毫米波网络中的空间感知二级许可证共享

Shuchi Tripathi，Abhishek K. Gupta

arXiv:2603.05427v1 [cs.IT] 5 Mar 2026

摘要

本文研究一种采用二级许可证共享（SLS）的多运营商毫米波网络，其中主许可证持有者将二级许可证租给次级用户，使其能够在预先设定的传输约束下访问该持有者的许可频谱。毫米波高度定向的特性以及对阻塞的敏感性，自然会将设备之间的干扰限制在其周围一定范围内的狭窄角扇区中。这促使我们研究一种空间感知 SLS，根据次级链路相对于主链路的距离和方向，以及其周围的阻塞情况，决定该链路是否活动。借助随机几何工具，我们建立了一个分析框架，用于设计和研究毫米波网络中的此类空间感知 SLS。我们的分析量化了次级用户可获得的传输机会，以及主链路和次级链路的覆盖概率。我们刻画了方向性和阻塞条件，以及传输限制和次级用户密度对两家运营商性能的影响。通过数值研究，我们得出多项见解。我们发现，阻塞条件会改变覆盖图的形状，进而影响关键结论。此外，阻塞和方向性能够增加次级用户的传输机会，从而提升 SLS 的可行性和增益。

I. 引言

由于方向性强且容易受到阻塞影响，毫米波网络的干扰水平较低 [2]–[4]。因此，采用专有许可、由运营商独占频谱许可证的方式，可能会导致频谱利用严重不足 [5], [6]。运营商之间非协调的许可证共享可以提高覆盖率，同时降低许可证成本，且无需增加额外开销，从而为终端用户提供更便宜的服务 [6]–[8]。这也降低了新运营商或小型运营商的进入壁垒，与近期

作者任职于印度理工学院坎普尔分校电气工程系，印度。电子邮箱：{shuchi, gkrabhi}@iitk.ac.in。本文部分内容曾发表于 [1]。

频谱监管机构（例如 美国联邦通信委员会（FCC） [9], [10]）推动毫米波频谱共享更加灵活的努力相一致。特别是，这使得二级许可证共享（SLS）成为可能：主运营商将其未使用或利用不足的已许可频谱所对应的二级许可证出租给次级用户，同时施加一定限制，以确保对其服务质量（QoS）的影响降至最低 [11]–[13]。鉴于毫米波频段的传播特性，要充分发挥 SLS 的潜力，了解如何设计此类限制至关重要。

相关工作：利用基于随机几何（SG）的模型 [14], 例如，布尔阻塞模型和泊松点过程（PPP）部署 [15], [16], 的先前研究分析了毫米波网络的性能，强调了方向性和阻塞在降低干扰方面的作用。因此，频谱共享被视为毫米波网络的一项自然特性。在我们先前的工作中，我们展示了毫米波频段许可共享框架的可行性：拥有各自频谱许可的运营商可以允许彼此共享频谱，而无需进行任何协调 [17]。尽管这种非协调共享机制能够提高整体和速率，但由于缺乏任何保护，也可能降低边缘用户的速率。为弥补这一不足，研究者提出了二级许可证共享（SLS）模型：持牌运营商（称为主运营商）可以将二级许可证租给其他运营商，允许后者在特定（预先定义的）约束下使用其频谱。SLS 旨在为次级设备提供合理的信道接入机会，同时不损害主用户的 QoS，从而提高有效频谱利用率。它还为频谱许可市场提供了足够的灵活性，而全球各地的监管机构均已将这一点视为必要条件 [9], [10]。为落实这些限制，次级运营商可能需要采用多种机制，包括认知信道感知（CCS）以及访问第三方数据库。因此，最好采用宽松且静态的约束，以避免产生可能削弱此类共享增益的高昂开销。例如，二级许可证可以引入干扰门限发射约束，要求所有次级发射机确保其在主接收机处造成的干扰不超过预先设定的阈值。

文献 [18] 分析了传统认知无线网络场景的覆盖性能，该场景由主用户和次级设备组成，且在不存在阻塞时采用全向通信。该研究推导出了干扰门限发射约束下主用户和次级覆盖概率的闭式表达式。然而，

该研究未考虑定向天线和阻塞的影响，而这两者是毫米波通信固有的特性。在文献 [11], [12],中，我们提出了干扰门限发射约束下适用于毫米波网络的SLS模型。该研究在计算干扰水平时采用全向传输，由此得出基于距离的限制，并在每个主用户周围形成径向保护区。类似地，文献 [19]研究了采用定向天线的认知毫米波网络性能，但在计算次级覆盖时，未考虑主用户链路和次级链路的相对方向对次级传输机会的影响。该研究未能捕捉次级链路的传输活动与其干扰之间因相对方向而产生的相关性，而是对实际天线增益取平均，从而得到有效的基于距离的限制。毫米波的高度定向特性使设备之间的干扰自然局限于狭窄的角扇区 [20]。在我们先前的工作 [21], [22], 中，我们证明，在干扰阈值限制下，SLS会在主接收机周围形成非对称保护区。这凸显了在确定次级用户的传输活动时考虑其方向的重要性。然而，该研究未考虑阻塞的存在，而阻塞是毫米波通信系统的一项关键特性。

阻塞的存在会导致概率性双斜率路径损耗 [23] ，这可能显著改变系统的整体行为，并带来新的趋势例如，信干噪比不变性丧失，以及覆盖随网络密度变化呈现非单调性 [24]。由于路径损耗不同，干扰阈值对与主接收机之间存在视距（LOS）链路的次级发射机所产生的影响，与对面向非视距（NLOS）主接收机的次级发射机所产生的影响显著不同，导致这两类次级发射机在传输活动与干扰之间存在根本不同的权衡。这使得此类系统中最优传输限制的设计更加复杂。此外，阻塞还会进一步限制设备周围的干扰传播范围，从而为次级用户创造额外的传输机会。因此，要充分发挥 SLS 的潜力，在确定次级用户的传输机会时，必须考虑其周边环境。本研究旨在弥补这一空白，提出空间感知 SLS：次级用户的接入取决于其在主接收机处造成的干扰，而该干扰受天线方向性、主链路的相对距离和方向，以及相应链路的阻塞状态影响。因此，研究存在阻塞和定向通信时此类空间感知 SLS 的性能，是

本研究的主要重点。

贡献：本文针对实施 SLS 的主运营商毫米波网络，构建了一个基于随机几何的分析框架。该框架允许主运营商通过二级许可证将许可频谱租给次级运营商，同时要求次级运营商遵循预先指定的干扰阈值准则。具体而言，只有当次级发射机对任一主接收机造成的干扰低于特定阈值时，才允许其传输。需要注意的是，次级干扰取决于链路的方向性增益和阻塞状态。因此，我们旨在设计一种空间感知 SLS，根据次级链路的天线方向性、主链路的相对距离和方向，以及各自对应链路的阻塞状态来确定次级链路的活动，从而在不影响主用户服务质量的前提下，尽可能提高次级传输活动。本文旨在了解空间感知 SLS 所能带来的益处，并了解其在存在方向性和阻塞的情况下对覆盖的影响。本文的主要贡献如下。

- 我们建立了一个分析框架，用于研究阻塞和方向性对毫米波网络中空间感知 SLS 性能的影响。我们推导出每个次级发射机的媒介接入概率（MAP），进而得到次级网络的活动因子（AF），以量化次级用户的传输机会。我们已证明，阻塞能够增加次级传输机会。

- 我们进一步推导了主用户链路和次级链路的覆盖概率，并重点分析了各类系统参数的作用。此外，我们发现，适度的阻塞可以提高主用户链路和次级链路的覆盖率，尤其是在存在方向性时。我们还针对几种特殊情况给出了简化的覆盖率表达式。

- 基于推导所得的结果，我们提出了多项设计见解。我们表明，阻塞的存在会改变覆盖率随阈值变化曲线的基本形状，并带来重要结论，进而改变各种系统参数对性能的影响。具体而言，当视距链路和非视距链路同时存在时，观察到的覆盖曲线与仅存在一种链路类型时显著不同。这可能是因为干扰阈值对具有通往主接收机的视距链路的次级发射机所产生的影响，与对具有通往主接收机的非视距链路的次级发射机所产生的影响显著不同，从而使这两类次级发射机在传输活动与干扰之间呈现截然不同的权衡。我们观察到，阻塞究竟会改善还是降低次级系统性能，取决于施加于 SLS 的干扰限制程度以及视距

服务链路是否可用。我们表明，干扰阈值对网络性能至关重要，因此在选择时必须仔细考虑方向性和阻塞参数。**符号说明**：对于位置 $\mathbf{x}$，$x = ||\mathbf{x}||$ 和 $\angle\mathbf{x}$ 表示向量 $\mathbf{x}$ 相对于 X 轴的夹角。$\mathcal{B}(\mathbf{x}\ r)$ 表示半径为 r 且中心位于 $\mathbf{x}$ 的球。$x\angle\theta$ 表示径向距离为 x 、角度为 θ的位置。p，s，t 和 r 分别表示主用户、次级、发射机和接收器。$\Gamma(a,\ b) = \int_0^b t^{a-1}e^{-t}\,\mathrm{d}t$ 表示下不完全伽马函数。

II. 系统模型

本文研究一种采用 SLS 的多运营商毫米波网络，其中主运营商（拥有特定频段许可证的运营商）通过二级许可证将该许可频段出租给次级运营商。

网络模型：我们考虑一条主链路，其中 $\mathrm{X_{p0}}$ 和 $\mathrm{Y_{p0}}$ 分别表示主发射机和接收器的位置。不失一般性，假设主链路 $\mathrm{X_{p0}}$ 与 $\mathrm{Y_{p0}}$ 的链路长度为 r_{p}，且与 X 轴对齐，使主接收机的位置固定在原点，即 $\mathrm{Y_{p0}}$ =o（见图 1(a)）。该网络由许多次级链路组成，其发射机按照密度为 λ_{s} [14] 的二维齐次泊松点过程Φ_{s} [25]分布。这里，$\Phi_{\mathrm{s}} = \{\mathrm{X}_{si}\}$，其中 $\mathrm{X}_{si} = x_{si}\angle\theta_{si}$ 是第 i^{th} 个次级发射机的位置，其对应的接收机位于 Y_{si}，链路长度为r_{si}。这里，θ_{si} 和 ω_{si} 分别表示第 i^{th} 个次级发射机和接收机相对于 X 轴沿逆时针方向的角方向（见图 1(a)）。根据具体应用，ω_{si} 和 r_{si} 可以是固定值，也可以视为服从某种分布（例如均匀分布）的随机变量（RV）。因此，标记泊松点过程 $\{\mathrm{X}_{si},\ (\omega_{si},\ r_{si})\}$ 提供了次级发射机与接收机对位置的完整信息。我们进一步假设，每个次级接收机的朝向各不相同，且与其指定发射机之间的距离固定。或者，ω_{si} 是在 0 和 2π 之间均匀分布的随机变量，而 r_{si} 的取值固定，即 $r_{si} = r_{s}$。不过，所提供的分析可以直接推广到 r_{si} 和 ω_{si} 的一般分布情形。令 p_{p} 和 p_{s} 分别表示主用户和次级发射功率。

衰落：主链路和 i^{th} 次级链路的同链路衰落系数分别记为 H_{p0} 和 F_{si}，而 i^{th}-次级发射器到主用户接收器以及主用户发射器到 i^{th}-次级接收器的交叉链路衰落系数分别表示为 G_{i0} 和 G'_{0i}（见图 1(b)）。F'_{i0} 表示交叉链路衰落系数

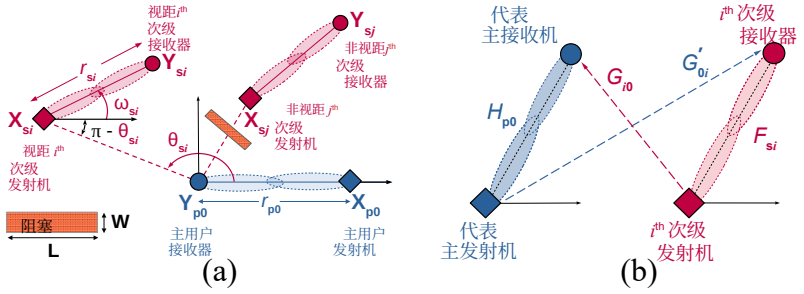

图1：一幅示意图 o　f用于分析（a）主覆盖网络和（b）信道衰落模式的系统模型　l.

，对应 i^{th}-次级发射器到 0th-次级接收器。我们假设所有链路均服从瑞利衰落，主要是为了便于解析求解，而非通过增加复杂性来掩盖研究结果。以往研究表明，衰落假设不会影响研究结果。尽管如此，本研究所得结果也可轻松调整，以考虑其他衰落分布 [26], [27]。

定向通信：类型为 u 的设备 v 的天线波束图由 $g_{uv}(\theta)$表示，每台设备配备 M_{uv} 个天线单元。此处，$u \in \{\text{p}, \text{s}\}$，$v \in \{\text{t}, \text{r}\}$和 $\theta \in [-\pi, \pi)$ 表示相对于波束方向的角度。因此，所有设备均具有定向天线。此外，为简化结果，我们有时会考虑以下两种特殊波束图。

1）扇区化波束图：定向天线系统的波束图可以很好地由扇区化波束图 [14], [25], 近似，定义为

$$g_{uv}(\theta) = \begin{cases} a_{uv} & \text{if } |\theta| \le \phi_{uv}/2 \\ b_{uv} & \text{if } |\theta| > \phi_{uv}/2, \end{cases} \tag{1}$$

其中，ϕ_{uv} 是波束宽度，a_{uv} 是主瓣增益，b_{uv} 是旁瓣增益。注意，ϕ_{uv} 是 M_{uv}的倒数函数。对于均匀线性阵列（ULA），$a_{uv} = M_{uv}$ 和$\phi_{uv} = \kappa/M_{uv}$ 适用于某个常数 κ。在随机方向上获得 a_{uv} 增益的概率为 $q_{uv} = \phi_{uv}/2\pi = \kappa/(2\pi M_{uv})$，其中 $a_{uv}q_{uv} + b_{uv}(1 - q_{uv}) = 1$，以确保辐射功率归一化。令 $\kappa' = \kappa/2\pi$，则 $b_{uv} = (1 - \kappa')/(1 - \kappa'/M_{uv})$。

2）理想波束图：这是扇区化波束图在 $b_{uv} = 0$ 条件下的一种特殊情况。我们偶尔会使用这一近似，以便直接看出空间感知 SLS 相较于全向 SLS（定义见第二节的特殊情况）的优势。

阻挡模型：与 [11], [17], 类似，我们假设采用一种阻挡模型，其中所有矩形阻挡物的中心点按照密度为 λ_{b} 的齐次泊松点过程 Φ_{b} 分布，这些阻挡物的平均长度为 L，平均宽度为 W。因此，穿过路径 $:\mathbf{X}_{ui}\to\mathbf{Y}_{\tilde{u}j}$ 的阻挡物数量是均值为 $\mu z_{ij}+p$ 的泊松随机变量，其中 $z_{ij}=\|\mathbf{X}_{ui}-\mathbf{Y}_{\tilde{u}j}\|$, $\mu=2\lambda_{\mathrm{b}}(\mathbb{E}[W]+\mathbb{E}[L])/\pi$，且 $p=\lambda_{\mathrm{b}}\mathbb{E}[W]\mathbb{E}[L]$ [15], [16]。请注意，μ 和 p 是阻挡参数 [15], [16]。为简单起见，我们假设类型为 $u,\tilde{u}\in\{\mathrm{p},\mathrm{s}\}$ 的任意设备，其路径 $:\mathbf{X}_{ui}\to\mathbf{Y}_{\tilde{u}j}$ 独立地受到阻挡。路径 $:\mathbf{X}_{ui}\to\mathbf{Y}_{\tilde{u}j}$ 的视距概率表示为 $p_{\mathrm{L}}(z)=e^{-(\mu z+p)}$，其中 z 为链路距离。定义阻挡状态 $T_{ui\to\tilde{u}j}=\mathbb{1}$（路径 $:\mathbf{X}_{ui}\to\mathbf{Y}_{\tilde{u}j}$ 为视距），其中 $\mathbb{1}(\cdot)$ 是指示函数。显然，$T_{ui\to\tilde{u}j}$ 是一个伯努利随机变量，以 $p_{\mathrm{L}}(z)$ 和 $1-p_{\mathrm{L}}(z)$ 的概率分别取值 1 和 0。对于长度为 z 且阻挡状态为 $T_{ui\to\tilde{u}j}$ 的路径，其路径损耗表示为

$$\ell_{T_{ui\to\tilde{u}j}}(z)=\begin{cases}\ell_1(z)=C_{\mathrm{L}}z^{-\alpha_{\mathrm{L}}} & \text{when } T_{ui\to\tilde{u}j}=1\\ \ell_0(z)=C_{\mathrm{N}}z^{-\alpha_{\mathrm{N}}} & \text{when } T_{ui\to\tilde{u}j}=0\end{cases}, \tag{2}$$

其中，α_T 和 C_T 以及 $T=\{\mathrm{L},\mathrm{N}\}$ 分别表示路径损耗指数和近场常数。

空间感知 ***SLS***：SLS 施加了一项空间感知限制，只有当次级设备在给定其方向增益和阻塞状态的情况下对主接收机造成的干扰小于 ρ 时，才允许其进行传输。ρ 可视为主发射保护阈值，通常可在二级许可证中预先指定。主接收机处由 i^{th} 次级发射机产生的接收功率为

$$P_{T_{\mathrm{s}i\to\mathrm{p}0}}=p_{\mathrm{s}}\,\kappa_{i0}\,G_{i0}\,\ell_{T_{\mathrm{s}i\to\mathrm{p}0}}(x_{\mathrm{s}i}), \tag{3}$$

其中 $\kappa_{i0}=g_{\mathrm{pr}}(\theta_{\mathrm{s}i})g_{\mathrm{st}}(\theta_{\mathrm{s}i}-\pi-\omega_{\mathrm{s}i})$。这里，$g_{\mathrm{pr}}$ 和 g_{st} 分别是主接收机和次级发射机的天线方向图。令 $P^{\mathrm{L}}_{\mathrm{s}i\to\mathrm{p}0}$ 和 $P_{\mathrm{N}\mathrm{s}i\to\mathrm{p}0}$ 分别表示当 $T_{\mathrm{s}i\to\mathrm{p}0}$ 为 1 和 0 时，$P_{T_{\mathrm{s}i\to\mathrm{p}0}}$ 的接收功率。现在，位于 $\mathbf{X}_{\mathrm{s}i}$ 的 i^{th} 次级发射机仅当 $P_{T_{\mathrm{s}i\to\mathrm{p}0}}$ 小于 ρ 时才会发射。我们将此事件记为 E_i *i.e.* $E_i=\left\{P_{T_{\mathrm{s}i\to\mathrm{p}0}}<\rho\right\}=\left\{p_{\mathrm{s}}\kappa_{i0}G_{i0}\ell_{T_{\mathrm{s}i\to\mathrm{p}0}}(x_{\mathrm{s}i})<\rho\right\}$。若 U_i 是事件 E_i 发生的指示变量，则

$$U_i=\mathbb{1}\left(p_{\mathrm{s}}\,\kappa_{i0}\,G_{i0}\,\ell_{T_{\mathrm{s}i\to\mathrm{p}0}}(x_{\mathrm{s}i})<\rho\right). \tag{4}$$

路径$\mathbf{X}_{si} \to \mathbf{Y}_{\mathrm{p0}}$ 可以是视距或非视距，因此，式 (4) 中的指示变量 U_i 也可以写作

$$U_i = \begin{cases} U_i^{\mathrm{L}} = \mathbb{1}\left(P_{si\to\mathrm{p0}}^{\mathrm{L}} < \rho\right) & \text{when } T_{si\to\mathrm{p0}} = 1 \\ U_i^{\mathrm{N}} = \mathbb{1}\left(P_{si\to\mathrm{p0}}^{\mathrm{N}} < \rho\right) & \text{when } T_{si\to\mathrm{p0}} = 0 \end{cases}.$$

特殊情况：我们将偶尔考虑以下特殊情况，以简化结果。

1) 零遮挡损耗（*ZBL*）场景指不存在任何阻塞，从而形成仅视距场景，对所有链路有 $p_{\mathrm{L}}(z) = 1$ 和 $P_{T_{si\to\mathrm{p0}}} = P_{\mathrm{L}si\to\mathrm{p0}}$。

2) 高遮挡损耗（*HBL*）场景 指所有链路均被阻塞的情况，从而形成仅非视距场景，对所有链路有 $p_{\mathrm{L}}(z) = 0$和 $P_{T_{si\to\mathrm{p0}}} = P_{\mathrm{N}si\to\mathrm{p0}}$。

3) 非视距中断（*NOL*）场景 指非视距链路处于完全中断的情况即， $C_{\mathrm{N}} = 0$。因此，当 $T_{si\to\mathrm{p0}} = 1$ 时 $U_i = U_i^{\mathrm{L}}$，且当 $T_{si\to\mathrm{p0}} = 0$时 $U_i = 1$。

4) 全向 *SLS* 指使用全向天线，且 $g_{uv}(\theta) = 1, \forall\, \theta$。此处， $P_{T_{si\to\mathrm{p0}}}$和 U_i 分别由(3)和(4)给出，并带有 $\kappa_{i0} = 1$。

III. Analysis

本节分析方向性和阻塞对次级用户传输机会以及主用户/次级用户链路覆盖的影响，以了解空间感知 SLS 所能带来的益处。

A. 媒介接入概率（*MAP*）

对于位于$\mathbf{X}_{si}$的 i^{th} 次级发射机，其 MAP 定义为它能够接入信道的概率即 $p_{\mathrm{m}i} = \mathbb{P}(U_i = 1)$。利用式 (4)，可写为 $p_{\mathrm{m}i} = \mathbb{P}(G_{i0} < (\rho/p_{\mathrm{s}})/(\kappa_{i0}\ell_{T_{si\to\mathrm{p0}}}(x_{si})))$。使用 $G_{i0} \sim \exp(1)$ 并代入式 (2) 中的 $\ell_{T_{si\to\mathrm{p0}}}$，可得其 MAP 为

$$p_{\mathrm{m}i} = \begin{cases} 1 - p_{\mathrm{L}}(x_{si}) e^{-(\kappa_{\mathrm{L}}/\kappa_{i0}) x_{si}^{\alpha_{\mathrm{L}}}} & \text{when } T_{si\to\mathrm{p0}} = 1 \\ 1 - p_{\mathrm{N}}(x_{si}) e^{-(\kappa_{\mathrm{L}}/\kappa_{i0}) x_{si}^{\alpha_{\mathrm{L}}}} & \text{when } T_{si\to\mathrm{p0}} = 0 \end{cases}.$$

对阻塞取平均后，得到如下引理所述的 MAP。

引理 1。该 位于$\mathbf{X}_{si} = x_{si}\angle\theta_{si}$ 的 i^{th} 次级发射机的 *MAP* 为

$$p_{\mathrm{m}i} = 1 - \sum\nolimits_{T=\{\mathrm{L},\mathrm{N}\}} p_T(x_{si}) \exp\left(-\left(\kappa_T/\kappa_{i0}\right) x_{si}^{\alpha_T}\right), \tag{5}$$

其中 $p_{\mathrm{L}}(x_{si}) = \exp(-\mu x_{si} - p)$， $p_{\mathrm{N}}(x_{si}) = 1 - p_{\mathrm{L}}(x_{si})$， $\kappa_T = (\rho/p_{\mathrm{s}})/(C_T)$ 以及 $\kappa_{i0} = g_{\mathrm{pr}}(\theta_{si}) g_{\mathrm{st}}(\theta_{si} - \pi - \omega_{si})$。

注 *1.* 对于 *ZBL*、*HBL* 和 *NOL* 场景，式 *(5)* 中 i^{th} 次级发射机的 *MAP* 可简化为 $p_{\mathrm{m}i,\mathrm{ZBL}} = 1 - \exp(-(\kappa_{\mathrm{L}}/\kappa_{i0})x^{\alpha_{\mathrm{L}}}s_i)$，$p_{\mathrm{m}i,\mathrm{HBL}} = 1 - \exp(-(\kappa_{\mathrm{N}}/\kappa_{i0})x^{\alpha_{\mathrm{N}}}s_i)$ 和 $p_{\mathrm{m}i,\mathrm{NOL}} = 1 - p_{\mathrm{L}}(x_{si})\exp(-(\kappa_{\mathrm{L}}/\kappa_{i0})x^{\alpha_{\mathrm{L}}}s_i)$。

备注 2. 注意，采用全向 *SLS* 时，i^{th} 次级发射机的 *MAP* 由(5)给出，其中 $\kappa_{i0} = 1$。

推论 1. 在零旁瓣增益假设下，理想波束图对应的(5) 中的 *MAP* 可简化为 $p_{\mathrm{m}i,\ \mathrm{ideal}}$

$$= \begin{cases} 1 - \sum_T p_T(x_{\mathrm{s}i})\, e^{-\frac{\kappa_T x_{\mathrm{s}i}^{\alpha_T}}{a_{\mathrm{pr}} a_{\mathrm{st}}}} & \textit{if } |\theta_{\mathrm{s}i}| \le \phi_{\mathrm{pr}}/2, \\ & \quad |\theta_{\mathrm{s}i} - \pi - \omega_{\mathrm{s}i}| \le \phi_{\mathrm{st}}/2\ . \\ 1 & \textit{otherwise} \end{cases}$$

证明：对于理想波束图，$b_{\mathrm{pr}} = b_{\mathrm{st}} = 0$。因此，当 $|\theta_{\mathrm{s}i}| \le \phi_{\mathrm{pr}}/2$ $\kappa_{i0} = a_{\mathrm{pr}} a_{\mathrm{st}}$，$|\theta_{\mathrm{s}i} - \pi - \omega_{\mathrm{s}i}| \le \phi_{\mathrm{st}}/2$，否则为 0。将 κ_{i0} 代入 (5) 即得所需结果。 ■

B. 活动因子（可用度因子）

为量化主用户周围一定距离 R 范围内次级网络的传输机会，我们定义一个指标 AF，即区域 $\mathcal{B}$ 内活动次级发射机数量与次级发射机总数之比 $(0,\ R)$ 即

$$\eta_{\mathrm{s}} = \frac{1}{\pi \lambda_{\mathrm{s}} R^2}\, \mathbb{E}\Big[\sum\nolimits_{\mathbf{x}_{si} \in \Phi_{\mathrm{s}} \cap \mathcal{B}(0,R)} U_i \Big], \tag{6}$$

其中，$\mathcal{B}(0,\ R)$ 表示感兴趣区域。AF 随 R 的变化反映了随着与主接收机距离增大，主运营商对次级活动的影响。其表达式见下述定理（证明见附录 A）。

定理 1. 感兴趣区域 $\mathcal{B}(0, R)$ 内次级网络的可用度因子为

$$\begin{aligned} \eta_{\mathrm{s}} &= 1 - \frac{1}{\pi R^2} \int_0^{2\pi} \mathbb{E}_{\omega_{\mathrm{s}}} \left[\int_0^R \sum_T p_T(x_{\mathrm{s}})\, e^{-(\kappa_T/\kappa_0) x_{\mathrm{s}}^{\alpha_T}}\, x_{\mathrm{s}} \mathrm{d}x_{\mathrm{s}} \right] \mathrm{d}\theta_{\mathrm{s}} \\ &= 1 - \frac{1}{\pi R^2} \int_0^{2\pi} \mathbb{E}_{\omega_{\mathrm{s}}} \left[e^{-p} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-\mu)^n}{n!} \sum_T \alpha_T^{-1}\, \psi_T\left(n+2, \frac{\kappa_T}{\kappa_0}\right) - \frac{1}{\alpha_{\mathrm{N}}} \psi_{\mathrm{N}}\left(2, \frac{\kappa_{\mathrm{N}}}{\kappa_0}\right) \right] \mathrm{d}\theta_{\mathrm{s}}, \end{aligned} \tag{7}$$

其中 $T = \{\mathrm{L}, \mathrm{N}\}$，$p_{\mathrm{L}}(x_{\mathrm{s}}) = \exp(-\mu x_{\mathrm{s}} - p)$，$p_{\mathrm{N}}(x_{\mathrm{s}}) = 1 - p_{\mathrm{L}}(x_{\mathrm{s}})$，$\kappa_0 = g_{\mathrm{pr}}(\theta_{\mathrm{s}}) g_{\mathrm{st}}(\theta_{\mathrm{s}} - \pi - \omega_{\mathrm{s}})$ 以及

$$\psi_T(m,u) = \begin{cases} \psi_{\mathrm{L}}(m,u) = u^{-\frac{m}{\alpha_{\mathrm{L}}}}\, \Gamma(m/\alpha_{\mathrm{L}}, u R^{\alpha_{\mathrm{L}}}) & \text{when } T = \mathrm{L} \\ \psi_{\mathrm{N}}(m,u) = -u^{-\frac{m}{\alpha_{\mathrm{N}}}}\, \Gamma(m/\alpha_{\mathrm{N}}, u R^{\alpha_{\mathrm{N}}}) & \text{when } T = \mathrm{N} \end{cases}. \tag{8}$$

注释 3。 请注意，全向 *SLS* 下次级网络的可用度因子 $\eta_{\mathrm{s,omni}}$ 由(7) 给出，其中$\kappa_0 = 1$。

我们可以简化扇区化/理想波束图的 (7)，得到以下结果（证明见附录 B）。

推论2. 在扇区化波束图下，可用度因子表示为

$$\begin{aligned}\eta_{\mathrm{s,sec}} &= 1 - \frac{2}{R^2}\int_0^R \sum_T p_T(x_{\mathrm{s}}) \sum_{i=1:4} \mathcal{Q}_i \, e^{-(\kappa_T/\mathcal{G}_i) x_{\mathrm{s}}^{\alpha_T}} \, x_{\mathrm{s}} \mathrm{d}x_{\mathrm{s}} \\ &= 1 - \frac{2}{R^2} \sum_{i=1:4} \mathcal{Q}_i \left[\sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-\mu)^n}{n!} \sum_T \frac{e^{-p}}{\alpha_T} \, \psi_T\left(n+2, \frac{\kappa_T}{\mathcal{G}_i}\right) - \frac{1}{\alpha_{\mathrm{N}}} \, \psi_{\mathrm{N}}\left(2, \frac{\kappa_{\mathrm{N}}}{\mathcal{G}_i}\right) \right], \end{aligned} \tag{9}$$

其中， $\mathcal{Q}_i$ 和 $\mathcal{G}_i$ 的值分别为

i	1	2	3	4
$\mathcal{Q}_i$	$q_{\mathrm{pr}}q_{\mathrm{st}}$	$q_{\mathrm{pr}}(1-q_{\mathrm{st}})$	$(1-q_{\mathrm{pr}})q_{\mathrm{st}}$	$(1-q_{\mathrm{pr}})(1-q_{\mathrm{st}})$
$\mathcal{G}_i$	$a_{\mathrm{pr}}a_{\mathrm{st}}$	$a_{\mathrm{pr}}b_{\mathrm{st}}$	$a_{\mathrm{pr}}q_{\mathrm{st}}$	$b_{\mathrm{pr}}b_{\mathrm{st}}$

注 4. 在理想波束方向图假设（$b_{\mathrm{pr}} = b_{\mathrm{st}} = 0$）下，(9) 中的可用度因子可以简化 *as*

$$\eta_{\mathrm{s,ideal}} = 1 - \frac{2\mathcal{Q}_1}{R^2}\left[\sum_{n=0}^{\infty}\frac{(-\mu)^n}{n!}\sum_T \frac{e^{-p}}{\alpha_T}\,\psi_T\left(n+2, \frac{\kappa_T}{\mathcal{G}_1}\right) - \frac{1}{\alpha_{\mathrm{N}}}\,\psi_{\mathrm{N}}\left(2, \frac{\kappa_{\mathrm{N}}}{\mathcal{G}_1}\right)\right]. \tag{10}$$

我们可以进一步将 η_{s}, $\eta_{\mathrm{s,sec}}$, $\eta_{\mathrm{s,ideal}}$和$\eta_{\mathrm{s,omni}}$ 在ZBL、HBL和NOL场景下简化为表 I中给出的形式。在ZBL或HBL中，仅存在一种链路类型（要么全部为视距，要么全部为非视距），

表 I：ZBL、HBL和NOL场景下的可用度因子 η_{s},$\eta_{\mathrm{s,sec}}$,$\eta_{\mathrm{s,ideal}}$ 和$\eta_{\mathrm{s,omni}}$ 。

阻塞场景/波束图	η_{s}	$\eta_{\mathrm{s,sec}}$	$\eta_{\mathrm{s,ideal}}$	$\eta_{\mathrm{s,omni}}$
ZBL: $1-(1/R^2)\ (2/\alpha_{\mathrm{L}})\times$	$\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi}\mathbb{E}_{\omega_{\mathrm{s}}}[\psi_{\mathrm{L}}(2,\kappa_{\mathrm{L}}/\kappa_0)]\mathrm{d}\theta_{\mathrm{s}}$	$\sum_{i=1:4}\mathcal{Q}_i\,\psi_{\mathrm{L}}(2,\ \kappa_{\mathrm{L}}/\mathcal{G}_i)$	$\mathcal{Q}_1\,\psi_{\mathrm{L}}(2,\ \kappa_{\mathrm{L}}/\mathcal{G}_1)$	$\psi_{\mathrm{L}}(2,\ \kappa_{\mathrm{L}})$
HBL: $1+\ (1/R^2)\ \ (2/\alpha_{\mathrm{N}})\ \times$	$\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi}\mathbb{E}_{\omega_{\mathrm{s}}}[\psi_{\mathrm{N}}(2,\kappa_{\mathrm{N}}/\kappa_0)]\mathrm{d}\theta_{\mathrm{s}}$	$\sum_{i=1:4}\mathcal{Q}_i\,\psi_{\mathrm{N}}(2,\ \kappa_{\mathrm{N}}/\mathcal{G}_i)$	$\mathcal{Q}_1\,\psi_{\mathrm{N}}(2,\ \kappa_{\mathrm{N}}/\mathcal{G}_1)$	$\psi_{\mathrm{N}}(2,\ \kappa_{\mathrm{N}})$
NOL: $1-\frac{1_2}{R}\ ^{2}\ e^{-p}\sum_{n=0}^{\infty}\frac{(-\mu)^n}{n!}\times$	$\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi}\mathbb{E}_{\omega_{\mathrm{s}}}[\psi_{\mathrm{L}}(n+2,\ \kappa_{\mathrm{L}}/\kappa_0)]\mathrm{d}\theta_{\mathrm{s}}$	$\sum_{i=1:4}\ \mathcal{Q}_i\,\psi_{\mathrm{L}}(n+2,\ \kappa_{\mathrm{L}}/\mathcal{G}_i)$	$\mathcal{Q}_1\,\psi_{\mathrm{L}}(n+2,\ \kappa_{\mathrm{L}}/\mathcal{G}_1)$	$\psi_{\mathrm{L}}(n+2,\ \kappa_{\mathrm{L}})$

使可用度因子等于未考虑阻塞时得到的值。因此，利用 [22], 中的结果，我们可以证明，天线方向性会提升可用度因子，这是因为天线波束宽度减小的影响超过了主瓣增益增加的影响。同样，对于理想均匀线性阵列波束方向图下的 NOL 场景，根据表 I，我们有

$$\begin{aligned}&\frac{1-\eta_{\mathrm{s,ideal,NOL}}}{1-\eta_{\mathrm{s,omni,NOL}}} = (\kappa/(2\pi))^{\frac{4}{\alpha_{\mathrm{L}}}}\,\mathcal{Q}_1^{1-\frac{2}{\alpha_{\mathrm{L}}}}\,\mathcal{S} \\ &\text{with } \mathcal{S} = \frac{\int_0^{\kappa_{\mathrm{L}}R^{\alpha_{\mathrm{L}}}/\mathcal{G}_1} t^{\frac{2}{\alpha_{\mathrm{L}}}-1} e^{-t-\mu\mathcal{G}_1^{1/\alpha_{\mathrm{L}}}t^{1/\alpha_{\mathrm{L}}}}\mathrm{d}t}{\int_0^{\kappa_{\mathrm{L}}R^{\alpha_{\mathrm{L}}}} t^{2/\alpha_{\mathrm{L}}-1}e^{-t-\mu t^{1/\alpha_{\mathrm{L}}}}\mathrm{d}t}.\end{aligned}$$

请注意，在 $\mathcal{S}$ 的表达式中，上限 $\kappa_{\mathrm{L}} R^{\alpha_{\mathrm{L}}}/\mathcal{G}_1 < \kappa_{\mathrm{L}} R^{\alpha_{\mathrm{L}}}$ 处的分子被积函数小于分母被积函数。因此，$\mathcal{S} < 1$，这表明天线方向性会提升次级网络的可用度因子。

进一步由定理 1 可知，阻塞（即 更高的 μ）通过增加活跃次级发射机的数量来提高可用度因子。然而，这也会降低它们对主接收机产生的单独干扰，从而形成权衡，具体如下例所述。

例 1。 如果忽略衰落和方向性，*SLS* 限制 $C_T u^{-\alpha_T} \leq \rho/p_{\mathrm{s}}$ 会使所有活跃次级发射机位于半径为 $u = (C_T p_{\mathrm{s}}/\rho)^{1/\alpha_T}$ 的球外部。在仅视距情况下，所有活跃次级链路产生的平均干扰功率为 $\mathbb{E}[I_{\mathrm{L}}] = \mathbb{E}[\sum_{\mathbf{X}_{si}\in\Phi_{\mathrm{s}}} p_{\mathrm{s}} C_{\mathrm{L}} x^{-\alpha_{\mathrm{L}}}{}_{si}\ ] = (2\pi\lambda_{\mathrm{s}} p_{\mathrm{s}} C_{\mathrm{L}}\, u^{2-\alpha_{\mathrm{L}}})/(\alpha_{\mathrm{L}}-2)$。类似地，在仅非视距情况下，平均干扰为 $\mathbb{E}[I_{\mathrm{N}}] = (2\pi\lambda_{\mathrm{s}} p_{\mathrm{s}} C_{\mathrm{N}}\ \tilde{u}^{2-\alpha_{\mathrm{N}}})/(\alpha_{\mathrm{N}}-2)$，其中 $\tilde{u} = (C_{\mathrm{N}} p_{\mathrm{s}}/\rho)^{1/\alpha_{\mathrm{N}}}$。可以证明 $\tilde{u} < u$，这证实了阻塞会增加活跃次级发射机的数量。为近似比较两种情况下的平均干扰，定义 $\zeta = C_{\mathrm{L}}/C_{\mathrm{N}} > 1$ 和 $\alpha_{\mathrm{L}} = \alpha_{\mathrm{N}} = \alpha$。于是，对于 $\alpha > 2$，有 $\tilde{u}/u = \zeta^{-1/\alpha}$ 和 $\mathbb{E}[I_{\mathrm{L}}]/\mathbb{E}[I_{\mathrm{N}}] = \zeta^{2-2/\alpha} > 1$。这意味着，即使放宽限制，仅非视距场景仍会产生更低的干扰。

噪声、衰落和方向性等其他因素的存在会使这种比较变得更加复杂，尤其是在 $0 < L_\mu < \infty$ 时。例如，噪声的存在会减弱干扰对主系统性能的影响。同样，衰落会缩小 I_{L} 与 I_{N}及其对应平均激活概率之间的差异。

C. 主链路覆盖

主接收机处的瞬时信干噪比为

$$\mathsf{SINR}_{\mathrm{p0}} = \frac{H_{\mathrm{p0}} p_{\mathrm{p}} g_{\mathrm{pt}}(0)\, g_{\mathrm{pr}}(0)\, \ell_{T_{\mathrm{p0}}}(r_{\mathrm{p}})}{\sigma^2 + I_{\mathrm{s}}(\Phi_{\mathrm{s}})}, \tag{11}$$

其中，σ^2 是噪声功率，$\ell_{T_{\mathrm{p0}}}(r_{\mathrm{p}}) = \ell_{T_{\mathrm{p0}\to\mathrm{p0}}}(\|\mathbf{X}_{\mathrm{p0}} - \mathbf{Y}_{\mathrm{p0}}\|)$是链路长度为 r_{p}的主链路的路径损耗（见式（2））。这里，$I_{\mathrm{s}}(\Phi_{\mathrm{s}})$表示主接收机处所有活动次级发射机造成的总干扰，定义为

$$I_{\mathrm{s}}(\Phi_{\mathrm{s}}) = \sum\nolimits_{\mathbf{X}_{si}\in\Phi_{\mathrm{s}}} p_{\mathrm{s}} \kappa_{i0} U_i G_{i0} \ell_{T_{si\to\mathrm{p0}}}(x_{si}). \tag{12}$$

主链路的性能可以通过信干噪比的互补累积分布函数（CCDF）$_{\mathrm{p0}}$来衡量，也称为覆盖概率，如下文定理所示（证明见附录C）。

定理2。在发射限制阈值为 ρ 的空间感知选择性链路选择下，主链路的覆盖概率为

$$p_{\mathrm{cp}}(\tau,\mu,\rho)=\mathbb{P}\left[\mathsf{SINR}_{\mathrm{p0}}>\tau|\,\rho,\mu\right]=\sum_{T\in\{\mathrm{L,N}\}}p_T(r_{\mathrm{p}})\exp\left(-s_T\sigma^2-\lambda_{\mathrm{s}}\int_0^{2\pi}\int_0^{\infty}\left(1-\sum_{T_1\in\{\mathrm{L,N}\}}p_{T_1}(x_{\mathrm{s}})\times\right.\right.$$
$$\left.\left.\mathbb{E}_{\omega_{\mathrm{s}}}\left[\frac{1-e^{-\frac{(\rho/p_{\mathrm{p}}/C_T)r_{\mathrm{p}}^{\alpha_T}}{g_{\mathrm{pt}}(0)g_{\mathrm{pr}}(0)}\left(\tau+\frac{p_{\mathrm{p}}}{p_{\mathrm{s}}}\frac{C_T}{C_{T_1}}\frac{x_{\mathrm{s}}^{\alpha_{T_1}}}{r_{\mathrm{p}}^{\alpha_T}}\frac{g_{\mathrm{pt}}(0)g_{\mathrm{pr}}(0)}{g_{\mathrm{pr}}(\theta_{\mathrm{s}})g_{\mathrm{st}}(\theta_{\mathrm{s}}-\pi-\omega_{\mathrm{s}})}\right)}}{1+\tau\frac{p_{\mathrm{s}}}{p_{\mathrm{p}}}\frac{C_{T_1}}{C_T}\left(\frac{r_{\mathrm{p}}^{\alpha_T}}{x_{\mathrm{s}}^{\alpha_{T_1}}}\right)\frac{g_{\mathrm{pr}}(\theta_{\mathrm{s}})g_{\mathrm{st}}(\theta_{\mathrm{s}}-\pi-\omega_{\mathrm{s}})}{g_{\mathrm{pt}}(0)g_{\mathrm{pr}}(0)}}+e^{-\frac{(\rho/p_{\mathrm{s}}/C_{T_1})x_{\mathrm{s}}^{\alpha_{T_1}}}{g_{\mathrm{pr}}(\theta_{\mathrm{s}})g_{\mathrm{st}}(\theta_{\mathrm{s}}-\pi-\omega_{\mathrm{s}})}}\right]\right)x_{\mathrm{s}}\mathrm{d}x_{\mathrm{s}}\mathrm{d}\theta_{\mathrm{s}}\right), \tag{13}$$

$$=\sum_{T\in\{\mathrm{L,N}\}}p_T(r_{\mathrm{p}})\exp\left(-s_T\sigma^2-\lambda_{\mathrm{s}}\left[\mathcal{N}\left(\frac{2}{\alpha_{\mathrm{N}}},s_T\rho\right)\mathsf{n}_3\left(\frac{2}{\alpha_{\mathrm{N}}}\right)+e^{-p}\sum_{n=0}^{\infty}\frac{(-\mu)^n}{n!}\left[\mathcal{N}\left(\frac{(n+2)}{\alpha_{\mathrm{L}}},s_T\rho\right)\times\right.\right.$$
$$\left.\left.\mathsf{n}_3\left(\frac{(n+2)}{\alpha_{\mathrm{L}}}\right)-\mathcal{N}\left(\frac{(n+2)}{\alpha_{\mathrm{N}}},s_T\rho\right)\mathsf{n}_3\left(\frac{(n+2)}{\alpha_{\mathrm{N}}}\right)\right]\right]\right), \tag{14}$$

其中 $s_T=\tau r^{\alpha_T}{}_{\mathrm{p}}\ /(C_Tp_{\mathrm{p}}g_{\mathrm{pt}}(0)g_{\mathrm{pr}}(0))$，

$$\mathcal{N}(m/\alpha_{T_1},s)=\frac{1}{\alpha_{T_1}}\kappa_{T_1}^{-m/\alpha_{T_1}}\left[s^{\frac{m}{\alpha_{T_1}}}\mathsf{n}_1\left(\frac{m}{\alpha_{T_1}}\right)-\Gamma\left(\frac{m}{\alpha_{T_1}}\right)+\mathsf{n}_2\left(\frac{m}{\alpha_{T_1}},s\right)\right].$$

这里，$\mathsf{n}_1(k)=\pi\csc(\pi k)$，$\mathsf{n}_2(k,\ \nu)=\int_{\nu}^{\infty}e^{-u}u^{-1}(u-\nu)^k\mathrm{d}u$，$\mathsf{n}_3(k)=\mathbb{E}_{\omega_{\mathrm{s}}}[\int_0^{2\pi}(g_{\mathrm{pr}}(\theta_{\mathrm{s}})g_{\mathrm{st}}(\theta_{\mathrm{s}}-\pi-\omega_{\mathrm{s}}))^k\mathrm{d}\theta_{\mathrm{s}}]$。

我们可以观察到，在 p_{cp}的表达式中，天线方向性的影响可通过 s_T 和n_3 项分离。因此，为了更好地理解天线方向性的影响，我们现在将在扇区化/理想波束方向图近似下进一步简化 p_{cp}，得到以下结果（证明见附录D）。

推论3。 在扇区化波束近似下，主覆盖$p_{\mathrm{cp,\ sec}}(\tau,\mu,\rho)$ 由(14)给出，其中$s_T=\tau r^{\alpha_T}{}_{\mathrm{p}}\ /(C_Tp_{\mathrm{p}}a_{\mathrm{pt}}a_{\mathrm{pr}})$且$\mathsf{n}_3(k)=2\pi\sum_{i=1:\ 4}\mathcal{Q}_i\ \mathcal{G}_i^k$。

推论4. 在理想波束方向图假设下，主覆盖 $p_{\mathrm{cp,\ ideal}}(\tau,\mu,\rho)$ 由 (14)给出，其中 $s_T=\tau r^{\alpha_T}{}_{\mathrm{p}}\ /(C_Tp_{\mathrm{p}}a_{\mathrm{pt}}a_{\mathrm{pr}})$和 $\mathsf{n}_3(k)=2\pi\mathcal{Q}_1\mathcal{G}_1^k$。

注5. 全向 *SLS* 下网络的主覆盖 $p_{\mathrm{cp,\ omni}}(\tau,\mu,\rho)$ 由(14)给出，其中 $\mathrm{n}_3(\cdot)=2\pi$且 $s_T=\tau r^{\alpha_T}{}_{\mathrm{p}}\ /C_Tp_{\mathrm{p}}$。

表 II：主要　　ZBL、HBL 和 NOL 场景下采用扇区化、理想和全向波束方向图时的覆盖　　s.

场景	$p_{\mathrm{cp}}(\tau,\ \mu,\ \rho)$	$p_{\mathrm{cp,sec}}(\tau,\mu,\rho)2\pi\sum_{i=1:\ 4}\mathcal{Q}_i\mathcal{G}_i^{2/\alpha_{\mathrm{L}}}$	$p_{\mathrm{cp,ideal}}(\tau,\mu,\rho))=2\pi\mathcal{Q}_1\mathcal{G}_1^{2/\alpha_{\mathrm{L}}}$	$p_{\mathrm{cp,sec}}(\tau,\mu,\rho)$
ZBL：$p_{\mathrm{cp}}(\tau,\ 0,\ \rho)$	$e^{-s_{\mathrm{L}}\sigma^2-\lambda_{\mathrm{s}}\ \mathcal{N}(2/\alpha_{\mathrm{L}}\ s_{\mathrm{L}}\rho)\mathrm{n}_3(2/\alpha_{\mathrm{L}})}$	$s_{\mathrm{L}}=\frac{}{}\ \mathrm{n}_3\left(\frac{2}{\alpha}\right)=2\pi\sum_{i=1:4}\mathcal{Q}_i\mathcal{G}_i^{2/\alpha_{\mathrm{N}}}$	$s_{\mathrm{L}}=\frac{}{}\ \mathrm{n}_3\left(\frac{2}{\alpha}\right)=2\pi\mathcal{Q}_1\mathcal{G}_1^{2/\alpha_{\mathrm{N}}}$	$s_{\mathrm{L}}=\frac{}{}\ \mathrm{n}_3(\cdot)\ =2\pi$
HBL：$p_{\mathrm{cp}}(\tau,\infty,\rho)$	$e^{-s_{\mathrm{N}}\sigma^2-\lambda_{\mathrm{s}}\ \mathcal{N}(2/\alpha_{\mathrm{N}}\ s_{\mathrm{N}}\rho)\mathrm{n}_3(2/\alpha_{\mathrm{N}})}$	$s_{\mathrm{N}}=\frac{}{}\ \mathrm{n}_3\left(\frac{2}{\alpha}\right)=2\pi\sum_{i=1:4}\mathcal{Q}_i\mathcal{G}_i^{2/\alpha_{\mathrm{N}}}$	$s_{\mathrm{N}}=\frac{}{}\ \mathrm{n}_3\left(\frac{2}{\alpha}\right)=2\pi\mathcal{Q}_1\mathcal{G}_1^{2/\alpha_{\mathrm{N}}}$	$s_{\mathrm{N}}=\frac{}{}\ \mathrm{n}_3(\cdot)\ =2\pi$
NOL：$p_{\mathrm{cp}}(\tau,\mu,\rho)\vert_{C_{\mathrm{N}}=0}$	$p_{\mathrm{L}}(r_{\mathrm{p}})e^{-s_{\mathrm{L}}\sigma^2-\lambda_{\mathrm{s}}e^{-p}((2\pi/\mu^2)-\mathcal{I})}$	$s_{\mathrm{L}}=\frac{}{}\ \mathrm{n}_3\ (m/\alpha_{\mathrm{L}})=2\pi\sum_{i=1:}$	$s_{\mathrm{L}}=\frac{}{}\ \mathrm{n}_3\left(\frac{m_{\mathrm{L}}}{\alpha}\right)=2\pi\mathcal{Q}_1\mathcal{G}_1^{m/\alpha_{\mathrm{L}}}$	$s_{\mathrm{L}}=\frac{}{}\ \mathrm{n}_3(\cdot)\ =2\pi$

对于 ZBL、HBL 和 NOL 场景，我们可以进一步简化 p_{cp}, $p_{\mathrm{cp,sec}}$, $p_{\mathrm{cp,ideal}}$ 和 $p_{\mathrm{cp,omni}}$，得到表 II，其中 $\mathcal{I}=\sum_{n=0}^{\infty}[(-\mu)^n/(n!)]\mathcal{N}((n+2)/\alpha_{\mathrm{L}},s_{\mathrm{L}}\rho)\ \mathrm{n}_3((n+2)/\alpha_{\mathrm{L}})$。请注意，$s_T$ 和 n_3的值略有变化。

D. 次级链路的覆盖

为评估次级网络的性能，从所有次级链路中随机选取一条典型次级链路。

1) 给定位置处的次级覆盖：首先考虑相对于主链路处于给定位置/方向的次级链路 $\mathrm{X}_{\mathrm{s}0}-\mathrm{Y}_{\mathrm{s}0}$。为简化计算，我们变换坐标轴，使该链路 $\mathrm{X}_{\mathrm{s}0}-\mathrm{Y}_{\mathrm{s}0}$ 位于 X轴上（见图 2(a)），且其接收器位于原点，即 $\mathrm{Y}_{\mathrm{s}0}=\mathrm{o}$。请注意，坐标变换会保持主用户链路与所有次级链路之间的相对位置，因此不会影响性能。在新的坐标参考系中，由i^{th} 次级发射机导致的主接收机处的接收功率表达式为 $P'\ \mathrm{s}_{i\to}\mathrm{p}_0=p_{\mathrm{s}}G_{i0}g_{\mathrm{pr}}(\omega_{\mathrm{p}0}-\beta_{i0})g_{\mathrm{st}}(\beta_{i0}-\omega_{\mathrm{s}i})\ell_{T_{\mathrm{s}i\to\mathrm{p}0}}(z_{i0})$，其中 $z_{i0}=\|x_{\mathrm{s}i}\angle\theta_{\mathrm{s}i}-\mathrm{Y}_{\mathrm{p}0}\|$ 表示主接收机在 $\mathrm{Y}_{\mathrm{p}0}$ 处相对于i^{th}次级发射机的方向，其表达式为 $\beta_{i0}=\angle(x_{\mathrm{s}i}\angle\theta_{\mathrm{s}i}-\mathrm{Y}_{\mathrm{p}0})\ =\theta_{\mathrm{s}i}-\sin^{-1}((y_{\mathrm{p}0}/z_{i0})\sin(\theta_{\mathrm{s}i}-\delta_{\mathrm{p}0}+\sin^{-1}((r_{\mathrm{p}}/y_{\mathrm{p}0})\sin(\delta_{\mathrm{p}0}-\omega_{\mathrm{p}0})))$。请注意，由所考虑的次级发射机导致的主接收机处的接收功率为 $P'\ \mathrm{s}_{0\to}\mathrm{p}_0=p_{\mathrm{s}}G_{00}g_{\mathrm{pr}}(\omega_{\mathrm{p}0}-\beta_{00})g_{\mathrm{st}}(\beta_{00}-\pi)\ell_{T_{\mathrm{s}0\to\mathrm{p}0}}(z_{00})$,

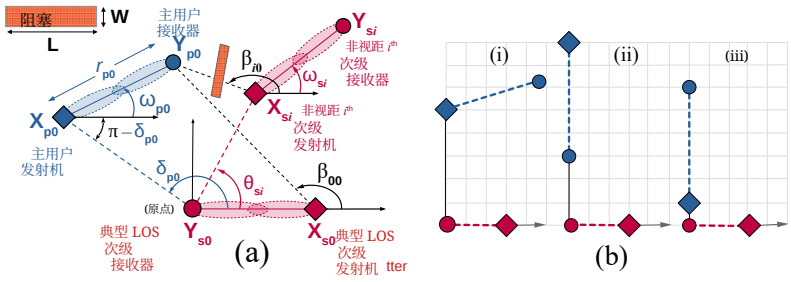

图 2：图示说明了 (a) 用于分析次级链路覆盖的新坐标参考系，以及 (b) 主链路位置的三种设置，其中参数 $\{\angle\delta_{\mathrm{p}0},x_{\mathrm{p}0},\angle\omega_{\mathrm{p}0}\}$ 分别取值为 (i) $\{\pi/2,50\mathrm{m}\ \pi/12\}$、(ii) $\{\pi/2,80\mathrm{m}\ -\pi/2\}$ 和 (iii) $\{\pi/2,10\mathrm{m}\ \pi/2\}$。

其中 $z_{00} = \|r_{\mathrm{s}} \angle 0 - \mathbf{Y}_{\mathrm{p0}}\|$。表示 i^{th}次级发射机传输活动的指示变量为 $U_i^{'} = \mathbb{1}(p_{\mathrm{s}} G_{i0} g_{\mathrm{pr}}(\omega_{\mathrm{p0}} - \beta_{i0}) g_{\mathrm{st}}(\beta_{i0} - \omega_{\mathrm{s}i}) \ell_{T_{\mathrm{s}i\to\mathrm{p0}}}(z_{i0}) < \rho)$。由于采用了新的坐标参考系，针对所考虑的次级发射机以及 i^{th} 次级发射机，式 (5) 中 MAP 的表达式略有修改（见下文引理）。不过，其证明与引理 1 类似。

引理 2. 在存在主链路的情况下，位于$\mathbf{X}_{\mathrm{s}i} = x_{\mathrm{s}i}\angle\theta_{\mathrm{s}i}$ 处的 i^{th} 次级发射机的 *MAP* 为$p^{'}{}_{\mathrm{m}i} = 1 - \sum_{T=\{\mathrm{L},\mathrm{N}\}} p_T(z_{i0}) \exp(-(\rho z_{i0}^{\alpha_T})/(C_T p_{\mathrm{s}} g_{\mathrm{st}}(\beta_{i0} - \omega_{\mathrm{s}i}) g_{\mathrm{pr}}(\omega_{\mathrm{p0}} - \beta_{0i})))$。

引理 3. 所考虑的次级发射机$\mathbf{X}_{\mathrm{s0}}$ 因主链路而产生的 *MAP* 为$p^{'}{}_{\mathrm{m}0} = 1 - \sum_{T=\{\mathrm{L},\mathrm{N}\}} p_T(z_{00}) \exp\left(-(\rho z_{00}^{\alpha_T})/(C_T p_{\mathrm{s}} g_{\mathrm{st}}(\beta_{00} - \pi) g_{\mathrm{pr}}(\omega_{\mathrm{p0}} - \beta_{00}))\right)$。

注 6. 请注意，全向 *SLS* 下一个网络的指示变量为$U_{i\,,\text{全向}}^{'} = \mathbb{1}(p_{\mathrm{s}} G_{i0} \ell_{T_{\mathrm{s}i\to\mathrm{p0}}}(z_{i0}) < \rho)$，其 *MAP* 为$p^{'}{}_{\mathrm{m}i,\text{全向}} = 1 - \sum_{T=\{\mathrm{L},\mathrm{N}\}} p_T(z_{i0}) \exp(-(\rho z_{i0}^{\alpha_T})/(C_T p_{\mathrm{s}}))$。

瞬时 所考虑的位于原点**o** 的次级接收机处的信干噪比为 s

$$\mathsf{SINR}_{\mathrm{s0}} = \frac{F_{\mathrm{s0}} U_0^{'} p_{\mathrm{s}} g_{\mathrm{st}}(0)\, g_{\mathrm{sr}}(0)\, \ell_{T_{\mathrm{s0}}}(r_{\mathrm{s}})}{\sigma^2 + I_{\mathrm{p}} + I_{\mathrm{s}}(\Phi_{\mathrm{s}})}. \tag{15}$$

其中，σ^2 为噪声功率，$\ell_{T_{\mathrm{s0}}}(r_{\mathrm{s}}) = \ell_{T_{\mathrm{s0}\to\mathrm{s0}}}$ 为链路长度为 r_{s}的典型次级链路的路径损耗。 I_{p} 和 $I_{\mathrm{s}}(\Phi_{\mathrm{s}})$分别表示典型次级接收机受到主链路以及其余活跃次级发射机造成的干扰，具体如下:

$$I_{\mathrm{p}} = p_{\mathrm{p}} \bar{\kappa}_{00} G_{00}^{'} \ell_{T_{\mathrm{p0}\to\mathrm{s0}}}(x_{\mathrm{p0}})$$
$$I_{\mathrm{s}}(\Phi_{\mathrm{s}}) = \sum\nolimits_{\mathbf{X}_{\mathrm{s}i}\in\Phi_{\mathrm{s}}/\{\mathbf{X}_{\mathrm{s0}}\}} p_{\mathrm{s}} \kappa_{i0} U_i^{'} F_{i0}^{'} \ell_{T_{\mathrm{s}i\to\mathrm{s0}}}(x_{\mathrm{s}i}),$$

其中，$\bar{\kappa}_{00} = g_{\mathrm{sr}}(\delta_{\mathrm{p0}})\, g_{\mathrm{pt}}(\delta_{\mathrm{p0}} - \pi - \omega_{\mathrm{p0}})$和 $\kappa_{i0} = g_{\mathrm{pr}}(\theta_{\mathrm{s}i})\; g_{\mathrm{st}}(\theta_{\mathrm{s}i} - \pi - \omega_{\mathrm{s}i})$。典型次级链路的覆盖概率（$p_{\mathrm{cs}}(\tau,\mu,\rho) = \mathbb{P}[\text{信干噪比}_{\mathrm{s0}} > \tau|\,\rho,\mu]$）如下述定理所示（证明见附录 E）。

定理 3. 在存在其他次级链路且确保主链路处的干扰低于 ρ 时，次级链路的覆盖概率为

$$p_{\mathrm{cs}}(\tau,\mu,\rho) = \sum_{T=\{\mathrm{L},\mathrm{N}\}} p_T(r_{\mathrm{s}})\, e^{-\frac{\tau\sigma^2}{A_0^T}} \left[1 - \sum_{T_1} p_{T_1}(z_{00})\, e^{-1/A_{10}^{T_1}}\right] \left(\sum_{T_2} \frac{p_{T_2}(x_{\mathrm{p0}})}{1 + \tau A_{20}^{T_2}/A_0^T}\right) \times$$
$$\exp\left(-\lambda_{\mathrm{s}} \int_0^{2\pi}\int_0^{\infty} \sum_{T_3} p_{T_3}(x_{\mathrm{s}}) \times \mathbb{E}_{\omega_{\mathrm{s}}}\left[\frac{1 - \sum_{T_4} p_{T_4}(z_0)\, e^{-A_{\mathrm{s0}}^{T_4} z_0^{\alpha_{T_4}}}}{1 + C_{\mathrm{s}}^{T_3} x_{\mathrm{s}}^{\alpha_{T_3}}}\right] x_{\mathrm{s}} \mathrm{d}x_{\mathrm{s}} \mathrm{d}\theta_{\mathrm{s}}\right), \tag{16}$$

其中，$A_0^T = p_{\mathrm{s}} g_{\mathrm{st}}(0) g_{\mathrm{sr}}(0) C_T r^{-\alpha_T}$ 表示次级链路的服务功率，$A_{10}^{T_1} = p_{\mathrm{s}} g_{\mathrm{st}}(\beta_{00} - \pi) g_{\mathrm{pr}}(\omega_{\mathrm{p0}} - \beta_{00}) C_{T_1} z_{00}^{-\alpha_{T_1}} / \rho$ 表示相对于 ρ 的所考虑的次级到主链路干扰，$A_{20}^{T_2} = p_{\mathrm{p}} g_{\mathrm{pt}}(\delta_{\mathrm{p0}} - \pi - \omega_{\mathrm{p0}}) g_{\mathrm{sr}}(\delta_{\mathrm{p0}}) C_{T_2} x_0^{-\alpha_{T_2}} p$ 表示主发射机到所考虑的次级链路的干扰，$A^{T_4} s0(\omega_{\mathrm{s}}, \beta_0(x_{\mathrm{s}}, \theta_{\mathrm{s}})) = \rho / (p_{\mathrm{s}} C_{T_4} g_{\mathrm{st}}(\beta_0(x_{\mathrm{s}}, \theta_{\mathrm{s}}) - \omega_{\mathrm{s}}) g_{\mathrm{pr}}(\omega_{\mathrm{p0}} - \beta_0(x_{\mathrm{s}}, \theta_{\mathrm{s}})))$ 表示 ρ 与从干扰次级发射机到主接收器的方向增益之比，$C^{T_3} s(\omega_{\mathrm{s}}, \theta_{\mathrm{s}}) = A_0^T / \tau p_{\mathrm{s}} C_{T_3} g_{\mathrm{st}}(\theta_{\mathrm{s}} - \omega_{\mathrm{s}} - \pi) g_{\mathrm{sr}}(\theta_{\mathrm{s}})$，其中 $T_n = \{L, N\}$ 对于 $n = \{1-4\}$。x_{p0} 和 δ_{p0} 分别表示相对于 Y_{s0} 的主发射机距离和角度。$z_{00} = \|r_{\mathrm{s}} \angle 0 - Y_{\mathrm{p0}}\|$、$\beta_{00} = \angle(r_{\mathrm{s}} \angle 0 - Y_{\mathrm{p0}})$、$z_0 = \|x_{\mathrm{s}} \angle \theta_{\mathrm{s}} - Y_{\mathrm{p0}}\|$，以及 $\beta_0(x_{\mathrm{s}}, \theta_{\mathrm{s}}) = \angle(x_{\mathrm{s}} \angle \theta_{\mathrm{s}} - Y_{\mathrm{p0}})$。

请注意，与定理2中计算的主覆盖情形不同，主保护区不再关于次级接收器对称；此外，（16）中存在五个视距概率函数，进一步阻碍了利用对称性论证简化表达式。不过，我们可以将（16）分为以下四项，从而得出一些见解：

a) 项 -1：$\sum_T p_T(r_{\mathrm{s}}) \exp(-\tau\sigma^2 / A_0^T)$ 源于噪声（σ^2），其取决于τ相对于 $\mathrm{X_{s0}} - \mathrm{Y_{s0}}$ 的信噪比（A_0^T / σ^2）的大小。这里，A_0^T（$T = \{$为 L、N$\}$）分别表示视距/非视距 $\mathrm{X_{s0}} - \mathrm{Y_{s0}}$ 链路的信号强度。b) 项 -2：$1 - \sum_{T_1} p_{T_1}(z_{00})(1 - e^{-1/A_{10}^{T_1}})$（$T_1 = \{$为 L、N$\}$）表示 $\mathrm{X_{s0}}$ 的 MAP，并取决于视距/非视距 $\mathrm{X_{s0}}$ 至 $\mathrm{Y_{p0}}$ 的接收信号强度（以 $A_{10}^{T_1}$衡量）。c) 项 -3：$\sum_{T_2}(p_T(x_{\mathrm{p0}}))/(1 + \tau(A_{20}^{T_2} / A_0^T))$ 取决于主干扰相对于所考虑次级链路服务功率的大小。这里，$A_{20}^{T_2}$（$T_2 = \{$为 L、N$\}$）表示从 $\mathrm{X_{p0}}$ 到视距/非视距 $\mathrm{Y_{s0}}$ 的接收信号强度。d) 项 -4：积分项 $I = \int_0^{2\pi} \mathbb{E}_{\omega_{\mathrm{s}}}[\int_0^{\infty} \sum_{T_3} p_{T_3}(x_{\mathrm{s}}) \; [(1 - \sum_{T_4} p_{T_4}(z_0) e^{-A_{\mathrm{s0}}^{T_4} z_0^{\alpha_{T_4}}})/(1 + C^{T_3} s\, x^{\alpha_{T_3}} s)] x_{\mathrm{s}} \mathrm{d}x_{\mathrm{s}}] \mathrm{d}\theta_{\mathrm{s}}$，其中分子和分母分别表示 $\mathrm{X_{s0}}$ 的 MAP，以及位于 $\mathrm{X_s}$ 处的视距/非视距次级发射机的干扰功率。

对应交叉链路$\mathbf{X}_{\mathrm{s0}} - \mathbf{Y}_{\mathrm{p0}}$（项 -2）和$\mathbf{X}_{\mathrm{p0}} - \mathbf{Y}_{\mathrm{s0}}$（项 -3）的信号存在不匹配，它们分别决定$\mathbf{X}_{\mathrm{s0}}$ 的 MAP p_{m0} 以及$\mathbf{Y}_{\mathrm{s0}}$处的主干扰 I_{p}。即使没有阻塞，两条链路也可能具有不同的方向增益；因此，要求$\mathbf{X}_{\mathrm{s0}} - \mathbf{Y}_{\mathrm{p0}}$的接收功率小于 ρ，并不能保证 I_{p}较低。特别是存在阻塞时，这种不匹配会更加明显，具体包括以下情况：(a) 第一条交叉链路为非视距，而第二条为视距，导致 MAP p_{m0} 较高，即使$\mathbf{Y}_{\mathrm{s0}}$ 处的 I_{p} 较高；(b) 第一条交叉链路为视距，而第二条链路

受到阻塞，导致 p_{m0} 较低，即使 I_{p} 较低。如果不存在不匹配，两条交叉链路将具有相同的增益即 $\rho A_{10}^{T_1} = A_{20}^{T_2}$，从而由 p_{m0}对 I_{p} 进行适当控制。由于变量 $C^{T_{3_{\mathrm{s}}}}$ 和 $A^{T_{4_{\mathrm{s0}}}}$及其各自乘数 x_{s} 和 z_0之间存在差异，项 -4 中也会出现类似的不匹配。当出现以下情况时，阻塞会进一步加剧项 -4中的不匹配：(a) $\mathbf{X}_{\mathrm{s}} - \mathbf{Y}_{\mathrm{s0}}$ 受到阻塞，而$\mathbf{X}_{\mathrm{s}} - \mathbf{Y}_{\mathrm{p0}}$为视距，导致 $\mathbf{Y}_{\mathrm{s0}}$ 处的次级干扰较低，且$\mathbf{X}_{\mathrm{s}}$处的 MAP 较低；(b) $\mathbf{X}_{\mathrm{s}} - \mathbf{Y}_{\mathrm{s0}}$ 为视距，而$\mathbf{X}_{\mathrm{s}} - \mathbf{Y}_{\mathrm{p0}}$ 为非视距，导致 Y_{s0} 处的次级干扰较高，且$\mathbf{X}_{\mathrm{s}}$的 MAP 较高。

我们进一步简化了 ZBL、HBL 和 NOL 情形下的式 (16)，如下述备注所示。

备注 7. 在 *ZBL/HBL/NOL* 情形下，次级覆盖分别为 a *s*

$$p_{\mathrm{cs,ZBL}} = p_{\mathrm{cs}}(\tau, 0, \rho) = e^{-\frac{\tau\sigma^2}{A_0^{\mathrm{L}}}} \left(\frac{1-e^{-1/A_{10}^{\mathrm{L}}}}{1+\tau A_{20}^{\mathrm{L}}/A_0^{\mathrm{L}}}\right) \exp\left(-\lambda_{\mathrm{s}} \int_0^{2\pi}\int_0^{\infty} \mathbb{E}_{\omega_{\mathrm{s}}}\left[\frac{1-e^{-A_{\mathrm{s0}}^{\mathrm{L}} z_0^{\alpha_{\mathrm{L}}}}}{1+C_{\mathrm{s}}^{\mathrm{L}} x_{\mathrm{s}}^{\alpha_{\mathrm{L}}}}\right] x_{\mathrm{s}} \mathrm{d}x_{\mathrm{s}} \mathrm{d}\theta_{\mathrm{s}}\right).$$

$$p_{\mathrm{cs,HBL}} = p_{\mathrm{cs}}(\tau, \infty, \rho) = e^{-\frac{\tau\sigma^2}{A_0^{\mathrm{N}}}} \left(\frac{1-e^{-1/A_{10}^{\mathrm{N}}}}{1+\tau A_{20}^{\mathrm{N}}/A_0^{\mathrm{N}}}\right) \exp\left(-\lambda_{\mathrm{s}} \int_0^{2\pi}\int_0^{\infty} \mathbb{E}_{\omega_{\mathrm{s}}}\left[\frac{1-e^{-A_{\mathrm{s0}}^{\mathrm{N}} z_0^{\alpha_{\mathrm{N}}}}}{1+C_{\mathrm{s}}^{\mathrm{N}} x_{\mathrm{s}}^{\alpha_{\mathrm{N}}}}\right] x_{\mathrm{s}} \mathrm{d}x_{\mathrm{s}} \mathrm{d}\theta_{\mathrm{s}}\right),$$

$$p_{\mathrm{cs,NOL}} = \left[p_{\mathrm{cs}}(\tau, \mu, \rho) | C_{\mathrm{N}} = 0\right] = p_{\mathrm{L}}(r_{\mathrm{s}})\, e^{-\frac{\tau\sigma^2}{A_0^{\mathrm{L}}}} \left(1 - p_{\mathrm{L}}(z_{00})\, e^{-1/A_{10}^{\mathrm{L}}}\right) \left(\frac{1+\tau\left(A_{20}^{\mathrm{L}}/A_0^{\mathrm{L}}\right) p_{\mathrm{N}}(x_{\mathrm{p0}})}{1+\tau\left(A_{20}^{\mathrm{L}}/A_0^{\mathrm{L}}\right)}\right) \times$$
$$\exp\left(-\lambda_{\mathrm{s}} \int_0^{2\pi}\int_0^{\infty} p_{\mathrm{L}}(x_{\mathrm{s}})\, \mathbb{E}_{\omega_{\mathrm{s}}}\left[\frac{1-p_{\mathrm{L}}(z_0) e^{-A_{\mathrm{s0}}^{\mathrm{L}} z_0^{\alpha_{\mathrm{L}}}}}{1+C_{\mathrm{s}}^{\mathrm{L}} x_{\mathrm{s}}^{\alpha_{\mathrm{L}}}}\right] x_{\mathrm{s}} \mathrm{d}x_{\mathrm{s}} \mathrm{d}\theta_{\mathrm{s}}\right).$$

由于 z_0 和 x_{s} 并不相同（尽管彼此密切相关），存在阻塞时，式 (16) 中积分的化简变得困难。以下两个示例通过近似其分子，使 $C^{T_{3_{\mathrm{s}}}}$ 和 $A^{T_{4_{\mathrm{s0}}}}$ 之间具有对称性，从而简化 NOL 情形下的项 -4。

示例 2. 假设所考虑的次级发射机与主接收机之间的距离相较于次级网络的平均接触距离非常近（$= 1/(2\sqrt{\lambda_{\mathrm{s}}})$），$z_0 \approx x_{\mathrm{s}}$ 并且 $g_{\mathrm{st}}(\beta_0(x_{\mathrm{s}}, \theta_{\mathrm{s}}) - \omega_{\mathrm{s}}) \approx g_{\mathrm{st}}(\theta_{\mathrm{s}} - \pi - \omega_{\mathrm{s}})$，由于所有其他次级发射机都远离主链路，因此所考虑的次级接收机和主接收机从所有其他次级发射机处获得的增益相似。于是，$A_{\mathrm{s0}}^{\mathrm{L}}/C_{\mathrm{s}}^{\mathrm{L}}$ 不是ω_{s} 的函数，并且$p_{\mathrm{cs,NOL}}$ 中的项 -4 可以简化为

$$I_{\mathrm{NOL,close}} = \frac{e^{-p}}{\alpha_{\mathrm{L}}} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-\mu)^n}{n!} \int_0^{2\pi} \left(\pi \csc\left(\frac{n+2}{\alpha_{\mathrm{L}}}\right) + \frac{2^n}{e^p}\, \Gamma\left(\frac{n+2}{\alpha_{\mathrm{L}}}\right) \times U\left(\frac{n+2}{\alpha_{\mathrm{L}}}, \frac{n+2}{\alpha_{\mathrm{L}}}, \frac{A_{\mathrm{s0}}^{\mathrm{L}}}{C_{\mathrm{s}}^{\mathrm{L}}}\right)\right) \times$$
$$\mathbb{E}_{\omega_{\mathrm{s}}}\left[\left(C_{\mathrm{s}}^{\mathrm{L}}\right)^{-\frac{(n+2)}{\alpha_{\mathrm{L}}}}\right] \mathrm{d}\theta_{\mathrm{s}},$$

其中， $U(a,b,z)$ 是 *Tricomi*合流超几何函数 *[28]*。

例3. 假设所考虑的次级发射机与主接收机之间的距离远大于次级网络的平均接触距离（ $=1/(2\sqrt{\lambda_{\rm s}})$），$y_{\rm p0}\gg x_{\rm s}$ 其中 $y_{\rm p0}=||\mathbf{Y}_{\rm p0}||$。因此， $z_0\approx y_{\rm p0}$ 以及项 -4 在 $p_{\rm cs,NOL}$ 中可简化为

$$I_{\rm NOL,far}=\frac{\pi e^{-p}}{\alpha_{\rm L}}\sum\nolimits_{n=0}^{\infty}\frac{(-\mu)^n}{n!}\csc\left(\frac{(n+2)}{\alpha_{\rm L}}\right)\int_0^{2\pi}\mathbb{E}_{\omega_{\rm s}}\Big[\big(1-p_{\rm L}(y_{\rm p0})\,e^{-A_{\rm s0}^{\rm L}y_{\rm p0}^{\alpha_{\rm L}}}\big)\big(C_{\rm s}^{\rm L}\big)^{-\frac{(n+2)}{\alpha_{\rm L}}}\Big]{\rm d}\theta_{\rm s}.$$

我们在扇区化波束近似下对（16）进行简化，得到推论5（证明见补充材料 [29]）。

推论5. 在扇区化波束近似下，项 -4 在(16) 中可简化为

$$I_{\rm sec}=\int_0^{\infty}\sum_{k=1}^{4}\int_{\mathcal{F}_k}\sum_{i=1}^{4}q_i(\delta_{\rm s}(x_{\rm s},\theta_{\rm s}))\,\mathbb{E}_{\omega_{\rm s}}\Bigg[\sum_{T_3}p_{T_3}(x_{\rm s})\sum_{T_4}p_{T_4}(z_0)\times \Bigg[\frac{1-\exp\left(-(\rho z_0^{\alpha_{T_4}})/(p_{\rm s}C_{T_4}\mathcal{A}_i\mathcal{C}_k)\right)}{1+(1/\tau)(C_T/C_{T_3})(x_{\rm s}^{\alpha_{T_3}}/r_{\rm s}^{\alpha_T})((a_{\rm st}a_{\rm sr})/(\mathcal{B}_i\mathcal{D}_k))}\Bigg]\Bigg]x_{\rm s}{\rm d}x_{\rm s}{\rm d}\theta_{\rm s},$$

其中 $\delta_{\rm s}(x_{\rm s},\theta_{\rm s})=\theta_{\rm s}-\beta_0(x_{\rm s},\theta_{\rm s})$。这里， $\mathcal{A}_i$ 和 $\mathcal{B}_i$ 分别表示干扰次级发射机到主接收机以及干扰次级发射机到所考虑的次级接收机的发射增益，其发生概率为 $q_i(\delta_{\rm s}(x_{\rm s},\theta_{\rm s}))$。类似地， $\mathcal{C}_k$ 和 $\mathcal{D}_k$ 分别表示主接收机到干扰次级发射机以及所考虑的次级接收机到干扰次级发射机的增益，对应于事件 $\mathcal{F}_k$。这些项表示为

概率	$\mathcal{A}_i$	$\mathcal{B}_i$
$q_1(\delta_{\rm s}(x_{\rm s},\ \theta_{\rm s}))$	$\mathcal{A}_1=a_{\rm st}$	$\mathcal{B}_1=a_{\rm st}$
$q_2(\delta_{\rm s}(x_{\rm s},\ \theta_{\rm s}))$	$\mathcal{A}_2=a_{\rm st}$	$\mathcal{B}_2=b_{\rm st}$
$q_3(\delta_{\rm s}(x_{\rm s},\theta_{\rm s}))$	$\mathcal{A}_3=b_{\rm st}$	$\mathcal{B}_3=a_{\rm st}$
$q_4(\delta_{\rm s}(x_{\rm s},\ \theta_{\rm s}))$	$\mathcal{A}_4=b_{\rm st}$	$\mathcal{B}_4=b_{\rm st}$

$\mathcal{C}_k$	$\mathcal{D}_k$	$\mathcal{F}_k$
$a_{\rm pr}$	$a_{\rm sr}$	$E_1\cap E_2$
$a_{\rm pr}$	$b_{\rm sr}$	$E_1\cap E_2^{\rm c}$
$b_{\rm pr}$	$a_{\rm sr}$	$E_1^{\rm c}\cap E_2$
$b_{\rm pr}$	$b_{\rm sr}$	$E_1^{\rm c}\cap E_2^{\rm c}$

其中 $E_1=\{\theta_{\rm s}:\ \theta_{\rm s}-\omega_{\rm s0}\in(-\phi_{\rm sr}/2,\ \phi_{\rm sr}/2)\}$ 以及 $E_2=\{\theta_{\rm s}:\ \beta_0(x_{\rm s},\ \theta_{\rm s})-\omega_{\rm p0}\in(-\phi_{\rm pr}/2,\ \phi_{\rm pr}/2)\}$。

在全向 SLS 下，我们可以进一步简化式 (16)，因为所有项都不再是 $\omega_{\rm s}$ 或 $\theta_{\rm s}$ 的函数，从而得到以下结果。

备注8。该 $p_{\rm cs}$次级覆盖，omni（τ、 ρ）对于采用全向 *SLS* 的网络表示为

$$p_{\rm cs,omni}(\tau,\mu,\rho)=\sum_{T}p_T(r_{\rm s})\,e^{-\frac{\tau\sigma^2r_{\rm s}^{\alpha_T}}{C_Tp_{\rm s}}}\left[1-\sum_{T_1}p_{T_1}(z_{00})\,e^{-\frac{\rho z_{00}^{\alpha_{T_1}}}{C_{T_1}p_{\rm s}}}\right]\left(\sum_{T_2}\frac{p_{T_2}(x_{\rm p0})}{1+\tau(C_{T_2}/C_T)(r_{\rm s}^{\alpha_T}/x_{\rm p0}^{\alpha_{T_2}})(p_{\rm p}/p_{\rm s})}\right)$$

$$\times \ \exp\left(-2\pi\lambda_{\mathrm{s}}\int_{0}^{\infty}\sum_{T_3} p_{T_3}(x_{\mathrm{s}})\left[\frac{1-\sum_{T_4} p_{T_4}(z_0)e^{-(\rho/p_{\mathrm{s}})/C_{T_4}z_0^{-\alpha_{T_4}}}}{1+(1/\tau)(C_T/C_{T_3})(x_{\mathrm{s}}^{\alpha_{T_3}}/r_{\mathrm{s}}^{\alpha_T})}\right]x_{\mathrm{s}}\mathrm{d}x_{\mathrm{s}}\right).$$

2）典型次级链路的覆盖：典型次级链路是指在感兴趣区域 $\mathcal{R}=\Phi_{\mathrm{s}}\cap\mathcal{B}(\mathbf{o}\ R)$ 内的所有次级链路中随机选取的一条次级链路。之所以考虑有限的 R 值，是为了观察与主用户的距离对次级用户性能的影响。当我们考虑完整无界二维空间中的平均用户时，主用户的影响会消失。请注意，式（16）中的 $p_{\mathrm{cs}}(\tau,\ \mu,\ \rho)$ 表示在主链路位置处，基于其相对位置/方向（x_{p0}、 δ_{p0}、 ω_{p0}）的次级链路覆盖。因此，典型次级覆盖表示为

$$p_{\mathrm{cs}}^{\mathrm{avg}}(\tau)=\frac{1}{\pi R^2}\int_0^R\int_0^{2\pi}\mathbb{E}_{\omega_{\mathrm{p}}}\left[p_{\mathrm{cs}}(\tau,\mu,\rho)\right]x_{\mathrm{p}}\mathrm{d}x_{\mathrm{p}}\mathrm{d}\delta_{\mathrm{p}}. \tag{17}$$

IV. 数值结果与见解

本节通过数值研究验证推导结果并获得见解。各种参数的默认值见表-III。我们考虑半径为$R_{\mathrm{sim}}=4000$ m的仿真区域。次级用户密度设为 $\lambda_{\mathrm{s}}=8\times10^{-5}$ 次级基站/m^2，对应于相邻点之间112 m的距离。我们定义参数 $L_\mu=1/\mu$来表示平均视距距离，其中 $L_\mu\to\infty$ 和 $L_\mu\to0$ 分别表示ZBL（仅视距）和HBL（仅非视距）场景。另请注意，除非另有说明，我们考虑了 M =(M_{p}， M_{s}) =(4， 4)，其中 $M_{\mathrm{pt}}=M_{\mathrm{pr}}=M_{\mathrm{p}}$ 和 $M_{\mathrm{st}}=M_{\mathrm{sr}}=M_{\mathrm{s}}$。为展示

表 III：数值评估参数 s

参数 数值	值	参数 数值	
f，带宽	60 GHz，200 MHz	p_{p}, p_{s}	27 dBm，17 dBm
r_{p},r_{s}	50 m，20 m	α_{L}, α_{N}	2。4, 4。2
C_{L} , C_{N}	−60 分贝，−70 dB	σ^2	7.9621×10^{-13} 瓦特
κ	121°	ϕ	κ/M 当 $M>1$

为研究主用户的相对距离和方向对所关注次级链路覆盖的影响，我们考虑了**TN** $=[\angle\delta_{\mathrm{p}}\ x_{\mathrm{p}}\ \angle\omega_{\mathrm{p}}]$的三种特定配置，分别称为**类型1（T1）**、**类型2（T2）**和**类型3（T3）**（见图2(b)），它们分别代表主次交叉链路之间干扰的相互影响程度较低、中等和较高的情形。典型次级

链路记为**类型4（T4）**。其与主接收机（位于原点）的距离 x_{p} 生成为 $x_{\mathrm{p}}=\sqrt{u_{\mathrm{p}}}$，其中 $u_{\mathrm{p}}=\mathcal{U}(0,R^2)$。此外，$\{\delta_{\mathrm{p}},\omega_{\mathrm{p}}\}=\mathcal{U}(0,2\pi)$。为避免有限 R_{sim}导致次级干扰出现仿真边缘效应，我们将 $R=R_{\mathrm{sim}}/2$ 设为感兴趣区域的半径。

A. 次级链路的*MAP*

图3展示了位置对次级发射机MAP的影响。如式(5)所示，我们可以观察到MAP取决于它们的位置、视距状态和方向性。比较图3(a)和(b)，我们可以看到降低 ρ 会减少次级传输机会。此外，我们可以观察到，当 L_{μ}从 ∞ （仅视距）变为0（仅非视距）时，活跃次级发射机的数量增加。

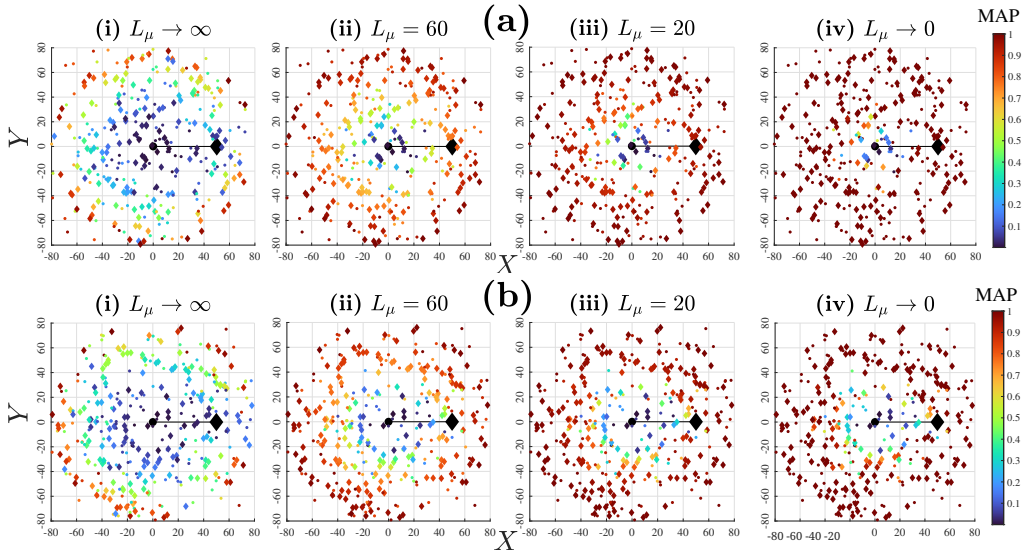

图3： p_{mi} 在 $\lambda_{\mathrm{s}}=8\times10^{-3}$ /m^2 和 $M=(4,4)$条件下的空间变化，其中(a)为 $\rho=10$ 飞瓦，(b)为 $\rho=1$飞瓦。主用户链路和次级链路的两端均具有天线，每个 ●–◆ 表示一个主接收机-发射机对。

B. 次级网络的可用度因子

现在，我们研究次级网络的可用度因子以及各种系统参数对其的影响。

1）空间感知 *SLS* 的影响：图 4 展示了全向和定向情形下，次级 AF 随平均视距距离 L_{μ} 的变化。我们可以观察到，AF 会随着更大的 M （更窄的天线波束宽度）、更高的 ρ （对次级传输的限制更宽松）以及

更小的 L_μ（更高的遮挡损耗）而提升。具体而言，当 $L_\mu \to 0$（HBL 情景）时，我们可以观察到，对于给定的 ρ，方向性能够显著提升次级 AF。图 5(a) 展示了不同阻塞严重程度下，次级 AF 随 ρ/p_{s} 的变化。这里可以观察到，当 L_μ 从 ∞（仅视距）切换为 0（仅非视距）时，$\eta_{\mathrm{s}} \to 1$ 需要在 ρ/p_{s} 上近似移动 -60 dB。因此，阻塞的存在使得采用更严格的 ρ 而不影响 AF 成为可能。

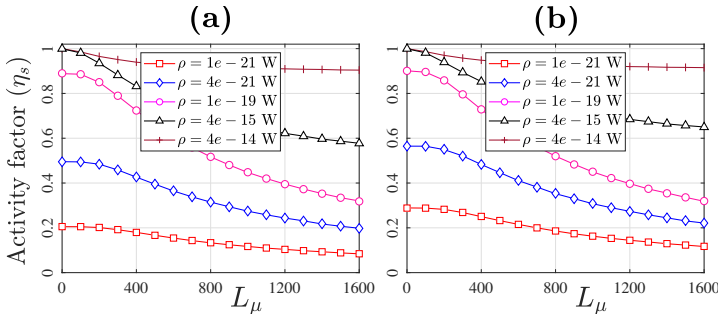

图 4：不同干扰阈值 ρ 下，次级 AF η_{s} 随平均视距距离 $L_\mu = 1/\mu$（单位：米）的变化，其中（a） $M = (1,\ 1)$，（b） $M = (4,\ 4)$。此处，感兴趣区域半径为 $R = 1000$ 米。

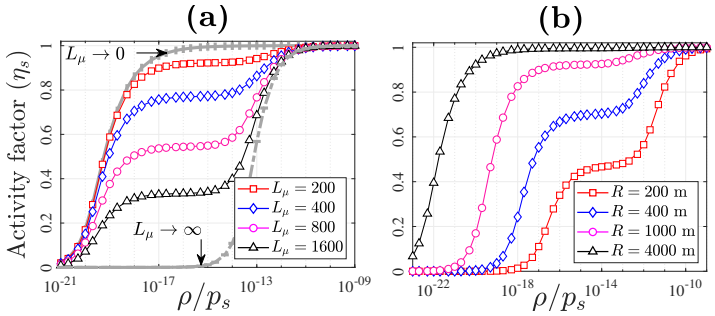

图 5：当 $M = (4,\ 4)$ 时，次级 AF η_{s} 随干扰阈值 ρ 的变化，其中（a）改变 L_μ 的值（单位：米），$R = 1000$ 米；（b）改变感兴趣区域半径 R 的值，$L_\mu = 200$ 米。

2) 遮挡的根本影响：图 5(a) 表明，由于双路径损耗，同时存在视距/非视距链路会改变可用度因子的基本形状，这与仅视距或非视距情形不同。例如，在图 5(a) 中，对于 L_μ 为非零有限值的情形，曲线中部可见一段被两次下降所包围的平台（平坦）区段。该区段表明，无论 ρ如何变化，次级活动都保持恒定。这些曲线左侧随ρ/p_{s} 的变化（即 ρ的较低取值）表示非视距次级链路的活动性有所提高，直至几乎所有非视距链路都变为活动状态。由于视距链路的功率显著更高，即使 ρ增加，它们仍保持非活动状态，从而形成平台区域。当 ρ超过某一数值后，视距链路也会随着 ρ的增加而开始变为活动状态，这对应于曲线的右侧。由于非视距链路所占比例随 L_μ减小，

平台高度随 L_μ降低。需要注意的是，该区域仅在视距链路与非视距链路混合存在时才会出现。这凸显了研究由阻塞导致的双路径损耗函数之影响的重要性，并将其与仅涉及单一路径损耗函数的情形进行比较，后者分别代表仅视距或仅非视距情形。

3) 次级链路与主接收机邻近程度的影响：为展示与主用户的邻近程度对次级链路性能的影响，图 5(b) 给出了不同感兴趣区域半径 R 下次级 AF 随 ρ/p_{s} 的变化。我们可以观察到，随着 R 增大， η_{s} 会在更小的阈值 ρ 处达到 1。这表明主用户对次级链路的影响会随着其与这些链路距离的增加而迅速减弱，这也与 (7) 一致。

C. 空间感知 *SLS* 的作用

图 6 和图 7 展示了空间感知型 SLS 的各项设计/系统参数（ρ、 M、 L_μ）对主用户和次级覆盖变化的影响。对于给定的 τ，我们可以观察到三个有趣的趋势。

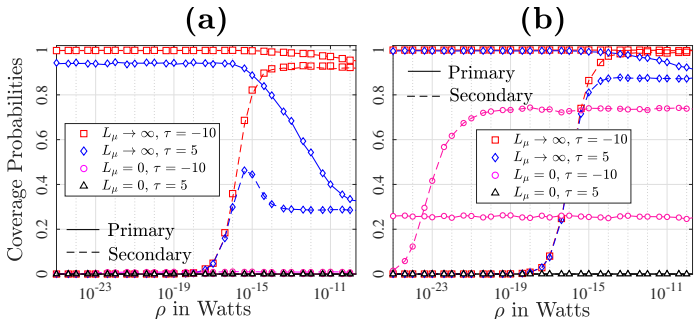

图 6：主用户与次级覆盖概率随干扰阈值 ρ 在不同 L_μ（单位：m）与 τ（单位：dB）组合下的变化，其中 (a) 为 $M = (1,1)$，(b) 为 $M = (4,4)$，针对 T4（平均次级用户）。

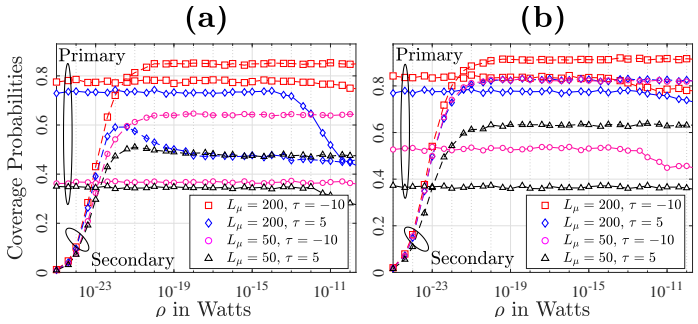

图 7：主用户与次级覆盖概率随 ρ 在不同 L_μ （单位：m）与 τ （单位：dB）组合下的变化，其中 (a) 为 $M = (1,1)$，(b) 为 $M = (4,4)$，针对 T4（平均次级用户）。

1）方向性的作用：我们观察到，更强的方向性对于提升主用户和次级覆盖性能起着决定性作用。结合 ρ 在限制次级干扰方面的作用，我们发现，如果方向性足够强，就可以选取合适的 ρ 值，既能保持主链路的性能，也能确保合理的次级覆盖。

2) 阻塞的作用：我们观察到，较大的平均视距距离 L_μ 通常会提升主覆盖和次级覆盖（在干扰阈值 ρ 的适当范围内）。此外， L_μ 的增加（即视距概率的增加）不仅能改善服务信号，也可能增加干扰，从而形成权衡。然而，如例 1 所示，由于传输限制，当 L_μ 增大时，次级干扰不会随之增加，因此主覆盖整体上会随着 L_μ 而提升。由于次级链路得不到这种保护， L_μ 的增加可能会因干扰增大而降低次级覆盖。当 ρ 较高、次级活动较大时，这种现象尤为明显。对于 $\tau = 5$ dB 和 $M = 1$ 的情况，从 $L_\mu = 200$ m 变为 $L_\mu = \infty$ 时，可以在图 6(a) 和图 7(a) 中观察到这一现象。不过，方向性有助于降低干扰，使 L_μ 对于 $M = 4$ 的系统性能有所提升。此外，在 ρ 较低、次级活动不大的情况下，次级干扰并非关键问题。例如，在图 6 中，观察仅视距场景（$L_\mu \to \infty$），次级系统性能因活动水平较低而下降。因此，阻塞通常有利于次级链路。

3） ρ的作用：通常， ρ 的增加会为次级链路提供更多传输机会，从而提高次级覆盖。然而，在某些场景下（见图 6(a) 和图 7(a)），它也可能增加次级干扰，导致次级覆盖整体下降，尤其是在 SINR阈值 τ较高时。不过，较高的天线方向性 M 可以轻易缓解覆盖下降（见图 6(b) 和图 7(b)）。较低的ρ 可确保更好的主覆盖，但会限制更多次级设备；较高的 ρ 则可以提高次级 MAP，同时会牺牲主系统性能。此外，还需注意，次级活动超过某一值后，也可能因次级干扰增加而降低次级系统性能。

D. 空间感知 *SLS* 的设计： ρ 的选择

如上所述，需要选择 ρ 的最优值（记为 $\rho^{\dagger}$），以实现权衡：在不显著影响主系统性能的前提下，允许适量的次级设备处于活动状态。在没有阻塞的情况下，确定 $\rho^{\dagger}$ 的方法是固定 p_{cp}和 p_{cs}，并选择能够满足这一条件的 ρ 最小值作为 $\rho^{\dagger}$。由于p_{cp} 和 p_{cs} 随 ρ单调变化，因此当 p_{cs}）达到饱和时，便可确定该值。然而，存在阻塞时，由于次级系统性能在达到饱和前会出现峰值，这种方法不再有效。例如，图 6(a) 和图 7(a)）显示，当 $L_{\mu} \to \infty$ 和 $L_{\mu} = 200$ 米时，即使 p_{cp} 的值固定，继续增大 ρ 也会导致 p_{cs} 例如急剧下降。因此，阻塞的存在改变了一项基本规律：对次级网络采取较宽松的传输限制（较高的 ρ）并不总能确保获得更好的次级覆盖。如前所述， L_{μ} 和 M 是确定 $\rho^{\dagger}$的重要因素。因此，选择合适的 $\rho^{\dagger}$的指导原则可调整如下：对于某些$\mathrm{p}^{\star}$，$\mathrm{s}^{\star}$ 满足 $0 \leq \{\mathrm{p}^{\star}, \mathrm{s}^{\star}\} \leq 1$， $\mu^{\star}$ 和 $\tau^{\star}$，求得

$$\rho^{\dagger} = \min \rho \;\; \text{s.t. } p_{\mathrm{cp}}(\tau^{\star}, \mu^{\star}, \rho) \geq \mathrm{p}^{\star}\,;\, p_{\mathrm{cs}}(\tau^{\star}, \mu^{\star}, \rho) \geq \mathrm{s}^{\star}. \tag{18}$$

请注意，如果存在 $\tau^{\star}$，则对于所有 $\tau \leq \tau^{\star}$，条件 (18) 也成立。为了说明系统行为，表 IV 列出了若干组参数值下方程 (18) 的解。

表 IV：满足不同次级链路 $\{p_{\mathrm{cp}} > 70\%\ p_{\mathrm{cs}} > 50\%\}$ 准则的 $\rho^{\dagger}$ 适当取值。前缀 p、f、a 和 y 分别表示皮（10^{-12}）、飞（10^{-15}）、阿托（10^{-18}）和幺科（10^{-24}）。

Type	L_{μ}	$\tau^{\star}$（以 dB 为单位）	$\rho^{\dagger}$			
			$M_{uv}=1$	$M_{uv}=2$	$M_{uv}=4$	$M_{uv}=8$
$T1$	∞	$\tau \leq -7$	0.12 pW	45。60 飞瓦	34.90 飞瓦	31 飞瓦
	200 米	$\tau \leq -3$	0.19 皮瓦	37.10 飞瓦	25.10 飞瓦	21.70 飞瓦
	50 m	$\tau \leq -15$	-	-	3.88 aW	3.02 aW
	0	$\tau \leq -10$	-	-	-	1.87 aW
$T2$	∞	$\tau \leq -3$	0.72 pW	0.25 皮瓦	0.18 pW	0.15 pW
	200 米	$\tau \leq -3$	0.47 皮瓦	0.21 皮瓦	0.15 皮瓦	0.12 pW
	50 m	$\tau \leq -15$	-	-	27。40 飞瓦	9.40 fW
	0	$\tau \leq -10$	-	-	-	36.39 aW
$T3$	∞	$\tau \leq -10$	86。20 飞瓦	0.67 皮瓦	55。60 飞瓦	41。10 飞瓦
	200 m	$\tau \leq -10$	63.10 fW	2.07 pW	42.70 飞瓦	28.90 飞瓦
	50 m	$\tau \leq -15$	-	-	4.14 飞瓦	16 aW
	0	$\tau \leq -10$	-	-	-	3.09 aW
$T4$	∞	$\tau \leq 0$	12.60 aW	9.20 aW	6.80 aW	5.20 aW
	200 m	$\tau \leq 7$	$1.8 - 45.7$ yW	0。86 yW	0。59 yW	0.43 yW
	50 m	$\tau \leq -15$	-	-	0.41 yW	0.33 yW
	0	$\tau \leq -10$	-	-	-	0.39 yW

E. 天线方向性的影响 M_{uv}

从图 6 和图 7 可以看出，即使存在较高的遮挡损耗，方向性也能提高实现 SLS 的可行性。例如，对于 $L_\mu = 50$ m、$\tau \leq -10$ dB 和 $\mathrm{p}^\star = \mathrm{s}^\star = 0.5$，在全向 SLS 下不存在可行的 $\rho^\dagger$ 取值（见图 7）。然而，采用 $M_{uv} = 4$ 即可轻松满足约束。从表 IV 可以看出，平均而言，较高的方向性（M_{uv}）和较短的平均视距距离（L_μ）允许对次级链路施加更严格的限制（更小的 $\rho^\dagger$），同时为主用户链路和次级链路提供相同的性能保证。除非另有说明，我们固定 $\rho = 1$ pW。

1) 关于主覆盖：图 8 展示了在不同 L_μ 值下，全向和空间感知 SLS（功率为 $\rho = 1$ pW）时，主覆盖随 τ 的变化情况。首先，我们注意到，阻塞会改变覆盖曲线的基本形状。当视距/非视距链路同时存在时（即 $L_\mu = 50$ m、200 m），图中会出现一个平台区域，其两侧各有一个下降段。左右两侧的下降段分别对应主链路处于非视距和视距状态时的覆盖，而平台区域（约延伸 21 dB）则表示在这一 τ 范围内，能够提供覆盖的非视距链路数量可以忽略不计。ZBL（$L_\mu \to \infty$）和 HBL（$L_\mu \to 0$）场景中不存在这一平台，且只有一个下降段。其次，我们注意到，阻塞可以通过减少次级干扰来改善主覆盖，但改善程度有限。阻塞严重程度若超过一定程度，主链路可能会变为非视距链路，从而降低其性能。因此，中等程度的阻塞更为有利。此外，我们还观察到，天线方向性能够改善覆盖：从 $M = 1$（全向）变为 4（$\phi = 30.25°$）时，覆盖稳定地正向偏移 12 dB。需要注意的是，当 $L_\mu = 50$ 或 200 m 时，平台区域中的这一偏移可能并不明显。尽管方向性能够改善视距和非视距链路的性能，但无法

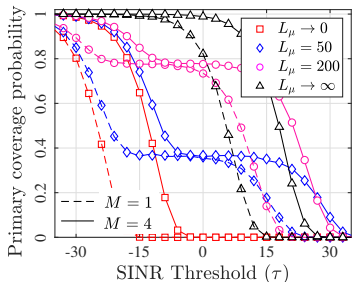

图 8：在不同的 L_μ 取值下，当 $\rho = 1$ pW、$\lambda_\mathrm{s} = 8 \times 10^{-5}/\mathrm{m}^2$ 时，主链路性能随 SINR阈值 τ（单位：dB）的变化。

改变链路状态。因此，在约 3 dB 的范围内，我们看到 $M=1$ 和 $M=4$ 曲线之间没有增益，原因如下。在 $\tau=-15$ 且为 0 dB 时，$M=1$ 下的主覆盖主要由视距链路贡献，因为非视距主链路超过这些阈值的信干噪比概率可以忽略不计。即使将 M 增大到 4，非视距主链路的性能仍无法提升至 0 dB 以上。另一方面，$M=4$ 可以帮助其超过 -15 dB，使 $\tau=-15$ dB 时的 p_{cp} 得到提升。

2）关于次级覆盖性能：图 9(a)-(d) 展示了在全向和定向情形下，四种次级用户（见图2(b)）的次级覆盖随 τ 的变化情况，我们观察到以下有趣的趋势。首先，方向性和阻塞对这些用户的影响存在显著差异，这凸显了用户的位置/方向对其性能的影响。例如，当 M 从 1 变为 4 时，T1 和 T2 用户的 p_{cs} 出现正向偏移（见图 9(a) 和 (b)）；而对于 T3 用户，p_{cs} 并非总是得到改善。具体而言，除 $L_\mu\to 0$ 的情形外，p_{cs} 会根据 τ 出现负向或正向偏移。例如，当 $L_\mu=200$ m 且 $L_\mu\to\infty$ 时，T3 用户在较低 τ 下出现正向偏移，而在较高 τ 下出现负向偏移（见图 9(c)）。直观而言，这主要是因为方向性提高了其他次级发射机的活跃度，导致未受保护的次用户处的次级干扰增加。通常，如果次级用户靠近主接收机且方向相似，它便能享有主接收机所获的保护，如 T1 和 T2 所示。T3 的特定配置造成了失配，导致保护区域缩小，从而使其自身受到的次级干扰水平升高。图 9(d) 展示了典型次级用户覆盖的变化情况。这里我们观察到，随着天线方向性增强，p_{cs} 出现正向偏移，且与 L_μ 的取值无关，这代表一种平均效应。因此，我们可以得出结论：即使存在阻塞，较强的天线方向性也能改善主链路和典型次级链路的覆盖，甚至

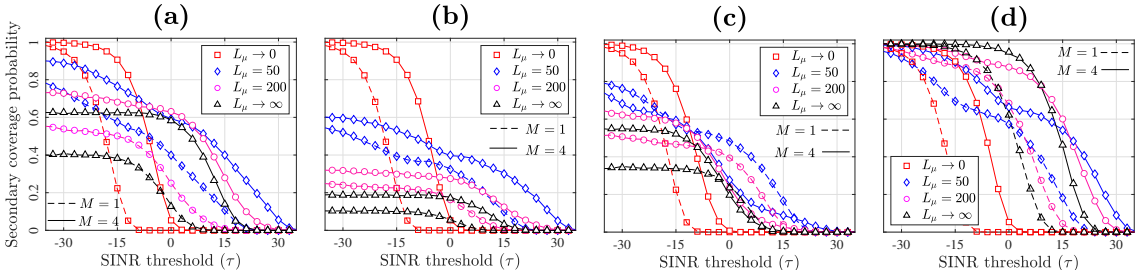

图9：在不同 L_μ （单位：m）取值下，次级链路性能随SINR阈值 τ （单位：dB）的变化，分别对应(a) T1、(b) T2、(c) T3、(d) T4。

在阻塞存在的情况下也是如此。值得注意的是，与主覆盖类似，阻塞也能改善次级覆盖，但仅限于阻塞严重程度不超过某个阈值。若阻塞严重程度进一步增加，覆盖可能会下降。因此，适度的阻塞有利于主链路和次级链路。

F. 次级密度的影响

图10展示了当次级密度提高十倍至 $8\times10^{-4}/\mathrm{m}^2$ 时，主用户和次级覆盖随 τ 的变化情况。与图8相比，p_{cp} 出现了显著的 -9 dB 负向偏移（见图10(a)），这是因为对于该 λ_{s} 值，阈值 $\rho=1$ pW 无法限制次级干扰对主用户造成的影响。不过，如果将 ρ 降至 1 fW，使 SLS 限制更加严格，就能降低次级干扰，从而抵消这种性能下降，如图10(b)所示。同样，与图9(d)相比，典型次级用户的 p_{cs} 显著下降，如图10(c)所示。然而，将 ρ 从 1 pW 降至 1 fW 仍无法抵消这种性能下降，如图10(d)所示，因为较低的 ρ 也会限制次级机会，从而降低其覆盖。

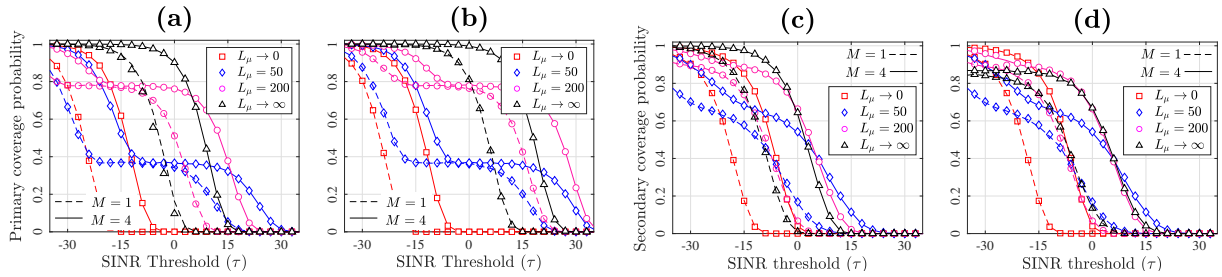

图10：在不同平均视距距离 L_μ（单位：米）下，主用户和次级链路性能随SINR阈值 τ（单位：dB）的变化，其中 $\lambda_{\mathrm{s}}=8\times10^{-4}/\mathrm{m}^2$，(a) $\rho=1$ pW，(b) $\rho=1$ fW。

G. 阻塞 L_μ的影响

图8—10展示了 L_μ 对覆盖曲线形状的影响。具体而言，对于 $L_\mu=50$ m和200 m，主覆盖存在两个由平台区域分隔的下降段，而在仅考虑视距和非视距的情况下则不存在该平台区域，正如第IV-E.1节所述。此外，对于 $L_\mu=50$ m，次级用户T3在 $M=1$ 和 $M=4$ 下的覆盖曲线在多个点处相交，如图9(c)所示。因此，我们现在仔细研究 L_μ的作用。

1) 对主覆盖的影响：图 11 显示了在不同 τ 值下，p_{cp} 随 L_μ 的变化。请注意，增大 L_μ 会：(i) 由于主链路的视距概率较高而改善 p_{cp}；(ii) 由于视距次级发射机数量增加而加剧次级干扰。

较小的 ρ 不会导致次级干扰增加；因此，第一种效应占主导地位，使 p_{cp} 随 L_μ 增大而改善。当 ρ 较大时，两种效应都会发挥作用，因此我们会看到一种权衡。起初， p_{cp} 会因第一种效应而改善。然而，超过某个值后

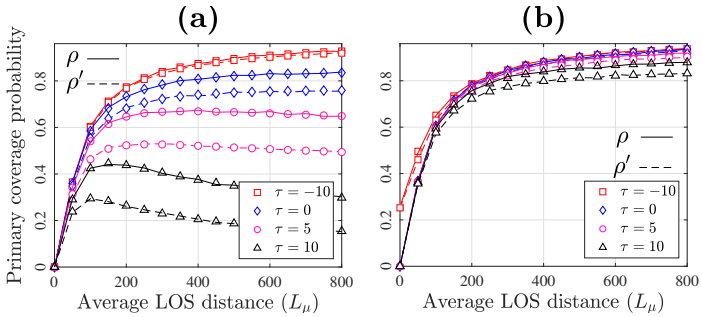

图 11：在不同SINR阈值 τ （单位：dB）下，主链路性能随平均视距距离 $L_\mu = 1/\mu$ （单位：米）的变化，通过改变主传输保护阈值 ρ 得到，其中(a) $M = (1, 1)$和(b) $M = (4,4)$。此处， $\rho = 1$ 皮瓦和 $\rho' = 10$ 皮瓦。

对于 L_μ，主链路视距概率并未大幅增加，而次级干扰则显著升高，从而整体降低了 p_{cp}。此外，较高 τ 下的覆盖主要来自具有非视距次级干扰的视距主链路。因此，该权衡在 τ 和 ρ较高的情况下更为显著。另外，由于方向性提高了主链路的服务功率并降低了次级干扰的影响，随着 L_μ 可观察到 p_{cp} 的持续改善（见图 11(b)）。

2) 关于次级覆盖性能：图 12 展示了对于四种次级用户，在 τ 取不同值时， p_{cp} 随 L_μ 的变化情况。我们观察到与图 11 中 p_{cp} 类似的趋势。我们还观察到， p_{cs} 在达到 $L_\mu \approx 50$ m 之前急剧上升，随后随着 L_μ 的增加而逐渐下降。首先注意，对于给定的 λ_{s} 值，平均距离为

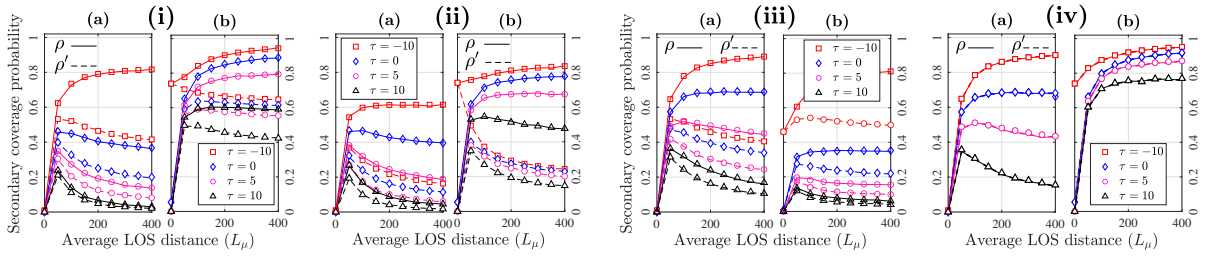

图 12：通过改变 ρ ，在 (a) $M = (1, 1)$ 和 (b)$M = (4, 4)$ 条件下，对于 (i) T1、(ii) T2、(iii) T3 和 (iv) T4 次级用户，在不同 τ 值（单位：dB）时，次级性能随 L_μ （单位：m）的变化。此处， $\rho = 10$ pW 和 $\rho' = 1$ pW。

距离主接收机最近的次级发射机为 $R_{\mathrm{s}} = 1/2\sqrt{\lambda_{\mathrm{s}}} = 55$ m。随着 L_μ，次级链路视距概率提高。随着 $L_\mu < R_{\mathrm{s}}$，大多数次级发射机

处于非视距状态，因此造成的干扰较低。因此， p_{cs} 会提高。然而，当 L_μ 超过 R_{s}时，视距次级发射机可能会降低 p_{cs}。

V. 结论

在本工作中，我们提出了一种分析框架，用于研究和设计由一个主用户和多条次级链路组成的毫米波网络中的空间感知 SLS。该工作带来了许多有价值的见解。我们表明，由于存在双斜率路径损耗，阻塞的存在可以从根本上改变可用度因子和覆盖曲线的形状。我们发现，阻塞可显著增加传输机会，这可能会增加次级干扰。另一方面，阻塞也可使链路变为非视距，从而降低单个干扰。因此，增加阻塞会在次级发射机的活跃度与其干扰之间产生权衡。我们表明，方向性可以降低次级干扰，从而提供更好的权衡。此外，我们表明，由于传输限制为主用户提供了保护，次级干扰在主用户处不会变得很大，而对次级用户则不能这样说。我们看到，虽然放宽限制会降低主覆盖，但由于缺乏针对相互次级干扰的任何保护，它既可能改善也可能降低次级覆盖。我们还表明，方向性和阻塞可以提高 SLS 的可行性，并确立空间感知 SLS 的优势。总体而言，中等严重程度的阻塞可以为主要链路和次级链路都带来改善。

附录 A

对(6)应用坎贝尔定理并利用(5)，我们得到

$$\eta_{\mathrm{s}} = \frac{e^{-p}}{\pi R^2} \int_0^{2\pi} \mathbb{E}_{\omega_{\mathrm{s}}} \Big[\int_0^R e^{-\mu x_{\mathrm{s}} - \frac{\kappa_T x_{\mathrm{s}}^{\alpha_T}}{\kappa_0}} x_{\mathrm{s}} \mathrm{d}x_{\mathrm{s}} \Big] \mathrm{d}\theta_{\mathrm{s}}.$$

将 $\exp(-\mu x_{\mathrm{s}}) = \sum_{n=0}^{\infty} (-\mu x_{\mathrm{s}})^n / (n!)$ 替换为 $t = \rho x^{\alpha_T}{}_{\mathrm{s}} \ / (p_{\mathrm{s}} C_T g_{\mathrm{pr}}(\theta_{\mathrm{s}}) \ g_{\mathrm{st}}(\theta_{\mathrm{s}} - \pi - \omega_{\mathrm{s}}))$，并利用(8)中 $\psi_T(m, u)$ 的定义，即可得到所需结果。

附录 B

由 (7)，定义 $f = \int_0^{2\pi} \mathbb{E}_{\omega_{\mathrm{s}}} [\psi_T(n+2, \ \kappa_T/\kappa_0)] \mathrm{d}\theta_{\mathrm{s}}$。代入 $\kappa_0 = g_{\mathrm{pr}}(\theta_{\mathrm{s}}) \ g_{\mathrm{st}}(\theta_{\mathrm{s}} - \pi - \omega_{\mathrm{s}})$，可得

$$f = 2\, \mathbb{E}_{\omega_{\mathrm{s}}} \Bigg[\int_0^{\phi_{\mathrm{pr}}/2} \psi_T \Big(n+2, \ \frac{\kappa_T}{a_{\mathrm{pr}} g_{\mathrm{st}}(\theta_{\mathrm{s}} - \pi - \omega_{\mathrm{s}})} \Big) \mathrm{d}\theta_{\mathrm{s}} + \int_{\phi_{\mathrm{pr}}/2}^{\pi} \psi_T \Big(n+2, \ \frac{\kappa_T}{b_{\mathrm{pr}} g_{\mathrm{st}}(\theta_{\mathrm{s}} - \pi - \omega_{\mathrm{s}})} \Big) \Bigg] \mathrm{d}\theta_{\mathrm{s}} \tag{19}$$

由于 $\omega_{\mathrm{s}} \in [-\pi,\ \pi]$，次级传输增益 $g_{\mathrm{st}}(\theta_{\mathrm{s}}-\pi-\omega_{\mathrm{s}})$ 以概率 q_{st} 和 $(1-q_{\mathrm{st}})$ 分别取值 a_{st} 和 b_{st}。将 $\mathcal{Q}_i$ 和 $\mathcal{G}_i$ 的值代入 (19)，可得 $f=2\pi\sum_{i=1:\ 4}\mathcal{Q}_i\ \psi_T(n+2,\ \kappa_T/\mathcal{G}_i)$。将 f 代入 (7)，即可得到所需结果。

APPENDIX C

根据式（11），主链路的覆盖率 $p_{\mathrm{cp}}(\tau,\mu,\rho)$ 为

$$p_{\mathrm{cp}}(\tau,\mu,\rho)\overset{(a)}{=}\sum_{T}p_T(r_{\mathrm{p}})\ \exp\left(-s_T\sigma^2\right)\mathcal{L}_{I_{\mathrm{s}}}\left(s_T\right). \tag{20}$$

其中，$s_T=\tau r^{\alpha_T}{}_{\mathrm{p}}\ /(C_T p_{\mathrm{p}} g_{\mathrm{pt}}(0) g_{\mathrm{pr}}(0))$，其中 $T=\{\mathrm{L},\mathrm{N}\}$ 以及 $\mathcal{L}_{I_{\mathrm{s}}}(s)=\mathbb{E}\left[e^{-sI_{\mathrm{s}}(\Phi_{\mathrm{s}})}\right]$ 是 I_{s} 的拉普拉斯变换（LT）。这里，(a) 是由于 $H_{\mathrm{p0}}\sim\exp(1)$。现在

$$\begin{aligned}\mathcal{L}_{I_{\mathrm{s}}}\left(s_T\right)&=\mathbb{E}\left[e^{-s_T\sum_{\mathbf{x}_{\mathrm{s}i}\in\Phi_{\mathrm{s}}}p_{\mathrm{s}}\kappa_{i0}U_iG_{i0}\ell_{T_{\mathrm{s}i}\to\mathrm{p0}}(x_{\mathrm{s}i})}\right]\\&\overset{(b)}{=}e^{-\lambda_{\mathrm{s}}\int_0^{2\pi}\int_0^{\infty}\left(1-\mathbb{E}\left[e^{-s_Tp_{\mathrm{s}}\kappa_0UG_0\ell_{T_{\mathrm{s}}\to\mathrm{p0}}(x_{\mathrm{s}})}\right]\right)x_{\mathrm{s}}\mathrm{d}x_{\mathrm{s}}\mathrm{d}\theta_{\mathrm{s}}},\end{aligned} \tag{21}$$

其中 $\kappa_0=g_{\mathrm{pr}}(\theta_{\mathrm{s}})\,g_{\mathrm{st}}(\theta_{\mathrm{s}}-\pi-\omega_{\mathrm{s}})$。这里，$(b)$ 是由泊松点过程 Φ_{s} [25]的概率生成泛函（PGFL）得到的。注意，期望 $\mathbb{E}[\cdot]$ 是关于四个随机变量 $\ell_{T_{\mathrm{s}\to\mathrm{p0}}}$、$U$、$G_0$ 和 ω_{s}求取的。由于 $T_{\mathrm{s}\to\mathrm{p0}}$ 和 U 是伯努利随机变量，我们可以写成

$$\begin{aligned}\mathcal{L}_{I_{\mathrm{s}}}\left(s_T\right)&=e^{-\lambda_{\mathrm{s}}\int_0^{2\pi}\int_0^{\infty}\left(1-\mathbb{E}_{G_0,\omega_{\mathrm{s}}}\left[\sum_{T_1}p_T(x_{\mathrm{s}})\,e^{-s_T\chi_{T_1}G_0\mathbb{I}(G_0<\rho/\chi_{T_1})}\right]\right)x_{\mathrm{s}}\mathrm{d}x_{\mathrm{s}}\mathrm{d}\theta_{\mathrm{s}}}\\&\overset{(c)}{=}e^{-\lambda_{\mathrm{s}}\int_0^{2\pi}\int_0^{\infty}\left(1-\sum_{T_1}p_{T_1}(x_{\mathrm{s}})\,\mathbb{E}_{\omega_{\mathrm{s}}}\left[e^{-\frac{\rho}{\chi_{T_1}}}+\frac{1-e^{-(s_T+1/\chi_{T_1})\rho}}{1+s_T\chi_{T_1}}\right]\right)x_{\mathrm{s}}\mathrm{d}x_{\mathrm{s}}\mathrm{d}\theta_{\mathrm{s}}},\end{aligned} \tag{22}$$

其中，对于 $T_1=\{\mathrm{L},\mathrm{N}\}$，$\chi_{T_1}=p_{\mathrm{s}}\kappa_0C_{T_1}x^{-\alpha_{T_1}}{}_{\mathrm{s}}$，而 (c) 是由于 $G_0\sim\exp(1)$。将式（22）代入式（20），并结合 s_T、χ_{T_1} 和 κ_0 的取值，可得式（13）。现在，根据式（13），我们可以写成

$$p_{\mathrm{cp}}(\tau,\mu,\rho)=\sum_{T}p_T(r_{\mathrm{p}})\,e^{-s_T\sigma^2-\lambda_{\mathrm{s}}\int_0^{2\pi}\mathbb{E}_{\omega_{\mathrm{s}}}[\mathrm{I}_1-\mathrm{I}_2+\mathrm{I}_3]\mathrm{d}\theta_{\mathrm{s}}}, \tag{23}$$

with

$$\mathrm{I}_1=\int_0^{\infty}\left(1-\frac{1-e^{-\left(s_T+\frac{x_{\mathrm{s}}^{\alpha_{\mathrm{N}}}}{p_{\mathrm{s}}\kappa_0C_{\mathrm{N}}}\right)\rho}}{1+s_T\frac{p_{\mathrm{s}}\kappa_0C_{\mathrm{N}}}{x_{\mathrm{s}}^{\alpha_{\mathrm{N}}}}}-e^{-\frac{\rho x_{\mathrm{s}}^{\alpha_{\mathrm{N}}}}{p_{\mathrm{s}}\kappa_0C_{\mathrm{N}}}}\right)x_{\mathrm{s}}\mathrm{d}x_{\mathrm{s}},$$

$$\mathrm{I}_2=\int_0^{\infty}e^{-(\mu x_{\mathrm{s}}+p)}\left[\frac{1-e^{-\left(s_T+\frac{x_{\mathrm{s}}^{\alpha_{\mathrm{L}}}}{p_{\mathrm{s}}\kappa_0C_{\mathrm{L}}}\right)\rho}}{1+s_T\frac{p_{\mathrm{s}}\kappa_0C_{\mathrm{L}}}{x_{\mathrm{s}}^{\alpha_{\mathrm{L}}}}}+e^{-\frac{\rho x_{\mathrm{s}}^{\alpha_{\mathrm{L}}}}{p_{\mathrm{s}}\kappa_0C_{\mathrm{L}}}}\right]x_{\mathrm{s}}\mathrm{d}x_{\mathrm{s}},$$

$$\mathrm{I}_3=\int_0^{\infty}e^{-(\mu x_{\mathrm{s}}+p)}\left[\frac{1-e^{-\left(s_T+\frac{x_{\mathrm{s}}^{\alpha_{\mathrm{N}}}}{p_{\mathrm{s}}\kappa_0C_{\mathrm{N}}}\right)\rho}}{1+s_T\frac{p_{\mathrm{s}}\kappa_0C_{\mathrm{N}}}{x_{\mathrm{s}}^{\alpha_{\mathrm{N}}}}}+e^{-\frac{\rho x_{\mathrm{s}}^{\alpha_{\mathrm{N}}}}{p_{\mathrm{s}}\kappa_0C_{\mathrm{N}}}}\right]x_{\mathrm{s}}\mathrm{d}x_{\mathrm{s}},$$

其中，第一个积分通过使用变量替换 $A=s_T\rho$ 和 $C=\kappa_{\mathrm{N}}/\kappa_{\mathrm{o}}$，并令 $A+Cx^{\alpha_{T_1}}{}_{\mathrm{s}}=Ay$，化简为 $\mathrm{I}_1=\mathcal{N}(2/\alpha_{\mathrm{N}},\ s_T\rho)\mathrm{n}_3(2/\alpha_{\mathrm{N}})$。同理，第二个和

第三个积分通过对 exp($-\mu x_{\mathrm{s}}$) 进行泰勒级数展开化简为 $\mathrm{I}_2 = -e^{-p}\sum_{n=0}^{\infty}[(-\mu)^n/n!]\mathcal{N}((n+2)/\alpha_{\mathrm{L}},\ s_T\rho)\mathsf{n}_3((n+2)/\alpha_{\mathrm{L}})$ 和 $\mathrm{I}_3 = -e^{-p}\sum_{n=0}^{\infty}[(-\mu)^n/n!]\mathcal{N}((n+2)/\alpha_{\mathrm{N}},\ s_T\rho)\mathsf{n}_3((n+2)/\alpha_{\mathrm{N}})$。将这些 I_1,、I_2 和 I_3 的值代入 (23)，即可得到 (14)（详细证明见补充材料 [29]）。

附录D

利用 (1)，可得

$$\begin{aligned}\mathsf{n}_3(m/\alpha_{T_1}) &\overset{(a)}{=} 2a_{\mathrm{pr}}^{m/\alpha_{T_1}}\int_0^{\phi_{\mathrm{pr}}/2}\left[q_{\mathrm{st}}a_{\mathrm{st}}^{m/\alpha_{T_1}} + (1-q_{\mathrm{st}})b_{\mathrm{st}}^{m/\alpha_{T_1}}\right]\mathrm{d}\theta_{\mathrm{s}} \\ &\quad + 2b_{\mathrm{pr}}^{m/\alpha_{T_1}}\int_{\phi_{\mathrm{pr}}/2}^{\pi}\left[q_{\mathrm{st}}a_{\mathrm{st}}^{m/\alpha_{T_1}} + (1-q_{\mathrm{st}})b_{\mathrm{st}}^{m/\alpha_{T_1}}\right]\mathrm{d}\theta_{\mathrm{s}} \\ &= 2\pi\sum\nolimits_{i=1:4}\mathcal{Q}_i\mathcal{G}_i^{m/\alpha_{T_1}}, \end{aligned} \tag{24}$$

其中，(a) 是由于 $g_{\mathrm{pr}}(\theta_{\mathrm{s}})$ 在 $|\theta_{\mathrm{s}}| \le \phi_{\mathrm{pr}}/2$ 和 $|\theta_{\mathrm{s}}| > \phi_{\mathrm{pr}}/2$时分别为 a_{pr} 和 b_{pr}，而 $\omega_{\mathrm{s}} \in [0,\ 2\pi]$ 和 $g_{\mathrm{st}}(\theta_{\mathrm{s}} - \pi - \omega_{\mathrm{s}})$ 分别以概率 q_{st} 和 $(1-q_{\mathrm{st}})$ 为 a_{st} 和 b_{st}。

附录 E

由 (15)，典型次级链路的 SINR覆盖为

$$\begin{aligned}p_{\mathrm{cs}}(\tau,\mu,\rho) &\overset{(a)}{=} \mathbb{P}\left[F_{\mathrm{s}0} > \frac{\tau\left(\sigma^2 + I_{\mathrm{p}} + I_{\mathrm{s}}\left(\Phi_{\mathrm{s}}\right)\right)}{p_{\mathrm{s}}g_{\mathrm{st}}\left(0\right)g_{\mathrm{sr}}\left(0\right)\ell_{T_{\mathrm{s}0}}(r_{\mathrm{s}})}\right]p_{\mathrm{m}0}^{'} \\ &\overset{(b)}{=} p_{\mathrm{m}0}^{'}\,\mathbb{E}\left[\exp\left(-\frac{\tau\left(\sigma^2 + I_{\mathrm{p}} + I_{\mathrm{s}}\left(\Phi_{\mathrm{s}}\right)\right)}{p_{\mathrm{s}}g_{\mathrm{st}}\left(0\right)g_{\mathrm{sr}}\left(0\right)\ell_{T_{\mathrm{s}0}}(r_{\mathrm{s}})}\right)\right] \\ &\overset{(c)}{=} p_{\mathrm{m}0}^{'}\sum\nolimits_{T=\{\mathrm{L},\mathrm{N}\}}p_T(r_{\mathrm{s}})\,e^{-s_T^{'}\sigma^2}\mathcal{L}_{I_{\mathrm{p}}}\left(s_T\right)\mathcal{L}_{I_{\mathrm{s}}}\left(s_T\right), \end{aligned} \tag{25}$$

其中 $s_T^{'} = \tau r^{\alpha_{T_{\mathrm{s}}}}\ /C_T p_{\mathrm{s}} g_{\mathrm{st}}(0)\ g_{\mathrm{sr}}(0)$。这里，$\mathcal{L}_{I_{\mathrm{p}}}$和 $\mathcal{L}_{I_{\mathrm{s}}}$分别是 I_{p}和 I_{s}的拉普拉斯变换。这里，(a) 是由于 $U_0^{'} \sim$ 伯努利($p^{'}{}_{\mathrm{m}0}$)，(b) 是由于 $F_{\mathrm{s}0} \sim$ exp(1)，而 (c) 是由于 $\ell_{T_{\mathrm{s}0}}$ ~伯努利($p_{\mathrm{L}}(r_{\mathrm{s}})$)。对于 $T_1 = \{\mathrm{L},\mathrm{N}\}$ 和 $\bar{\kappa}_{00} = g_{\mathrm{sr}}(\delta_{\mathrm{p}0})\ g_{\mathrm{pt}}(\delta_{\mathrm{p}0} - \pi - \omega_{\mathrm{p}0})$，$I_{\mathrm{p}}$的拉普拉斯变换为

$$\begin{aligned}\mathcal{L}_{I_{\mathrm{p}}}(s_T^{'}) &\overset{(d)}{=} \mathbb{E}\left[1/(1 + s_T^{'}p_{\mathrm{p}}\bar{\kappa}_{00}\ell_{T_{\mathrm{p}0\to\mathrm{s}0}}(x_{\mathrm{p}0}))\right] \\ &\overset{(e)}{=} \sum_{T_1}\frac{p_{T_1}(x_{\mathrm{p}0})}{1 + \tau\frac{C_{T_1}}{C_T}\frac{r_{\mathrm{s}}^{\alpha_T}}{x_{\mathrm{p}0}^{\alpha_{T_1}}}\frac{p_{\mathrm{p}}}{p_{\mathrm{s}}}\frac{g_{\mathrm{sr}}(\delta_{\mathrm{p}0})g_{\mathrm{pt}}(\delta_{\mathrm{p}0}-\pi-\omega_{\mathrm{p}0})}{g_{\mathrm{st}}(0)g_{\mathrm{sr}}(0)}}. \end{aligned} \tag{26}$$

其中，(d) 是由 $G_{00}^{'} \sim$exp(1) 得出的，而 (e) 是由 $\ell_{T_{\mathrm{p}0\to\mathrm{s}0}} \sim$伯努利($p_{\mathrm{L}}(x_{\mathrm{p}0})$) 得出的。现在，$I_{\mathrm{s}}$ 的拉普拉斯变换为

$$\mathcal{L}_{I_{\mathrm{s}}}(s_T^{'}) \overset{(f)}{=} \mathbb{E}_{\Phi_{\mathrm{s}}}\left[\prod\nolimits_{\mathbf{x}_{si}\in\Phi_{\mathrm{s}}}e^{-s_T^{'}p_{\mathrm{s}}\kappa_{i0}U_i^{'}F_{i0}^{'}\ell_{T_{si\to\mathrm{s}0}}(x_{si})}\right]$$

$$\overset{(g)}{=} e^{-\lambda_{\mathrm{s}}\int_0^{2\pi}\int_0^{\infty}\left(1-\mathbb{E}\left[e^{-s_T^{'}p_{\mathrm{s}}\kappa_0 U^{'}F_0^{'}\ell_{T_{\mathrm{s}}\to\mathrm{s}0}(x_{\mathrm{s}})}\right]\right)x_{\mathrm{s}}\mathrm{d}x_{\mathrm{s}}\mathrm{d}\theta_{\mathrm{s}}}, \tag{27}$$

其中 $\kappa_0 = g_{\mathrm{sr}}(\theta_{\mathrm{s}})\ g_{\mathrm{st}}(\theta_{\mathrm{s}}-\pi-\omega_{\mathrm{s}})$。这里，$(f)$ 是由 Slivnyak定理 [25] 得出的，而 (g) 是由 Φ_{s} 的概率生成泛函得出的。如果 $\chi_{T_2} = p_{\mathrm{s}}\kappa_0 C_{T_2} x^{-\alpha_{T_2}}{}_{\mathrm{s}}$ 对于 $T_2 = \{\mathrm{L}, \mathrm{N}\}$，我们得到

$$\begin{aligned}\mathcal{L}_{I_{\mathrm{s}}}(s_T^{'}) &\overset{(h)}{=} e^{-\lambda_{\mathrm{s}}\int_0^{2\pi}\int_0^{\infty}\sum\limits_{T_2} p_{T_2}(x_{\mathrm{s}})\left(1-\mathbb{E}\left[e^{-s_T^{'}\chi_{T_2}U^{'}F_0^{'}}\right]\right)x_{\mathrm{s}}\mathrm{d}x_{\mathrm{s}}\mathrm{d}\theta_{\mathrm{s}}} \\ &\overset{(i)}{=} e^{-\lambda_{\mathrm{s}}\int_0^{2\pi}\int_0^{\infty}\sum_{T_2} p_{T_2}(x_{\mathrm{s}})\,\mathbb{E}_{\omega_{\mathrm{s}}}\left[p_{\mathrm{m}}^{'}/(1+1/s_T^{'}\chi_{T_2})\right]x_{\mathrm{s}}\mathrm{d}x_{\mathrm{s}}\mathrm{d}\theta_{\mathrm{s}}},\end{aligned} \tag{28}$$

其中，(h) 源于 $\ell_{T_{\mathrm{s}}\to\mathrm{s}0} \sim$ 伯努利$(p_{\mathrm{L}}(x_{\mathrm{s}}))$，$(i)$ 源于 $U^{'} \sim$ 伯努利$(p^{'}{}_{\mathrm{m}})$ 和$F_0^{'} \sim$exp(1)。将 (26) 和 (28) 以及 $s_T^{'}$、 χ_{T_2}、 $p^{'}{}_{\mathrm{m}}$和 $p^{'}{}_{\mathrm{m}0}$ 的值代入 (25)，并使用变量替换 A_0^T、 $A_{10}^{T_1}$、 $A_{20}^{T_2}$、 $A^{T_4}{}_{\mathrm{s}0}$和 $C^{T_3}{}_{\mathrm{s}0}$，即可得到所需结果（详细证明见补充材料 [29]）。

参考文献

[1] S. Tripathi 和 A. K. Gupta，“阻塞能否改善具有定向感知和通信功能的认知毫米波网络？”载于*IEEE SPAWC* 会议论文集，2025 年 7 月，第 1–5 页。[2] M. R. Akdeniz、Y. Liu、M. K. Samimi、S. Sun、S. Rangan、T. S. Rappaport 和 E. Erkip，“毫米波信道建模与蜂窝容量评估”，*IEEE J. Sel. Areas Commun.*，第 32 卷，第 6 期，第 1164–1179 页，2014 年 6 月。[3] V. Petrov、M. Komarov、D. Moltchanov、J. M. Jornet 和 Y. Koucheryavy，“存在阻塞和定向天线时毫米波与太赫兹通信系统中的干扰和信干噪比”，*IEEE*无线通信汇刊，第 16 卷，第 3 期，第 1791–1808 页，2017 年 1 月。[4] S. Tripathi、N. V. Sabu、A. K. Gupta 和 H. S. Dhillon，“用于6G无线通信的毫米波和太赫兹频谱”，载于*6G*移动无线网络。Springer，2021 年 3 月，第 83–121 页。[5] Y. Saleem 和 M. H. Rehmani，“认知无线电网络中的主无线用户活动模型：综述”，*J. Netw.Comput. Appl.*，第 43 卷，第 1–16 页，2014 年 4 月。[6] R. H. Tehrani、S. Vahid、D. Triantafyllopoulou、H. Lee 和 K. Moessner，“面向移动运营商的授权频谱共享方案：综述与展望”，*IEEE Commun. Surveys Tuts.*，第 18 卷，第 4 期，第 2591–2623 页，2016 年 6 月。[7] R. Jurdi、A. K. Gupta、J. G. Andrews 和 R. W. Heath，“对共享频谱许可证的毫米波网络基础设施共享建模”，*IEEE Trans. Cognitive Commun. Networking*，第 4 卷，第 2 期，第 328–343 页，2018 年 3 月。[8] A. K. Gupta 和 A. Banerjee，“无线电频段以上的频谱”，载于频谱共享：无线网络的下一个前沿。Wiley，2020 年 4 月，第 75–96 页。[9] 美国联邦通信委员会，“FCC NOI 14-154”，2014 年 10 月。[10] ——，“FCC 15–138”，2015 年 10 月。[11] A. K. Gupta、A. Alkhateeb、J. G. Andrews 和 R. W. Heath，“毫米波蜂窝系统中受限二级许可的增益”，*IEEE Sel. Areas Commun.*，第 34 卷，第 11 期，第 2935–2950 页，2016 年 10 月。[12] ——，“毫米波蜂窝网络的受限二级许可：可获得多大增益？”载于*IEEE GLOBECOM* 会议论文集，2016 年 12 月，第 1–6 页。[13] S. Bhattacharjee、T. Acharya 和 U. Bhattacharya，“5G蜂窝网络中用于组播的基于认知无线电的频谱共享模型：综述”，*Comput. Netw.*，第 208 卷，文章编号 108870，2022 年 5 月。

[14] J. G. Andrews、T. Bai、M. N. Kulkarni、A. Alkhateeb、A. K. Gupta 和 R. W. Heath，“毫米波蜂窝系统的建模与分析”，*IEEE Trans. Commun.*，第 65 卷，第 1 期，第 403–430 页，2017 年 1 月。[15] T. Bai、R. Vaze 和 R. W. Heath，“阻塞效应对城市蜂窝网络的影响分析”，*IEEE*无线通信汇刊，第 13 卷，第 9 期，第 5070–5083 页，2014 年 6 月。[16] T. Bai 和 R. W. Heath，“毫米波蜂窝网络的覆盖与速率分析”，*IEEE*无线通信汇刊，第 14 卷，第 2 期，第 1100–14 页，2014 年 10 月。[17] A. K. Gupta、J. G. Andrews 和 R. W. Heath，“毫米波蜂窝系统中共享频谱许可证的可行性”，*IEEE Trans. Commun.*，第 64 卷，第 9 期，第 3981–95 页，2016 年 9 月。[18] T. V. Nguyen 和 F. Baccelli，“认知无线电网络的随机几何模型”，*TheComputer Journal*，第 55 卷，第 5 期，第 534–552 页，2012 年 5 月。[19] Q. Wang、H.-N. Dai、O. Georgiou、Z. Shi 和 W. Zhang，“采用定向天线的下垫式认知无线电网络连通性”，*IEEE Trans. Veh. Technol.*，第 67 卷，第 8 期，第 7003–7017 页，2018 年 4 月。[20] S. Bhattarai、J.-M. J. Park、B. Gao、K. Bian 和 W. Lehr，“动态频谱共享概述：当前举措、挑战及未来研究路线图”，*IEEE Trans.Cogn. Commun. Netw.*，第 2 卷，第 2 期，第 110–128 页，2016 年 6 月。[21] S. Tripathi、A. K. Gupta 和 S. Amuru，“具有定向感知功能的认知毫米波网络覆盖分析”，载于*IEEE Asilomar* 会议论文集，2021 年 10 月，第 125–129 页。[22] ——，“具有定向感知和通信功能的认知毫米波网络覆盖研究”，*IEEE*无线通信汇刊，第 23 卷，第 10 期，第 14 215–14231 页，2024 年 10 月。[23] A. K. Gupta、X. Zhang 和 J. G. Andrews，“超密集城市蜂窝网络中的信干噪比与吞吐量缩放”，*IEEEWireless Commun. Letters*，第 4 卷，第 6 期，第 605–608 页，2015 年 8 月。[24] A. K. Gupta、N. V. Sabu 和 H. S. Dhillon，“网络致密化基础”，载于*5G*及未来：基础与标准。Springer，2020 年 8 月，第 129–163 页。[25] J. G. Andrews、A. K. Gupta、A. Alammouri 和 H. S. Dhillon，随机几何在蜂窝网络分析中的入门介绍。Springer Nature，2023 年 6 月。[26] S. K. Gupta 和 A. K. Gupta，“阻塞相关性会影响毫米波蜂窝网络的性能吗？”载于*IEEE GLOBECOM* 会议论文集，2020 年 12 月，第 1–6 页。[27] G. Ghatak、V. Malik、S. S. Kalamkar 和 A. K. Gupta，“存在阻塞时应在何处部署可重构智能表面？”载于*IEEE PIMRC* 会议论文集，2021 年 9 月，第 1419–24 页。[28] E. W. Weisstein，“第二类合流超几何函数。” [在线]。可访问：https://mathworld.wolfram.com/ConfluentHypergeometricFunctionoftheSecondKind.html[29] S. Tripathi 和 A. Gupta，“《毫米波网络中的空间感知二级许可证共享》的补充材料——定理与详细证明。” [在线]。可访问：https://sites.google.com/view/shuchitripathi/pre-prints