

毫米波蜂窝网络混合频谱接入方案的性能研究

李中捷, 陈燚雷, 刘倩倩, 朱翠涛

(中南民族大学智能无线通信湖北省重点实验室, 湖北 武汉 430074)

摘 要: 针对毫米波蜂窝网络中开放接入模式下多运营商双频混合频谱接入方案的频谱效率进行了研究。首先, 采用泊松点过程对各运营商基站分布进行建模, 用户根据最大接收功率准则选择基站以及高频载波信号干扰噪声比 (SINR) 阈值接入准则选择载波频段; 其次, 采用速率覆盖率作为研究频谱效率的性能指标, 根据信道模型、路径损耗模型和天线模型, 由随机几何理论推导出速率覆盖率的理论计算式; 最后, 通过仿真实验分析用户密度、基站密度和天线增益等参数对速率覆盖率的影响。实验结果表明, 多运营商双频混合频谱接入方案具有较好的频谱利用率。

关键词: 毫米波; 混合频谱接入; 速率覆盖率; 泊松点过程; 随机几何

中文分类号: TN929.5

文献标识码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-436x.2018141

Performance study of hybrid spectrum access scheme in millimeter wave cellular network

LI Zhongjie, CHEN Yilei, LIU Qianqian, ZHU Cuitao

Hubei Key Laboratory of Intelligent Wireless Communications, South-Central University For Nationalities, Wuhan 430074, China

Abstract: In millimeter wave cellular networks, the spectrum efficiency of multi-operator dual frequency hybrid spectrum access scheme under open access mode was studied. Firstly, Poisson point process was used to model the distribution of base stations of each operator, the base station and carrier frequency were selected by users based on maximum received power criterion and high frequency carrier signal to interference plus noise ratio (SINR) threshold access criterion respectively. Secondly, the rate coverage was used as performance criteria to study the spectrum efficiency, and the theoretical expression of rate coverage was derived based on stochastic geometry theory according to channel model, path loss model and antenna model. Finally, the influence of user density, base station density and antenna gain on rate coverage was analyzed by simulation. The experimental results show that the multi-operator dual frequency hybrid spectrum access scheme has better spectrum utilization efficiency.

Key words: millimeter wave, hybrid spectrum access, rate coverage, Poisson point process, stochastic geometry

1 引言

相比 6 GHz 以下的微波频段, 毫米波在 30~300 GHz 频段范围内拥有大量的频谱资源, 因此未来 5G 移动通信系统采用毫米波作为无线通信的载频^[1-3]。尽管毫米波拥有大量可以用于无线通信的频谱资源,

但并不是无限的, 尤其是当多个运营商需要使用专用频谱模式以及考虑卫星通信等其他通信需求时^[4]。因此, 需要高效的频谱接入方案用于提高毫米波蜂窝网络的频谱效率^[5]。

在传统蜂窝网络中, 运营商通过购买专用的频谱使用许可证, 获得一个特定频谱的专有使用权。

收稿日期: 2018-01-20; 修回日期: 2018-06-03

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.61379028, No.61671483); 湖北省自然科学基金资助项目 (No.2016CFA089)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (No.61379028, No.61671483), The Natural Science Foundation of Hubei Province (No.2016CFA089)

统计信息表明, 这种方式具有较低的频谱使用效率^[6]。在 4G 时代, 认知无线电技术被研究用来提高频谱效率^[7-9]。然而最新的研究表明, 在异构小蜂窝网络中, 使用频谱感知技术提高频谱效率的效果并不明显^[10]。

近几年的研究表明, 在毫米波蜂窝网络中, 多运营商频谱共享的接入方案能够有效地提高频谱效率^[11-14]。文献[11]提出一种主、副运营商频谱共享方案, 主运营商拥有专用的频段, 在限制最大干扰的情况下, 允许副运营商分享该段频谱资源。根据随机几何理论, 推导出主、副运营商覆盖概率和速率的计算式。研究表明, 当最大干扰门限值调整适当时, 该方案能获得较好的频谱共享增益。文献[13]为优化多运营商频谱共享提出一个通用的数学框架, 该框架通过优化联合波束成形和蜂窝接入方案, 最大化用户的吞吐量。此外, 该文献还分析了运营商之间的协作、天线方向和数量等因素对频谱共享性能的影响。研究表明, 较高的频段在频谱共享时能够取得更好的效果。文献[14]首次在毫米波蜂窝网络中提出了多运营商混合频谱接入方案, 即各运营商在一个频段采用专用模式, 在另一个频段采用共享模式。通过仿真实验表明, 该方案优于传统的全频共享模式和专用模式。但是该文献并没有给出混合频谱接入方案性能指标的理论计算式。

本文提出一种多运营商双频混合频谱接入方案, 并采用速率覆盖率 (RC, rate coverage) 作为系统性能指标对该方案进行理论研究和分析。在该方案中, 各运营商使用 28 GHz 和 73 GHz 这 2 种载波频段通信, 在低频段 (28 GHz) 采用专用模式, 在高频段 (73 GHz) 采用共享模式。各运营商的基站分布建模为独立的泊松点过程。用户根据最大接收功率准则选择基站, 并根据高频载波信号干扰噪声比 (SINR, signal to interference plus noise ratio) 阈值接入准则选择载波频段。结合毫米波的信道测量结果建立高频 (73 GHz) 和低频 (28 GHz) 毫米波的信道模型^[3,6], 使用随机几何提供的数学工具^[15-16], 推导出速率覆盖率的理论计算式。最后通过仿真实验比较和分析了混合频谱方案、全频专用方案和全频共享方案的速率覆盖率性能。

2 系统模型

2.1 双频混合频谱接入模型

假设毫米波蜂窝网络中存在 M 个不同的运营

商, 第 m 个运营商的基站服从密度为 λ_m 的泊松点过程分布 Φ_m , 其中, $m \in \{1, 2, \dots, M\}$, 所有运营商基站采用干扰最严重的全频复用模式。蜂窝用户服从密度为 λ_u 的泊松点过程分布 Φ_u 。由于所有用户的分布是稳定且独立于基站分布的, 并且具有相同的下行 SINR 分布, 因此可以通过研究目标用户的性能来代表其他用户的性能。假设目标用户位于二维平面的中心点, 根据 Slivnyak 理论, 该假设并不影响整个泊松点过程的分布。

每个运营商都支持 2 个毫米波频段: 低频 (28 GHz) 载波 c_l 和 高频 (73 GHz) 载波 c_h , 频谱宽度分别为 W_l 和 W_h 。在图 1 所示的混合频谱分配方案中, 每个运营商在载波 c_l 使用专用模式, 载波 c_h 使用共享模式。专用模式是将 28 GHz 的频谱资源 W_l 平均分配给各运营商, 各运营商单独使用带宽为 $W_m^l = \frac{W_l}{M}$ 的专用频谱。共享模式是将 73 GHz 的频谱资源 W_h 全部分配给每个运营商, 各运营商的带宽为 $W_m^h = W_h$ 。

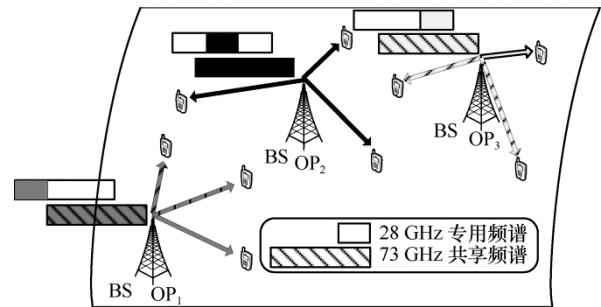


图 1 多运营商混合频谱接入方案

系统采用开放接入模式, 用户可以接入任何一个运营商的基站。定义变量 $s \in \{l, h\}$ 为接入的载波频段。假设目标用户接入运营商 m 的基站, 且接入载波为 c_s 时, 对目标用户产生干扰的运营商集合为 Q_s 。当 $s = h$ 时, 使用高频载波接入, 各运营商的基站都会对目标用户产生干扰, 则 $Q_h = \{1, 2, \dots, M\}$; 当 $s = l$ 时, 使用低频载波接入, 只有运营商 m 的基站会对目标用户产生干扰, 则 $Q_l = \{m\}$ 。

2.2 阻碍模型与信道模型

由于毫米波会受到阻碍效应的影响, 因此存在 2 种通信链路: 视距 (LOS, line of sight) 链路和非视距 (NLOS, non line of sight) 链路。阻碍概率为

$$P_{\text{Los}}(r) = \exp(-\phi r) \quad (1)$$

其中, r 为基站到目标用户的距离, ϕ 为阻碍参数

($\frac{1}{\phi} = 144 \text{ m}$)。将基站分成 2 个子过程：LOS 基站子过程和 NLOS 基站子过程。假设通信链路间相互独立，则 LOS 基站和 NLOS 基站的分布构成了独立的泊松点过程 $\Phi_{m, \text{LOS}}$ 和 $\Phi_{m, \text{NLOS}}$ ，密度分别为 $\lambda_m P_{\text{LOS}}(r)$ 和 $\lambda_m (1 - P_{\text{LOS}}(r))$ 。

为了简化分析，假设信道为瑞利衰落，即 $h \sim \exp(1)$ 。

2.3 路径损耗模型

根据已有测量结果，毫米波路径损耗为

$$l_v^s(r) = \beta_v^s r^{-\alpha_v^s} \quad (2)$$

其中， s 是接入的载波类型， v 是接入的链路类型且 $v \in \{\text{LOS}, \text{NLOS}\}$ ， β_v^s 是载波为 s 、接入链路为 v 的拦截常数， α_v^s 是载波为 s 、接入链路为 v 的路径衰落指数。

2.4 天线模型

假设可以获得目标用户与其服务基站之间的信道状态信息，并能够通过波束成形获得最大的方向增益。73 GHz 和 28 GHz 天线波束成形示意分别如图 2 和图 3 所示。

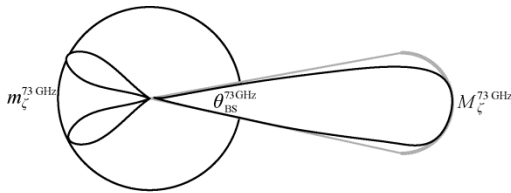


图 2 73 GHz 天线波束成形示意

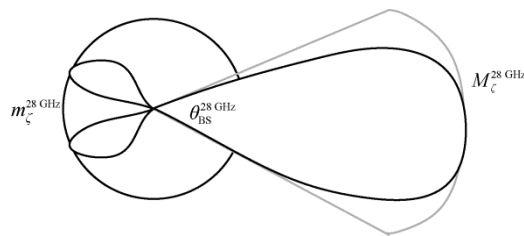


图 3 28 GHz 天线波束成形示意

基站 X_b 到用户的波束成形增益为 G_b^s ，基站和用户处于主瓣增益的概率分别为 $c_{\text{BS}}^s = \frac{\theta_{\text{BS}}^s}{2\pi}$ 和 $c_{\text{MS}}^s = \frac{\theta_{\text{MS}}^s}{2\pi}$ ，基站和用户的主瓣增益为 M_ζ^s ，旁瓣增益为 m_ζ^s ，主瓣波束宽度为 θ_ζ^s ，其中， $\zeta \in \{\text{MS}, \text{BS}\}$ 。干扰链路的波束增益 $G_b^s = a_k^s$ 的概率为 b_k^s ，其中， $b \neq 0$ ， $a_k^s = M_\zeta^s m_\zeta^s$ ， $k \in \{1, 2, 3, 4\}$ 。假设目标用户

的信号链路有完美的波束增益，其波束成形增益为 $G_0^s = a_1^s$ 。 a_k^s 和 b_k^s 的概率质量函数如表 1 所示。

k	a_k^s	b_k^s
1	$M_{\text{MS}}^s M_{\text{BS}}^s$	$c_{\text{MS}}^s c_{\text{BS}}^s$
2	$M_{\text{MS}}^s m_{\text{BS}}^s$	$c_{\text{MS}}^s (1 - c_{\text{BS}}^s)$
3	$m_{\text{MS}}^s M_{\text{BS}}^s$	$c_{\text{BS}}^s (1 - c_{\text{MS}}^s)$
4	$m_{\text{MS}}^s m_{\text{BS}}^s$	$(1 - c_{\text{MS}}^s)(1 - c_{\text{BS}}^s)$

3 性能分析

系统采用开放接入模式，用户可以接入任意一个运营商的基站。本文提出最大接收功率和高频载波 SINR 阈值接入准则作为接入方案，即首先采用最大接收功率准则选择基站，然后使用高频载波 SINR 阈值接入准则选择接入载波频段。

3.1 目标用户 SINR

目标用户接入运营商 m 的第 n 个基站的 s 载波频段的 SINR 为

$$\text{SINR}_{mn}^s = \frac{P_{mn}^s h_{mn}^s l_{mnv}^s(r_{mn}) G_0^s}{\sigma^s + I^s} \quad (3)$$

其中， $l_{mnv}^s(r_{mn})$ 、 G_1^s 、 σ^s 取决于接入的 s 载波频段的频率。对于 2 种载波频段，干扰为

$$I^s = \sum_{i \in Q_s} \sum_{j=1(i=m \text{ 时}, j \neq n)}^{N_i} P^s h_{ij}^s l_{ijv}^s(r_{ij}) G_b^s(\theta_{ij}) \quad (4)$$

其中， Q_s 是载波频段为 s 时，对目标用户产生干扰的运营商集合， N_i 是对目标用户产生干扰的运营商 i 的基站。

3.2 覆盖概率分析

混合频谱接入方案的覆盖概率 (CP, coverage probability) $P_c^s(\lambda_m, T)$ 定义为

$$P_c^s(\lambda_m, T) = P[\text{SINR}_{mn}^s > T] \quad (5)$$

为推导覆盖概率的理论计算式，首先给出 2 个引理。

引理 1 采用最大接收功率准则接入运营商 m ，并且链路为 LOS 和 NLOS 的空概率 (VP, void probability) 的计算式分别为^[17]

$$f_{m, \text{LOS}}^{o-s}(r) = u_{m, \text{NLOS}}^s(D_{m, \text{NLOS}}^m(r)) \cdot \prod_{j=1, j \neq m}^M u_{j, \text{LOS}}^s(D_{j, \text{LOS}}^m(r)) u_{j, \text{NLOS}}^s(D_{j, \text{NLOS}}^m(r)) \quad (6)$$

$$f_{m,\text{NLOS}}^{o-s}(r) = u_{m,\text{LOS}}^s(D_{m,\text{LOS}}^{m,\text{NLOS}}(r)) \cdot \prod_{j=1, j \neq m}^M u_{j,\text{LOS}}^s(D_{j,\text{LOS}}^{m,\text{LOS}}(r)) u_{j,\text{NLOS}}^s(D_{j,\text{NLOS}}^{m,\text{LOS}}(r)) \quad (7)$$

其中， $u_{j,\nu}^s(r) = \exp(-\Lambda_{j,\nu}(D_{j,\nu}^{m,\text{LOS}}(r)))$, $\nu \in \{\text{LOS}, \text{NLOS}\}$, $D_{j,\text{LOS}}^{m,\text{LOS}}(r) = r$, $D_{j,\text{NLOS}}^{m,\text{LOS}}(r) = \left(\frac{\beta_{\text{LOS}}^s}{\beta_{\text{NLOS}}^s}\right)^{\frac{1}{\alpha_{\text{LOS}}^s}} r^{\frac{\alpha_{\text{NLOS}}^s}{\alpha_{\text{LOS}}^s}}$, $\Lambda_{j,\text{LOS}}(r) = 2\pi \int_0^r \lambda_j P_{\text{LOS}}(x) x dx$, $\Lambda_{j,\text{NLOS}}(r) = 2\pi \int_0^r \lambda_j (1 - P_{\text{LOS}}(x)) x dx$ 。

引理 2 采用最大接收功率准则，接入运营商 m 的基站，并且链路为 LOS 和 NLOS 的距离概率密度函数分别为^[17]

$$f_{m,\text{LOS}}^s(r) = 2\pi \lambda_{m,\text{LOS}} r u_{m,\text{LOS}}^s(r) f_{m,\text{LOS}}^{o-s}(r) \quad (8)$$

$$f_{m,\text{NLOS}}^s(r) = 2\pi \lambda_{m,\text{NLOS}} r u_{m,\text{NLOS}}^s(r) f_{m,\text{NLOS}}^{o-s}(r) \quad (9)$$

根据引理 1 和引理 2，得到载波频段为 s 的目标用户的覆盖概率理论计算式如定理 1 所示，并给出定理 1 的证明。

定理 1 目标用户选择 s 载波频段进行通信的覆盖概率 $P_c^s(\lambda_m, T)$ 为

$$P_c^s(\lambda_m, T) = \sum_{m=1}^M (P_{m,\text{LOS}}^s(\lambda_m, T) + P_{m,\text{NLOS}}^s(\lambda_m, T)) \quad (10)$$

其中，有

$$P_{m,\text{LOS}}^s(\lambda_m, T) = \int_0^{+\infty} \exp\left(-\frac{T\sigma^s r^{\alpha_{\text{LOS}}^s}}{\beta_{\text{LOS}}^s G_0^s P_k^s}\right) L_I^{s,\text{LOS}}\left(\frac{Tr^{\alpha_{\text{LOS}}^s}}{\beta_{\text{LOS}}^s G_0^s P^s}\right) f_{m,\text{LOS}}^s(r) dr \quad (11)$$

$$L_I^{s,\text{LOS}}(t) = \prod_{i \in Q_s} (L_{i,I,\text{LOS}}^{s,\text{LOS}}(t) L_{i,I,\text{NLOS}}^{s,\text{LOS}}(t)) \quad (12)$$

$$L_{i,I,\text{LOS}}^{s,\text{LOS}}(t) = \exp(-2\pi \int_r^{+\infty} (1 - \sum_{k=1}^4 b_k^s (1 + \beta_{\text{LOS}}^s a_k^s x^{-\alpha_{\text{LOS}}^s} t)^{-1}) \lambda_m P_{\text{LOS}}(x) x dx) \quad (13)$$

$$L_{i,I,\text{NLOS}}^{s,\text{LOS}}(t) = \exp(-2\pi \int_r^{+\infty} \left(\frac{\beta_{\text{NLOS}}^s}{\beta_{\text{LOS}}^s}\right)^{\frac{1}{\alpha_{\text{NLOS}}^s}} \frac{\alpha_{\text{LOS}}^s}{r^{\alpha_{\text{NLOS}}^s}} (1 - \sum_{k=1}^4 b_k^s (1 + \beta_{\text{LOS}}^s a_k^s x^{-\alpha_{\text{LOS}}^s} t)^{-1}) \lambda_m (1 - P_{\text{LOS}}(x)) x dx) \quad (14)$$

$$P_{m,\text{NLOS}}^s(\lambda_m, T) = \int_0^{+\infty} \exp\left(-\frac{T\sigma^s r^{\alpha_{\text{NLOS}}^s}}{\beta_{\text{NLOS}}^s G_0^s P_k^s}\right) \cdot$$

$$L_I^{s,\text{NLOS}}\left(\frac{Tr^{\alpha_{\text{NLOS}}^s}}{\beta_{\text{NLOS}}^s G_0^s P^s}\right) f_{m,\text{NLOS}}^s(r) dr \quad (15)$$

$$L_I^{s,\text{NLOS}}(t) = E[e^{-tI^s}] = \prod_{i \in Q_s} L_{i,I}^{s,\text{NLOS}}(t) = \prod_{i \in Q_s} (L_{i,I,\text{LOS}}^{s,\text{NLOS}}(t) L_{i,I,\text{NLOS}}^{s,\text{NLOS}}(t)) \quad (16)$$

$$L_{i,I,\text{LOS}}^{s,\text{NLOS}}(t) = \exp(-2\pi \int_r^{+\infty} \left(\frac{\beta_{\text{LOS}}^s}{\beta_{\text{NLOS}}^s}\right)^{\frac{1}{\alpha_{\text{LOS}}^s}} \frac{\alpha_{\text{NLOS}}^s}{r^{\alpha_{\text{LOS}}^s}} (1 - \sum_{k=1}^4 b_k^s (1 + \beta_{\text{LOS}}^s a_k^s x^{-\alpha_{\text{LOS}}^s} t)^{-1}) \lambda_m P_{\text{LOS}}(x) x dx) \quad (17)$$

$$L_{i,I,\text{NLOS}}^{s,\text{NLOS}}(t) = \exp(-2\pi \int_r^{+\infty} (1 - \sum_{k=1}^4 b_k^s (1 + \beta_{\text{NLOS}}^s a_k^s x^{-\alpha_{\text{NLOS}}^s} t)^{-1}) \lambda_m (1 - P_{\text{LOS}}(x)) x dx) \quad (18)$$

证明 因为通信链路可能是 LOS 或 NLOS，所以载波频段为 s 的目标用户的覆盖概率可以表示为式(10)，下面分别求解 $P_{m,\text{LOS}}^s(\lambda_m, T)$ 和 $P_{m,\text{NLOS}}^s(\lambda_m, T)$ 。

首先求解 $P_{m,\text{LOS}}^s(\lambda_m, T)$ ，有

$$P_{m,\text{LOS}}^s(\lambda_m, T) = \int_0^{+\infty} P[\text{SINR}_{mn}^s > T] f_{m,\text{LOS}}^s(r) dr = \int_0^{+\infty} P[P^s h_{mn} \beta_{\text{LOS}}^s G_0^s > T(I^s + \sigma^s) r^{\alpha_{\text{LOS}}^s}] f_{m,\text{LOS}}^s(r) dr \quad (19)$$

因为 $h_{mn} \sim \exp(1)$ ，式(19)可以变换为

$$P_{m,\text{LOS}}^s(\lambda_m, T) = \int_0^{+\infty} E\left[\exp\left(-\frac{T\sigma^s r^{\alpha_{\text{LOS}}^s}}{\beta_{\text{LOS}}^s G_0^s P^s} - \frac{TI^s r^{\alpha_{\text{LOS}}^s}}{\beta_{\text{LOS}}^s G_0^s P^s}\right)\right] f_{m,\text{LOS}}^s(r) dr = \int_0^{+\infty} \exp\left(-\frac{T\sigma^s r^{\alpha_{\text{LOS}}^s}}{\beta_{\text{LOS}}^s G_0^s P_k^s}\right) L_I^{s,\text{LOS}}\left(\frac{Tr^{\alpha_{\text{LOS}}^s}}{\beta_{\text{LOS}}^s G_0^s P^s}\right) f_{m,\text{LOS}}^s(r) dr \quad (20)$$

所有的运营商对目标用户产生的干扰为

$$I^s = \sum_{i \in Q_s} \sum_{j=1 (i=m \text{ 且 } j \neq n)}^{N_i} P_i^s h_{ij}^s l_{ij\nu}^s(x_{ij}) G_b^s(\theta_{ij}) \quad (21)$$

I^s 的拉普拉斯形式为

$$L_I^{s,\text{LOS}}(t) = E[e^{-tI^s}] = \prod_{i \in Q_s} L_{i,I}^{s,\text{LOS}}(t) = \prod_{i \in Q_s} (L_{i,I,\text{LOS}}^{s,\text{LOS}}(t) L_{i,I,\text{NLOS}}^{s,\text{LOS}}(t)) \quad (22)$$

由运营商 i 产生的 LOS 干扰为

$$I_{i,I,\text{LOS}}^s = \sum_{j=1}^{N_i} h_{ij}^s \|x_{ij}\|^{-\alpha_{\text{LOS}}^s} P_i^s \beta_{\text{LOS}}^s G_b^s(\theta_{ij}) \quad (23)$$

$$L_{i,l,LOS}^s(t) = E_{h_{ij}, G_b^s} [\exp(-t \sum_{j=1}^{N_i} h_{ij} \|x_{ij}\|^{-\alpha_{NLOS}^s} P_i^s \beta_{LOS}^s G_b^s(\theta_{ij}))] \quad (24)$$

使用泊松点过程的概率生成函数 (PGFL, probability generating function), 式(24)的拉普拉斯可变换为

$$L_{i,l,LOS}^s(t) = \exp(-2\pi\lambda_m \int_r^{+\infty} (1 - E_{h_{ij}, G_b^s} [\exp(-\beta_{LOS}^s r^{-\alpha_{LOS}^s} h_{ij} G_b^s(\theta_{ij})t)]) P_{LOS}(x) dx) \quad (25)$$

积分的下限为 r 是因为所有的 LOS 干扰基站离目标用户的距离大于 r , 则有

$$\begin{aligned} & E_{h_{ij}, G_b^s} [\exp(-\beta_{LOS}^s r^{-\alpha_{LOS}^s} h_{ij} G_b^s(\theta_{ij})t)] \\ & \stackrel{(1)}{=} \sum_{k=1}^4 b_k^s E_{h_{ij}} [\exp(-\beta_{LOS}^s a_k^s r^{-\alpha_{LOS}^s} h_{ij} G_b^s(\theta_{ij})t)] \\ & \stackrel{(2)}{=} \sum_{k=1}^4 b_k^s (1 + \beta_{LOS}^s a_k^s r^{-\alpha_{LOS}^s} h_{ij} a_{LOS}^s t) \end{aligned} \quad (26)$$

其中, 步骤(1)是求天线增益的均值, a_k^s 、 b_k^s 在表 1 中定义, 步骤(2)是计算随机变量 h_{ij} 中伽马随机变量的矩生成函数 (MGF, moment generating function)。由上述得到的运营商 i 产生的 LOS 干扰的拉普拉斯变换为

$$L_{i,l,LOS}^s(t) = \exp(-2\pi \int_r^{+\infty} (1 - \sum_{k=1}^4 b_k^s (1 + \beta_{LOS}^s a_k^s x^{-\alpha_{LOS}^s} t)^{-1}) \lambda_m P_{LOS}(x) dx) \quad (27)$$

使用相同的方法可以求得来自 NLOS 基站的干扰, 需要特别强调的是其积分下限为

$$\left(\frac{\beta_{NLOS}^s}{\beta_{LOS}^s} \right)^{\frac{1}{\alpha_{NLOS}^s}} \frac{\alpha_{LOS}^s}{r^{\alpha_{NLOS}^s}}, \text{ 这是因为来自 NLOS 基站的干}$$

扰离目标用户的距离大于 $\left(\frac{\beta_{NLOS}^s}{\beta_{LOS}^s} \right)^{\frac{1}{\alpha_{NLOS}^s}} \frac{\alpha_{LOS}^s}{r^{\alpha_{NLOS}^s}}$ 。

$$\begin{aligned} L_{i,l,NLOS}^s(t) &= \exp(-2\pi \int_r^{+\infty} \frac{1}{\left(\frac{\beta_{NLOS}^s}{\beta_{LOS}^s} \right)^{\frac{1}{\alpha_{NLOS}^s}} \frac{\alpha_{LOS}^s}{r^{\alpha_{NLOS}^s}}} (1 - \\ & \sum_{k=1}^4 b_k^s (1 + \beta_{LOS}^s a_k^s x^{-\alpha_{LOS}^s} t)^{-1}) \lambda_m (1 - P_{LOS}(x)) dx) \end{aligned} \quad (28)$$

将式(27)和式(28)代入式(22)中即可得到干扰的拉普拉斯变换, 将式(22)代入式(20)中即可得到 $P_{m,LOS}^s(\lambda_m, T)$ 。

使用相似的推导过程, 我们可以得到 $P_{m,NLOS}^s(\lambda_m, T)$, 即

$$P_{m,NLOS}^s(\lambda_m, T) = \int_0^{+\infty} \exp\left(-\frac{T\sigma^s r^{\alpha_{NLOS}^s}}{\beta_{NLOS}^s G_0^s P_k^s}\right) L_l^{s,NLOS}\left(\frac{Tr^{\alpha_{NLOS}^s}}{\beta_{NLOS}^s G_0^s P^s}\right) f_{m,NLOS}^s(r) dr \quad (29)$$

其干扰的拉普拉斯变换为

$$\begin{aligned} L_l^{s,NLOS}(t) &= E[e^{-t^s}] = \\ & \prod_{i \in Q_s} L_{i,l}^{s,NLOS}(t) = \prod_{i \in Q_s} (L_{i,l,LOS}^{s,NLOS}(t) L_{i,l,NLOS}^s(t)) \end{aligned} \quad (30)$$

其中, 有

$$L_{i,l,LOS}^{s,NLOS}(t) = \exp(-2\pi \int_r^{+\infty} \frac{1}{\left(\frac{\beta_{LOS}^s}{\beta_{NLOS}^s} \right)^{\frac{1}{\alpha_{LOS}^s}} \frac{\alpha_{NLOS}^s}{r^{\alpha_{LOS}^s}}} (1 - \sum_{k=1}^4 b_k^s (1 + \beta_{LOS}^s a_k^s x^{-\alpha_{NLOS}^s} t)^{-1}) \lambda_m P_{LOS}(x) dx) \quad (31)$$

$$L_{i,l,NLOS}^s(t) = \exp(-2\pi \int_r^{+\infty} (1 - \sum_{k=1}^4 b_k^s (1 + \beta_{NLOS}^s a_k^s x^{-\alpha_{NLOS}^s} t)^{-1}) \lambda_m (1 - P_{LOS}(x)) dx) \quad (32)$$

需要特别指出的是, 当接入链路为 NLOS 链路时, 所有的 LOS 干扰基站离目标用户的距离大于 $\left(\frac{\beta_{LOS}^s}{\beta_{NLOS}^s} \right)^{\frac{1}{\alpha_{LOS}^s}} \frac{\alpha_{NLOS}^s}{r^{\alpha_{LOS}^s}}$, 所有的 NLOS 干扰基站离目标用户的距离大于 r 。

将式(31)和式(32)代入式(30), 再将式(30)代入式(29), 可得到 $P_{m,NLOS}^s(\lambda_m, T)$ 。

最后将式(20)和式(29)代入式(10), 即可得到覆盖概率 $P_c^s(\lambda_m, T)$ 的计算式。

3.3 速率覆盖率分析

从定理 1 推导出的覆盖概率计算式可以看出, 覆盖率并没有体现频谱接入模式对频谱利用率性能的影响。因此, 本文采用速率覆盖率作为频谱效率指标来进一步分析混合频谱接入方案的性能。

速率覆盖率 $R^s(\rho, \lambda_m, \gamma) = P[\text{rate} > \rho]$ 表示目标用户接入载波频段 s 的传输速率大于门限值 ρ 的概率。

为推导速率覆盖率的理论计算式, 给出引理 3。

引理 3 使用阈值接入准则时,当 73 GHz 接入链路的信号干扰噪声比大于某个阈值 γ 时,就选择接入 73 GHz 载波频段,接入概率 (AP, association probability) 定义为 $A_{73\text{ GHz}}(\gamma) = P\{SINR^{73\text{ GHz}} > \gamma\}$, 则接入为 28 GHz 载波频段的概率为 $A_{28\text{ GHz}}(\gamma) = 1 - A_{73\text{ GHz}}(\gamma)$ 。

一个基站可能接入的用户数为

$$N \approx 1 + 1.28 \frac{1}{\lambda_u} \sum_{m=1}^M \lambda_m \quad (33)$$

因此,接入 73 GHz 载波频段的用户数为 $N^{73\text{ GHz}}(\gamma) = NA_{73\text{ GHz}}(\gamma)$,接入 28 GHz 载波频段的用户数为 $N^{28\text{ GHz}}(\gamma) = NA_{28\text{ GHz}}(\gamma)$ 。

假设接入基站给每个接入用户分配相同的频谱资源,即每个用户使用各自接入频带的 $\frac{1}{N^s(\gamma)}$, 则接入为 s 载波频段的用户的传输速率为

$$R^s(\gamma) = \frac{W^s}{N^s(\gamma)} \text{lb}(1 + SINR_{mm}^s) \quad (34)$$

速率覆盖率定义为

$$\begin{aligned} R^s(\rho, \lambda_m, \gamma) &= P[R^s(\gamma) > \rho] \\ &= P\left[\frac{W^s}{N^s(\gamma)} \log(1 + SINR_{mm}^s) > \rho\right] \\ &= P[SINR_{mm}^s > 2^{\rho N^s(\gamma)/W^s} - 1] \end{aligned} \quad (35)$$

令 $T = 2^{\frac{\rho N^s(\gamma)}{W^s}} - 1$, 代入式(10), 可得速率覆盖率的理论计算式。混合频谱接入方案的速率覆盖率可由定理 2 给出。

定理 2 混合频谱接入方案的目标用户速率覆盖率 $R(\rho, \lambda_m, \gamma)$ 为

$$R(\rho, \lambda_m, \gamma) = A_{73\text{ GHz}}(\gamma)R^{73\text{ GHz}}(\rho, \lambda_m, \gamma) + A_{28\text{ GHz}}(\gamma)R^{28\text{ GHz}}(\rho, \lambda_m, \gamma) \quad (36)$$

4 实验及分析

系统设定 3 个运营商,即 $M=3$,且各基站有相同的发射功率 $P=30\text{ dBm}$,参数设置如表 2 所示。其中部分参数根据不同的仿真会有所变动。通过 Matlab 仿真软件求解式(36)的速率覆盖率理论值,并且和蒙特卡洛仿真结果进行比较,分析用户密度、基站密度和天线增益等参数对速率覆盖率性能的影响。

表 2 系统仿真参数

参数	参数值
λ_m	20 个/ km^2
λ_u	100 个/ km^2
$\beta_{\text{LOS}}^{28\text{ GHz}}, \alpha_{\text{LOS}}^{28\text{ GHz}}$	-60 dB, 2
$\beta_{\text{NLOS}}^{28\text{ GHz}}, \alpha_{\text{NLOS}}^{28\text{ GHz}}$	-70 dB, 3
$\beta_{\text{LOS}}^{73\text{ GHz}}, \alpha_{\text{LOS}}^{73\text{ GHz}}$	-70 dB, 2
$\beta_{\text{NLOS}}^{73\text{ GHz}}, \alpha_{\text{NLOS}}^{73\text{ GHz}}$	-80 dB, 2.5
$M_{\text{BS}}^{28\text{ GHz}}, M_{\text{MS}}^{28\text{ GHz}}$	10 dB, 10 dB
$m_{\text{BS}}^{28\text{ GHz}}, m_{\text{MS}}^{28\text{ GHz}}$	-10 dB, -10 dB
$c_{\text{MS}}^{28\text{ GHz}}, c_{\text{BS}}^{28\text{ GHz}}$	45°, 45°
$M_{\text{BS}}^{73\text{ GHz}}, M_{\text{MS}}^{73\text{ GHz}}$	20 dB, 20 dB
$m_{\text{BS}}^{73\text{ GHz}}, m_{\text{MS}}^{73\text{ GHz}}$	-10 dB, -10 dB
$c_{\text{MS}}^{73\text{ GHz}}, c_{\text{BS}}^{73\text{ GHz}}$	30°, 30°
$W_{28\text{ GHz}}, W_{73\text{ GHz}}$	$\frac{1}{M}$ GHz, 1 GHz
M	3
ρ	$\frac{1}{144}$

通过改变速率门限 ρ 和 73 GHz 载波接入阈值 γ , 得到图 4 所示的速率覆盖率三维曲线。从图 4 可以看到,速率覆盖率的曲线随阈值 γ 的增加有略微的增加,然后再减小,这表明阈值 γ 的选取对系统性能有一定的影响。

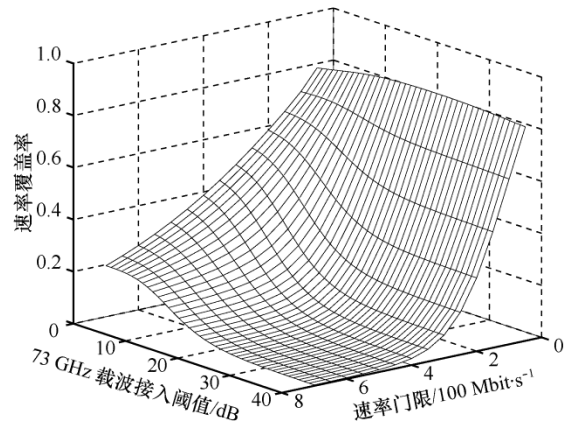


图 4 混合频谱方案的速率覆盖率三维曲线

在下面的仿真实验中,固定 73 GHz 载波接入阈值 $\gamma=5\text{ dB}$,通过改变用户密度、基站数目和天线参数对速率覆盖率做进一步的分析。

图 5~图 7 通过改变用户密度来分析速率覆盖率。图 5 中,当用户密度为 50 个/ km^2 时,采用混合频谱方案的速率覆盖率和采用 73 GHz 共享频谱的

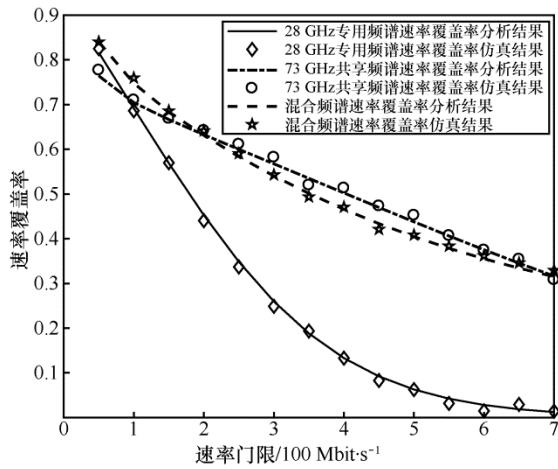


图 5 用户密度为 50 个/km² 的速率覆盖率曲线

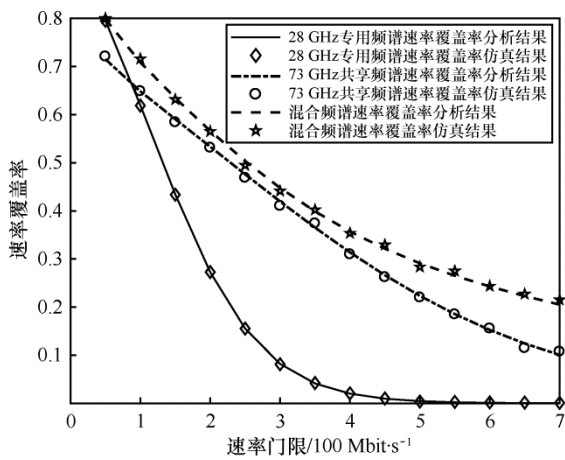


图 6 用户密度为 100 个/km² 的速率覆盖率曲线

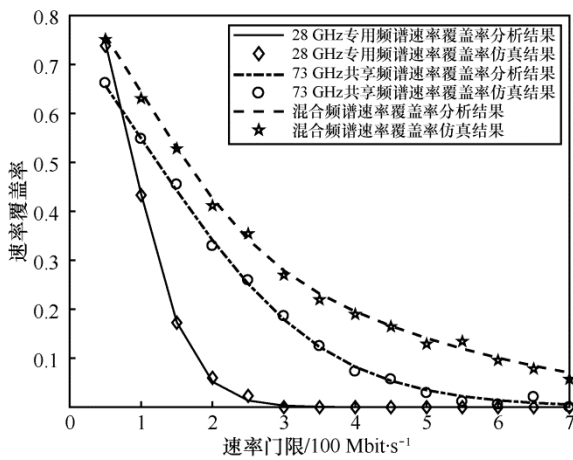


图 7 用户密度为 200 个/km² 的速率覆盖率曲线

速率覆盖率较为接近，但是这 2 种方案都大大优于仅使用 28 GHz 专用频谱的速率覆盖率；图 6 中，当用户密度增加到 100 个/km² 时，采用混合频谱方案的速率覆盖率略优于采用 73 GHz 共享频谱的速率覆盖率；图 7 中，当用户密度增加到

200 个/km² 时，采用混合频谱方案的速率覆盖率明显优于采用 73 GHz 共享频谱的速率覆盖率。根据仿真实验的结果可以得出如下结论：速率覆盖率的理论值和仿真结果一致，当用户数较小时，采用 73 GHz 共享频谱可以获得更大的速率覆盖率；当用户数较大时，采用混合方案能够获得更好的速率覆盖率。因此，可以根据用户密度来选择合适的频谱接入方案。

图 8~图 10 通过改变基站密度来分析速率覆盖率。图 8 中，当基站密度为 10 个/km² 时，混合频谱方案明显优于 28 GHz 专用频谱方案和 73 GHz 共享频谱方案；图 9 中，当基站密度为 20 个/km² 时，混合频谱方案依然优于 28 GHz 专用频谱方案和 73 GHz 共享频谱方案；图 10 中，当基站密度为 40 个/km² 时，混合频谱方案的效果略优于 73 GHz 共享频谱方案，但是都优于 28 GHz 专用频谱方案。根据仿真实验可以得出如下结论：速率覆盖率的理论值和仿真结果一致，

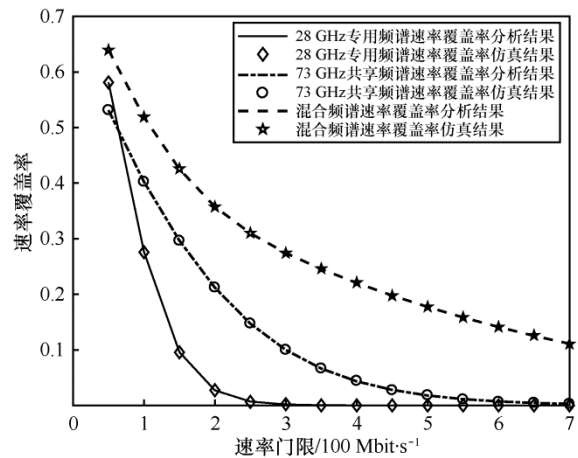


图 8 各运营商基站密度为 10 个/km² 的速率覆盖率曲线

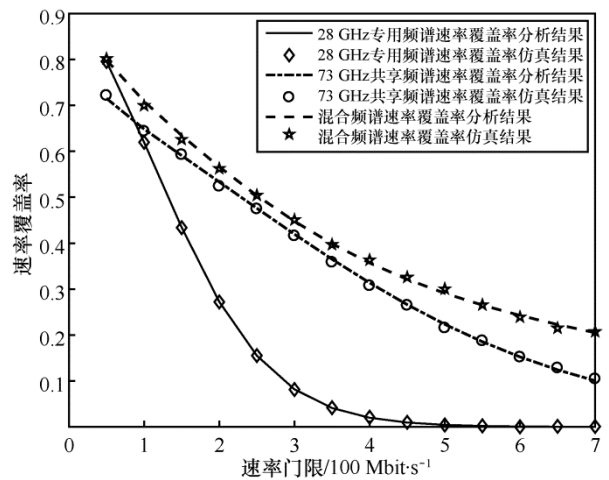


图 9 各运营商基站密度为 20 个/km² 的速率覆盖率曲线

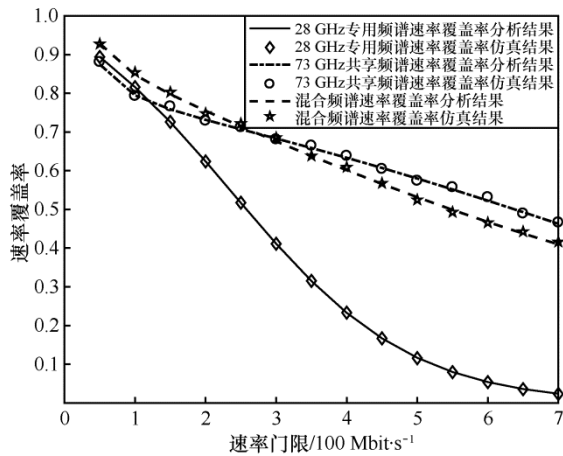


图 10 各运营商基站密度为 40 个/km² 的速率覆盖率曲线

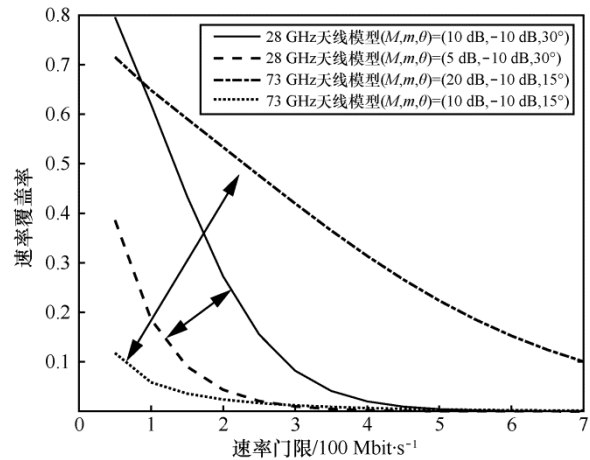


图 12 天线参数对速率覆盖率的影响

混合频谱接入方案的性能几乎总是优于单独使用一种频谱的接入方案，然而，随着基站密度的增加，其优势开始逐渐减少。

图 11 比较了各运营商基站密度分别为 10 个/km²、20 个/km² 和 40 个/km² 的混合频谱速率覆盖率曲线。从图 11 可以看到，随着基站数目的增加，其速率覆盖率增加，因此，增加基站密度能够有效地提高速率覆盖率。

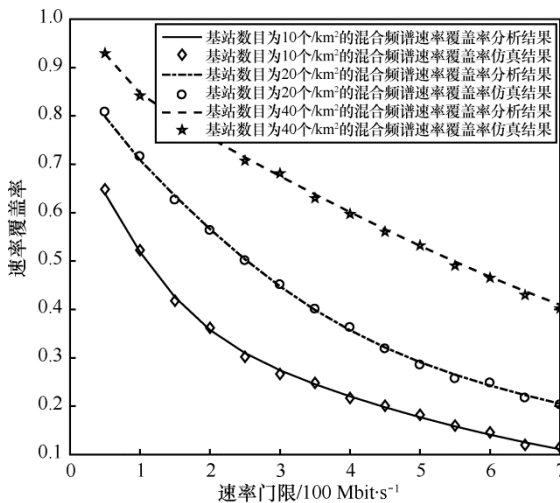


图 11 混合频谱方案下各运营商基站密度变化对速率覆盖率的影响

图 12 比较了天线参数对 28 GHz 专用频谱和 73 GHz 共享频谱的速率覆盖率的影响。从图 12 可以看出，当减小天线波束成形的增益时，速率覆盖率都有不同程度的减小，对于 73 GHz 共享频谱，其性能衰减更加严重。这说明对于毫米波通信来说，天线波束成形对系统的性能至关重要，尤其当使用 73 GHz 共享频谱时，天线增益的好坏直接决定了系统的性能。

5 结束语

本文针对毫米波蜂窝网络的多运营商双频混合频谱接入方案，推导出作为频谱效率性能指标的速率覆盖率理论计算式。通过 Matlab 软件仿真，求解得到速率覆盖率的理论分析值，并和蒙特卡洛仿真结果进行比较。仿真结果表明：速率覆盖率的理论值和仿真结果一致；当用户数较小时，采用 73 GHz 共享频谱可以获得更大的速率覆盖率，当用户数较大时，采用混合方案能够获得更好的速率覆盖率，因此，可以根据用户数选择合适的频谱接入方案；混合频谱接入方案的速率覆盖率几乎总是优于单独使用任何一种频谱的接入方案，但随着基站密度的增加，优势开始逐渐减少；增加基站密度能够有效地提高混合频谱接入方案的速率覆盖率；天线增益对毫米波蜂窝网络的性能非常重要，尤其是对于路径损耗更大的高频载波。

参考文献：

- [1] ANDREWS J G, BUZZI S, WAN C, et al. What will 5G be?[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2013, 31(2): 192-201.
- [2] SHAFI M, MOLISCH A F, SMITH P J, et al. 5G: a tutorial overview of standards, trials, challenges, deployment, and practice[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2017, 35(6): 1201-1221.
- [3] RAPPAPORT T S, SUN S, MAYZUS R, et al. Millimeter wave mobile communications for 5G cellular: it will work[J]. IEEE Access, 2013, 1: 335-349.
- [4] GUIDOLIN F, NEKOVEE M, BADIA L, et al. A study on the coexistence of fixed satellite service and cellular networks in a mmWave scenario[C]//IEEE International Conference on Communications(ICC). 2015: 2444-2449.
- [5] BOCCARDI F, GHADIKOLAEI H S, FODO G, et al. Spectrum pooling in mmWave networks: opportunities, challenges and ena-

- blers[J]. IEEE Communications Magazine, 2016, 54(11): 33-39.
- [6] AKDENIZ M R, LIU Y P, SAMIMI M K, et al. Millimeter wave channel modeling and cellular capacity evaluation[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2014, 32(6): 1164-1179.
- [7] HAYKIN S. Cognitive radio: brain-empowered wireless communications[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2005, 23(2): 201-220.
- [8] KANG X, LIANG Y C, GARG H K, et al. Sensing-based spectrum sharing in cognitive radio networks[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2009, 58(8): 4649-4654.
- [9] STOTAS S, NALLANATHAN A. Enhancing the capacity of spectrum sharing cognitive radio networks[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2011, 60(8): 3768-3779.
- [10] YAN Z, ZHOU W T, CHEN S, et al. Modeling and analysis of two-tier HetNets with cognitive small cells[J]. IEEE Access, 2017, 5: 2904-2912.
- [11] ANDREWS J G, BAI T Y, KULKARNI M N, et al. Modeling and analyzing millimeter wave cellular systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2017, 65(1): 403-430.
- [12] GUPTA A K, ALKHATEED A, ANDREWS J G, et al. Gains of restricted secondary licensing in millimeter wave cellular systems[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2016, 34(11): 2935-2905.
- [13] GHADIKOLAEI H S, BOCCARDI F, FISCHIONE C, et al. Spectrum sharing in mmWave cellular networks via cell association, coordination, and beamforming[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2016, 34(11): 2902-2917.
- [14] REBATO M, BOCCARDI F, MEZZAVILLA M, et al. Hybrid spectrum sharing in mmWave cellular networks[J]. IEEE Transactions on Cognitive Communications and Networking, 2017, 3(2): 155-168.
- [15] ELSAWY H, SALEM A S, ALOUINI M S, et al. Modeling and analysis of cellular networks using stochastic geometry: a tutorial[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2017, 19(1): 167-203.
- [16] ANDREWS J G, BACCELLI F, GANTI R K A. Tractable approach to coverage and rate in cellular networks[J]. IEEE Transactions on Communications, 2011, 59(11): 3122-3134.
- [17] GUPTA A K, ANDREWS J G, HEATH R W. On the feasibility of sharing spectrum licenses in mmWave cellular systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2016, 64(9): 3981-3995.

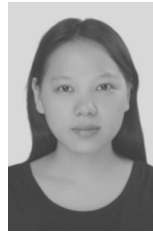
[作者简介]



李中捷 (1974-), 男, 湖北武汉人, 博士, 中南民族大学副教授, 主要研究方向为无线通信技术、通信信号处理。



陈燚雷 (1992-), 男, 湖北武汉人, 中南民族大学硕士生, 主要研究方向为随机几何、蜂窝网络建模。



刘倩倩 (1995-), 女, 湖北麻城人, 中南民族大学硕士生, 主要研究方向为无线通信。



朱翠涛 (1967-), 男, 湖北郧县人, 博士, 中南民族大学教授, 主要研究方向为无线通信、压缩感知、最优化理论等。