相关表面波泄漏下的超大型流体天线系统（E-FAS）：物理层安全

Farshad Rostami Ghadi，IEEE会员；Kai-Kit Wong，IEEE会士；Masoud Kaveh，IEEE会员；Mohammad Javad Ahmadi；Kin-Fai Tong，IEEE会士；以及HyundongShin，IEEE会士

arXiv:2603.25943v1 [cs.IT] 26 Mar 2026

摘要——超大型流体天线系统（E-FAS）近期作为一种由表面波（SW）驱动的架构崭露头角，可通过引导式电磁路由产生可控的大尺度信道增益。本文针对采用实际导频信道估计的E-FAS辅助下行传输，建立了保密性分析框架。我们考虑一种多输入单输出（MISO）窃听场景，其中基站（BS）执行最小均方误差（MMSE）信道估计，并采用最大比传输（MRT）与人工噪声（AN）。为刻画E-FAS中表面波路由的泄漏，我们提出相关表面波泄漏模型，该模型考虑了部分重叠的表面波传播路径所导致的合法信道与窃听者信道之间的统计耦合。利用双时间尺度特性——路由增益缓慢变化，而小尺度块衰落快速变化——我们进一步推导出保密中断概率（SOP）的闭式条件表达式，并在存在相关二次型的情况下，对遍历保密速率（ESR）进行便于处理的表征。我们的分析揭示了三个关键结论：（i）当且仅当不存在人工噪声时，高发射功率下保密性会崩塌；而任意严格大于零的人工噪声功率均可避免渐近崩塌；（ii）最优的数据与人工噪声功率分配由严格位于内部的解实现；（iii）路由增益既能提升接收信号强度，又能改善信道估计质量，二者形成非线性耦合，从而提高高信噪比（SNR）区域中的信干噪比（SINR）上限，并使保密性分散至不同路由状态。数值结果表明，与传统空间波传输相比，E-FAS可显著扩大安全工作区域。

索引词——超大型流体天线系统（E-FAS）、相关表面波（SW）通信、物理层安全、保密性能指标、人工噪声。

I. 引言

THE 无线数据流量的爆炸式增长，以及日益严格的系统性能要求，正加速移动通信技术向第六代（6G）网络演进。沉浸式扩展现实服务、全息通信和大规模物联网（IoT）部署等新兴应用，对频谱效率、时延、可靠性和安全性提出了前所未有的要求[1], [2]。尤其是，由于无线电传播具有广播特性，确保通过无线媒介进行保密传输变得愈发重要。传统加密技术虽能在较高层提供安全性，但物理层安全通过利用无线信道固有的随机性，提供了信息论层面的补充[3]。

尽管多天线技术大幅提升了无线性能，传统的多输入多输出（MIMO）系统仍依赖静态天线部署和固定的传播环境 [4], [5]。这一局限促使人们探索新的通信范式，以在物理层引入额外的空间自由度（DoF）。在此背景下，流体天线系统（FAS）这一概念近年来崭露头角，它通过在受限区域内动态调整天线位置，实现空间可重构性，从而构建一种新的通信架构[6], [7]。从本质上说，FAS代表了一大类无线通信系统，这类系统将可重构天线集成到物理层，以实现系统优化 [8], [9], [10], [11], [12]。近年来，FAS也在物理层安全领域受到关注，因为空间可重构性能够提升通信可靠性和保密性 [13], [14], [15]。

基于这一概念，研究人员提出了一种支持表面波（SW）的架构，该架构利用可编程超表面进行电磁信号路由，以实现节能的无干扰通信 [16]。这一范式称为超大型FAS（E-FAS） [17]。具体而言，在这一范式中，入射空间波被转换为导引表面波，并沿着设计好的路径传输，随后重新辐射至目标接收机。这种机制形成了独特的双时间尺度信道结构，其中包括由表面拓扑决定、缓慢变化的路由增益，以及随相干块变化的快速小尺度衰落分量。研究表明，E-FAS的路由能力可显著提升可靠性和可达速率 [18], [19]。

F. Rostami Ghadi 和 K. K. Wong 的研究工作得到英国工程与物理科学研究委员会（EPSRC）通过 EP/W026813/1号资助项目的支持。

M. J. Ahmadi 的研究工作得到德国研究联合会（DFG）的资助，属于德国卓越战略的一部分——EXC 2050/1——项目编号 390696704——德累斯顿工业大学“人机协同触觉互联网中心”（CeTI）卓越集群。

H. Shin 的研究工作得到韩国国家研究基金会（NRF）项目（RS-2025-00556064 和 RS-2025-25442355）的资助，资金由韩国科学技术信息通信部（MSIT）提供，资助项目为 ITRC（信息技术研究中心）支持计划（IITP- 2025-RS-2021-II212046），由 IITP（信息通信技术规划与评估研究所）监管。

F. Rostami Ghadi 和 K. K. Wong 任职于英国伦敦 WC1E 7JE 伦敦大学学院电子与电气工程系。K. K. Wong 还兼任韩国京畿道龙仁市 17104 庆熙大学电子工程系职务（电子邮件：{f.rostamighadi,kai-kit.wong}@ucl.ac.uk）。

M. Kaveh 任职于芬兰埃斯波阿尔托大学信息与通信工程系（电子邮件：masoud.kaveh@aalto.fi）。

M. J. Ahmadi 任职于信息论与机器学习教席以及人机协同触觉互联网中心（CeTI）卓越集群，德国德累斯顿工业大学，邮编 01062（电子邮件：mohammad javad.ahmadi@tu-dresden.de）。

K. F. Tong 任职于中国香港特别行政区香港都会大学科学与技术学院（电子邮箱：ktong@hkmu.edu.hk）。

H.Shin 任职于韩国京畿道龙仁市 17104 庆熙大学电子与信息融合工程系（电子邮件：hshin@khu.ac.kr）。

通讯作者：Kai-Kit Wong。

然而，E-FAS辅助链路上的安全通信仍鲜有研究。从物理层安全的角度来看，路由增益、信道估计与人工噪声（AN）传输之间的相互作用带来了传统空间波系统中不存在的新挑战。在基于导频的信道获取过程中，不完美的信道状态信息（CSI）会导致估计误差，并在波束成形期间造成自干扰 [20]。此外，当合法信道与窃听者信道的信号在超表面上共用部分路由路径时，引导式表面波传播可能会使二者产生统计耦合。基于超表面的通信架构已展示了这类表面波引导传播机制：入射空间波被转换为表面波，沿结构传播后再向不同方向重新辐射 [21]。这些特性从根本上改变了E-FAS辅助系统的保密行为 [22]。

A. 研究动机与贡献

与传统模型中大尺度衰落主要影响信干噪比（SINR）的情形不同，E-FAS中的路由增益会同时增强接收信号强度并提升信道估计质量。这种双重效应会改变有效 SINR 上限，并影响信息传输与人工噪声防护之间的权衡。因此，有必要开展专门的保密性分析，明确刻画路由诱导的随机性、信道估计误差和相关泄漏。基于这些观察，本文针对实际的基于导频的信道估计，构建了全面的E-FAS辅助下行传输保密分析框架。具体而言，我们考虑一个多输入单输出（MISO）系统，其中基站（BS）采用最小均方误差（MMSE）信道估计，并结合人工噪声使用最大比传输（MRT）。假设基站发射端无法获知窃听者的瞬时信道状态信息。尽管如此，由于共享表面波（SW）传播路径，合法信道与窃听者信道可能存在统计相关性，而本文采用的信道模型能够刻画这种相关性。随后，我们利用 E-FAS 信道的双时间尺度结构，推导出保密中断概率（SOP）的闭式条件表征，并在相关二次型下获得遍历保密速率（ESR）的易处理表示。本文的主要贡献总结如下。

- 我们针对 E-FAS 辅助的下行传输，构建了一个分析保密框架，用于研究合法信道与窃听者信道之间存在统计相关泄漏的情形。不同于基于独立衰落假设的传统分析，所提出的模型能够刻画由引导式表面波传播引起的相关性。由此得到的信干噪比表达式可表示为复高斯变量二次型之比，其成因是表面波传播与人工噪声注入的共同作用。
- 我们推导出在给定估计的合法信道条件下，窃听者信干噪比的概率密度函数（PDF）和累积分布函数（CDF）的闭式表达式。结果刻画了人工噪声子空间的特征结构，并对泄漏信道进行了统计表征。
- 基于推导得到的条件信干噪比分布，我们获得了不完美信道状态信息和人工噪声传输条件下保密中断概率的精确条件表示。此外，我们还推导出一种便于处理的遍历保密速率表示，该表示刻画了 E-FAS 信道的双时间尺度特性：路由增益缓慢变化，而小尺度衰落则在每个信道相干块内变化。
- 我们揭示了 E-FAS 保密性能在高发射功率下的一项基本结构性质。具体而言，当且仅当不存在人工噪声时，才会发生保密崩塌；而任何严格大于零的人工噪声功率都能消除渐近崩塌。此外，数据与人工噪声的最优功率分配存在严格的内部解。
- 我们说明，E-FAS路由增益通过一种非线性双重机制影响保密性能。具体而言，路由增益同时增强接收信号功率并提升信道估计质量，从而提高高信噪比（SNR）区域中的有效 SINR 上限，并扩大安全工作区域。
- 蒙特卡罗仿真验证了分析结果的准确性，并提供了详细的性能洞见。结果表明，与传统空间波系统相比，E-FAS辅助传输显著扩大了安全工作区域，同时揭示了路由增益、人工噪声功率分配和信道相关性对保密性能的影响。

II. 安全系统模型

如图 1所示，我们考虑一个下行安全传输场景，其中一个 M天线的基站（Alice）在存在单天线被动窃听者（Eve）的情况下，向单天线合法用户（Bob）传输机密信息。该传输由部署在传播环境中的 E-FAS 提供辅助。[1] 我们假设，由于环境遮挡（例如墙壁或周围障碍物），Alice-Bob 之间的直接空间波链路受到严重衰减，因此信号传播主要由 E-FAS 辅助的 SW 路由主导。具体而言，E-FAS 由部署在墙壁、天花板或立面等周围结构上的可编程超表面瓦片组成，这些瓦片将入射空间波转换为导引表面波，沿设计的表面路径路由电磁能量，并通过可编程发射结构将信号重新辐射至 Bob [17]。我们进一步假设采用时分双工（TDD）运行模式和基于上行导频的信道估计。Alice 获取 Bob 信道的 MMSE 估计，并仅基于该估计设计其下行波束成形，而 Eve 的瞬时 CSI 对 Alice 不可用。此外，为增强保密性，Alice 采用波束成形与人工噪声传输相结合的方式。我们假设，E-FAS 引起的信道呈现双时间尺度结构，由缓慢变化的大尺度路由增益和每个信道相干块内的快速小尺度衰落分量组成

[1]本文中，除超表面被视为 E-FAS 外，所有终端均配备固定位置天线。

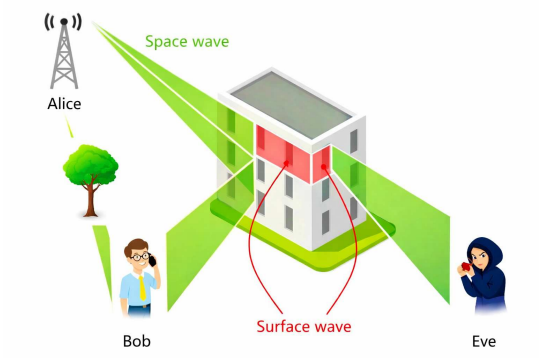

图 1. E-FAS辅助的安全通信场景。

此外，由于共享 SW传播路径，Bob 和 Eve 的等效信道将呈现统计耦合特性，具体将通过下文引入的相关小尺度信道分量进行建模。Eve 的大尺度路由增益被视为未知但有界的参数，以反映窃听者位置和路由配置的不确定性。

A. 双时间尺度信道与路由增益随机性

E-FAS辅助的基站-Bob信道采用双时间尺度等效表示建模为 [23]

$$\mathbf{h}_b = \sqrt{\beta_b}\,\mathbf{R}_b^{1/2}\mathbf{g}_b, \tag{1}$$

其中，$\mathbf{g}_b \sim \mathcal{CN}(0, \mathrm{I}_M)$ 表示小尺度衰落向量，$\mathrm{R}_b \succeq \mathbf{0}$ 是一个确定性空间相关矩阵，用于刻画复合E-FAS传播引起的有效阵列侧相关性，而 $\beta_b > 0$ 是依赖路由的大尺度增益。路由增益 β_b 综合了配置路径上的SW衰减、接点和发射器损耗以及路由几何结构的影响。与传统空间波模型不同，在传统模型中，大尺度衰落完全由几何结构决定，通常被视为在多个相干块内保持不变；而在E-FAS中，β_b 取决于可编程路由配置，因此会随缓慢变化的路由时间尺度 $T_r \gg T_c$ [18]演变，从而使路由增益可视为在多个相干块内保持不变。

为在保密性分析中明确体现双时间尺度结构，我们将 β_b 建模为路由时间尺度上的随机变量，其分布为 $f_{\beta_b}(\cdot)$，支撑集为 $(0,\infty)$。给定 β_b 后，可得到相干块上的块衰落模型；而对 $f_{\beta_b}(\cdot)$取平均，则能刻画不同路由状态下保密性的变化。分布 $f_{\beta_b}(\cdot)$可根据基于几何的路由统计特性获得，也可采用参数化方式处理；后续分析适用于任何具有有限一阶和二阶矩的分布。

B. 具有SW泄漏耦合的窃听者信道

类似地，我们将 Eve 的信道建模为

$$\mathbf{h}_e = \sqrt{\beta_e}\,\mathbf{R}_e^{1/2}\mathbf{g}_e, \tag{2}$$

其中，$\mathrm{R}_e \succeq \mathbf{0}$ 是 Eve 的统计空间相关矩阵，$\beta_e > 0$ 是 E-FAS 所致的基站-Eve链路大尺度路由增益，且 $\mathbf{g}_e \sim \mathcal{CN}(0, \mathrm{I}_M)$。

不同于传统保密基准中的独立衰落假设，当 Bob 和 Eve 共用部分相同的路由 SW 结构时，E-FAS 场景可能会在二者之间引入统计耦合。为获得便于处理的表征，我们在小尺度衰落层面对泄漏引起的依赖性进行建模，同时将大尺度增益 β_b 和 β_e 保留为独立的、依赖于路由的参数。因此，我们采用相关联合高斯模型 [24]

$$\mathbf{g}_e = \rho\,\mathbf{C}\mathbf{g}_b + \sqrt{1-\rho^2}\,\mathbf{u}, \tag{3}$$

其中，$\rho \in [0,1)$量化SW泄漏耦合强度，$\mathrm{C} \in \mathbb{C}^{M\times M}$ 表示一个确定性耦合矩阵，满足 $\|\mathrm{C}\| \le 1$；$\mathbf{u} \sim \mathcal{CN}(0, \mathrm{I}_M)$，且与 $\mathbf{g}_b$相互独立。该模型意味着 $\mathbb{E}\{\mathbf{g}_e\mathbf{g}_b^H\} = \rho\mathrm{C}$，并且当 $\rho = 0$ 时退化为独立衰落。参数 ρ 量化 Bob 与 Eve 信道之间的统计耦合，这种耦合可能源于二者的信号经过部分共享的SW路由结构。 ρ 越大，二者信道之间的统计耦合越强，信息泄漏也可能随之增加。请注意，该模型为部分共享SW路由结构所引发的信道依赖性提供了一种有效的统计表示，而非对完整E-FAS传播网络进行第一性原理推导。

C. Eve的大尺度增益不确定性模型

我们假设 Alice 不知道 Eve 的瞬时信道状态信息。由于窃听者具有被动特性，基站也无法完全获知大尺度增益 β_e 。因此，我们将 β_e 建模为属于一个有界不确定集，从而能够进行最坏情况下的保密性刻画[25], ，即

$$\beta_e \in \mathcal{B}_e \triangleq [\beta_e^{\min}, \beta_e^{\max}], \tag{4}$$

其中，$\beta_e^{\min}$和 $\beta_e^{\max}$表示由传播环境和部署几何决定的确定性边界。保密性指标可以在给定 β_e 的条件下进行刻画，也可以通过对不确定集 $\mathcal{B}_e$取上确界来进行最坏情况刻画。这种表述避免依赖对 Eve 的大尺度衰落的精确了解，并能在存在大尺度不确定性的情况下实现鲁棒保密性刻画。此外，值得注意的是，由于 SW 结构朝向 Bob 和 Eve 的辐射与传播条件不同，大尺度增益 β_b 和 β_e可能有所差异。

D. Bob 信道的上行链路训练与估计

信道估计通过上行导频传输并利用时分双工互易性来实现。在每个长度为 T_c 的相干块内，Bob 以每符号功率 ρ_p 发送长度为 τ_p 个符号的导频序列。因此，基站获得以下充分统计量

$$\mathbf{y}_p = \sqrt{\tau_p\rho_p}\,\mathbf{h}_b + \mathbf{n}_p, \tag{5}$$

其中，$\mathbf{n}_p \sim \mathcal{CN}(0, \sigma^2\mathrm{I}_M) \in \mathbb{C}^{M\times 1}$是上行链路训练阶段基站处的后处理加性白高斯噪声向量，与 $\mathbf{h}_b$ 相互独立。现在，在给定 (β_b,R_b) 的条件下，$\mathbf{h}_b$ 的线性最小均方误差估计为 [26]

$$\hat{\mathbf{h}}_b = \sqrt{\tau_p\rho_p}\,\mathbf{R}_{h_b}\left(\tau_p\rho_p\,\mathbf{R}_{h_b} + \sigma^2\mathbf{I}_M\right)^{-1}\mathbf{y}_p, \tag{6}$$

其中，$\mathbf{R}_{h_b}$，$\mathbb{E}\{\mathbf{h}_b\mathbf{h}_b^H\} = \beta_b\mathbf{R}_b$，估计误差 $\tilde{}$ $\hat{}$ 定义为 $\mathbf{h}_b = \hat{\mathbf{h}}_b - \mathbf{h}_b$。由于在联合高斯统计下采用线性最小均方误差估计，估计值 $\hat{\mathbf{h}}_b$ 与误差 $\mathbf{h}_b$ 在统计上相互独立，且满足

$$\mathbf{R}_{\hat{h}} \triangleq \mathbb{E}\{\hat{\mathbf{h}}_b\hat{\mathbf{h}}_b^H\} = \tau_p\rho_p\,\mathbf{R}_{h_b}\left(\tau_p\rho_p\,\mathbf{R}_{h_b} + \sigma^2\mathbf{I}_M\right)^{-1}\mathbf{R}_{h_b}, \tag{7}$$

$$\mathbf{R}_{\tilde{h}} \triangleq \mathbb{E}\{\tilde{\mathbf{h}}_b\tilde{\mathbf{h}}_b^H\} = \mathbf{R}_{h_b} - \mathbf{R}_{\hat{h}}. \tag{8}$$

当 $\mathbf{R}_b = \mathbf{I}_M$ 时，上述协方差表达式退化为空间不相关情形。在这种情况下，信道估计值和估计误差均具有各向同性协方差结构，即 $\mathbf{R}_{\hat{h}_b} = \Omega_{\hat{h}}\mathbf{I}_M$ 和 $\mathbf{R}_{\tilde{h}_b} = \Omega_{\tilde{h}}\mathbf{I}_M$，其中相应的标量方差分别为

$$\Omega_{\hat{h}} = \frac{\tau_p\rho_p\beta_b^2}{\tau_p\rho_p\beta_b + \sigma^2}, \tag{9}$$

$$\Omega_{\tilde{h}} = \beta_b - \Omega_{\hat{h}} = \frac{\beta_b\sigma^2}{\tau_p\rho_p\beta_b + \sigma^2}. \tag{10}$$

重要的是，对于任意有限的导频能量 $\tau_p\rho_p < \infty$ 和噪声方差 $\sigma^2 > 0$，估计误差协方差 $\mathbf{R}_{\tilde{h}_b}$ 都是严格正定的。因此，在实际训练条件下无法实现完美信道状态信息，下行传输中不可避免地存在由残余估计误差引起的失真。

E. 带人工噪声的下行信号传输

为缓解不完美信道状态信息下最大比传输所导致的高信噪比保密性能劣化，Alice 采用人工噪声传输方式 [27]。发射信号由信息承载波束和人工噪声分量叠加构成，即

$$\mathbf{x} = \sqrt{P_s}\mathbf{w}s + \sqrt{P_a}\mathbf{V}\mathbf{z}, \tag{11}$$

其中，s 表示单位功率的信息符号，$\mathbf{z} \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{I}_{M-1})$ 是独立于 s 的人工噪声向量，P_s 和 P_a 分别表示分配给信息信号和人工噪声的功率，且满足 $P_s + P_a = P$；$\mathbf{V} \in \mathbb{C}^{M\times(M-1)}$ 为人工噪声成形矩阵。

信息波束成形器根据基于信道估计的最大比传输（MRT）进行选择，即

$$\mathbf{w} = \frac{\hat{\mathbf{h}}_b}{\|\hat{\mathbf{h}}_b\|}. \tag{12}$$

由于波束成形器 $\mathbf{w}$ 是信道估计 $\hat{\mathbf{h}}_b$ 的确定性函数，因此在后续统计分析中，以 $\hat{\mathbf{h}}_b$ 为条件时，$\mathbf{w}$ 是确定的。此外，人工噪声成形矩阵 $\mathbf{V} \in \mathbb{C}^{M\times(M-1)}$ 构成了 $\hat{\mathbf{h}}_b$ 零空间的一组正交归一基，满足 $\mathbf{V}^H\mathbf{V} = \mathbf{I}_{M-1}$ 和 $\mathbf{V}^H\hat{\mathbf{h}}_b = \mathbf{0}$。

在完美信道状态信息下，这种构造可消除 Bob 处的人工噪声干扰。然而，在不完美信道状态信息下，$\hat{\mathbf{h}}_b$ 与真实信道 $\mathbf{h}_b$ 之间的失配会导致 Bob 处出现残余人工噪声泄漏，其功率由估计误差统计特性决定。因此，Bob 和 Eve 处的接收信号分别定义为

$$y_b = \mathbf{h}_b^H\mathbf{x} + n_b, \tag{13}$$

$$y_e = \mathbf{h}_e^H\mathbf{x} + n_e, \tag{14}$$

其中，n_b、$n_e \sim \mathcal{CN}(0, \sigma^2)$ 是相互独立的噪声项。

F. 保密度量与鲁棒保密中断概率

令 γ_b 和 γ_e 分别表示传输信号 (11在 Bob 和 Eve 处产生的瞬时有效信干噪比。考虑导频开销后，每个相干块内的有效数据传输比例为η，$1 - \frac{\tau_p}{T_c}$。因此，Bob 和 Eve 处的瞬时可达速率分别定义为

$$R_b = \eta\log_2(1 + \gamma_b), \tag{15}$$

$$R_e = \eta\log_2(1 + \gamma_e), \tag{16}$$

其中，γ_b 和 γ_e 分别为 Bob 和 Eve 处的信干噪比，其表达式将在后文给出。因此，瞬时保密速率为

$$R_s = \left[R_b - R_e\right]^+, \tag{17}$$

其中 $[x]^+ = \max\{0, x\}$。对于目标保密速率 R_{th}，保密中断概率定义为

$$P_{\text{so}}(\beta_e, \alpha) = \Pr(R_s < R_{\text{th}}), \tag{18}$$

其中明确体现了对窃听者大尺度路由增益的依赖关系 β_e 以及功率分配比 α，P_s/P。根据（4）中的大尺度不确定性模型，最坏情况保密中断概率可定义为 [25]

$$P_{\text{so}}^{\text{wc}}(\alpha) \triangleq \sup_{\beta_e\in\mathcal{B}_e} P_{\text{so}}(\beta_e, \alpha), \tag{19}$$

该指标可从鲁棒性角度量化保密性能，而无需假设已完全掌握 Eve 的大尺度信道强度。

III. 信干噪比的统计特性

本节推导相关SW泄漏和人工噪声传输条件下 Bob 和 Eve 的瞬时信干噪比。由于共享传播环境以及功率分割参数 α，所得信干噪比通过依赖于路由的信道统计特性在统计上相互耦合。

A. 不完美信道状态信息和人工噪声下的合法用户信干噪比

利用（11），Bob 处的接收信号可改写为

$$y_b = \sqrt{P_s}\mathbf{h}_b^H\mathbf{w}s + \sqrt{P_a}\mathbf{h}_b^H\mathbf{V}\mathbf{z} + n_b. \tag{20}$$

$\hat{}$ $\tilde{}$代入信道分解 $\mathbf{h}_b = \hat{\mathbf{h}}_b + \tilde{\mathbf{h}}_b$ 可得

$$y_b = \sqrt{P_s}\hat{\mathbf{h}}_b^H\mathbf{w}s + \sqrt{P_s}\tilde{\mathbf{h}}_b^H\mathbf{w}s + \sqrt{P_a}\tilde{\mathbf{h}}_b^H\mathbf{V}\mathbf{z} + n_b, \tag{21}$$

其中，项 $\mathbf{V}^H\hat{}\mathbf{h}_b = 0$ 在$\hat{}$完美信道状态信息下可消除任何人工噪声泄漏。然后，在给定信道估计 $\hat{\mathbf{h}}_b$的条件下，第一项表示期望信号。此外，由于（12），其瞬时功率等于

$$P_s|\hat{\mathbf{h}}_b^H\mathbf{w}|^2 = P_s\|\hat{\mathbf{h}}_b\|^2, \tag{22}$$

其余各项构成由信道估计误差导致的等效干扰。具体而言，

$$I_{b,1} = P_s|\tilde{\mathbf{h}}_b^H\mathbf{w}|^2, \tag{23}$$

$$I_{b,2} = P_a\|\tilde{\mathbf{h}}_b^H\mathbf{V}\|^2, \tag{24}$$

分别对应于不完美波束成形造成的自干扰，以及由信道状态信息失配引起的人工噪声泄漏。此外，

由于 $\tilde{\mathbf{h}}_b \sim \mathcal{CN}(0, \mathbf{R}_{\tilde{h}_b})$ 与 $\hat{\mathbf{h}}_b$ 相互独立，条件二阶统计量为

$$\mathbb{E}[I_{b,1}|\hat{\mathbf{h}}_b] = P_s \mathbf{w}^H \mathbf{R}_{\tilde{h}_b} \mathbf{w}, \tag{25}$$

$$\mathbb{E}[I_{b,2}|\hat{\mathbf{h}}_b] = P_a \mathrm{tr}(\mathbf{V}^H \mathbf{R}_{\tilde{h}_b} \mathbf{V}). \tag{26}$$

采用标准的“使用并遗忘”界 [28], , 这些条件干扰功率被视为确定性的有效噪声。因此，Bob 处的有效信干噪比可表示为

$$\gamma_b = \frac{P_s \|\hat{\mathbf{h}}_b\|^2}{P_s \mathbf{w}^H \mathbf{R}_{\tilde{h}_b} \mathbf{w} + P_a \,\mathrm{tr}\left(\mathbf{V}^H \mathbf{R}_{\tilde{h}_b} \mathbf{V}\right) + \sigma^2}. \tag{27}$$

在空间不相关情形下，$\mathbf{R}_{\tilde{h}_b} = \Omega_{\tilde{h}} \mathbf{I}_M$，可简化为 (27)

$$\gamma_b = \frac{P_s \|\hat{\mathbf{h}}_b\|^2}{\Omega_{\tilde{h}}(P_s + P_a(M-1)) + \sigma^2}. \tag{28}$$

该表达式揭示了 Bob 处两种不同的性能退化机制。分子项与 P_s 成正比，对应于不完美波束成形导致的残余自干扰。分母项与 $P_a(M-1)$ 成正比，量化了信道状态信息估计误差造成的人工噪声泄漏。因此，尽管人工噪声会降低 Eve 的接收质量，但在不完美信道状态信息情形下，也会因泄漏而对 Bob 造成损失。

B. SW泄漏相关性下的窃听者信干噪比

根据（11），Eve 处的接收信号可改写为

$$y_e = \sqrt{P_s} \mathbf{h}_e^H \mathbf{w} s + \sqrt{P_a} \mathbf{h}_e^H \mathbf{V} \mathbf{z} + n_e. \tag{29}$$

因此，Eve 处的瞬时信干噪比如下：

$$\gamma_e = \frac{P_s |\mathbf{h}_e^H \mathbf{w}|^2}{P_a \|\mathbf{h}_e^H \mathbf{V}\|^2 + \sigma^2}. \tag{30}$$

在式（3）的相关SW泄漏模型下，有

$$\mathbf{h}_e = \sqrt{\beta_e} \mathbf{R}_e^{1/2} \left(\rho \mathbf{C} \mathbf{g}_b + \sqrt{1-\rho^2} \mathbf{u}\right), \tag{31}$$

其中，$\mathbf{u} \sim \mathcal{CN}(0, \mathbf{I}_M)$ 与 $\mathbf{g}_b$ 相互独立。

由于波束成形器 $\mathbf{w}$ 是 $\hat{\mathbf{h}}_b$ 的确定性函数，且 $\hat{\mathbf{h}}_b$ 线性依赖于 $\mathbf{g}_b$，因此，$\mathbf{h}_e^H \mathbf{w}$ 与 $\mathbf{h}_b$ 通过相关参数 $\hat{\rho}$ 统计耦合。此外，在给定 $\mathbf{h}_b$ 的条件下，随机向量 $\mathbf{u}$ 仍保持独立，且 $\mathbf{g}_b$ 服从高斯条件分布。因此，$\mathbf{h}_e^H \mathbf{w}$ 在条件下仍服从复高斯分布，其条件均值和方差分别为

$$\mathbb{E}\left[\mathbf{h}_e^H \mathbf{w} \mid \hat{\mathbf{h}}_b\right] = \rho \sqrt{\beta_e} \mathbf{w}^H \mathbf{R}_e^{1/2} \mathbf{C} \mathbb{E}\left[\mathbf{g}_b \mid \hat{\mathbf{h}}_b\right], \tag{32}$$

$$\mathrm{Var}\left[\mathbf{h}_e^H \mathbf{w} \mid \hat{\mathbf{h}}_b\right] = \beta_e (1-\rho^2) \mathbf{w}^H \mathbf{R}_e \mathbf{w}. \tag{33}$$

因此，在给定 $\hat{\mathbf{h}}_b$的条件下，分子项 $|\mathbf{h}_e^H \mathbf{w}|^2$服从具有一个复自由度的非中心卡方分布 [29]，其非中心参数显式依赖于路由诱导相关系数 ρ。

在这方面，分母项 $\|\mathbf{h}_e^H \mathbf{V}\|^2$ 可表示为相关高斯变量的二次型，即 $\|\mathbf{h}_e^H \mathbf{V}\|^2 = \mathbf{h}_e^H \mathbf{V}\mathbf{V}^H \mathbf{h}_e$，其分布由 $\mathbf{R}_e^{1/2} \mathbf{V}\mathbf{V}^H \mathbf{R}_e^{1/2}$ 的特征值决定。因此，γ_e 是复高斯变量的相关二次型之比。与相互独立的瑞利情形不同，它不服从指数分布，其条件分布可通过对相关协方差矩阵进行特征值分解来刻画。

注 1（γ_b 与 γ_e 之间的统计耦合）。在相关SW泄漏模型下，窃听者信道包含一个通过项 $\rho \mathbf{C} \mathbf{g}_b$ 与合法信道对齐的分量。由于波束成形器 $\mathbf{w}$ 是根据信道估计 $\mathbf{h}_b$ 构造的，而该估计本身依赖于 $\mathbf{g}_b$，因此只要满足 $\rho > 0$，γ_b 和 γ_e 都会与共同的底层随机向量 $\mathbf{g}_b$ 存在统计依赖。因此，一般而言，γ_b 和 γ_e 并非统计独立。当 $\rho = 0$ 时，独立性结构作为一种特殊情况得以恢复，此时窃听者信道与 $\mathbf{g}_b$ 独立，因而也与波束成形方向独立。在这种情况下，γ_b 和 γ_e 统计独立。

IV. 相关泄漏下的鲁棒保密中断概率

本节研究相关SW泄漏、人工噪声传输、路由随机性以及窃听者链路中的大尺度不确定性对保密中断概率的影响。

A. 中断事件重构

根据（17），瞬时保密速率定义为

$$R_s = \eta \left[\log_2(1+\gamma_b) - \log_2(1+\gamma_e)\right]^+. \tag{34}$$

对于目标保密频谱效率 R_{th}，定义 θ，$2^{R_{\mathrm{th}}/\eta} > 1$。利用（18）中的保密中断概率定义，可得

$$\begin{aligned} P_{\mathrm{so}}(\beta_e, \rho) &= \Pr(\gamma_b < \theta(1+\gamma_e) - 1) \\ &= \iint_{\mathcal{D}} f_{\gamma_b, \gamma_e}(x, y)\, dx\, dy, \end{aligned} \tag{35}$$

其中 $\mathcal{D} = \{(x, y) : x < \theta(1+y) - 1\}$。在相关SW泄漏条件下，$\gamma_b$ 和 γ_e 通过共同的路由诱导随机性而具有统计依赖性。因此，保密中断概率可用它们的联合概率密度函数 $f_{\gamma_b,\ \gamma_e}(x, y)$ 表示。

B. 条件保密中断概率表示

为处理 γ_b 与 γ_e之间的统计耦合，我们对信道估计 $\mathbf{h}_b$进行条件化。根据全概率定律，保密中断概率可表示为

$$P_{\mathrm{so}} = \mathbb{E}_{\hat{\mathbf{h}}_b, \beta_b, \beta_e}\left[\Pr\left(\gamma_b < \theta(1+\gamma_e) - 1 \mid \hat{\mathbf{h}}_b, \beta_b, \beta_e\right)\right]. \tag{36}$$

在 $\mathbf{h}_b$条件下，式（27）中的合法用户信干噪比可简化为

$$\gamma_b = \frac{P_s \|\hat{\mathbf{h}}_b\|^2}{\Xi_b(\hat{\mathbf{h}}_b)}, \tag{37}$$

其中

$$\Xi_b(\hat{\mathbf{h}}_b) = P_s \mathbf{w}^H \mathbf{R}_{\tilde{h}} \mathbf{w} + P_a \,\mathrm{tr}(\mathbf{V}^H \mathbf{R}_{\tilde{h}} \mathbf{V}) + \sigma^2. \tag{38}$$

鉴于 $\mathbf{h}_b$ 完全确定了$\mathbf{w}$ 和 $\mathbf{V}$，量 γ_b在此条件下变为确定值。相比之下，式（30）中的窃听者信干噪比仍为随机变量，其表达式为

$$\gamma_e = \frac{P_s |X|^2}{P_a Y + \sigma^2}, \tag{39}$$

其中 $X = \mathbf{h}_e^H \mathbf{w}$ 且 $Y = \mathbf{h}_e^H \mathbf{V}\mathbf{V}^H \mathbf{h}_e$。

因此，在相关泄漏模型（3）下，且在给定 $\hat{\mathbf{h}}_b$的条件下，随机变量 X 服从复高斯分布，其条件均值和方差如下：

$$\mu_X(\hat{\mathbf{h}}_b) = \rho\sqrt{\beta_e}\mathbf{w}^H \mathbf{R}_e^{1/2} \mathbf{C}\mathbb{E}[\mathbf{g}_b \mid \hat{\mathbf{h}}_b], \tag{40}$$

$$\sigma_X^2(\hat{\mathbf{h}}_b) = \beta_e(1-\rho^2)\mathbf{w}^H \mathbf{R}_e \mathbf{w}, \tag{41}$$

其中，根据MMSE正交原理，小尺度衰落向量的条件均值满足 $\mathbb{E}[\mathbf{g}_b \mid \hat{\mathbf{h}}_b] = \frac{1}{\sqrt{\beta_b}}\hat{\mathbf{h}}_b$。因此，$|X|^2$ 服从具有两个实自由度（等价于一个复自由度）的非中心卡方分布[29]。此外，分母项 Y 是相关复高斯变量的二次型，其分布由 $\mathbf{R}_e^{1/2}\mathbf{V}\mathbf{V}^H\mathbf{R}_e^{1/2}$的特征值决定，因此服从广义卡方分布。

重要的是，X 与 Y 通常具有统计依赖性，这是因为它们共享信道向量 $\mathbf{h}_e$。因此，γ_e 是相关二次型之比。

C. γe的条件累积分布函数闭式表达

为表征保密中断概率（SOP），我们推导给定 $\mathbf{h}_b$时$\hat{}$ γ_e 的条件累积分布函数，该函数唯一确定波束成形器 $\mathbf{w}$ 和人工噪声子空间 $\mathbf{V}$。在相关SW泄漏模型和联合高斯假设下，给定 $\mathbf{h}_b$ 时窃听者$\hat{}$信道仍服从复高斯分布，即：

$$\mathbf{h}_e \mid \hat{\mathbf{h}}_b \sim \mathcal{CN}\big(\boldsymbol{\mu}_{e|b}, \mathbf{R}_{e|b}\big), \tag{42}$$

其中，$\boldsymbol{\mu}_{e|b}$ 通过 ρ捕捉由泄漏引起的统计耦合，而 $\mathbf{R}^{e|b}$ 表示条件协方差矩阵。

$\hat{}$现在，在给定 $\mathbf{h}_b$的条件下，标量投影 X 服从复高斯分布，其均值和方差如下：

$$\mu_X \triangleq \mathbb{E}[X \mid \hat{\mathbf{h}}_b] = \mathbf{w}^H \boldsymbol{\mu}_{e|b}, \tag{43}$$

$$\sigma_X^2 \triangleq \mathrm{Var}[X \mid \hat{\mathbf{h}}_b] = \mathbf{w}^H \mathbf{R}_{e|b}\mathbf{w}. \tag{44}$$

因此，$X \mid \hat{}\mathbf{h}_b \sim \mathcal{CN}(\mu_X, \sigma_X^2)$，且 $|X|^2 \mid \hat{}\mathbf{h}_b$服从具有两个实自由度的非中心卡方分布（等价地，服从非中心指数分布）[29]。

现在，我们将限制在人工噪声子空间上的条件协方差定义为

$$\mathbf{Q} \triangleq \mathbf{V}^H \mathbf{R}_{e|b}\mathbf{V} \in \mathbb{C}^{(M-1)\times(M-1)}. \tag{45}$$

此外，我们将 $\{\lambda_i\}_{i=1}^{M-1}$ 记为 $\mathbf{Q}$ 的非零特征值，使得 $\mathbf{Q} = \mathbf{U}\boldsymbol{\Lambda}\mathbf{U}^H$，其中 $\boldsymbol{\Lambda} = \mathrm{diag}(\lambda_1, \ldots, \lambda_{M-1})$。于是，我们有

$$Y \mid \hat{\mathbf{h}}_b = \sum_{i=1}^{M-1} \lambda_i |u_i|^2, \tag{46}$$

其中，$u_i \sim \mathcal{CN}(0,1)$ 相互独立。因此，$Y \mid \hat{}\mathbf{h}_b$服从广义卡方（低指数）分布[30]。

为推导条件累积分布函数的闭式表达式，我们将非中心参数定义为 κ，相应的常数定义为

$$\kappa \triangleq \frac{|\mu_X|^2}{\sigma_X^2}, \tag{47}$$

$$\delta(t) \triangleq \frac{\sigma^2 t}{P_s \sigma_X^2}, \tag{48}$$

$$\xi(t) \triangleq \frac{P_a t}{P_s \sigma_X^2}. \tag{49}$$

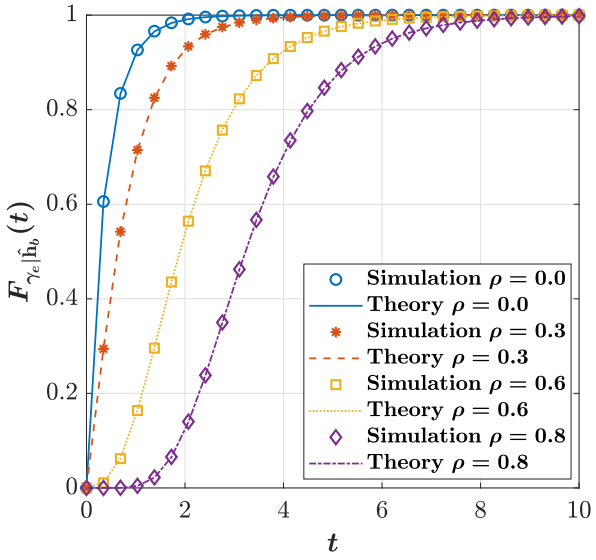

图 2. 不同信道相关系数 ρ下窃听者信干噪比的条件累积分布函数。

现在，假设在给定 $\hat{}\mathbf{h}_b$ 的条件下，X 与 $\mathbf{V}^H\mathbf{h}_e$ 条件独立；当条件协方差 $\mathbf{R}^{e|b}$ 为各向同性时，这一假设严格成立，否则可作为准确的近似。此外，假设特征值 $\{\lambda_i\}$两两不同，则 γ_e 的条件累积分布函数可表示为以下关于 $t \geq 0$ 的闭式级数表示：

$$F_{\gamma_e|\hat{\mathbf{h}}_b}(t) = 1 - e^{-\kappa-\delta(t)} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{\kappa^m}{m!} \sum_{i=1}^{M-1} \alpha_i \left(1+\xi(t)\lambda_i\right)^{-(m+1)}, \tag{50}$$

其中，部分分式系数 α_i 由下式给出

$$\alpha_i \triangleq \prod_{\substack{j=1 \\ j\neq i}}^{M-1} \frac{\lambda_i}{\lambda_i - \lambda_j}. \tag{51}$$

值得注意的是，对于 $\kappa = 0$ （分子在给定条件下为中心分布），无穷级数会化简为有限和，从而得到有理指数形式的闭式表达式。

注 2 (推导概要)。表达式 (50) 通过对 Y 进行条件化，并应用非中心卡方分布的泊松混合表示$|X|^2$以及 Y的拉普拉斯变换得到，其中该变量服从广义卡方分布。通过将简单极点替换为高阶项，即使存在特征值重数，结果仍然精确。此外，图 2 展示了给定不同泄漏相关系数时，窃听者信干噪比 $F_{\gamma_e|\hat{}\mathbf{h}_b}(t)$的条件累积分布函数，该函数见 (50)，其中解析曲线与蒙特卡洛仿真结果高度吻合，证实了所推导的累积分布函数表达式的准确性。详细推导遵循标准步骤，因篇幅所限，此处从略。

D. 最终保密中断概率表达式

$\hat{}$ 如前所述，以 $\mathbf{h}_b$ 为条件时，合法的 SINR $\gamma_b = \gamma_b(\mathbf{h}_b)$ 是确定的，而 γ_e 仍然是

随机变量，其条件累积分布函数 $F_{\gamma_e|\hat{\mathbf{h}}_b}(\cdot)$ 已在前文推导。为此，我们将诱导阈值定义为

$$t_b(\hat{\mathbf{h}}_b) \triangleq \frac{\gamma_b(\hat{\mathbf{h}}_b)+1}{\theta} - 1. \tag{52}$$

因此，条件保密中断概率可简化为

$$P_{\mathrm{so}|\hat{\mathbf{h}}_b,\beta_b,\beta_e} = \Pr\Big(\gamma_e > t_b(\hat{\mathbf{h}}_b) \mid \hat{\mathbf{h}}_b, \beta_b, \beta_e\Big). \tag{53}$$

等价地，根据 γ_e 的条件累积分布函数，可得

$$P_{\mathrm{so}|\hat{\mathbf{h}}_b,\beta_b,\beta_e} = \begin{cases} 1 - F_{\gamma_e|\hat{\mathbf{h}}_b,\beta_b,\beta_e}(t_b(\hat{\mathbf{h}}_b)), & t_b(\hat{\mathbf{h}}_b) \geq 0, \\ 1, & t_b(\hat{\mathbf{h}}_b) < 0, \end{cases} \tag{54}$$

其中，第二行由 $\gamma_e \geq 0$ 得出。最后，对 $\mathbf{h}_b$、β_b 和 β_e 的联合统计量取平均，可得

$$P_{\mathrm{so}} = \mathbb{E}_{\beta_b,\beta_e}\left[\mathbb{E}_{\hat{\mathbf{h}}_b|\beta_b}\left[P_{\mathrm{so}|\hat{\mathbf{h}}_b,\beta_b,\beta_e}\right]\right]. \tag{55}$$

如果仅知道窃听者的大尺度增益位于不确定集 $\mathcal{B}_e = [\beta_e^{\min}, \beta_e^{\max}]$ 中，那么一种面向鲁棒性的指标是最坏情况保密中断概率，其定义为

$$P_{\mathrm{so}}^{\mathrm{wc}} \triangleq \sup_{\beta_e \in \mathcal{B}_e} P_{\mathrm{so}}(\beta_e). \tag{56}$$

应注意，由于窃听者信干噪比 γ_e 随大尺度增益 β_e 单调递增，保密中断概率也随 β_e 单调递增。因此，最坏情况保密中断概率出现在 $\beta_e = \beta_e^{\max}$。

V. 相关泄漏和人工噪声下的遍历保密速率

A. 定义与联合分布表示

由（17），我们模型的遍历保密速率定义为

$$\bar{R}_s = \eta\mathbb{E}\left[(\log_2(1+\gamma_b) - \log_2(1+\gamma_e))^+\right]. \tag{57}$$

由于存在相关SW泄漏，γ_b 和 γ_e 在 $\rho > 0$时存在统计耦合。因此，必须根据它们的联合分布而非各自的边缘分布来计算（57）中的期望。由此，遍历保密速率为

$$\bar{R}_s = \eta\int_0^\infty\int_0^\infty \left[\log_2\left(\frac{1+t_b}{1+t_e}\right)\right]^+ f_{\gamma_b,\gamma_e}(t_b,t_e)dt_e dt_b, \tag{58}$$

其中，$f_{\gamma_b,\ \gamma_e}(t_b,t_e)$ 是 (γ_b,γ_e) 的联合概率密度函数。若 $\rho = 0$，则联合密度可分解为 $f_{\gamma_b,\ \gamma_e}(t_b,t_e) = f_{\gamma_b}(t_b)f_{\gamma_e}(t_e)$。然而，对于 $\rho > 0$，这种分解并不成立，联合统计量受共享信道分量所引发的泄漏耦合支配。

B. 条件期望分解

为了得到易于处理的表示，我们对 $\mathbf{h}_b$ 进行条件化。如前所述，给定 $\mathbf{h}_b$ 后，有效信干噪比 γ_b 变为确定值，而由于窃听者信道具有二次型结构，γ_e 仍是随机变量。利用全期望定律，遍历保密速率可写为

$$\bar{R}_s = \eta\mathbb{E}_{\beta_b,\beta_e}\left[\mathbb{E}_{\hat{\mathbf{h}}_b|\beta_b}\left[\mathcal{G}(\hat{\mathbf{h}}_b,\beta_e)\right]\right], \tag{59}$$

其中

$$\mathcal{G}(\hat{\mathbf{h}}_b,\beta_e) = \mathbb{E}\left[\Big(\log_2(1+\gamma_b(\hat{\mathbf{h}}_b)) - \log_2(1+\gamma_e)\Big)^+ \Big|\hat{\mathbf{h}}_b,\beta_e\right]. \tag{60}$$

现在，由于给定 $\mathbf{h}_b$ 时 γ_b 是确定的，因此有

$$\gamma_b^\star \triangleq \gamma_b(\hat{\mathbf{h}}_b). \tag{61}$$

那么，鉴于只有在 $\gamma_e < \gamma_b^\star$ 时才能实现保密性，条件期望可简化为

$$\mathcal{G}(\hat{\mathbf{h}}_b,\beta_e) = \int_0^{\gamma_b^\star} \log_2\left(\frac{1+\gamma_b^\star}{1+t}\right) f_{\gamma_e|\hat{\mathbf{h}}_b,\beta_e}(t)dt. \tag{62}$$

因此，遍历保密速率可简化为对信道估计和大尺度衰落参数分布的外层期望，而内层积分仅取决于 γ_e 的条件累积分布函数，该函数已在第IV-C节推导。

C. 非中心泄漏下的闭式表达

接下来，我们将在一般非中心情形下推导条件期望 $\mathcal{G}(\mathbf{h}_b,\beta_e)$ 的闭式表达。给定$\mathbf{h}_b$时，窃听者的信干噪比具有式（50）所示的累积分布函数。现在，对（50）关于t求导，可得条件概率密度函数：

$$f_{\gamma_e|\hat{\mathbf{h}}_b}(t) = e^{-\kappa}\sum_{m=0}^{\infty}\frac{\kappa^m}{m!}f_m(t), \tag{63}$$

其中，每个 $f_m(t)$ 都是第 m 个泊松分量，表示为

$$f_m(t) = \sum_{i=1}^{M-1}\alpha_i\frac{\exp(-\delta(t))}{(1+\xi(t)\lambda_i)^{m+2}}\cdot\frac{\sigma^2+P_a\lambda_i}{P_s\sigma_X^2}. \tag{64}$$

现在，将式（63）代入式（62），得到

$$\mathcal{G} = \frac{e^{-\kappa}}{\ln 2}\sum_{m=0}^{\infty}\frac{\kappa^m}{m!}\sum_{i=1}^{M-1}\alpha_i \times\int_0^{\gamma_b^\star}\frac{\ln\left(\frac{1+\gamma_b^\star}{1+t}\right)\exp(-\delta(t))}{(1+\xi(t)\lambda_i)^{m+2}}\cdot\frac{\sigma^2+P_a\lambda_i}{P_s\sigma_X^2}dt. \tag{65}$$

(65) 中的内层积分可以用广义指数积分函数和不完全对数积分表示为闭式。此外，外层泊松加权级数由于 中的阶乘衰减而快速收敛，因此只需少量项即可进行精确的数值计算。此外，图3 展示了式(63)中给出的窃听者信干噪比条件概率密度函数解析结果的准确性。

推论1 (条件中心情形)。 若泄漏诱导的条件均值为零，即 $\mu_X = 0$ (等价地，$\kappa = 0$)，则式(63) 中的泊松混合退化为其零阶项。此时，条件概率密度函数化简为

$$f_{\gamma_e|\hat{\mathbf{h}}_b}(t) = \sum_{i=1}^{M-1}\alpha_i\frac{\exp(-\delta(t))}{(1+\xi(t)\lambda_i)^2}\cdot\frac{\sigma^2+P_a\lambda_i}{P_s\sigma_X^2}, \tag{66}$$

由此得到 $\mathcal{G}(\mathbf{h}_b,\beta_e)$ 的简化单重积分。

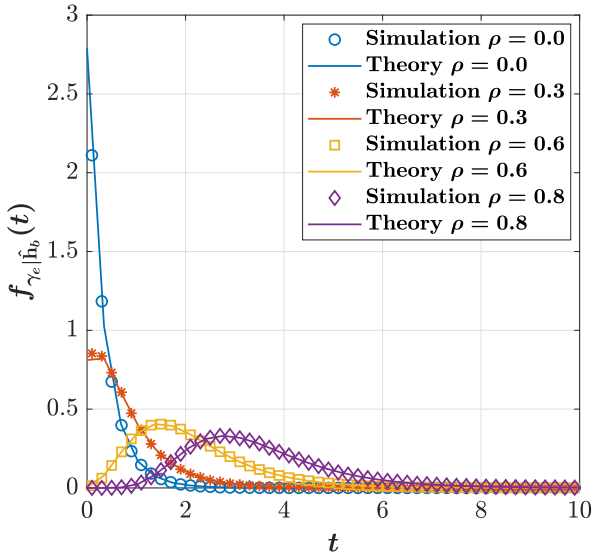

图 3. 不同信道相关系数 ρ下窃听者信干噪比的条件概率密度函数。

D. 有人工噪声与无人工噪声时的高信噪比行为

现在，我们刻画在固定功率分配策略 $P_s=(1-\theta_a)P$ 和 $P_a=\theta_a P$ 下的渐近情形 $P\to\infty$，其中 $0\le\theta_a<1$ 表示人工噪声功率占比。

1) 纯最大比传输 ($\theta_a=0$)：当不存在人工噪声时，式 (39) 中的窃听者信干噪比化简为

$$\gamma_e=\frac{P|X|^2}{\sigma^2}, \tag{67}$$

其随 P 几乎必然线性增长。相比之下，根据式 (27)，合法用户信干噪比收敛至一个有限的随机上限

$$\gamma_b\xrightarrow{a.s.}\frac{\|\hat{\mathbf{h}}_b\|^2}{\mathbf{w}^H\mathbf{R}_{\tilde{h}}\mathbf{w}}, \tag{68}$$

¯这是由于残余估计误差。因此，$R_s\to 0$，且 $P\to\infty$，从而重现了不完美信道状态信息下高信噪比时众所周知的保密性能下降。

2) 存在人工噪声 ($\theta_a>0$)：当维持固定的非零人工噪声占比时，γ_e 的分子和分母均随 P线性缩放。具体而言，

$$\gamma_e=\frac{(1-\theta_a)P|X|^2}{\theta_a PY+\sigma^2}\xrightarrow{a.s.}\frac{(1-\theta_a)|X|^2}{\theta_a Y}, \tag{69}$$

其几乎必然有限。注意，当 $\kappa>0$时，$|X|^2$ 仍为非中心分布，因此泄漏效应在极限情况下依然存在。同时，γ_b 收敛到

$$\gamma_b\xrightarrow{a.s.}\frac{(1-\theta_a)\|\hat{\mathbf{h}}_b\|^2}{(1-\theta_a)\mathbf{w}^H\mathbf{R}_{\tilde{h}}\mathbf{w}+\theta_a\,\mathrm{tr}(\mathbf{V}^H\mathbf{R}_{\tilde{h}}\mathbf{V})}. \tag{70}$$

因此，

$$\lim_{P\to\infty}\bar{R}_s=\eta\mathbb{E}\left[\left(\log_2(1+\gamma_b^{\infty})-\log_2(1+\gamma_e^{\infty})\right)^+\right], \tag{71}$$

其中，γ_b^{∞}和 γ_e^{∞}为极限随机变量。

命题 1（消除保密崩塌）。在相关的 SW 泄漏和不完美信道状态信息条件下，仅当 $\theta_a=0$ 时，高信噪比下才会发生保密崩塌。对于任意固定的 $\theta_a>0$，当 $P\to\infty$ 时，遍历保密速率将收敛至一个有限极限。

值得注意的是，只要人工噪声占比 θ_a 相对于泄漏强度和路由统计特性足够大，渐近保密速率就严格为正。因此，高发射功率下的保密性能下降并非 E-FAS架构固有的问题，而是在不完美信道状态信息下进行不添加人工噪声的波束成形所导致的结果。

E. E-FAS 中的路由与 CSI 估计耦合及面向保密性的功率分配

本小节给出 E-FAS 特有的两项设计推论：（i）路由增益 β_b 不仅能增强主信道以提升保密性，还能通过 $\Omega_{\hat{h}}$ 和 $\Omega_{\tilde{h}}$ 改善 CSI 质量；（ii）高信噪比下的保密性在数据功率与人工噪声功率之间存在非平凡的权衡，从而产生一个内部最优的功率分配。

1) 路由增益对信道状态信息质量和 Bob 信干噪比上限的影响：回顾一下，MMSE 估计方差满足（9）和（10）。因此，$\Omega_{\tilde{h}}$ 随 β_b单调递减，而$\Omega_{\hat{h}}$ 随 β_b单调递增。这种耦合是 E-FAS 路由的结构性结果，因为同一路由增益同时决定接收导频质量和下行信号强度。

在$\mathbf{R}_{\tilde{h}}=\Omega_{\tilde{h}}\mathbf{I}_M$条件下，式（27）中的 Bob 信干噪比可化简为

$$\gamma_b=\frac{P_s\|\hat{\mathbf{h}}_b\|^2}{\Omega_{\tilde{h}}\big(P_s+P_a(M-1)\big)+\sigma^2}. \tag{72}$$

在高信噪比下，若人工噪声比例固定，即 $P_s=\alpha P$, $P_a=(1-\alpha)P$对于 $\alpha\in(0,1)$，可得有限上限

$$\gamma_b^{\infty}=\lim_{P\to\infty}\gamma_b=\frac{\alpha\,\|\hat{\mathbf{h}}_b\|^2}{\Omega_{\tilde{h}}\big(\alpha+(1-\alpha)(M-1)\big)}. \tag{73}$$

由于 $\hat{\mathbf{h}}_b\sim\mathcal{CN}(0,\Omega_{\hat{h}}\mathbf{I}_M)$，随机上限由比值 $\Omega_{\hat{h}}/\Omega_{\tilde{h}}$决定，该比值随 β_b增大。

推论 2（路由提升 Bob 的有效信干噪比上限）。对于 $\mathbf{R}_{\tilde{h}}=\Omega_{\tilde{h}}\mathbf{I}_M$ 以及任意固定的 $\alpha\in(0,1)$，式γ_b^{∞}（73）中的上限随 β_b随机递增。特别地，平均上限满足

$$\begin{aligned}\mathbb{E}\{\gamma_b^{\infty}\}&=\frac{\alpha\,M\,\Omega_{\hat{h}}}{\Omega_{\tilde{h}}\big(\alpha+(1-\alpha)(M-1)\big)}\\&=\frac{\alpha\,M\,\tau_p\rho_p\,\beta_b}{\sigma^2\big(\alpha+(1-\alpha)(M-1)\big)},\end{aligned} \tag{74}$$

随 β_b 线性增加。

证明。第一行成立是因为 $\|\hat{\mathbf{h}}_b\|^2$ 服从尺度参数为 $\Omega_{\hat{h}}$ 的伽马分布，且 $\Omega_{\hat{h}}/\Omega_{\tilde{h}}=(\tau_p\rho_p\beta_b)/\sigma^2$ 关于 β_b 根据（9）和（10）严格递增。均值表达式由 $\mathbb{E}\{\|\hat{\mathbf{h}}_b\|^2\}=M\Omega_{\hat{h}}$ 以及对 $\Omega_{\hat{h}}/\Omega_{\tilde{h}}$的化简得到。□

2) 保密最优人工噪声/数据功率分配比例（内部最优解的存在性）：接下来，我们将正式分析数据与人工噪声功率分配的权衡。令 $P_s=\alpha P$和 $P_a=(1-\alpha)P$，其中$\alpha\in[0,1]$。增大 α 会提升 Bob 的期望信号功率，但会削弱用于限制 Eve 的人工噪声。相反，减小 α会增强 Eve 处的人工噪声，但会降低

Bob 处的有用信号功率，同时也会通过（72）增加由人工噪声引起的估计误差敏感性。这会产生一个内部最优功率分配。

为了得到易于处理的解析表述，我们聚焦于存在各向同性估计误差的高信噪比区间，即 $\mathbf{R}_{\tilde{h}} = \Omega_{\tilde{h}}\mathbf{I}_M$，并采用标准近似，即遍历保密速率由极限信干噪比的对数之差主导，其表达式为

$$\bar{R}_s^{\infty}(\alpha) \triangleq \eta\,\mathbb{E}\Big[\big(\log_2(1+\gamma_b^{\infty}) - \log_2(1+\gamma_e^{\infty})\big)^+\Big], \quad (75)$$

其中 γ_b^{∞}由式（73）给出，且

$$\gamma_e^{\infty} = \lim_{P\to\infty} \gamma_e = \frac{\alpha\,|X|^2}{(1-\alpha)\,Y}, \quad (76)$$

其中 $X = \mathbf{h}_e^H\mathbf{w}$ 和 $Y = \|\mathbf{h}_e^H\mathbf{V}\|^2$ 如第 III节所述。注意，由于 $\mathbf{V}$ 的秩为 $M-1$，且 $\mathbf{h}_e$ 是连续复高斯向量，因此二次型 $Y = \|\mathbf{h}_e^H\mathbf{V}\|^2$ 以概率为一严格大于零。此外，对于任意 $M \geq 2$，式（76）几乎必然有限，其中 $\alpha \in (0,1)$。

引理 1（内部保密区域的非平凡性）。假设 $\mathbf{R}_{\tilde{h}} = \Omega_{\tilde{h}}\mathbf{I}_M$, $M \geq 2$, 且 $\rho \in [0,1)$ 固定。设窃听者存在非退化的人工噪声泄漏，即

$$\Pr(Y > 0) = 1, \quad (77)$$

且 Bob 的有效高信噪比上限是非退化的，即

$$\Pr\Big(\|\hat{\mathbf{h}}_b\|^2 > 0\Big) = 1. \quad (78)$$

那么，存在 $\alpha_0 \in (0,1)$，使得高信噪比下的遍历保密速率满足

$$\bar{R}_s^{\infty}(\alpha_0) > 0. \quad (79)$$

证明。任取 $\alpha \in (0,1)$，在人工噪声下，我们有

$$\gamma_e^{\infty}(\alpha) = \frac{\alpha|X|^2}{(1-\alpha)Y}, \quad (80)$$

其以概率为一取有限值，因为 $Y > 0$ 以概率为一。类似地，由式（73），

$$\gamma_b^{\infty}(\alpha) = \frac{\alpha\|\hat{\mathbf{h}}_b\|^2}{\Omega_{\tilde{h}}\big(\alpha + (1-\alpha)(M-1)\big)}, \quad (81)$$

由于 $\|\hat{\mathbf{h}}_b\|^2 > 0$ 以概率为一且 $\Omega_{\tilde{h}} > 0$，因此其以概率为一严格为正。

由于 $\gamma_e^{\infty}(\alpha)$ 取有限值且在 $|X|^2$ 上具有无界支撑，对于任意 $\epsilon \in (0,1)$，存在 $t_\epsilon > 0$，使得 $\Pr(\gamma_e^{\infty}(\alpha) \leq t_\epsilon) \geq \epsilon$。类似地，由于 $\|\hat{\mathbf{h}}_b\|^2$ 服从具有无界支撑的伽马分布，存在 $s_\epsilon > t_\epsilon$，使得 $\Pr(\gamma_b^{\infty}(\alpha) \geq s_\epsilon) \geq \epsilon$。

现在，我们将信道实现集合定义为

$$\mathcal{E} \triangleq \{\gamma_b^{\infty}(\alpha) \geq s_\epsilon\} \cap \{\gamma_e^{\infty}(\alpha) \leq t_\epsilon\}. \quad (82)$$

利用并集界，我们有

$$\Pr(\mathcal{E}) \geq 1 - (1-\epsilon) - (1-\epsilon) = 2\epsilon - 1. \quad (83)$$

选择 $\epsilon > 1/2$ 可得 $\Pr(\mathcal{E}) > 0$。在 $\mathcal{E}$上，保密性被积函数严格为正，因此 $R_s^{\infty}(\alpha) > 0$。 □

命题 2（具有非零最优值的内部最优功率分配）。假设 $\mathbf{R}_{\tilde{h}} = \Omega_{\tilde{h}}\mathbf{I}_M$, $M \geq 2$, 且 $\rho \in [0,1)$ 固定。则映射 $\alpha \mapsto R_s^{\infty}(\alpha)$ 至少存在一个极大值点 $\alpha^\star \in (0,1)$。此外，$\max_{\alpha\in[0,1]} R_s^{\infty}(\alpha) > 0$。

证明。 $R_s^{\infty}(\alpha)$ 在 $[0,1]$ 上的连续性源于 $\gamma_b^{\infty}(\alpha)$ 和 $\gamma_e^{\infty}(\alpha)$ 对于 $\alpha \in (0,1)$ 的连续性，以及在紧子区间上的控制收敛。由于 $[0,1]$ 是紧集，$R_s^{\infty}(\alpha)$ 可取得最大值。其端点行为如下。当 $\alpha = 0$时，不传输信息信号，因此 $R_s^{\infty}(0) = 0$。当 $\alpha \to 1$时，人工噪声功率占比趋于零，且 $\gamma_e^{\infty}(\alpha) = \frac{\alpha|X|^2}{(1-\alpha)Y}$ 几乎必然发散，因为 $Y > 0$ 以概率为一成立。因此，$\log_2(1+\gamma_e^{\infty}(\alpha)) \to \infty$，而 $\gamma_b^{\infty}(\alpha)$ 保持有限，这意味着 $\lim_{\alpha\to 1} R_s^{\infty}(\alpha) = 0$。根据引理 1，存在 $\alpha_0 \in (0,1)$，使得 $R_s^{\infty}(\alpha_0) > 0$。因此，最大值严格为正，不可能仅在端点处取得；故至少有一个极大值点位于内部 $(0,1)$。

□

注 3 (E-FAS 特定解释). 命题 2 是并非泛泛而谈的人工噪声陈述。在 E-FAS 中，β_b 通过比值进入 $R_s^{\infty}(\alpha)$，该比值 $\Omega_{\tilde{h}}/\Omega_{\tilde{h}} = (\tau_p\rho_p\beta_b)/\sigma^2$决定了 (74)中的上限。因此，更强的 E-FAS路由会使保密最优功率分配倾向于更大的 α（即更多的数据功率），同时保持严格为正的人工噪声比例，因为 CSI 质量的提升会降低人工噪声对 Bob 的惩罚。

3) 面向 $\alpha^\star$ 的实用闭式近似： 为了给出面向保密的功率分配的简单设计规则，我们参照人工噪声功率分配设计中的平均信干噪比近似，通过匹配 Bob 和 Eve 的平均高信噪比上限，构造一个保守的近似式 [24]。

回顾一下，Bob 的平均高信噪比上限为（74）。对于 Eve，我们将有效平均高信噪比比值定义为

$$\bar{\gamma}_e^{\infty}(\alpha) = \frac{\alpha}{1-\alpha}\frac{\mathbb{E}\{|X|^2\}}{\mathbb{E}\{Y\}}, \quad (84)$$

其中 $X = \mathbf{h}_e^H\mathbf{w}$ 和 $Y = \|\mathbf{h}_e^H\mathbf{V}\|^2$。这些量 $\mathbb{E}\{|X|^2\}$和 $\mathbb{E}\{Y\}$ 由 $\mathbf{h}_e$的二阶统计量得到，并明确依赖于泄漏参数 ρ 和相关矩阵 $\mathbf{R}_e$。令（74）和（84）相等，并求解α，即可得到显式近似式

$$\alpha_{\text{proxy}} = \frac{M\tau_p\rho_p\beta_b - (M-1)\sigma^2\frac{\mathbb{E}\{|X|^2\}}{\mathbb{E}\{Y\}}}{M\tau_p\rho_p\beta_b - (M-2)\sigma^2\frac{\mathbb{E}\{|X|^2\}}{\mathbb{E}\{Y\}}}, \quad (85)$$

该方法提供了一种闭式初始化方案，能够体现：(i) 通过 β_b 表征的路由-估计耦合，(ii) 通过 $\mathbb{E}\{|X|^2\}/\mathbb{E}\{Y\}$ 表征的泄漏强度，以及 (iii) 天线维度 M。

为进一步简化，可近似 $\alpha + (1-\alpha)(M-1) \approx (M-1)$ 式（74），得到

$$\alpha_{\text{proxy}}^{(\text{approx})} = 1 - \frac{\sigma^2(M-1)}{M\tau_p\rho_p\beta_b}\frac{\mathbb{E}\{|X|^2\}}{\mathbb{E}\{Y\}}. \quad (86)$$

在实际应用中，使用（85）来初始化 α 的数值优化。将其裁剪至 $(0,1)$后，可获得准确且计算高效的初始点。

VI. 数值结果

本节通过数值结果评估所提出的路由辅助 E-FAS 系统的保密性能。通过蒙特卡洛仿真验证解析表达式。除非另有说明，

基站天线数为 $M = 16$，信道相干块长度为 $T_c = 200$，导频长度为 $\tau_p = 20$，因此前置对数因子为 $\eta = 1-\tau_p/T_c$。此外，导频发射功率为 $\rho_p = 10$，噪声方差设为 $\sigma^2 = 1$。发射功率以分贝尺度表示，即 $10\log_{10}(P)$。大尺度衰落系数分别设为：E-FAS 情形下合法链路为 $\beta_b = 5$，无 E-FAS 基准（无路由增益）下为 $\beta_b = 1$，窃听者链路为 $\beta_e = 3$。保密速率门限为 $R_{\text{th}} = 1$ bps/Hz，人工噪声功率分配由 $\alpha = P_s/P$ 控制，其中 $\theta_a = 1-\alpha$ 表示人工噪声功率占比。

考虑两种泄漏场景：（i）相关情形，其泄漏相关系数为 $\rho = 0.6$，反映了路由导致的合法信道与窃听者信道之间的统计依赖；（ii）独立情形，其$\rho = 0$作为基准。我们将“无 E-FAS”情形作为基准，以突出所提出的路由辅助设计带来的性能提升。对于遍历保密速率分析，式（65）中推导出的解析表达式包含一个关于窃听者信干噪比条件累积分布函数的积分。该积分采用高斯-拉盖尔求积技术进行数值计算，使用20 个节点，可高效计算由人工噪声子空间产生的伽马分布随机变量的期望。该方法只需少量求积节点即可实现高精度数值计算，同时保持计算效率。所有仿真曲线均通过蒙特卡洛平均获得，并且与理论结果吻合。

图 4 展示了保密中断概率随发射功率 P 变化的情况，其中比较了相关和独立泄漏条件下的 E-FAS 辅助系统与传统无 FAS 基准。如图所示，在整个功率范围内，分析结果与仿真曲线高度吻合，证实了所推导的保密中断概率表征的准确性。与 No-FAS 基准相比，E-FAS架构展现出明显的性能优势。在给定发射功率下，E-FAS 始终能够实现显著更低的保密中断概率。这一改进主要得益于 SW 辅助传播所带来的路由增益 β_b，该增益增强了 Alice 与 Bob 之间的有效信道。重要的是，路由增益还通过提高估计方差 $\Omega_{\hat{h}}$ 并降低误差方差$\Omega_{\tilde{h}}$，提升了信道估计质量。因此，Bob 处有效信干噪比的提高扩大了相对于 Eve 的保密裕度。

人工噪声功率分配的影响也十分明显。当不使用人工噪声时，即 $\theta_a = 0$，保密中断概率最初会随发射功率增加而降低，但最终趋于饱和，并在高信噪比区间上升。这一现象反映了不完美信道状态信息下最大比传输所导致的保密崩溃现象。在此区间，由于固定导频功率下信道估计误差不会消失，合法用户信干噪比会收敛至有限上限；与此同时，窃听者信干噪比则近似随发射功率线性增长。因此，进一步提高发射功率会损害保密性能。当引入非零人工噪声比例时，即 $\theta_a > 0$，保密中断概率会随发射功率单调下降，并在高功率区间趋近于极小值。人工噪声分量使

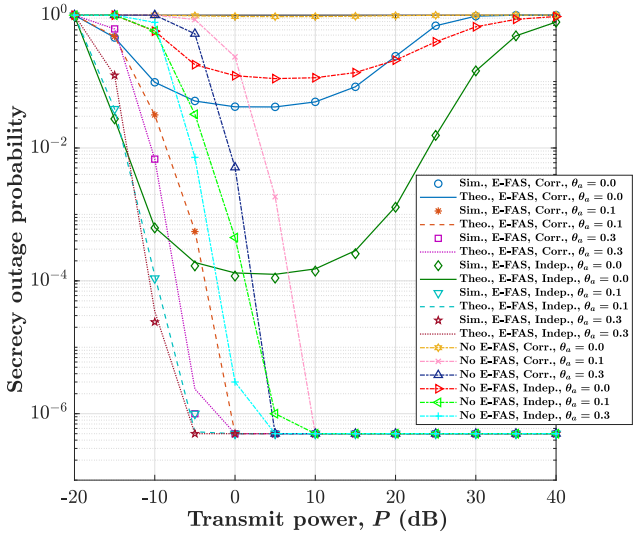

图 4. 保密中断概率随发射功率 P 变化的情况：比较相关（$\rho > 0$）和独立（$\rho = 0$）泄漏条件下 E-FAS 与无FAS传输的性能，并考虑不同的人工噪声功率占比 θ_a。

Eve 的信干噪比的分子和分母均随发射功率增大，从而避免 Eve 的信干噪比无限增长，并消除纯最大比传输情况下出现的保密崩塌。此外，在所考察的区间内，人工噪声比例越大，保密中断概率曲线越低。增大θ_a 会增强 γ_e分母中的人工噪声干扰项，从而抑制窃听者分布中信干噪比极高的尾部。由于保密中断概率指标主要受这些罕见但有害的事件影响，分配更多功率给人工噪声可以有效降低中断概率，尽管这会使合法接收机承受额外的干扰泄漏。

我们还可以在此图中观察泄漏相关性的影响。与独立情形相比，相关情形会导致更高的保密中断概率。这是因为相关性引入了窃听者信道中沿合法信道方向的分量，从而增大投影 $X = \mathbf{h}_e^H\mathbf{w}$ 的均值。因此，窃听者信干噪比的分子变为非中心，使窃听者达到较高信干噪比的概率增加。

图5 展示了相关和独立泄漏条件下，遍历保密速率随发射功率 P 变化的情况，其中考虑了不同的 θ_s。分析曲线与仿真结果高度吻合，这验证了基于 γ_e条件累积分布函数的积分形式保密速率表达式的数值计算。低和中等信噪比区间内，遍历保密速率随发射功率增加而上升。在这些区间，Bob 处的有用信号功率增长快于 Eve 处的有效信息泄漏，因此两者可达速率之间的差距扩大。独立情形下的增益比相关情形更显著，因为 $\rho = 0$ 消除了窃听者信道中与波束对齐的分量，使 γ_e 的分子在条件下呈中心分布。当 $\rho > 0$时，投影 $X = \mathbf{h}_e^H\mathbf{w}$ 变为非中心分布，从而提高窃听者信干噪比的平均值并降低保密增益。

此外，我们可以看到，在不使用人工噪声时会出现截然不同的行为。对于 $\theta_a = 0$，遍历保密速率

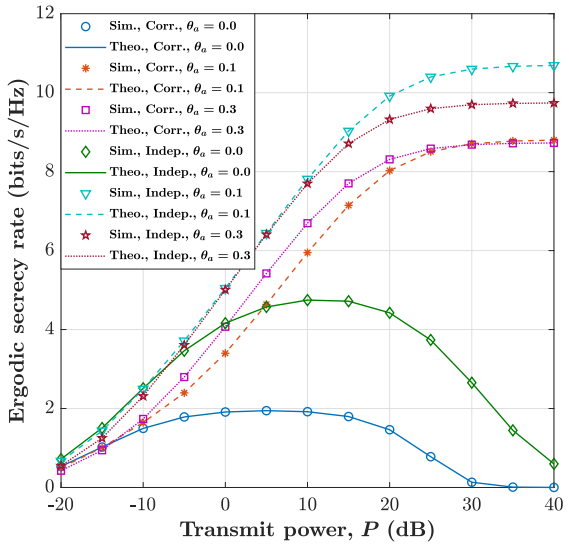

图5. 在相关（$\rho > 0$）和独立（$\rho = 0$）泄漏条件下，E-FAS和No-FAS传输的遍历保密速率随发射功率 P 的变化，其中采用不同的人工噪声功率占比 θ_a。

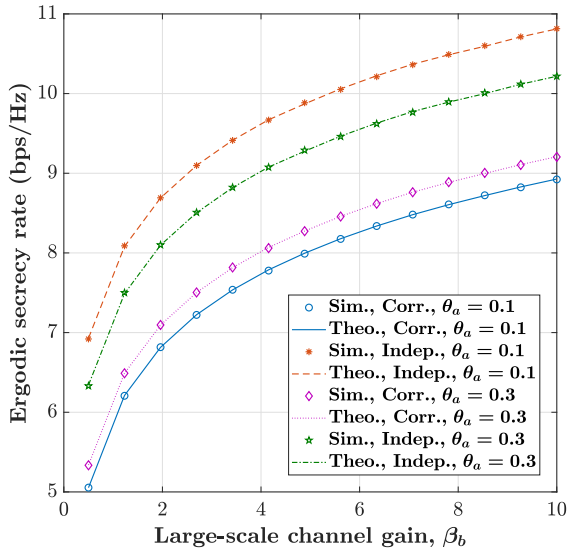

图6. 在 $P = 20$ dB下，相关（$\rho > 0$）和独立（$\rho = 0$）泄漏条件下，遍历保密速率随大尺度信道增益 β_b 的变化，其中采用不同的人工噪声功率占比 θ_a，且 $\beta_e = 3$固定。

会先增大，随后在高发射功率下减小。这一现象直接源于 Bob 处不完美信道状态信息造成的上限，以及 Eve 的信干噪比无界增长。具体而言，残余估计误差会产生无法消除的自干扰项，因此 Bob 的信干噪比趋于饱和；而在没有人工噪声时，Eve 的信干噪比则随 P 线性增长。因此，在高信噪比区间，遍历保密速率最终会趋于崩溃，这与渐近分析的结果一致。当 $\theta_a > 0$ 时，高信噪比下的崩溃现象消失，遍历保密速率收敛至非零上限。人工噪声项使 γ_e 的分母随发射功率增长，从而避免窃听者信干噪比无界增长。然而，从遍历速率的角度来看，人工噪声并非总是有利。增大 θ_a 会降低数据功率 P_s，并通过估计误差项加剧 Bob 处的人工噪声泄漏。因此，遍历保密速率取决于抑制 Eve 与维持 Bob 的有效信干噪比之间的权衡。

这种权衡解释了为什么较大的人工噪声比例不一定会带来更高的遍历保密速率。在相关情形下，$\theta_a = 0.3$优于 $\theta_a = 0.1$，因为 Eve 在统计上与 Bob 对齐，因此更容易受到人工噪声抑制的影响；信息泄漏的减少超过了 Bob 信号功率的损失。在独立情形下，高发射功率时则会观察到相反的排序。由于窃听者信道未与合法波束对齐，增强人工噪声带来的边际收益较小，而数据功率降低以及 Bob 处的人工噪声泄漏惩罚依然存在。因此，在独立场景中，$\theta_a = 0.1$ 比 $\theta_a = 0.3$ 更可取。因此，该图凸显了两种不同的设计启示。要避免高信噪比下的保密崩塌，人工噪声比例必须严格大于零，但保密最优人工噪声水平在很大程度上取决于泄漏相关性。Bob 与 Eve 之间更强的统计耦合会使更大的人工噪声比例成为更可取的工作点，而较弱的耦合则更适合采用较为保守的人工噪声分配。

图 6 展示了大尺度信道增益与遍历保密速率之间的关系β_b 在 $P = 20$ dB 时。对于所有考虑的情形，遍历保密速率均随 β_b单调增加。这一现象反映了 E-FAS 架构所引入的路由增益与信道估计之间的耦合。具体而言，增大 β_b 不仅会增强合法接收机处的有效信号功率，还会通过增大估计方差 $\Omega_{\hat{h}}$ 并减小估计误差方差 $\Omega_{\tilde{h}}$，提升信道估计质量。因此，Bob 处的有效信干噪比会随路由增益增加，从而扩大相对于窃听者的保密裕度，进而提高遍历保密速率。此外，在存在泄漏相关性时可以观察到性能有所下降，因为窃听者信道会部分地与合法波束成形方向对齐。

图 7 表示在相关和独立泄漏条件下，遍历保密速率随数据功率分配因子 $\alpha = P_s/P$ 在 $P = 20$ dB时的变化。保密速率随 α呈现明显的单峰变化趋势，表明信息信号与人工噪声之间存在一个内部最优功率分配点。当 α 较小时，较大比例的发射功率分配给人工噪声，这能强力抑制 Eve，但也会显著降低 Bob 处的有用信号功率。随着 α 增大，Bob 处的信号功率随之提升，保密速率也相应提高。然而，当α 接近 1 时，人工噪声分量会减弱，对窃听的防护也随之减弱，导致保密速率下降。这种权衡形成一个使遍历保密速率达到最大的最优工作点。

该图还表明，最优功率分配取决于泄漏相关性。在独立情形下，最优值约为 $\alpha^{\star}_{\text{indep}} \approx 0.92$；而在相关情形下，最优分配会降低至 $\alpha^{\star}_{\text{corr}} \approx 0.76$。这一现象反映出，当窃听者信道在统计上与合法

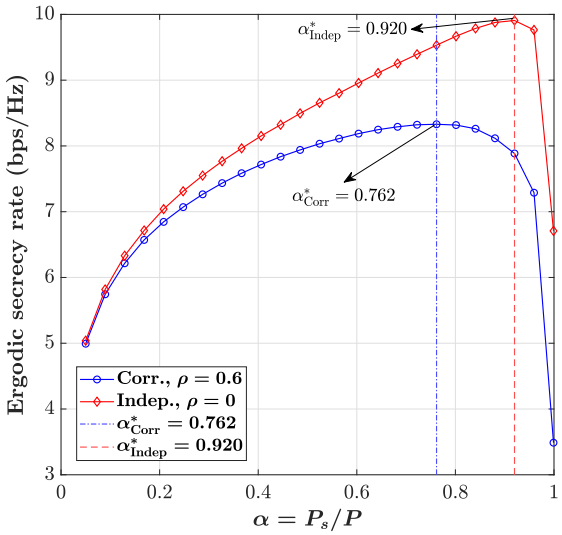

图 7. 在相关（$\rho > 0$）和独立（$\rho = 0$）泄漏条件下， $P = 20$ dB 时遍历保密速率与数据功率分配因子 $\alpha = P_s/P$ 的关系。

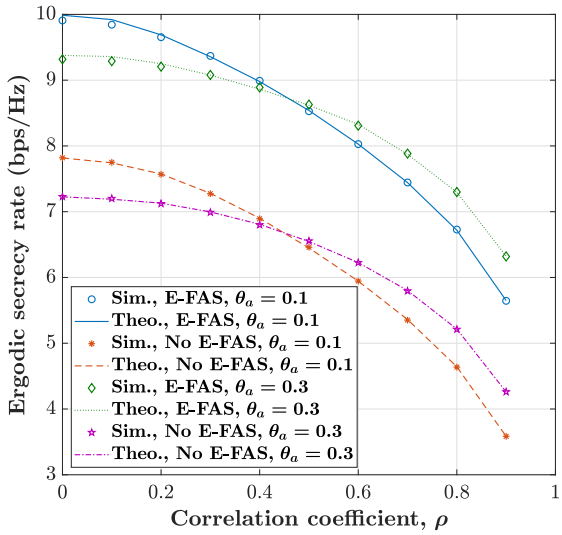

图 8. 在 $P = 20$ dB 下，E-FAS 和 No-E-FAS 配置的遍历保密速率与泄漏相关系数 ρ 的关系（不同人工噪声功率占比 θ_a）。

信道相一致时，系统更容易受到信息泄漏的影响。在这种情况下，增加分配给人工噪声的功率有助于抑制增加的信息泄漏。

泄漏相关系数 ρ 对遍历保密速率的影响如图 8 所示。当 ρ 增大时，窃听者信道与合法信道的对齐程度提高，从而增强窃听者接收到的信息分量。因此，随着相关性增强，保密速率逐渐降低。在高相关性范围内，性能下降更为明显，因为窃听者能够利用信道间增强的统计依赖性。图中还凸显了 E-FAS 路由机制的优势：对于 ρ的所有取值，E-FAS 配置的保密速率始终高于传统的 No-E-FAS 情况。这一增益源于面向合法接收机的有效信道增益提升，该提升改善了合法链路质量，同时增强了抵御信息泄漏的能力。此外，将更大比例的功率分配给人工噪声，可进一步增强系统对信道相关性的抵御能力，从而在整个 ρ范围内提升保密性能。

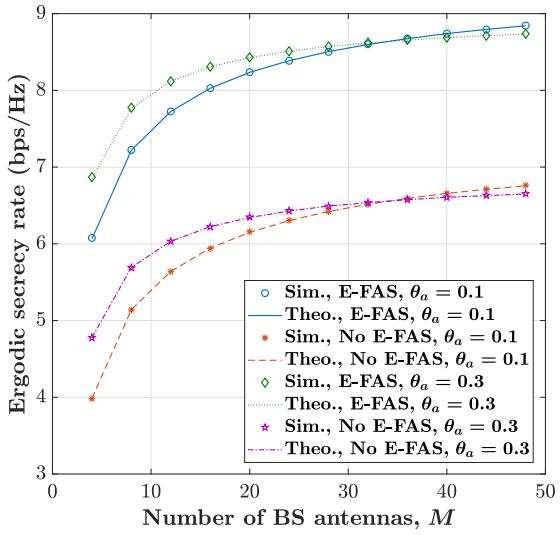

图 9. 在 $P = 20$ dB 下，E-FAS 和无 E-FAS 配置的遍历保密速率与基站天线数量 M 的关系（不同人工噪声功率占比 θ_a）。

遍历保密速率随基站天线数量变化的情况 M 如图所示。9增加天线数量可显著提升保密性能，因为更大的天线阵列能够提高指向合法接收机的波束成形增益，同时增强对窃听者信号的空间抑制。因此，当 M 较小时，保密速率会迅速提高；随着天线数量足够大，保密速率则逐渐趋于饱和。图中还表明，在整个天线数量范围内，与传统的 No-E-FAS 架构相比，所提出的 E-FAS 始终能够实现更高的保密速率。这一改进得益于路由机制带来的有效信道增益提升，该机制增强了合法链路并改善了整体保密性能。

VII. 结论

本文研究了在实际基于导频的信道估计条件下，路由辅助 E-FAS 的物理层安全性能。研究考虑了一种下行MISO传输框架，其中基站执行MMSE信道估计，并结合人工噪声采用最大比传输。不同于传统的独立衰落假设，本文采用相关SW泄漏模型，以刻画电磁路由所引起的合法信道与窃听者信道之间的统计耦合。利用 E-FAS 信道的双时间尺度结构，推导出保密中断概率的闭式条件表征，以及遍历保密速率的易处理表达式。解析结果揭示了 E-FAS 辅助安全传输的若干基本特性。研究发现，只有在不存在人工噪声时，高发射功率下才会发生保密崩塌

；而分配任意严格为正的人工噪声比例，都能避免这种渐近性能退化。此外，信息信号与人工噪声之间的最优功率分配存在严格的内部解，反映了增强合法链路与抑制窃听者之间固有的权衡。分析还表明，路由引起的信道增益不仅能增强期望信号，还能改善信道状态信息估计质量，从而产生非平凡的相互作用，提高高信噪比下的信干噪比上限，并使保密性能分散于不同路由状态。数值结果验证了解析表达式的准确性，并展示了 E-FAS 架构带来的保密优势。具体而言，与传统空间波传输相比，路由增益显著扩大了安全工作区域，同时在相关泄漏条件下保持稳健性。这些发现凸显了 SW赋能的路由机制作为提升下一代无线通信系统物理层安全性的有效工具的潜力。

附录 A 式(50)的推导

从信干噪比表示式（39）出发，其中 $|X|^2$服从参数为 κ 的非中心卡方分布，而 Y 具有二次型分解 $Y = \sum_{i=1}^{M-1} \lambda_i |u_i|^2$，我们计算条件累积分布函数如下：

$$F_{\gamma_e|\hat{\mathbf{h}}_b}(t) = \mathbb{E}_Y \left[F_{|X|^2} \left(\frac{t(P_a Y + \sigma^2)}{P_s} \right) \right]. \tag{87}$$

现在，利用非中心卡方分布的泊松混合表示，我们有

$$F_{|X|^2}(x) = e^{-\kappa} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{\kappa^m}{m!} \left(1 - e^{-x/\sigma_X^2} \sum_{k=0}^{m} \frac{(x/\sigma_X^2)^k}{k!} \right),$$

代入 $x = {}^{t\,(P_a Y+\sigma^2)}\!/_{P_s}$ 后，对 Y 的期望引入其拉普拉斯变换，得到

$$\mathbb{E}\left[e^{-sY}\right] = \sum_{i=1}^{M-1} \alpha_i (1 + s\lambda_i)^{-1}, \tag{88}$$

对于互异特征值 $\{\lambda_i\}$，该式成立。经过代数运算并交换求和与期望的顺序，所得级数表达式化简为（50）。

参考文献

[1] F. Tariq 等，《关于6G的推测性研究》，IEEE 无线通信，第27卷第4期，118–125页，2020年8月。[2] M. Mitev、A. Chorti、H. V. Poor 和 G. P. Fettweis，《物理层安全能为6G安全做什么》，IEEE Open J. Veh. Technol.，第4卷，375–388页，2023年。[3] Y.-S. Shiu、S. Y. Chang、H -C. Wu、S. C.-H. Huang 和 H.-H. Chen，《无线网络中的物理层安全：教程》，IEEE 无线通信，第18卷第2期，66–74页，2011年4月。[4] D. Gesbert、M. Kountouris、R. W. Heath、C.-B. Chae 和 T. Salzer，《改变MIMO范式》，IEEE Sig. Proc. Mag.，第24卷第5期，36–46页，2007年9月。[5] Z. Wang 等，《面向6G的超大规模MIMO教程：基础、信号处理与应用》，IEEE Commun. Surv. & Tut.，第26卷第3期，1560–1605页，2024年第三季度。[6] K. K. Wong、A. Shojaeifard、K.-F. Tong 和 Y. Zhang，《流体天线系统》，IEEE 无线通信汇刊，第20卷第3期，1950–1962页，2021年3月。

[7] K. K. Wong、A. Shojaeifard、K.-F. Tong 和 Y. Zhang，《流体天线系统的性能极限》，IEEE 通信快报，第24卷第11期，2469–2472页，2020年11月。[8] W. K. New 等，《面向6G网络的流体天线系统教程：涵盖通信理论、优化方法和硬件设计》，IEEE 通信调查与教程，第27卷第4期，2325–2377页，2025年8月。[9] H. Hong 等，《流体天线系统的当代综述：基础与网络视角》，IEEE 网络科学与工程汇刊，第13卷，2305–2328页，2026年。[10] W.-J. Lu 等，《流体天线：重塑内在属性，以在智能无线网络中实现灵活辐射特性》，IEEE 通信杂志，第63卷第5期，40–45页，2025年5月。[11] W. K. New 等，《流体天线系统：重新定义可重构无线通信》，IEEE 通信领域精选期刊，第44卷，1013–1044页，2026年。[12] T. Wu 等，《赋能6G的流体天线系统：原理、应用与研究方向》，即将在 IEEE 无线通信发表，数字对象标识符：10.1109/MWC.2025.3629597，2025年。[13] F. Rostami Ghadi 等，《流体天线系统上的物理层安全：保密性能分析》，IEEE 无线通信汇刊，第23卷第12期，18201–18213页，2024年12月。[14] B. Tang 等，《利用流体天线实现保密通信》，IEEE 通信快报，第27卷第6期，1491–1495页，2023年6月。[15] M. Kaveh 等，《流体可重构智能表面辅助通信系统上的物理层安全》，IEEE 无线通信快报，第15卷，1697–1701页，2026年。[16] K. K. Wong、K.-F. Tong、Z. Chu 和 Y. Zhang，《智能无线电环境愿景：表面波通信超级高速公路》，IEEE 无线通信，第28卷第1期，112–119页，2021年2月。[17] K. K. Wong 等，《超大型流体天线系统（E-FAS）：重新思考无线通信的未来》，Research Square 预印本，https://doi.org/10.21203/rs.3.rs-8002084/v1，2025年。[18] F. Rostami Ghadi 等，《面向多用户MIMO的超大型流体天线系统（E-FAS）：信道建模与分析》，arXiv 预印本，arXiv:2602.11099，2026年2月。[19] F. Rostami Ghadi 等，《超大型流体天线系统（E-FAS）——第二部分：信道估计》，arXiv 预印本，arXiv:2602.20127，2026年2月。[20] B. Nosrat-Makouei、J. G. Andrews 和 R. W. Heath，《不完美信道状态信息下相关信道上的MIMO干扰对齐》，IEEE 信号处理汇刊，第59卷第6期，2783–2794页，2011年6月。[21] T. Arshed、S. Maci 和 E. Martini，《面向智能表面通信的表面波超棱镜》，IEEE 天线与传播汇刊，第73卷第9期，6535–6545页，2025年9月。[22] F. R. Ghadi 和 G. A. Hodtani，《相关瑞利衰落信道上物理层安全性能的基于Copula的分析》，IEEE 信息取证与安全汇刊，第16卷，431–440页，2021年。[23] E. Bj¨ornson、J. Hoydis、L. Sanguinetti，《大规模MIMO网络：频谱效率、能量效率与硬件效率》，信号处理基础与趋势，第11卷第3–4期，154–655页，2017年。[24] X. Zhou 和 M. R. McKay，《衰落信道上采用人工噪声的安全传输：可达速率与最优功率分配》，IEEE 车辆技术汇刊，第59卷第8期，3831–3842页，2010年10月。[25] A. Mukherjee 和 A. L. Swindlehurst，《不完美信道状态信息下MIMO窃听信道安全性的鲁棒波束成形》，IEEE 信号处理汇刊，第59卷第1期，351–361页，2011年1月。[26] T. L. Marzetta、E. G. Larsson、H. Yang 和 H. Q. Ngo，《大规模MIMO基础》，剑桥大学出版社，2016年。[27] S. Goel 和 R. Negi，《利用人工噪声保证保密性》，IEEE 无线通信汇刊，第7卷第6期，2180–2189页，2008年6月。[28] H. Q. Ngo、E. G. Larsson 和 T. L. Marzetta，《超大规模多用户MIMO系统的能量效率与频谱效率》，IEEE Trans. Commun.，第61卷第4期，1436–1449页，2013年4月。[29] M. K. Simon 和 M. S. Alouini，《衰落信道上的数字通信》，约翰·威立父子出版公司，2004年。[30] A. M. Mathai 和 S. B. Provost，《随机变量的二次型：理论与应用》，第1卷。纽约：M. Dekker，1992年。