s^{\text{opt-EE}}$  使得  $\eta_{EE}$  最大, 该最优值可通过将二分法重置为 EE 相关参数后经过相同的步骤求得。

由于  $\delta = \mu \widetilde{\eta_{SE}} + (1-\mu) \eta_{EE}$ , 结合以上分析可得

$$\lim_{\tau_s \rightarrow 0} \frac{\partial \delta}{d\tau_s} = +\infty, \lim_{\tau_s \rightarrow T_c - M\tau_r} \frac{\partial \delta}{d\tau_s} = -\infty. \text{ 因此, 存在一个最优}$$

的感知时间  $\tau_s^{\text{opt}}$  使得  $\delta$  最大, 通过以下的穷尽搜索法可以求得该值。

初始化:

if

$$\tau_s(0) = \tau_s^{\text{opt-SE}}, \pi_s(f) = \tau_s^{\text{opt-EE}};$$

else

$$\tau_s(0) = \tau_s^{\text{opt-EE}}, \pi_s(f) = \tau_s^{\text{opt-SE}};$$

end

将区间  $(\tau_s(0), \tau_s(f))$  按照等间隔  $I$  分开为

$$\frac{\tau_s(f) - \tau_s(0)}{I} + 1 \text{ 个点:}$$

$$(\tau_s(0), \pi_s(I), \pi_s(2I), \dots, \pi_s(f));$$

计算  $\delta$  在上述各点的值;

$$\delta(\tau_s^{\text{opt}}) = \max(\delta(\tau_s(i))) \quad i=0, 1, 2, \dots, \frac{\tau_s(f) - \tau_s(0)}{I} + 1.$$

• 1244 •

当  $\tau_s^{\text{opt-EE}} > \tau_s^{\text{opt-SE}}$  时, 则  $\tau_s^{\text{opt}}$  处于  $[\tau_s^{\text{opt-SE}}, \tau_s^{\text{opt-EE}}]$  之间; 当  $\tau_s^{\text{opt-EE}} < \tau_s^{\text{opt-SE}}$  时, 则  $\tau_s^{\text{opt}}$  处于  $[\tau_s^{\text{opt-EE}}, \tau_s^{\text{opt-SE}}]$  之间。

## 2.2 发射功率优化

接下来分析  $\varphi_U$  对 OP 的影响。 $\widetilde{\eta_{SE}}$  关于  $\varphi_U$  的一阶导数和二阶导数分别为

$$\frac{\partial \widetilde{\eta_{SE}}}{\partial \varphi_U} = \left( \frac{T_c - \tau_s - M\tau_r}{T_c} \right) P(H_0)(1-P_F) \frac{1}{\varphi_U \ln 2}, \quad (21)$$

$$\frac{\partial^2 \widetilde{\eta_{SE}}}{\partial \varphi_U^2} = \left( \frac{T_c - \tau_s - M\tau_r}{T_c} \right) P(H_0)(1-P_F) \frac{-1}{\varphi_U^2 \ln 2} < 0. \quad (22)$$

$$\text{由于 } \lim_{\varphi_U \rightarrow 0} \frac{\partial \widetilde{\eta_{SE}}}{\partial \varphi_U} = +\infty, \lim_{\varphi_U \rightarrow \infty} \frac{\partial \widetilde{\eta_{SE}}}{\partial \varphi_U} = 0 \text{ 且 } \widetilde{\eta_{SE}} \text{ 关于 } \varphi_U$$

的二阶导数小于 0,  $\widetilde{\eta_{SE}}$  的值随着  $\varphi_U$  的增加而增加,

使  $\widetilde{\eta_{SE}}$  最大的  $\varphi_U^{\text{opt-SE}}$  为  $\varphi_{\max}$ 。定义  $\Gamma = [P(H_0)(1-P_F) + (1-P(H_0)(1-P_D))] \eta_{EE}$  关于  $\varphi_U$  的一阶导数为

$$\begin{aligned} \frac{\partial \eta_{EE}}{\partial \varphi_U} = & \left( \frac{T_c - \tau_s - M\tau_r}{T_c} \right) P(H_0)(1-P_F) \frac{1}{\varphi_U^2} \times \\ & \left\{ \frac{\varphi}{\ln(2) \varphi_U} - \Gamma \times \ln \left( 1 + \frac{\beta_{SU} \psi_U}{\sigma^2} \right) \right\}. \quad (23) \end{aligned}$$

$$\text{取极限得 } \lim_{\varphi_U \rightarrow 0} \frac{\partial \eta_{EE}}{\partial \varphi_U} = +\infty, \lim_{\varphi_U \rightarrow \infty} \frac{\partial \eta_{EE}}{\partial \varphi_U} = -\infty.$$

设

$$\begin{aligned} F = & \frac{\varphi}{\ln(2) \varphi_U} - \\ & [P(H_0)(1-P_F) + (1-P(H_0)(1-P_D))] \times \ln \left( 1 + \frac{\beta_{SU} \psi_U}{\sigma^2} \right), \quad (24) \end{aligned}$$

对其求一阶导数得

$$\begin{aligned} \frac{\partial F}{\partial \varphi_U} = & \frac{-\left\{ M \left[ \frac{\tau_s \varphi_s + \tau_r \varphi_r + (\tau_s + \tau_r)(\varphi_{fly} + \varphi_{hov})}{T_c} \right] + (\varphi_{fly} + \varphi_{hov}) \times \Gamma \right\}}{\varphi_U^2 \ln 2} - \\ & \frac{[P(H_0)(1-P_F) + (1-P(H_0)(1-P_D))] \times \left( \frac{T_c - \tau_s - M\tau_r}{T_c} \right)}{\varphi_U \ln 2} < 0. \quad (25) \end{aligned}$$

因此,  $\frac{\partial \eta_{EE}}{\partial \varphi_U}$  单调递减,  $\eta_{EE}$  随  $\varphi_U$  先增后减, 存在

最优的  $\varphi_U^{\text{opt-EE}} \in (0, +\infty)$  使得  $\eta_{\text{EE}}$  最大。设使得  $\delta$  最大的 UAV 发射功率为  $\varphi_U^{\text{opt}}$ , 则当  $\varphi_U^{\text{opt-EE}} \geq \varphi_{\text{max}}$  时  $\varphi_U^{\text{opt}} = \varphi_{\text{max}}$ ; 当  $\varphi_U^{\text{opt-EE}} < \varphi_{\text{max}}$  时,  $\varphi_U^{\text{opt-EE}} \leq \varphi_U^{\text{opt}} < \varphi_{\text{max}}$ , 该最优值可通过将穷尽搜索法重置为发射功率相关参数后经过相同的步骤求得。

### 2.3 判决门限优化

接下来分析  $\delta$  与判决门限的关系。在式(5)中, 对于任一个  $K$  值,  $P_F$  服从二项分布。由二项分布的概率分布知识可知, 随着  $K$  值的增大,  $P_F$  将逐渐减小。因此, 在式(11)中随着  $K$  值的增大  $\eta_{\text{SE}}$  将逐渐增大, 因此, 使  $\eta_{\text{SE}}$  最大的  $K$  值为  $K^{\text{opt-SE}} = M$ 。

由式(12)和式(13)构造函数  $R(K, \theta) = T_c \eta_{\text{SE}} - \theta E$ , 求  $R(K, \theta)$  对与  $K$  的一阶偏导数可得

$$\frac{\partial R(K, \theta)}{\partial K} = R(K+1, \theta) - R(K, \theta) \quad (26)$$

令该一阶导数等于 0, 两边取对数, 整理可得

$$K \approx \left\lceil \frac{A}{B} \right\rceil = \left\lceil \frac{\ln \left[ \frac{P(H_0) C_{H_0} - P(H_0) \theta (\varphi_{\text{fly}} + \varphi_{\text{hov}} + \varphi_U)}{\theta (1 - P(H_0) (\varphi_{\text{fly}} + \varphi_{\text{hov}} + \varphi_U)) \left( \frac{1 - p_{\text{f},i}}{1 - p_{\text{d},i}} \right)^M} \right]}{\ln \left[ \left( \frac{1 - p_{\text{f},i}}{p_{\text{f},i}} \right) \left( \frac{p_{\text{d},i}}{1 - p_{\text{d},i}} \right) \right]} \right\rceil \quad (27)$$

式中:  $\lceil \cdot \rceil$  表示向上取整的函数。因为  $Q(x)$  为减函数, 且  $(\frac{\omega}{\sigma^2} - 1) \sqrt{\frac{\tau_s f_s}{2}} > (\frac{\omega}{\sigma^2} - \gamma_i - 1) \sqrt{\frac{\tau_s f_s}{2\gamma_i + 1}}$ , 则由式(2)和式(3)可得  $p_{\text{f},i} < p_{\text{d},i}$ , 故有  $B > 0$ 。又因为  $K$  为正整数, 可推出  $A > 0$ , 由此可得出

$$\theta < \frac{(1 - p_{\text{f},i})^M P(H_0) C_{H_0}}{(\varphi_{\text{fly}} + \varphi_{\text{hov}} + \varphi_U) [1 - P(H_0) (1 - p_{\text{f},i})^M + P(H_0) (1 - p_{\text{d},i})^M]} \quad (28)$$

因此, 存在  $K^{\text{opt-EE}}$  使得  $\eta_{\text{EE}} \in (0, \theta)$ 。结合以上分析可知, 存在  $K^{\text{opt}} \in [K^{\text{opt-EE}}, M]$  使得  $\delta$  最大, 该最优值可通过将穷尽搜索法重置为判决门限相关参数后经过相同的步骤求得。

基于以上分析与算法, 通过  $\tau_s$ 、 $\varphi_U$  与  $K$  三个参数的迭代进行联合优化使得  $\delta$  值最大, 该能效和谱效的折中优化算法设计如下:

初始化: 精度  $\Delta$ ,  $n=1$ ,  $I_2$ ,  $I_3$ , 发射功率最小值  $\varphi_{\text{min}}$  以及最大值  $\varphi_{\text{max}}$ ,  $\varphi_U(n) = \varphi_{\text{min}}$ ,  $K(n) = 1$ 。

repeat

将  $K(n)$ ,  $\varphi_U(n)$  代入二分法和穷尽搜索法, 求得  $\tau_s^{\text{opt}}$ ;

$\tau_s(n+1) \leftarrow \tau_s^{\text{opt}}$ ;

将  $K(n)$ ,  $\tau_s(n+1)$  代入穷尽搜索法, 求得  $\varphi_U^{\text{opt}}$ ;

$\varphi_U(n+1) \leftarrow \varphi_U^{\text{opt}}$ ;

将  $\tau_s(n+1)$ ,  $\varphi_U(n+1)$  代入穷尽搜索法, 求得  $K^{\text{opt}}$ ;

$K(n+1) \leftarrow K^{\text{opt}}$ ;

$\delta(n) = \delta(K(n), \varphi_U(n), \tau_s(n))$ ;

$n = n+1$ ;

until  $\delta(K(n+1), \varphi_U(n+1), \tau_s(n+1)) - \delta(K(n), \varphi_U(n), \tau_s(n)) \geq \Delta$

输出:  $\delta(n)$ ,  $K(n)$ ,  $\varphi_U(n)$ ,  $\tau_s(n)$ 。

### 2.4 复杂度分析

二分法的复杂度为  $O_1 = \left\lceil \lg \left( \frac{T_c - M\tau_s}{\varpi} \right) \right\rceil$ ,  $\lceil x \rceil$  表示大于  $x$  的最小整数。穷尽搜索法调用了三次, 其相应复杂度分别为  $O_2 = \left\lceil \frac{\tau_s^0 - \tau_s^f}{I_2} \right\rceil$ ,  $O_3 = \left\lceil \frac{\varphi_{\text{max}}}{I_3} \right\rceil$ ,  $O_4 = \lceil M-1 \rceil$ , 其中  $I_2$  与  $I_3$  为两次穷尽搜索时设定的间隔。因此, 其总的算法复杂度为  $2O_1 O_2 O_3 O_4$  [14-15]。

## 3 仿真与分析

本节通过仿真结果来验证所提 EE 和 SE 折中优化方案的性能。PT 所用频谱的中心频率为 2.4 GHz, 具体的系统仿真参数如表 1 所示。

表 1 仿真参数

参数名称	符号表示	数值
无人机数量	$M$	10
旋翼半径	$r_p / \text{m}$	0.2
全速飞行功率	$\varphi_{\text{full}} / \text{W}$	5
最大速度	$v_{\text{max}} / (\text{m} \cdot \text{s}^{-1})$	10
飞行高度	$H / \text{m}$	60
时帧	$T_c / \text{s}$	0.1
主用户发射功率	$\varphi_T / \text{W}$	10
重力加速度	$g / (\text{m} \cdot \text{s}^{-2})$	9.8
飞行半径	$r_f / \text{m}$	700
无人机质量	$m_{\text{tot}} / \text{kg}$	0.5
旋翼数量	$n_p$	4
噪声方差	$\sigma^2 / \text{dB}$	-20
目标检测概率	$\overline{P_d}$	0.9
采样频率	$f_s / \text{kHz}$	2
报告时间	$\tau_r / \text{ms}$	0.1
感知功率	$\varphi_s / \text{W}$	0.4
报告功率	$\varphi_r / \text{W}$	0.1
主用户存在概率	$P(H_0)$	0.7

EE 和 SE 随感知时间变化的曲线如图 3 所示, 其中 AND 和 OR 融合规则下  $K$  值分别为  $M$  和 1。

对于三种融合规则,都存在最优的感知时间使能效和谱效获得最大值。然而,与 OR 和 AND 融合规则相比,本文所提算法提供了更高的 EE 和 SE 值。从图中可看到,AND 融合规则下 EE 和 SE 的性能最差,同时 SE 和 EE 的最大值不能同时得到,且本文所提算法下,使 EE 和 SE 最大的最优  $\tau_s$  值分别为  $\tau_s = 1 \text{ ms}$  和  $\tau_s = 12 \text{ ms}$ 。因此,为了联合提升 SE 和 EE 的性能,感知时间是一个需要优化的重要参数。

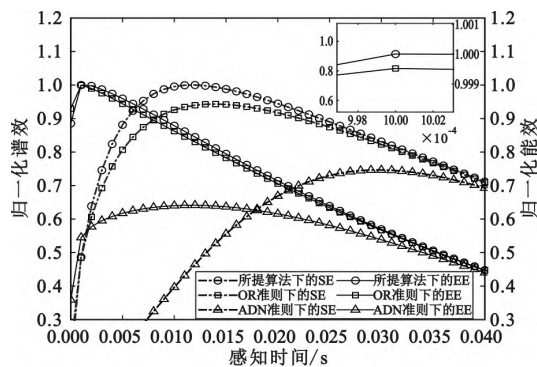


图3 不同融合规则下谱效与能效随感知时间变化的曲线

图4给出了感知时间和发射功率确定条件下的 SE 和 EE 与判决门限  $K$  之间的关系。由图可知,使 EE 和 SE 取得最大值的判决门限不同,且对于一个特定的  $\gamma = -5 \text{ dB}$  时,分别在  $K=4$  和  $K=2$  时取得 SE 和 EE 的最大值。因此可以通过合理设置最优的判决门限  $K$ ,使得 SE 和 EE 的折中达到更佳的性能。当感知信噪比  $\gamma$  发生变化时,使 EE 和 SE 取得最大值的判决门限也发生了改变。同时,当判决门限  $K=M$  时,EE 和 SE 均处于最小值,验证了 AND 融合规则下 EE 和 SE 的性能最差。

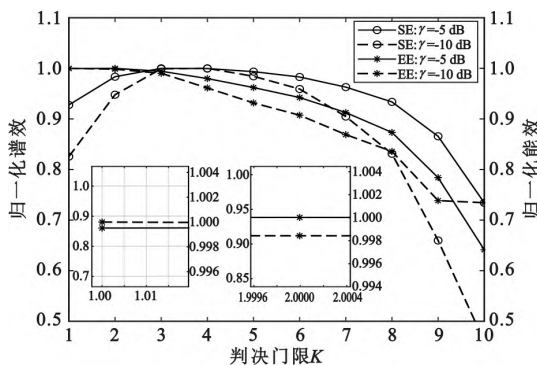


图4 归一化能效与谱效随判决门限变化的曲线

图5给出了  $\tau_s$  和  $K$  最优条件下 EE 和 SE 随  $\mu$  值变化的曲线。注意到曲线不是平滑的,因为选择不同  $\mu$  值时对应的最优的感知时间和  $K$  值是不同的。当  $\mu$  的值从 0 到 1 变化的过程中,随着 SE 的上

升,EE 逐渐下降。 $\mu=0$  对应的是最大化 EE 的方案设计, $\mu=1$  对应的是最大化 SE 的设计。同时,当考虑 UAV 的能量受限问题为主要因素时,可以在满足 SE 需求的条件下最大化 EE。当考虑 SU 的高吞吐量时,可以在满足 EE 条件下的最大化 SE。此时,可以根据图中所示的能效与谱效关系来确定适当的  $\mu$  值。

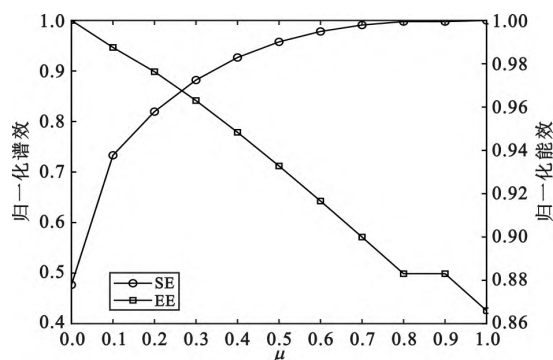


图5 能效与谱效随  $\mu$  变化的曲线

如图6所示,EE 随着  $\varphi_U$  的增大呈现先增后减的趋势,验证了相关理论分析的正确性。随着噪声功率的增大,EE 逐渐下降,且使 EE 取得最大值的  $\varphi_U$  值也变大。当 UAV 发射功率有限(如图中虚线所示为最大功率)、噪声功率为  $-25 \text{ dB}$  时,  $\varphi_U^{\text{opt,EE}}$  取在该曲线的峰值处;当噪声功率为  $-15 \text{ dB}$  和  $-5 \text{ dB}$  时,使得能效最大的发射功率  $\varphi_U^{\text{opt,EE}}$  的取值均取在虚线与两条曲线的交点处,即最大发射功率为  $\varphi_U^{\text{opt,EE}}$ 。

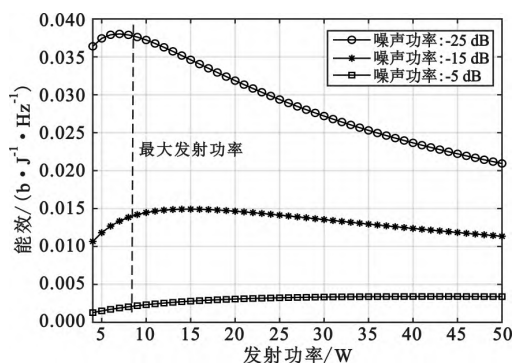


图6 不同噪声条件下能效与发射功率间的关系曲线

图7给出了当  $\mu=0.5$  时本文所提出的迭代优化算法与现有的固定发射功率方案下得到的  $\delta$  随感知时间和判决门限  $K$  变化的三维曲线图,可见本文所提方案性能优于现有方案,且同时存在最优的感知时间和判决门限  $K$  使得  $\delta$  最大,即该三维曲线的最高峰值,此时能效与谱效达到最佳的均衡性能。

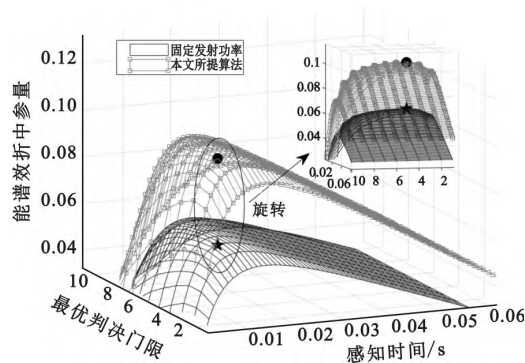


图 7 最优发射功率条件下能谱效折中参量随  $K$  与  $\tau_s$  变化的三维图

## 4 结 论

在 UAV 认知通信网络中,能量效率与频谱效率的同时优化可能会发生冲突。本文研究了基于 UAV 协作感知的 SE-EE 折中优化问题,证明存在最优的感知时间、判决门限以及 UAV 发射功率分别使得能量效率和频谱效率最大,并通过二方法和穷尽搜索法求解最优值。然后,提出了一种联合优化感知时间、判决门限以及 UAV 发射功率的算法,以求解频谱效率和能量效率的折中优化问题。结果表明,本文所提方案优于现有方案,能量效率和频谱效率之间存在权衡,并且  $\mu$  值不同,代表着能谱效的需求不同。 $\mu$  值越小,能效性能越突出; $\mu$  值越大,谱效性能越突出。对于不同的  $\mu$  值,可根据本文所提算法求得不同的一组感知时间、判决门限以及 UAV 发射功率值使得该能谱效折中最优。

## 参考文献:

- [1] ORFANUS D, FTERITAS E P, ELIASSEN F. Self-organization as a supporting paradigm for military UAV relay networks [J]. IEEE Communications Letters, 2016, 20(4): 804-807.
- [2] 陈志勇. 面向无人机通信的频谱资源利用与优化 [D]. 浙江: 浙江理工大学, 2019.
- [3] AMIN R, MARTIN J, DEATON J, et al. Balancing spectral efficiency, energy consumption, and fairness in future heterogeneous wireless systems with reconfigurable devices [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2013, 31(5): 969-980.
- [4] WANG X, EKIN S, SERPEDIN E. Joint spectrum sensing and resource allocation in multi-band-multi-user cognitive radio networks [J]. IEEE Transactions on Communications, 2018, 66(8): 3281-3293.
- [5] ZHANG B, CHEN K. Selective spectrum leasing in Internet of Things via Nash bargaining solutions [C]// Proceedings of 2012 IEEE 2nd International Conference on Cloud Computing and Intelligence Systems. Hangzhou: IEEE, 2012: 841-845.
- [6] XIONG C, LI G, ZHANG S, et al. Energy and spectral-efficiency tradeoff in downlink OFDMA networks [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2011, 10(11): 3874-3886.
- [7] HAIDER F, WANG C, HAAS H, et al. Spectral and energy efficiency analysis for cognitive radio networks [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2015, 14(6): 2969-2980.
- [8] HU H, ZHANG H, LIANG Y. On the spectrum and energy-efficiency tradeoff in cognitive radio networks [J]. IEEE Transactions on Communications, 2016, 64(2): 490-501.
- [9] GHORBEL M, GHAZZAI H, KADRI A, et al. An energy efficient overlay cognitive radio approach in UAV-based communication [C]// Proceedings of 2018 IEEE Global Communications Conference. Abu Dhabi: IEEE, 2018: 1-6.
- [10] LIU L, ZHANG S, ZHANG R. CoMP in the sky: UAV placement and movement optimization for multi-user communications [J]. IEEE Transactions on Communications, 2019, 67(8): 5645-5658.
- [11] LIANG Y, ZENG Y, PEH E C Y, et al. Sensing-throughput tradeoff for cognitive radio networks [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2008, 7(4): 1326-1337.
- [12] HULENS J, GOEDEME T. How to choose the best embedded processing platform for on-board UAV image processing? [C]// Proceedings of 2015 International Joint Conference Computer Vision, Imaging and Computer Graphics Theory and Applications. Berlin: IEEE, 2015: 377-386.
- [13] HU H, HUANG Y, DA X, et al. Optimization of energy management for UAV-enabled cognitive radio [J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2020, 9(9): 1505-1508.
- [14] BOYD S, VANDENBERGHE L. Convex optimization [M]. Cambridge: Cambridge University Press, 2013.
- [15] PEI Y, LIANG Y, THE K, et al. Energy-efficient design of sequential channel sensing in cognitive radio networks: optimal sensing strategy, power allocation, and sensing order [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2011, 29(8): 1648-1659.

## 作者简介:

黄仰超 男, 1977 年生于重庆, 2017 年获博士学位, 现为副教授, 主要研究方向为软件无线电、认知无线电和数据链技术等。

谷奕龙 男, 1997 年生于吉林辽源, 2019 年获学士学位, 现为硕士研究生, 主要研究方向为空天通信与网络、信息对抗与智能感知等。

胡航 男, 1989 年生与河南南阳, 2016 年获博士学位, 现为副教授, 主要研究方向为认知无人机网络、绿色通信、认知数据链等。

程国兵 男, 1976 年生于江苏如皋, 2013 年于电子科技大学获博士学位, 主要研究方向为宽带无线通信、数据链技术等。

韩惠竹 女, 1995 年生于河南周口, 硕士研究生, 主要研究方向为空地通信与网络。

安琪 女, 1994 年生于黑龙江哈尔滨, 硕士研究生, 主要研究方向为空地通信与网络。