超大型流体天线系统（E-FAS）——第二部分：信道估计

Farshad Rostami Ghadi，IEEE会员，Kai-Kit Wong，IEEE会士，Masoud Kaveh，IEEE会员，徐浩，IEEE高级会员，刘白杨，IEEE高级会员，Kin-Fai Tong，IEEE会士，以及Chan-ByoungChae，IEEE会士

arXiv:2602.20127v1 [cs.IT] 23 Feb 2026

摘要——超大型流体天线系统（E-FAS）最近作为一种新型无线架构出现，其中智能超表面充当导引电磁界面，使表面波（SW）传播的衰减远低于传统空间波传输，且可控性更强。尽管已有工作在完美信道状态信息（CSI）下报告了显著的功率增益，但实际信道获取对E-FAS性能的影响在很大程度上仍未得到探索。本文首次对基于导频的信道估计下E-FAS辅助下行传输进行了全面分析。我们为等效端到端信道建立了估计框架，并推导了最小均方误差（MMSE）信道估计及其估计误差统计量的闭式表达式。在这些结果的基础上，我们在显式计入训练开销的同时，分析了单用户与多用户运行。对于单用户情形，我们刻画了不完美信道状态信息下的中断概率和可达速率，并揭示了由残余自干扰引起的固有信噪比（SNR）饱和现象。对于多用户情形，我们研究了基于不完美信道估计值的迫零（ZF）预编码，并表明由于残余用户间干扰，系统在高信噪比区域变为干扰受限。此外，我们量化了用户数增加时空间复用增益与导频开销之间的权衡。分析结果通过蒙特卡洛仿真得到验证，并与最小二乘（LS）估计及传统非E-FAS传输进行了对比。结果表明，尽管存在信道状态信息不完美和训练代价，E-FAS仍保持显著的性能优势，并凭借其放大的大尺度信道增益提供鲁棒性。

索引词——超大型流体天线系统（E-FAS）、信道状态信息（CSI）、信道估计、不完美信道状态信息、表面波、迫零（ZF）、多用户多输入多输出。

I. 引言

A. 背景

THE 对超高数据速率、更高可靠性和能效型传输的需求正在迅速增长，推动了针对下一代无线系统（即第六代（6G））新型物理层范式的深入研究[1], [2], [3]。为满足这一需求，一种方案是利用高频频段；但在高载波频率下，空间波传输会遭受严重的球面扩散损耗、有限的衍射能力以及对遮挡的高度敏感性。这些固有的传播限制从根本上制约了密集及非视距（NLoS）环境中的通信性能[4], [5], [6]。

为克服这些限制，可重构智能表面（RIS）应运而生。它是一种可编程电磁结构，能够通过可调节的反射和/或透射系数来操控入射波[7], [8]。基于 RIS 的系统可重塑传播环境，并提供额外的波束成形增益。然而，其运行仍受三维（3D）空间波传播的支配，通常会产生双重路径损耗效应，同时还需要获取覆盖潜在大规模表面的精确信道状态信息（CSI）[9]。

除通过智能表面操控传播环境之外，一个互补的研究方向是流体天线系统（FAS）概念，其侧重于增强收发机侧的空间适应性，并已成为一种新范式[10], [11]。更确切地说，FAS是一种系统概念，将天线视为可重构的物理层资源，以拓宽系统设计与网络优化[12], [13], [14], [15], [16]。近期已报道采用多种可重构天线技术的FAS原型[17], [18], [19], [20], [21], [22], [23]。在[24], 中对FAS的各种实现进行了比较。

FAS 强调天线可重构性，以实现形状和位置灵活性，从而获得分集和复用方面的优势。即使只有一条射频（RF）链，FAS 也能在有限的空间区域内动态重构其辐射位置，有效利用空间分集，而不会增加硬件复杂度。这种灵活性能够提升链路可靠性并带来分集增益，尤其适用于小型化设备。近年来，已有大量研究探讨天线位置可重构性所带来的分集增益[25], [26], [27], [28], [29],

F. Rostami Ghadi 和 K. K. Wong 的工作得到了工程与自然科学研究委员会（EPSRC）项目 EP/W026813/1 的资助。H. Xu 的工作得到了国家自然科学基金委员会（NSFC）项目 62501152 和 U25A20398，以及中央高校基本科研业务费项目 2242025R10001 的资助。B. Liu 和 K.-F. Tong 的工作得到了香港都会大学教职员研究启动基金项目 FRSF/2024/03 的资助。C.-B. Chae 的工作得到了韩国科学技术信息通信部（MSIT）资助的信息通信技术规划评价院（IITP）/韩国国家研究基金会（NRF）项目 RS-2024- 00428780 和 2022R1A5A1027646 的资助。

F. Rostami Ghadi 和 K. K. Wong 任职于英国伦敦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（电子邮箱： {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（电子邮箱：masoud.kaveh@aalto.fi）。H. Xu 任职于中国南京 210096 东南大学国家移动通信研究实验室（电子邮箱：hao.xu@seu.edu.cn）。

B. Liu 和 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。B. Liu 还兼任中国深圳深圳技术大学人工智能学院（电子邮箱： {byliu,ktong}@hkmu.edu.hk）。

C.-B. Chae 任职于韩国首尔 03722 的延世大学融合技术学院（电子邮箱：cbchae@yonsei.ac.kr）。

通讯作者：Kai-Kit Wong。

[30]。除分集外，FAS 还催生了一类新的索引调制方案，以提升容量增益 [31], [32], [33],[34]。此外，FAS 已与现有多址接入技术相结合，以实现协同效益 [35], [36], [37]。此外，FAS 还被用于提升通感一体化（ISAC） [38], [39], [40], [41], [42] 和安全性能 [43], [44], [45], [46]。

为增强RIS辅助通信， [47], [48], [49], [50]考虑了可重构智能表面与配备FAS的用户的联合优势，并展示了卓越的性能增益。此外，可将FAS的概念引入可重构智能表面的每个单元，从而形成流体可重构智能表面（FRIS）的概念，使每个单元成为能够优化其辐射特性的“流体”单元，包括反射相位、反射位置和辐射方向图。其动机在于充分利用可用空间以获得分集效益，而无需必然增加单元数量。流体可重构智能表面的设计与分析已在 [51], [52], [53], [54], [55]中加以探讨。近期研究还将其扩展至流体集成反射与发射表面（FIRES） [56], [57]

总之，尽管FAS颇具吸引力，但其在收发机侧的常规使用仍无法扭转高频频段（即毫米波）中剧烈的传播损耗。即便采用流体可重构智能表面，采用可重构智能表面时则更是如此，双重衰落与路径损耗的影响依然相当显著，充其量只能获得有限的性能，更不用说信道状态信息获取所带来的复杂度以及大量的联合优化。

B. 一种新的通信范式及其动机

认识到由空间波传播机制和三维功率扩散所决定的传播特性是主要问题后，如果将 FAS 中的位置可重构理念应用于更大规模，这一理念确实可能发挥作用。这促成了超大规模流体天线系统（E-FAS）的概念 [58], [59], [60]。具体而言，E-FAS 是由一个或多个协同智能表面（或工程化超表面）组成的集合，用于帮助在发射端和接收端之间建立通信。其显著特点是，工程化超表面可以充当导引电磁界面，而非传统可重构智能表面中的反射器。具体来说，入射空间波会被转换为表面波（SWs），沿着具有准二维结构的表面传播，并以柱面扩散方式传输，随后再次向目标用户辐射。与球面空间波扩散相比，这种机制能够显著降低衰减，并支持沿墙壁、天花板和建筑立面进行能量路由。因此，E-FAS 在保持端到端优化简洁性的同时，还能实现显著的大尺度功率节省。

尽管最初的愿景已在 2021 [58], 中提出，但人们对E-FAS的性能及其设计方面仍知之甚少。在[59], 中讨论了E-FAS的电磁建模，而 [60] 则展示了其在中断概率和遍历速率方面取得有希望改进的初步证据。然而，与大多数物理层技术一样，信道状态信息对E-FAS至关重要，但这一问题仍未得到探究。具体而言，等效端到端信道由缓慢变化的SW路由增益和短期衰落分量组成，而底层的多段传播和隐藏的SW路由阶段在基站（BS）处无法直接观测。这些独特特征使E-FAS从根本上区别于传统的空间波多输入多输出（MIMO），并要求对基于导频的信道估计进行明确研究，同时分析在现实的信道状态信息估计技术和训练开销下由此产生的性能权衡。

C. 关键问题

由于上述双时间尺度结构，必须在有限的相干区间内通过基于导频的训练来推断端到端信道。因此，不完美信道状态信息不可避免，并从根本上改变系统行为。更重要的是，不完美信道状态信息会引发完美信道状态信息下不存在的两种关键现象：（i）残余自干扰，即波束成形失配导致的信道估计误差所引起的干扰分量不会消失，从而使单用户传输中的信噪比在高发射功率下趋于饱和；（ii）迫零（ZF）预编码下的残余多用户干扰，导致系统在高信噪比下进入干扰受限区域。因此，在现实的信道状态信息获取约束下，E-FAS带来的显著功率增益能否持续，仍是一个悬而未决的问题。

上述观察促使我们系统地研究不完美信道状态信息下的E-FAS辅助传输。对此，产生了几个基本问题：

1）基于导频的估计会如何影响E-FAS辅助系统中的等效端到端信道统计特性？2）此外，空间波引起的大尺度增益能否在不完美信道状态信息下转化为相称的性能增益？3）在多用户E-FAS辅助系统中，训练开销与空间复用如何相互作用？4）系统在什么条件下会成为噪声受限或干扰受限系统?

回答上述问题对于理解 E-FAS 的稳健性，以及量化 SW 增益、估计精度与空间自由度（DoF）之间的权衡至关重要。

D. 贡献

本文首次对不完美信道状态信息下 E-FAS 辅助的下行链路传输进行了全面的解析研究。主要贡献总结如下：

- 我们针对端到端信道建立了基于导频的信道估计框架，并得到了最小均方误差（MMSE）估计及其相应估计误差的方差的闭式表达式。
- 针对单用户情形，我们推导了不完美信道状态信息下中断概率与可达速率的解析表达式，并显式计入训练开销。我们刻画了由此产生的信噪比饱和行为，并量化了相对于完美信道状态信息的损失。
- 针对多用户下行链路，我们分析了基于不完美信道估计的零迫预编码，并得到了残余干扰受限的信干噪比（SINR）与遍历和速率的易于处理的表达式。我们揭示了系统在高信噪比下如何从噪声受限区域过渡到干扰受限区域。
- 此外，我们还研究了导频长度、相干间隔和用户数之间的相互作用，揭示了

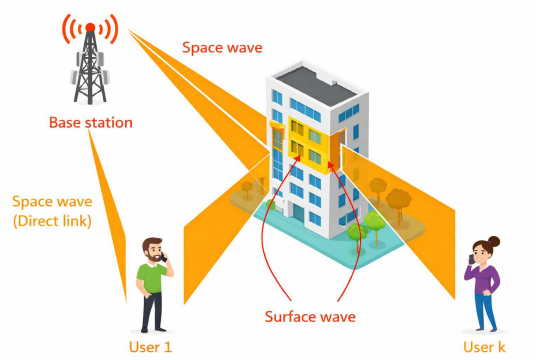


图 1. E-FAS辅助下行系统示意图。

E-FAS辅助系统中空间复用增益与训练开销之间的权衡。

- 大量蒙特卡洛仿真验证了所推导解析表达式的准确性，并证实了理论与仿真结果高度吻合。我们将 MMSE 和最小二乘（LS）估计器与完美信道状态信息情形及传统非 E-FAS 传输进行比较。结果表明，MMSE 的性能始终优于 LS，尤其是在导频信噪比较低、训练长度较短时；此外，即使在信道状态信息不完美这一实际情况下，E-FAS 相较于传统传输仍保持显著的信噪比和和速率优势。

E. 组织结构与符号说明

本文其余部分安排如下。第 II 节介绍 E-FAS 的系统与信道模型。第 III 节介绍基于导频的信道估计框架，并推导信道估计信道及其误差的统计特性。第 IV 节分析单用户情形，而第 V 节研究不完美信道状态信息估计下的多用户零迫预编码。第 VI节给出数值结果，最后在第 VII节总结全文。

符号说明——本文中，标量用斜体字母表示，向量用粗体小写字母表示，矩阵用粗体大写字母表示。算子 $(\cdot)^T$ 和 $(\cdot)^H$ 分别表示转置和共轭转置。向量的欧几里得范数记为 $\|\cdot\|$，标量的绝对值记为 $|\cdot|$。期望算子记为 $\mathbb{E}\{\cdot\}$。记号 $\mathcal{CN}(0, \mathrm{R})$ 表示均值为零、协方差矩阵为 R 的圆对称复高斯分布。维数为 M 的单位矩阵记为 $\mathbf{I}_M$。伽马函数记为 $\Gamma(\cdot)$，下不完全伽马函数记为 $\Upsilon(\cdot,\cdot)$。除非另有说明，对数均以 2 为底。

II. 系统与信道模型

A. 系统架构

如图 1 所示，我们考虑一个 E-FAS辅助无线网络的下行链路，其中一台配备 M 根天线的基站同时为 K 个单天线用户提供服务。传播环境中部署了一个 E-FAS，其由分布在周围结构（如墙壁、天花板或建筑立面）上的可编程超表面单元组成。

与主要反射空间波的传统可重构超表面不同，E-FAS 将入射空间波转换为导波，沿工程化表面路径传输电磁能量，并通过可编程馈波结构将信号重新辐射至目标用户。

对于所考虑的模型，令 $x_u \in \mathbb{C}$ 表示面向用户 u的信息符号，满足 $\mathbb{E}\{|x_u|^2\} = 1$，且基站采用线性预编码并进行发射

$$\mathbf{x} = \sum_{u=1}^{K} \sqrt{P_u}\, \mathbf{w}_u x_u, \tag{1}$$

其中，$\mathbf{w}_u \in \mathbb{C}^M$ 是与用户u关联的预编码向量，P_u 是分配的发射功率，$\sum_{u=1}^{K} P_u = P$表示基站总发射功率。因此，用户 u 的接收信号可表示为

$$y_u = \mathbf{h}_u^H \mathbf{x} + n_u, \tag{2}$$

其中，$\mathbf{h}_u \in \mathbb{C}^M$ 表示由 E-FAS辅助传播产生的基站至用户等效端到端信道，$n_u \sim \mathcal{CN}(0, \sigma^2)$为加性高斯白噪声（AWGN）。

B. 物理信息信道表示

E-FAS传播机制由多个物理传播段组成，包括从基站到超表面的空间波传输、沿可编程表面波路径传播的导引表面波传播，以及通过馈入器元件向用户进行的再辐射。该架构的一个基本特征是，表面路由几何结构和馈入器配置的变化时间尺度，显著慢于无线传播段相关的小尺度衰落。为捕捉这一特性，我们采用双时间尺度信道表示。

具体而言，用户 u 的等效端到端信道可方便地建模为

$$\mathbf{h}_u = \sqrt{\beta_u}\, \mathbf{g}_u, \tag{3}$$

其中，$\beta_u > 0$ 表示E-FAS大尺度路由增益，而$\mathbf{g}_u \in \mathbb{C}^M$ 表示小尺度衰落分量。参数 β_u 反映了路由路径上的表面波衰减、交汇处损耗、馈入器效率以及路由几何结构的累积影响，而$\mathbf{g}_u$ 则对表面波传播前后无线传播段所产生的随机短期衰落进行建模。在对表面波传播前后的无线传播段进行符合物理规律的建模时，等效小尺度衰落分量在各基站天线间服从独立同分布（i.i.d.）瑞利分布，即$\mathbf{g}_u \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{I}_M)$，如 [59][60]所示。与此同时，大尺度路由增益 β_u 由E-FAS拓扑决定，并在独立的慢速路由时间尺度上演变。因此，等效信道表示为

$$\mathbf{h}_u \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \beta_u \mathbf{I}_M). \tag{4}$$

此外，大尺度路由增益 β_u 在较慢的路由时间尺度 T_r上变化，其由 E-FAS 配置和环境几何结构决定；而小尺度衰落分量 $\mathbf{g}_u$ 则在传统的信道相干时间 T_c内变化，其中 $T_r \gg T_c$。这种由路由引起的大尺度效应与小尺度衰落之间的分离，是 E-FAS辅助信道的一项显著特征。

C. 信号模型

将等效信道模型代入接收信号表达式，可得

$$y_u = \sqrt{\beta_u}\,\mathbf{g}_u^H \mathbf{x} + n_u. \tag{5}$$

在单用户情形下，即 $K = 1$，接收信号可简化为

$$y = \sqrt{P\beta}\,\mathbf{g}^H \mathbf{w} x + n, \tag{6}$$

其中，$\mathbf{w}$ 是一个单位范数预编码向量。

在多用户情形下，即 $K \geq 1$，将发射信号代入接收信号表达式可得

$$y_u = \sqrt{P_u\beta_u}\,\mathbf{g}_u^H \mathbf{w}_u x_u + \sum_{i\neq u} \sqrt{P_i\beta_u}\,\mathbf{g}_u^H \mathbf{w}_i x_i, + n_u, \tag{7}$$

其中，第一项对应期望信号分量，第二项表示用户间干扰。

请注意，基站无法分别观测各个物理传播段，例如 SW 路由或发射器参数，而只能获取复合信道向量 $\mathbf{h}_u$。此外，由于 E-FAS 辅助传播具有双时间尺度特性，大尺度路由增益 β_u 和小尺度衰落分量 $\mathbf{g}_u$ 可能需要采用不同的估计策略，接下来将对此进行探讨。

III. 双时间尺度信道估计框架

在本节中，我们将针对第 II节介绍的 E-FAS 辅助传播固有的双时间尺度结构，构建一个信道估计框架。具体而言，等效端到端信道由缓慢变化且与拓扑相关的路由增益和快速小尺度衰落分量组成。这种分离自然促使我们采用解耦估计过程：(i) 通过长期导频能量平均，在慢时标上学习路由增益；(ii) 运用最小均方误差原理，按相干块估计快速衰落分量。与传统多输入多输出设置不同，在传统设置中，大尺度衰落完全由几何因素决定且不可重构；而在 E-FAS 中，路由增益取决于 SW 拓扑，并直接影响导频观测质量，从而使信道获取与路由设计相互耦合。

A. 训练协议

考虑一个时分双工（TDD）系统，并利用信道互易性通过上行链路导频传输获取下行链路信道。在长度为T_c的每个相干块中，用户发送长度为 τ_p 符号的导频序列。令 ρ_p 表示每个符号的导频发射功率。为每个用户u 分配长度为 τ_p的正交导频序列 $\boldsymbol{\phi}_u \in \mathbb{C}^{\tau_p}$，满足 $\boldsymbol{\phi}_u^H \boldsymbol{\phi}_i = 0$，其中 $u \neq i$ 和 $\|\boldsymbol{\phi}_u\|^2 = \tau_p$。在上行链路训练阶段，基站将接收的导频信号与 $\boldsymbol{\phi}_u$ 相关，以分离用户 u的信号分量。由此得到的充分统计量为 [61]

$$\mathbf{y}_{p,u} = \sqrt{\tau_p\rho_p}\,\mathbf{h}_u + \mathbf{n}_{p,u}, \tag{8}$$

其中，$\mathbf{n}_{p,\,u} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma^2 \mathbf{I}_M)$ 是解扩后的加性高斯白噪声。

现在，回顾式（3），观测结果变为

$$\mathbf{y}_{p,u} = \sqrt{\tau_p\rho_p\beta_u}\,\mathbf{g}_u + \mathbf{n}_{p,u}. \tag{9}$$

重要的是，基站仅观测复合端到端信道实现，无法直接获取路由增益 β_u 或各个独立的物理传播段。然而，在对多段传播进行符合物理规律的建模后，等效信道可以采用一种易于处理的高斯表示，其中，拓扑相关路由增益作为一个独立的大尺度参数，以慢时标演化。这种结构在保持分析可处理性的同时，还明确地将信道获取与路由配置联系起来。

B. 短期衰落分量的估计

由于慢速路由增益 β_u 的变化时标远大于相干块，因此在快衰落估计期间可以将其视为准静态量。在给定这一缓慢变化的路由参数的条件下，估计问题可简化为根据充分统计量 $\mathbf{y}_{p,u}$恢复小尺度衰落向量 $\mathbf{g}_u$。尽管所得估计器遵循高斯信道的标准最小均方误差原理，但其性能直接受拓扑相关路由增益β_u支配，而该增益决定了有效的导频观测质量。路由配置与估计精度之间的这种耦合是E-FAS辅助传播所固有的。

利用 $\mathbf{g}_u$ 和 $\mathbf{y}_{p,\,u}$的联合高斯结构，可得到线性MMSE估计器的闭式表达式：

$$\hat{\mathbf{g}}_u = \frac{\sqrt{\tau_p\rho_p\beta_u}}{\tau_p\rho_p\beta_u + \sigma^2}\mathbf{y}_{p,u}. \tag{10}$$

因此，估计误差定义为：

$$\tilde{\mathbf{g}}_u = \mathbf{g}_u - \hat{\mathbf{g}}_u, \tag{11}$$

其中，在高斯假设下，$\hat{}\mathbf{g}_u$ 和 $\tilde{}\mathbf{g}_u$ 在统计上相互独立，其协方差矩阵为：

$$\mathbb{E}\{\hat{\mathbf{g}}_u\hat{\mathbf{g}}_u^H\} = \frac{\tau_p\rho_p\beta_u}{\tau_p\rho_p\beta_u + \sigma^2}\mathbf{I}_M \tag{12}$$

and

$$\mathbb{E}\{\tilde{\mathbf{g}}_u\tilde{\mathbf{g}}_u^H\} = \frac{\sigma^2}{\tau_p\rho_p\beta_u + \sigma^2}\mathbf{I}_M. \tag{13}$$

因此，重构得到等效信道估计：

$$\hat{\mathbf{h}}_u = \sqrt{\beta_u}\,\hat{\mathbf{g}}_u, \tag{14}$$

由此得到正交分解：

$$\mathbf{h}_u = \hat{\mathbf{h}}_u + \tilde{\mathbf{h}}_u, \tag{15}$$

$\tilde{}$其中 $\mathbf{h}_u = \sqrt{\beta_u}\tilde{}\mathbf{g}_u$。因此，标量估计方差为

$$\Omega_{\hat{h},u} = \frac{\tau_p\rho_p\beta_u^2}{\tau_p\rho_p\beta_u + \sigma^2} \tag{16}$$

and

$$\Omega_{\tilde{h},u} = \beta_u - \Omega_{\hat{h},u}. \tag{17}$$

这些表达式表明，随着导频能量 $\tau_p\rho_p$ 和路由增益 β_u 的增加，估计精度会提高。具体而言，更强的路由会提升导频观测质量并降低估计误差方差，从而提高后续预编码操作的可靠性。

C. 路由增益的慢时标估计

路由增益 β_u 的变化时标要慢得多$T_r \gg T_c$，因为它由大尺度SW路由几何而非小尺度衰落决定。因此，β_u 可以通过对多个相干块中的接收导频能量进行长期平均来估计。

令 B 表示用于平均的相干块数量，并令 $\mathbf{y}_{p,u}^{(b)}$ 表示第b个相干块中的导频观测。根据导频模型，有

$$\mathbf{y}_{p,u}^{(b)} = \sqrt{\tau_p\rho_p\beta_u}\,\mathbf{g}_u^{(b)} + \mathbf{n}_{p,u}^{(b)}. \tag{18}$$

在独立同分布瑞利衰落信道假设下，即 $\mathbf{g}_u \sim \mathcal{CN}(0, \mathrm{I}_M)$，有

$$\mathbb{E}\{\|\mathbf{g}_u\|^2\} = M. \tag{19}$$

因此，平均接收导频能量满足

$$\mathbb{E}\{\|\mathbf{y}_{p,u}\|^2\} = \tau_p\rho_p\beta_u M + M\sigma^2. \tag{20}$$

因此，可以构造 β_u 的无偏估计器：

$$\hat{\beta}_u = \frac{1}{B\tau_p\rho_p M}\sum_{b=1}^{B}\|\mathbf{y}_{p,u}^{(b)}\|^2 - \frac{\sigma^2}{\tau_p\rho_p}. \tag{21}$$

ˆ根据大数定律，β_u 在 $B \to \infty$时几乎必然收敛于 β_u 。这种双时标分离使得路由增益只需不频繁估计，而短期衰落估计则在每个相干块上进行，从而降低训练开销并提高可扩展性。

上述框架揭示了E-FAS辅助系统的一个独特特性：信道估计质量不仅取决于导频资源（τ_p、ρ_p），还取决于路由增益 β_u。更强的SW路由会提高有效导频观测信噪比，从而在增强接收信号功率的同时提高CSI精度。由于 β_u 在慢时标上演化，所提出的双时间尺度结构降低了频繁进行大尺度参数学习的需求。

D. 有限平均对路由增益估计的影响

上述收敛结果在 $B \to \infty$时渐近成立。然而在实际中，路由增益 β_u 是在有限数量的相干块上估计ˆ的，因此 β_u 会受到估计不确定性的影响。

虽然 β_u 被假设为已知，以便推导出闭式 MMSE 估计器，但在实践中，基站采用慢时标ˆ估计值 β_u ，该估计值由式（21）得出。需要强调的是，这里考虑的不确定性源于有限样本的导频平均，而非大尺度阴影随机性。因此，为了以便于处理的方式刻画有限次平均的影响，我们采用一阶乘法近似

$$\hat{\beta}_u = \beta_u(1 + \epsilon_u), \tag{22}$$

其中，ϵ_u 是方差为 $\sigma_{\epsilon,\,u}^2$ 的零均值随机变量，适用于实际相关的情形 $\sigma_{\epsilon,\,u}^2 \ll 1$。ˆ 也可以采用等价的加性表示 $\beta_u = \beta_u + \delta_u$ ，其中 $\delta_u = \beta_u\epsilon_u$ 和 $\mathbb{E}\{|\delta_u|^2\} = \beta_u^2\sigma_{\epsilon,\,u}^2$。ˆ由于 β_u 是通过对 B 个独立的导频能量实现值取平均构造的，其方差会随平均窗口大小增加而减小。因此，在独立同分布瑞利假设以及 $\|\mathbf{y}_{p,\,u}\|^2$ 具有有限二阶矩的条件下，估计误差方差近似按以下规律缩放

$$\sigma_{\epsilon,u}^2 \propto \frac{1}{B}. \tag{23}$$

因此，增大慢时标平均窗口 B可以提高路由增益估计的准确性，同时不影响快时标导频开销。

When用$\hat{\beta}_u$ 替代 β_u 进行快衰落估计时，最小均方误差估计器及由此得到的信道估计均使用 β_u计算。因此，标量估计方差 $\Omega_{\hat{h},\,u}$ 和 $\Omega_{\tilde{h},\,u}$ 将变为随机量，其定义中以 β_u 替代 β_u 即可得到。这会导致残余自干扰和多用户干扰项（将在后续章节中分析）出现额外的变化。不过，由于 $\sigma_{\epsilon,\,u}^2$ 随 B增大而减小，因此通过适度的慢时标平均，可以将路由增益不确定性的影响任意减小，从而保留 E-FAS辅助传输的主要性能优势。后续所有性能分析均以路由增益估计 β_u为条件；随着平均窗口大小 B 增大，失配的影响将渐近消失。

注释1（失配最小均方误差估计）。当慢时标估计值 β_u 在最小均方误差估计器中替代真实路由增益 β_u 时，得到的快衰落估计器将出现失配 *[62], [63]*。因此，(16) 和 (17) 中的估计方差仅在 β_u 已知无误时才是精确的。然而，由于路由增益估计误差的方差满足 $\sigma_{\epsilon,\,u}^2 \propto 1/B$，失配效应会随着平均窗口大小 B 增大而减弱。当 B足够大时，在路由增益已知无误的假设下推导出的解析表达式仍然高度准确。

注释2. 为确保路由增益不确定性对高信噪比饱和水平的影响可以忽略，可选择平均窗口 B，使得 $\sigma_{\epsilon,\,u}^2 \le \sigma_{\epsilon,\,\max}^2$ 满足目标容差。由于 $\sigma_{\epsilon,\,u}^2 \propto 1/B$，所需的 B 会随$1/\sigma_{\epsilon,\,\max}^2$ 线性增长。

IV. 不完美信道状态信息下的单用户性能

在此，我们分析E-FAS辅助系统在单用户情形下的性能。该分析明确考虑了双时标信道结构以及第III节中构建的最小均方误差估计框架。

A. 传输模型

考虑单用户情形，并为简洁起见省略用户索引。信道可分解为

$$\mathbf{h} = \hat{\mathbf{h}} + \tilde{\mathbf{h}}, \tag{24}$$

ˆ ˜其中，h 和 h 分别表示 MMSE估计及其对应的估计误差，二者在统计上相互独立。此外，基站基于估计信道采用最大比传输（MRT），因此

$$\mathbf{w} = \frac{\hat{\mathbf{h}}}{\|\hat{\mathbf{h}}\|}. \tag{25}$$

因此，发射信号为 $\mathbf{x} = \sqrt{P}\mathbf{w}x$ ，其中$\mathbb{E}\{|x|^2\} = 1$。因此，接收信号可表示为

$$y = \sqrt{P}\,\mathbf{h}^H\mathbf{w}x + n, \tag{26}$$

其中 $n \sim \mathcal{CN}(0, \sigma^2)$。

B. 瞬时信干噪比

代入式（24）中的信道分解可得

$$y = \sqrt{P}\,\hat{\mathbf{h}}^H\mathbf{w}x + \sqrt{P}\,\tilde{\mathbf{h}}^H\mathbf{w}x + n. \tag{27}$$

将未知误差项视为额外的高斯噪声，并以信道估计为条件，瞬时信干噪比可表示为

$$\gamma = \frac{P|\hat{\mathbf{h}}^H\mathbf{w}|^2}{P\mathbb{E}\{|\tilde{\mathbf{h}}^H\mathbf{w}|^2 \mid \hat{\mathbf{h}}\} + \sigma^2}. \tag{28}$$

ˆ ˜由于 w 是 h 的确定性函数，且 h 与 hˆ 相互独立，因此干扰项变为

$$\mathbb{E}\{|\tilde{\mathbf{h}}^H\mathbf{w}|^2 \mid \hat{\mathbf{h}}\} = \mathbf{w}^H\mathbf{C}_{\tilde{h}}\mathbf{w}, \tag{29}$$

其中 $\mathbf{C}_{\tilde{h}} = \mathbb{E}\{\tilde{\mathbf{h}}\tilde{\mathbf{h}}^H\}$ 表示误差协方差矩阵。

在不相关瑞利衰落假设下，即 $\mathbf{C}_{\tilde{h}} = \Omega_{\tilde{h}}\mathbf{I}_M$，因此我们有

$$\mathbb{E}\{|\tilde{\mathbf{h}}^H\mathbf{w}|^2\} = \Omega_{\tilde{h}}. \tag{30}$$

此外，MRT 得到

$$|\hat{\mathbf{h}}^H\mathbf{w}|^2 = \|\hat{\mathbf{h}}\|^2. \tag{31}$$

因此，瞬时信干噪比简化为

$$\gamma = \frac{P\|\hat{\mathbf{h}}\|^2}{P\Omega_{\tilde{h}} + \sigma^2}. \tag{32}$$

C. 有效信道增益的分布

在双时间尺度模型下，估计等效信道表示为

$$\hat{\mathbf{h}} = \sqrt{\beta}\,\hat{\mathbf{g}}. \tag{33}$$

因此，MMSE估计满足

$$\hat{\mathbf{h}} \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \Omega_{\hat{h}}\mathbf{I}_M), \tag{34}$$

其中

$$\Omega_{\hat{h}} = \frac{\tau_p\rho_p\beta^2}{\tau_p\rho_p\beta + \sigma^2}. \tag{35}$$

ˆ 因此，h 的各个元素均为方差为 $\Omega_{\hat{h}}$ 的独立同分布复高斯随机变量。因此，平方范数

$$\|\hat{\mathbf{h}}\|^2 = \sum_{m=1}^{M} |\hat{h}_m|^2 \tag{36}$$

是 M 个均值为$\Omega_{\hat{h}}$的独立指数随机变量之和。因此， $\|\hat{\mathbf{h}}\|^2$ 服从形状参数为 M 、尺度参数为$\Omega_{\hat{h}}$ [64]的伽马分布，即

$$\|\hat{\mathbf{h}}\|^2 \sim \Gamma(M, \Omega_{\hat{h}}). \tag{37}$$

现在，通过令 Z , $\|\hat{\mathbf{h}}\|^2$，相应的概率密度函数（PDF）为

$$f_Z(z) = \frac{z^{M-1}}{\Gamma(M)\Omega_{\hat{h}}^M}\exp\left(-\frac{z}{\Omega_{\hat{h}}}\right), \; z \geq 0, \tag{38}$$

其中， $\Gamma(\cdot)$表示伽马函数。

D. 中断概率

对于目标频谱效率 R_{th} （单位为 bps/Hz），中断事件定义为

$$P_{\text{out}} \triangleq \Pr\left(\left(1 - \frac{\tau_p}{T_c}\right)\log_2(1+\gamma) < R_{\text{th}}\right), \tag{39}$$

其中 $(1-\tau_p/T_c)$ 表示每个相干块内的导频开销。等价地，中断条件可用信干噪比阈值表示为 γ_{th}，使得 $\gamma_{\text{th}} = 2^{\frac{R_{\text{th}}}{1-\tau_p/T_c}} - 1$，从而 $P_{\text{out}} = \Pr(\gamma < \gamma_{\text{th}})$。利用式 (32) 中的信干噪比表达式，中断概率可改写为

$$P_{\text{out}} = \Pr\left(\|\hat{\mathbf{h}}\|^2 < \frac{(P\Omega_{\tilde{h}} + \sigma^2)\gamma_{\text{th}}}{P}\right). \tag{40}$$

由于 $\|\hat{\mathbf{h}}\|^2 \sim \Gamma(M, \Omega_{\hat{h}})$，中断概率对应于在 x_{th} 处取值的伽马随机变量的累积分布函数 (CDF)，$\frac{(P\Omega_{\tilde{h}}+\sigma^2)\gamma_{\text{th}}}{P}$ 。因此，其闭式表达式为

$$P_{\text{out}} = \frac{\Upsilon\left(M, \frac{(P\Omega_{\tilde{h}}+\sigma^2)\gamma_{\text{th}}}{P\Omega_{\tilde{h}}}\right)}{\Gamma(M)}, \tag{41}$$

其中， $\Upsilon(\cdot,\cdot)$ 表示下不完全伽马函数。

E. 计入训练开销的可达速率

由于进行了导频传输，每个相干块中仅有一部分可用于数据传输。考虑这一训练开销后，可达遍历速率为

$$R = \left(1 - \frac{\tau_p}{T_c}\right)\mathbb{E}\{\log_2(1+\gamma)\}, \tag{42}$$

其中 τ_p 为导频长度。将式（32）中的信干噪比表达式代入式（42），可得遍历速率

$$R = \left(1 - \frac{\tau_p}{T_c}\right)\mathbb{E}\left[\log_2\left(1 + \frac{P\|\hat{\mathbf{h}}\|^2}{P\Omega_{\tilde{h}} + \sigma^2}\right)\right]. \tag{43}$$

由于 $\|\hat{\mathbf{h}}\|^2 \sim \Gamma(M, \Omega_{\hat{h}})$，可求得期望为

$$R = \frac{1 - \frac{\tau_p}{T_c}}{\ln 2} \times \int_0^\infty \ln\left(1 + \frac{Px}{P\Omega_{\tilde{h}} + \sigma^2}\right)\frac{x^{M-1}}{\Gamma(M)\Omega_{\hat{h}}^M}\exp\left(-\frac{x}{\Omega_{\hat{h}}}\right)dx \tag{44}$$

$$= \left(1 - \frac{\tau_p}{T_c}\right)\frac{e^z}{\ln 2}\sum_{k=1}^{M}\mathrm{E}_k(z), \tag{45}$$

其中 $z = \frac{P}{\Omega P^{\tilde{h}+\sigma^2}}\Omega_{\hat{h}}$ 且 $\mathrm{E}_n(z)$ $\int_1^\infty \frac{e^{-zt}}{t^n}\,dt$ 对于 $z > 0$ 是阶数为 n 的广义指数积分。(45) 的证明见附录A。

F. 高信噪比行为

当 $P \to \infty$时，式（32）中的瞬时信干噪比收敛于

$$\gamma_\infty = \frac{\|\hat{\mathbf{h}}\|^2}{\Omega_{\tilde{h}}}. \tag{46}$$

不同于 γ 随 P 增大而无界增长的完美信道状态信息情形，不完美信道状态信息系统会出现信干噪比饱和，这是因为残余自干扰项随 P 线性增长。因此，可达速率收敛于有限极限

$$R_\infty = \left(1 - \frac{\tau_p}{T_c}\right)\mathbb{E}\left[\log_2\left(1 + \frac{\|\hat{\mathbf{h}}\|^2}{\Omega_{\tilde{h}}}\right)\right]. \tag{47}$$

重要的是，估计方差 $\Omega_{\hat{h}}$ 和 $\Omega_{\tilde{h}}$ 显式依赖于路由增益 β。更大的 β 可提高有效导频信噪比，从而降低 $\Omega_{\tilde{h}}$ 并提高饱和水平。因此，SW 辅助传播不仅增强接收信号强度，还提高信道状态信息获取的稳健性。传播几何与估计精度之间这种内在耦合，凸显了 E-FAS辅助系统的独特特征：拓扑相关路由增益直接决定接收信号强度和信道状态信息质量。与具有固定大尺度衰落的传统空间波 MIMO系统不同，E-FAS中的路由配置会影响有效导频观测信噪比，进而影响估计引起的干扰水平。

V. 不完美信道状态信息下的多用户传输

考虑向 K 个由 M天线基站服务的单天线用户进行下行传输，其中 $K < M$。分析明确考虑了双时间尺度结构以及第III节提出的最小均方误差估计框架。

A. 基于信道估计值的迫零预编码

令 $\hat{\mathbf{H}} = [\hat{\mathbf{h}}_1, \ldots, \hat{\mathbf{h}}_K] \in \mathbb{C}^{M\times K}$ 表示估计信道矩阵。当 $M > K$ 时，基站构造迫零预编码器如下： [62]

$$\mathbf{W} = \hat{\mathbf{H}}\left(\hat{\mathbf{H}}^H\hat{\mathbf{H}}\right)^{-1}\mathbf{D}, \tag{48}$$

其中，对角矩阵 $\mathbf{D} = \mathrm{diag}\{d_1, \ldots, d_K\}$ 的选取满足 $\|\mathbf{w}_u\|^2 = 1$ 对所有 u 均成立，从而确保

$$\mathbb{E}\{\|\mathbf{x}\|^2\} = \sum_{u=1}^{K} P_u = P. \tag{49}$$

我们还定义 $\mathbf{w}_u$ 为 $\mathbf{W}$ 的第 u 列。因此，发射信号表示为

$$\mathbf{x} = \sum_{u=1}^{K}\sqrt{P_u}\mathbf{w}_u x_u, \tag{50}$$

其中 $\mathbb{E}\{|x_u|^2\} = 1$。

B. 接收信号模型

真实信道可分解为

$$\mathbf{h}_u = \hat{\mathbf{h}}_u + \tilde{\mathbf{h}}_u, \tag{51}$$

$\hat{}$ $\tilde{}$其中$\mathbf{h}_u$ 与$\mathbf{h}_u$ 统计独立。用户 u 处的接收信号由下式给出

$$\begin{aligned} y_u &= \mathbf{h}_u^H\mathbf{x} + n_u \\ &= \sum_{i=1}^{K}\sqrt{P_i}\hat{\mathbf{h}}_u^H\mathbf{w}_i x_i + \sum_{i=1}^{K}\sqrt{P_i}\tilde{\mathbf{h}}_u^H\mathbf{w}_i x_i + n_u. \end{aligned} \tag{52}$$

由于零迫预编码确保$\hat{}\mathbf{h}_u^H\mathbf{w}_i = 0$ 对 $i \neq u$成立，接收信号简化为

$$\begin{aligned} y_u = \sqrt{P_u}\hat{\mathbf{h}}_u^H\mathbf{w}_u x_u + \sqrt{P_u}\tilde{\mathbf{h}}_u^H\mathbf{w}_u x_u \\ + \sum_{i\neq u}\sqrt{P_i}\tilde{\mathbf{h}}_u^H\mathbf{w}_i x_i + n_u, \end{aligned} \tag{53}$$

其中第一项表示沿估计信道方向形成的期望信号分量。第二项对应于由估计误差引起的残余自干扰，而第三项表示由不完美信道知识造成的多用户干扰。

C. 信干噪比表达式

由于信道估计误差，基站基于H而非真实信道H执行零迫$\hat{}$预编码。利用标准的use-and-forget界 [62], ，我们将未知的信道估计误差视为附加高斯噪声，并以信道估计值为条件。因此，用户 u 处的有效信干噪比可表示为

$$\gamma_u = \frac{P_u|\hat{\mathbf{h}}_u^H\mathbf{w}_u|^2}{\sum_{i=1}^{K} P_i\mathbb{E}\left\{|\tilde{\mathbf{h}}_u^H\mathbf{w}_i|^2 \,\middle|\, \hat{\mathbf{H}}\right\} + \sigma^2}. \tag{54}$$

$\tilde{}$ $\hat{}$ 鉴于 $\mathbf{h}_u$ 与 $\mathbf{H}$ 相互独立，且 $\mathbf{w}_i$ 是 $\mathbf{H}$ 的确定性函数，条件干扰项变为

$$\mathbb{E}\left\{|\tilde{\mathbf{h}}_u^H\mathbf{w}_i|^2 \,\middle|\, \hat{\mathbf{H}}\right\} = \mathbf{w}_i^H\mathbf{C}_{\tilde{h},u}\mathbf{w}_i, \tag{55}$$

其中 $\mathbf{C}_{\tilde{h},\,u} = \mathbb{E}\{\tilde{}\,\mathbf{h}_u\,\tilde{}\,\mathbf{h}_u^H\}$。在衰落假设 $\mathbf{C}_{\tilde{h},\,u} = \Omega_{\tilde{h},\,u}\mathbf{I}_M$ 下，且由于 $\|\mathbf{w}_i\|^2 = 1$，我们得到

$$\mathbb{E}\left\{|\tilde{\mathbf{h}}_u^H\mathbf{w}_i|^2 \,\middle|\, \hat{\mathbf{H}}\right\} = \Omega_{\tilde{h},u}. \tag{56}$$

因此，信干噪比变为

$$\gamma_u = \frac{P_u|\hat{\mathbf{h}}_u^H\mathbf{w}_u|^2}{\Omega_{\tilde{h},u}\sum_{i=1}^{K} P_i + \sigma^2}. \tag{57}$$

需要指出的是，在 E-FAS 场景中，期望信号项和干扰分量都通过估计方差 $\Omega_{\hat{h}}$ 和 $\Omega_{\tilde{h}}$，显式依赖于拓扑相关路由增益 β。这种依赖关系从根本上决定了高信噪比行为，下一节将对此进行分析。

D. 有效信道增益的分布

在双时标信道模型下，

$$\hat{\mathbf{h}}_u = \sqrt{\beta_u}\,\hat{\mathbf{g}}_u, \tag{58}$$

并假设不相关瑞利衰落 $\mathbf{R}_u = \mathbf{I}_M$，信道估计满足

$$\hat{\mathbf{h}}_u \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \Omega_{\hat{h},u}\mathbf{I}_M). \tag{59}$$

由于迫零预编码器将其他 $K-1$ 用户的估计信道置零，因此有效波束成形向量 $\mathbf{w}_u$位于与 $(M-K+1)$维子空间正交的 $\{\hat{\mathbf{h}}_i\}_{i\neq u}$中。相应地，有效信道增益 $|\hat{\mathbf{h}}_u^H\mathbf{w}_u|^2$ 服从形状参数为 $M-K+1$、尺度参数为$\Omega_{\hat{h}\text{的伽马分布}u}$ [64], [65]，即

$$Z_u \triangleq |\hat{\mathbf{h}}_u^H\mathbf{w}_u|^2 \sim \Gamma(M-K+1, \Omega_{\hat{h},u}). \tag{60}$$

现在，假设采用等功率分配 $P_u = P/K$，信干噪比可简化为

$$\gamma_u = \frac{\frac{P}{K}Z_u}{P\Omega_{\tilde{h},u}+\sigma^2}, \tag{61}$$

其中 $Z_u \sim \Gamma(M-K+1$、$\Omega_{\hat{h}}$、$_u)$。

E. 计入训练开销的可达和速率

计入每个长度为 T_c 的相干块内的导频开销后，可达遍历和速率由下式给出

$$R_{\text{sum}} = \left(1-\frac{\tau_p}{T_c}\right)\sum_{u=1}^{K}\mathbb{E}\{\log_2(1+\gamma_u)\}. \tag{62}$$

在用户间的统计对称性以及等功率分配 $P_u = P/K$ 条件下，所有用户具有相同的信干噪比统计特性。因此，和速率可定义为

$$R_{\text{sum}} \triangleq \left(1-\frac{\tau_p}{T_c}\right)K\mathbb{E}\left[\log_2\left(1+\frac{\frac{P}{K}Z}{P\Omega_{\tilde{h}}+\sigma^2}\right)\right], \tag{63}$$

其中 $Z \sim \Gamma(M-K+1, \Omega_{\hat{h}})$。

假设 a，$_P{}^{P/K}{}_{\Omega_{\tilde{h}}+\sigma^2}$，该期望可写为

$$R_{\text{sum}} = \left(1-\frac{\tau_p}{T_c}\right)\frac{K}{\ln 2} \times \int_0^\infty \ln(1+ax)\frac{x^{M-K}}{\Gamma(M-K+1)\Omega_{\hat{h}}^{M-K+1}}\exp\left(-\frac{x}{\Omega_{\hat{h}}}\right)dx. \tag{64}$$

利用伽马分布随机变量的标准积分恒等式，可得到闭式表达式为

$$R_{\text{sum}} = \left(1-\frac{\tau_p}{T_c}\right)\frac{K}{\ln 2}\exp(z)\sum_{m=1}^{M-K+1}\mathrm{E}_m(z), \tag{65}$$

其中 $z = {}^{K}{}_{(P\Omega_{\tilde{h}}+\sigma^2)P\Omega}{}^{\hat{h}}$。证明沿用单用户情形中的相同分析步骤，并将 Gamma 形状参数从 M 调整为 $M-K+1$，以考虑 ZF 导致的维数缩减。

F. 高信噪比分析

当 $P\to\infty$ 时，与信道估计误差引起的残余干扰项相比，噪声项可以忽略不计。因此，信干噪比几乎必然收敛于

$$\gamma_{u,\infty} = \lim_{P\to\infty}\frac{\frac{P}{K}Z_u}{P\Omega_{\tilde{h},u}+\sigma^2} = \frac{Z_u}{K\Omega_{\tilde{h},u}}. \tag{66}$$

式（66）的结果表明，在信道状态信息不完美的情况下，多用户 ZF 系统在高信噪比时会变为干扰受限。由于期望信号和残余干扰均随 P线性增长，继续提高发射功率不再能改善信干噪比。因此，在信道状态信息不完美的情况下，可达遍历和速率呈现出众所周知的高信噪比饱和行为，并收敛于

$$R_{\text{sum},\infty} = \left(1-\frac{\tau_p}{T_c}\right)K\mathbb{E}\left[\log_2\left(1+\frac{Z}{K\Omega_{\tilde{h}}}\right)\right]. \tag{67}$$

饱和水平通过β_u 和$\Omega_{\hat{h}}$、$_u$ 以及$\Omega_{\tilde{h}}$、$_u$显式地取决于路由增益。更大的 β_u 能够提升有效信道强度并降低估计误差方差，从而提高干扰受限情况下的速率上限[65]。尽管传统系统中也存在对大尺度衰落的类似依赖，但 E-FAS 场景的一个关键区别在于，路由增益与拓扑相关，并可通过 SW 配置加以调节。因此，高信噪比下的速率上限与路由设计存在内在联系，这凸显了 E-FAS 辅助传输的独特特征。

VI. 数值结果

本节评估不完美信道状态信息下 E-FAS 辅助下行传输的性能，并验证前文推导的解析表达式。数值结果旨在量化 SW 辅助传播、信道估计质量和导频开销对中断概率及可达速率的影响。

除非另有说明，仿真参数设定如下。基站配备 $M=64$ 根天线。对于多用户情形，基站为 $K=8$ 个单天线用户提供服务。信道相干块长度为 $T_c=200$ 个符号，噪声方差归一化为 $\sigma^2=1$。上行训练采用正交导频，每符号导频信噪比为 $\rho_p/\sigma^2=0$ dB，即 $\rho_p=1$。在多用户情形下，导频长度设为 $\tau_p=K$，这是时分双工多用户多输入多输出系统中正交导频传输的常用设置 [61]，；而在单用户情形下，除非另有说明，采用 $\tau_p=8$ 作为具有代表性的工作点，以在信道估计精度与导频开销之间取得合理折衷。下行链路信噪比定义为 ρ_d，P/σ^2，并在 $[-10,30]$ dB 范围内变化。此外，等效端到端信道建模为 $\mathbf{h}_u \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \beta\mathbf{I}_M)$，其中 β 表示大尺度信道功率，用以刻画端到端传播增益。为简单起见，并隔离信道状态信息质量的影响，假设所有用户的大尺度条件相同。除非另有说明，假设所有用户均满足 $\beta_u=\beta$。此外，为全面评估信道状态信息精度对系统性能的影响，我们考虑以下基准方案：

- 假设具备完美信道状态信息的理想传输，

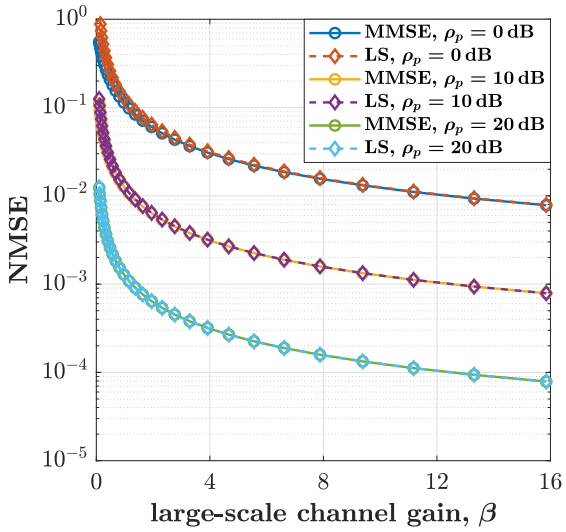


图 2. 不同导频信噪比下，LS 和 MMSE 估计器的归一化均方误差随路由增益 β 的变化。

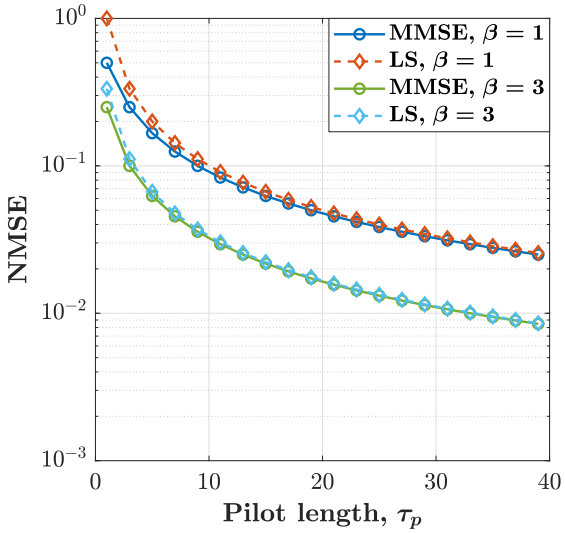


图 3. 在 $\rho_p = 0$ dB 下，不同 β 的归一化均方误差随导频长度 τ_p 的变化。

- 基于 MMSE 信道估计的不完美信道状态信息，
- 基于 LS 信道估计的不完美信道状态信息，
- 不采用 E-FAS 的传统传输方案。

此外，为确保对 E-FAS 辅助传输场景与传统传输场景进行具有物理意义的比较，我们考虑一种具有代表性的大尺度传播几何。具体而言，在传统场景中，假设基站-用户直链距离为 d_0；而 E-FAS 辅助路径由两段组成，距离分别为 d_1（基站-E-FAS）和 d_2（E-FAS-用户）。大尺度信道增益采用标准的距离相关路径损耗模型 $\beta(d) = C_0 \left(\frac{d}{d_0}\right)^{-\alpha}$ 建模，其中 α 表示路径损耗指数，且 C_0 的取值使得直链在距离 d_0 处满足 $\beta_{\text{no}} = 1$。因此，E-FAS 辅助路径的复合增益取决于各段的相对距离和 α，在具有代表性的配置下可带来适度的大尺度增益提升（约为数 dB）。在后续分析中，为便于解析处理，β 将作为参数处理，而上述几何关系则为所采用的增益值提供了符合物理实际的解释。

图 2 展示了在不同导频信噪比水平 β 下，最小二乘和最小均方误差信道估计器的归一化均方误差（NMSE）随大尺度信道增益的变化情况 $\rho_p \in \{0, 10, 20\}$dB。可以观察到，NMSE 随着β单调下降。这种现象符合预期，因为更大的 β 会提高有效导频观测功率，从而改善训练阶段的信噪比并降低估计误差。提高导频信噪比 ρ_p 还能在整个 β 范围内进一步降低 NMSE，因为更高的导频功率可减轻信道估计过程中加性噪声的影响。此外，在低 β 和低 ρ_p 条件下，最小均方误差估计器相较于最小二乘法具有明显的性能优势，此时导频观测受噪声限制。这种改善源于最小均方误差估计利用了先验信道二阶统计量，而最小二乘法仅依赖接收的导频信号。随着 β 或 ρ_p 增大，导频观测质量会有所改善，最小均方误差与最小二乘法之间的性能差距也逐渐缩小。在有效导频信噪比较高的情况下，两种估计器的性能趋于相近，统计正则化带来的相对优势也随之减小。

图 3 展示了归一化均方误差随导频长度的变化τ_p 在 $\rho_p = 0$ dB 下，$\beta \in \{1, 3\}$ 采用 LS 和 MMSE 估计时的结果。所有情况下，归一化均方误差均随 τ_p 单调下降，因为更长的导频序列会增加累积训练能量 $\tau_p \rho_p$，从而提升有效观测信噪比。对于固定的估计器，$\beta = 3$对应的归一化均方误差低于 $\beta = 1$，这反映出更强的大尺度信道增益会增强接收到的导频信号功率，并提高信道重构可靠性。此外，对于 β的两个取值，MMSE 估计器的归一化均方误差均低于 LS；在较小的 τ_p下，这一差异最为明显。在此区间内，有限的训练能量使估计受噪声限制，而 MMSE 中固有的统计正则化则进一步增强了鲁棒性。随着 τ_p 增大，性能差距逐渐缩小，因为观测质量的提升降低了先验统计信息的相对影响。

在图 4中，我们展示了中断概率随下行链路信噪比 ρ_d 变化的关系。蒙特卡洛仿真结果与解析曲线高度吻合，证实了所推导的中断表达式正确。可以观察到，对于所有方案，中断概率都随 ρ_d增加而单调下降，这是因为提高发射信噪比会增强接收信号功率，并提高瞬时信干噪比超过目标阈值的可能性。E-FAS辅助传输与传统（无E-FAS）传输之间存在明显的性能差距。对于给定的中断水平，E-FAS方案所需的 ρ_d显著更低，这反映了 β SW辅助传播带来的大尺度增益。该增益有效地将信干噪比分布向更高值偏移，从而带来显著的信噪比优势。正如预期，在两种传播场景下，完美信道状态信息都提供了性能上界。信道估计误差会降低

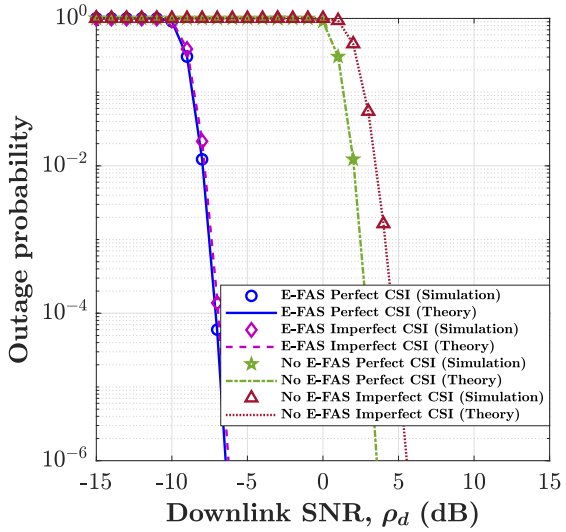


图 4. 中断概率随下行链路信噪比 ρ_d 的变化， $M = 64$、 $\tau_p = 8$ 和 $\rho_p = 0$ dB。

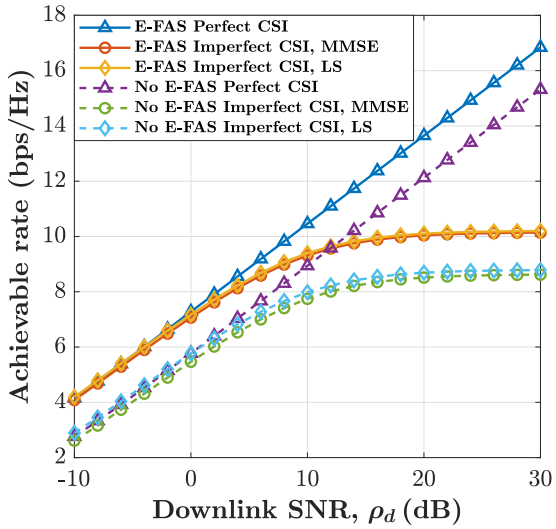


图 5. 采用最大比传输预编码并考虑训练开销时，可达单用户速率随下行链路信噪比 ρ_d 的变化。

有效波束成形增益，并因真实信道与估计信道不匹配而引入额外的自干扰分量，导致中断曲线向右偏移。然而，在所考虑的参数配置下，完美信道状态信息与不完美信道状态信息之间的性能差距仍然适中，尤其是在E-FAS情况下。这主要是因为有效导频信噪比较高，且 $M = 64$ 根天线提供了显著的阵列增益；二者共同实现了准确的信道重构和稳健的最大比传输波束成形。

图 5 展示了单用户速率随下行链路信噪比的变化ρ_d，并计入导频开销，其中 $M = 64$， $\tau_p = 8$，以及 $T_c = 200$。首先，我们观察到，完美信道状态信息曲线随 ρ_d （以 dB 为单位）几乎线性增长，这反映了相干波束成形和阵列增益带来的有效接收信噪比持续提升。相比之下，不完美信道状态信息曲线在高信噪比下呈现出明显的饱和现象。这一行为可直接从不完美信道状态信息下的信干噪比表达式得出，其中残余自干扰项 $P\Omega\tilde{h}$ 随发射功率 P 线性增长。随着 ρ_d 增大，期望信号和估计误差引起的干扰都按比例增长，导致信干噪比上限有限，进而使速率趋于饱和。在整个信噪比范围内，E-FAS辅助传输的性能始终优于常规方案。这一增益源于较大的大尺度信道系数 β，它既增强了波束成形增益，也提升了信道估计质量。此外，最小均方误差估计器的速率高于最小二乘估计器，尤其是在中高信噪比区间。性能提升是由于最小均方误差估计器下估计误差方差更低，从而直接提高了信干噪比上限。在低信噪比下，最小均方误差估计器与最小二乘估计器之间的性能差距较小，因为系统处于噪声受限区间，信道状态信息误差的影响不那么显著。

图 6 展示了单用户速率随导频长度 τ_p在 $\rho_d = 10$ dB 时的变化。在不完美信道状态信息下，速率呈现出明显的单峰特性。当 τ_p 较小时，由于训练能量不足，信道估计质量较差，导致估计误差方差较大，有效信干噪比较低。随着 τ_p 增大，信道估计质量的提升增强了波束成形增益，并提高了可达速率。然而，超过某个临界值后，进一步增大 τ_p 会通过前置对数惩罚降低可用于数据传输的符号比例，导致可达速率下降。尽管这种权衡是基于导频的传输固有的，但在 E-FAS 架构中，路由增益 β 会直接影响有效导频信噪比，从而改变最优训练长度。相比之下，在完美信道状态信息下，不存在估计误差，增大 τ_p 只会缩短可用的数据传输时间。因此，在完美信道状态信息情况下，速率会随 τ_p 单调下降。此外，由于更大的大尺度信道增益 β增强了有效接收信噪比，E-FAS 辅助传输始终比传统方案取得更高的速率。在所考察的范围内，最小均方误差估计器略优于最小二乘估计器，因为其估计误差方差更小，因此有效信干噪比更高。

图 7 展示了计入导频开销时，多用户零强迫的遍历和速率随下行链路信噪比 ρ_d 的变化，其中 $M = 64$且 $K = 8$。在完美信道状态信息下，和速率随 ρ_d （以 dB 为单位）几乎线性增长，反映出当零迫预编码完全抑制用户间干扰时所能实现的完整空间复用增益。由于大尺度信道增益增强，E-FAS辅助系统的和速率始终高于传统传输方式；这种增强有效提高了所有用户的接收信噪比。相比之下，在不完美信道状态信息下，和速率在高信噪比时呈现明显的饱和现象。这是由信道估计误差导致的残余多用户干扰所致。随着发射功率增加，期望信号和干扰项均随 P成比例增长，而估计误差方差仍不为零。因此，信干噪比趋于有限值，系统由噪声受限转为干扰受限。

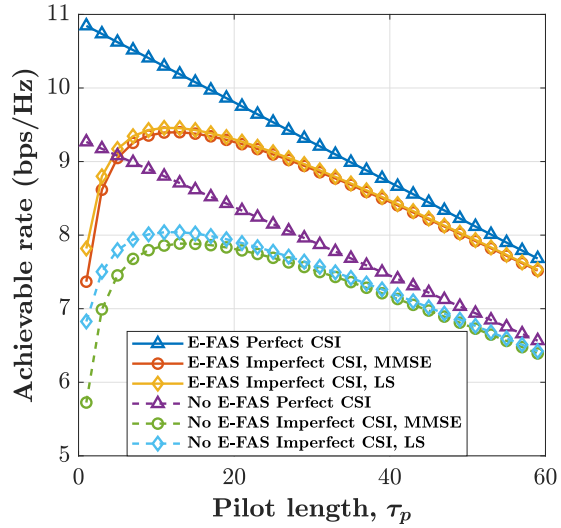


图6. 固定信噪比下，可达单用户速率随导频长度的变化 τ_p 。

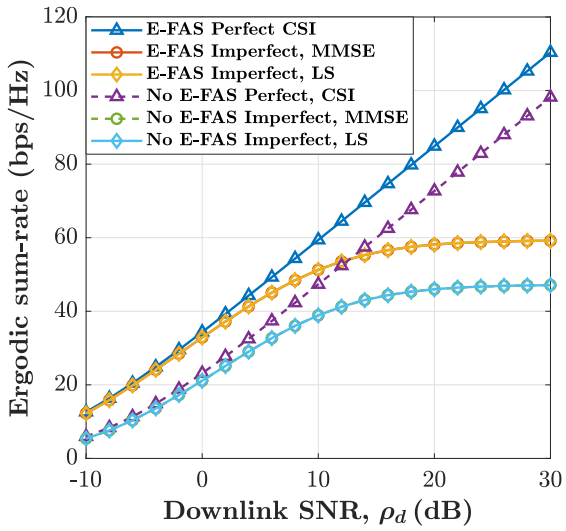


图7. 采用含训练开销的多用户零强迫传输时，遍历和速率随下行链路信噪比的变化 ρ_d 。

此外还可以观察到，在这种多用户场景下，最小均方误差估计器与最小二乘估计器之间的性能差距相对较小。这主要是因为在中高信噪比下，性能下降主要源于不完美信道状态信息造成的残余干扰，而非估计器的具体结构。最后，即使在不完美信道状态信息下，E-FAS辅助传输相较于非E-FAS 情况仍保持显著优势，这表明大尺度路由增益不仅能增强期望信号功率，还能提高空间复用的稳健性。

图8 给出了多用户零强迫遍历和速率随服务用户数 K 在 $\rho_d = 10$ dB下的变化，其中 $M = 64$以及正交导频分配 $\tau_p = K$。可以看出，和速率随 K 在所示范围内增大。这一趋势反映了系统的空间复用增益：服务更多用户使基站能够利用额外的空间自由度，从而提高总吞吐量。由于 $M = 64$ 是

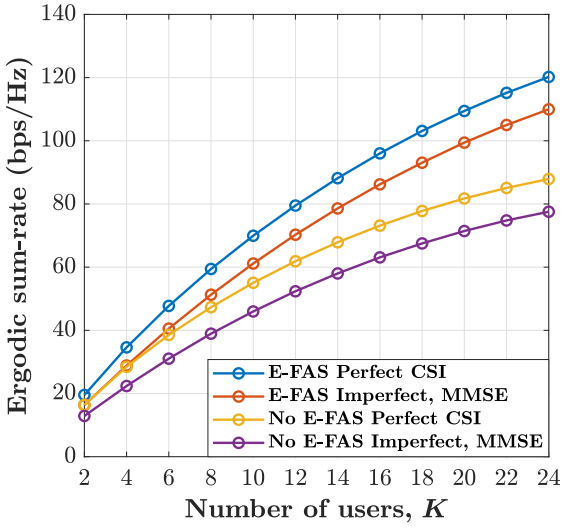


图8. 固定信噪比下，采用零强迫预编码时，遍历和速率随用户数的变化 K 。

显著大于 K的取值，迫零预编码器能够有效分离用户，且复用增益占主导。然而，增大 K 也会因正交导频要求 $\tau_p = K$而增加导频开销，从而降低有效预对数因子 $(1-\tau_p/T_c)$ 。因此，尽管在所考虑范围内和速率随 K 增长，但其增长率逐渐下降，表明训练开销的影响开始显现。当 K足够大时，预对数惩罚最终将占主导并限制进一步的增益。进一步观察到，E-FAS辅助传输始终比无E-FAS的传统场景获得更高的和速率。该增益源于增强的大尺度信道增益，它提高了所有用户的有效信干噪比，并增强了空间复用性能。此外，可以观察到，与完美信道状态信息相比，不完美信道状态信息会因残余多用户干扰而带来明显的性能下降。尽管如此，性能差距仍然有界，表明所提系统即使在实际信道估计约束下仍能保持可观的复用收益。

VII. 结论

本文研究了不完美信道状态信息对 E-FAS 辅助下行传输的影响。我们考虑了一种实用的基于导频的估计框架，并为等效E-FAS信道建立了一个易于处理的最小均方误差信道估计模型。我们推导出了估计信道统计特性及相关估计误差的闭式表达式。对于单用户情形，我们在不完美信道状态信息条件下得到了中断概率和遍历速率的解析表达式，揭示了残余估计误差导致的高信噪比性能饱和这一基本现象。对于多用户情形，我们研究了基于不完美信道状态信息估计的零迫预编码，并刻画了由此产生的残余干扰受限信干噪比和遍历和速率特性。分析表明，信道状态信息估计误差会在高信噪比区域形成内在的性能上限。尽管存在这些

局限性，我们的结果表明，即使在信道状态信息不完美的情况下，E-FAS 仍能保持相较于传统空间波传输的大尺度功率增益优势。

附录 A

闭式形求 可达速率的闭式 评估将式（44）中的积分写为

$$I \triangleq \int_0^\infty \ln\left(1+\frac{Px}{P\Omega_{\tilde{h}}+\sigma^2}\right)\frac{x^{M-1}}{\Gamma(M)\Omega_{\hat{h}}^M}\exp\left(-\frac{x}{\Omega_{\hat{h}}}\right)dx, \tag{68}$$

其中 $M \in \{1,2,\ldots\}$、$\Omega_{\hat{h}} > 0$ 和 $P\Omega_{\tilde{h}}+\sigma^2 > 0$。定义以下正实常数:

$$a \triangleq \frac{P}{P\Omega_{\tilde{h}}+\sigma^2} \quad \text{and} \quad z \triangleq \frac{1}{a\Omega_{\hat{h}}} = \frac{P\Omega_{\tilde{h}}+\sigma^2}{P\,\Omega_{\hat{h}}}, \tag{69}$$

并进行变量替换 $x = \Omega_{\hat{h}}t$，（68）变为

$$I = \frac{1}{\Gamma(M)}\int_0^\infty \ln\left(1+\frac{t}{z}\right)t^{M-1}e^{-t}\,dt. \tag{70}$$

现在，令

$$F_M(z) \triangleq \frac{1}{\Gamma(M)}\int_0^\infty \ln\left(1+\frac{t}{z}\right)t^{M-1}e^{-t}\,dt. \tag{71}$$

对（71）在积分号下求导，得到

$$\begin{aligned}\frac{dF_M(z)}{dz} &= \frac{1}{\Gamma(M)}\int_0^\infty \frac{\partial}{\partial z}\ln\left(1+\frac{t}{z}\right)t^{M-1}e^{-t}\,dt\\ &= -\frac{1}{\Gamma(M)}\int_0^\infty \frac{t}{z(z+t)}\,t^{M-1}e^{-t}\,dt\\ &= -\frac{1}{z\Gamma(M)}\int_0^\infty \frac{t^M}{z+t}\,e^{-t}\,dt.\end{aligned} \tag{72}$$

利用恒等式$\frac{1}{z+t} = \int_0^\infty e^{-(z+t)u}\,du$ 对于 $z > 0$，(72)可得

$$\begin{aligned}\frac{dF_M(z)}{dz} &= -\frac{1}{z\Gamma(M)}\int_0^\infty\left(\int_0^\infty t^M e^{-t}e^{-(z+t)u}\,dt\right)du\\ &= -\frac{1}{z\Gamma(M)}\int_0^\infty e^{-zu}\left(\int_0^\infty t^M e^{-(1+u)t}\,dt\right)du.\end{aligned} \tag{73}$$

由于 $\int_0^\infty t^M e^{-(1+u)t}\,dt = \Gamma(M+1)(1+u)^{-(M+1)}$, (73)可得

$$\begin{aligned}\frac{dF_M(z)}{dz} &= -\frac{\Gamma(M+1)}{z\Gamma(M)}\int_0^\infty \frac{e^{-zu}}{(1+u)^{M+1}}\,du\\ &= -\frac{M}{z}\int_0^\infty \frac{e^{-zu}}{(1+u)^{M+1}}\,du.\end{aligned} \tag{74}$$

通过代换 $s = 1+u$，得到

$$\frac{dF_M(z)}{dz} = -\frac{M}{z}e^z\int_1^\infty \frac{e^{-zs}}{s^{M+1}}\,ds = -\frac{M}{z}e^z\mathrm{E}_{M+1}(z), \tag{75}$$

其中，广义指数积分定义为

$$\mathrm{E}_n(z) \triangleq \int_1^\infty \frac{e^{-zt}}{t^n}\,dt, \qquad z > 0,\ n \geq 1. \tag{76}$$

利用标准递推关系

$$n\mathrm{E}_{n+1}(z) = e^{-z} - z\mathrm{E}_n(z), \qquad n \geq 1, \tag{77}$$

(75) 可简化为

$$\frac{dF_M(z)}{dz} = -\frac{1}{z} + e^z\mathrm{E}_M(z). \tag{78}$$

现在，我们定义

$$G_M(z) \triangleq e^z\sum_{k=1}^M \mathrm{E}_k(z). \tag{79}$$

利用导数恒等式 $\frac{d}{dz}\mathrm{E}_k(z) = -\mathrm{E}_{k-1}(z)$（适用于 $k \geq 2$ 和 $\frac{d}{dz}\mathrm{E}_1(z) = -e^{-z}/z$），可得

$$\frac{dG_M(z)}{dz} = -\frac{1}{z} + e^z\mathrm{E}_M(z), \tag{80}$$

这与（78）相符。因此，$F_M(z) = G_M(z) + C$ 对于某个常数 C。由于 $F_M(z) \to 0$ 当 $z \to \infty$（等价地$a \to 0$），且 $e^z\mathrm{E}_k(z) \to 0$ 当 $z \to \infty$，我们有 $C = 0$。因此，

$$I = F_M(z) = e^z\sum_{k=1}^M \mathrm{E}_k(z), \qquad z = \frac{P\Omega_{\tilde{h}}+\sigma^2}{P\,\Omega_{\hat{h}}}. \tag{81}$$

参考文献

[1] M. Matthaiou 等人，《迈向 6G：通信工程师面临的十项物理层挑战》，IEEE Commun. Mag.，第 59 卷，第 1 期，第 64–69 页，2021 年 1 月。[2] F. Tariq 等人，《关于 6G 的推测性研究》，IEEE Wireless Communications，第 27 卷，第 4 期，第 118–125 页，2020 年 8 月。[3] W. Jiang、B. Han、M. A. Habibi 和 H. D. Schotten，《迈向 6G：全面综述》，IEEE Open J. Commun. Soc.，第 2 卷，第 334–366 页，2021 年 2 月。[4] T. S. Rappaport 等人，《第五代（5G）无线网络的毫米波通信概述——聚焦传播模型》，IEEE Trans. Antennas Propag.，第 65 卷，第 12 期，第 6213–6230 页，2017 年 12 月。[5] S. Rangan、T. S. Rappaport 和 E. Erkip，《毫米波蜂窝无线网络：潜力与挑战》，Proc. IEEE，第 102 卷，第 3 期，第 366–385 页，2014 年 3 月。[6] R. W. Heath、N. Gonz´alez-Prelcic、S. Rangan、W. Roh 和 A. M. Sayeed，《毫米波 MIMO 系统信号处理技术概述》，IEEE J. Select. Topics Sig. Proc.，第 10 卷，第 3 期，第 436–453 页，2016 年 4 月。[7] E. Basar 等人，《通过可重构智能表面实现无线通信》，IEEE Access，第 7 卷，第 116753–116773 页，2019 年。[8] C. Huang、A. Zappone、G. C. Alexandropoulos、M. Debbah 和 C. Yuen，《面向无线通信能效的可重构智能表面》，IEEE 无线通信汇刊，第 18 卷，第 8 期，第 4157–4170 页，2019 年 8 月。[9] E. Bj¨ornson、¨O. ¨Ozdogan 和 E. G. Larsson，《智能反射面与解码转发：要超越中继，需要多大的表面？》，IEEE Wireless Commun. Lett.，第 9 卷，第 2 期，第 244–248 页，2020 年 2 月。[10] 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，第 1950–1962 页，2021 年 3 月。[11] K. K. Wong、A. Shojaeifard、K.-F. Tong 和 Y. Zhang，《流体天线系统的性能极限》，IEEE Commun. Lett.，第 24 卷，第 11 期，第 2469–2472 页，2020 年 11 月。[12] W. K. New 等人，《6G 网络流体天线系统教程：涵盖通信理论、优化方法与硬件设计》，IEEE Commun. Surv. Tuts.，第 27 卷，第 4 期，第 2325–2377 页，2025 年 8 月。[13] W.-J. Lu 等人，《流体天线：重塑内在属性，在智能无线网络中实现灵活的辐射特性》，IEEE Commun. Mag.，第 63 卷，第 5 期，第 40–45 页，2025 年 5 月。[14] H. Hong 等人，《流体天线系统最新综述：基础与网络视角》，IEEE Trans. Netw. Sci. Eng.，第 13 卷，第 2305–2328 页，2026 年。[15] W. K. New 等人，《流体天线系统：重新定义可重构无线通信》，IEEE J. Sel. Areas Commun.，第 44 卷，第 1013–1044 页，2026 年。

[16] T. Wu 等人，《赋能 6G 的流体天线系统：原理、应用与研究方向》，即将在 IEEE Wireless Communications 发表，DOI: 10.1109/MWC.2025.3629597，2025 年。[17] Y. Shen 等人，《面向未来无线通信的毫米波表面波赋能流体天线的设计与实验验证》，即将在 IEEE 天线与无线传播快报发表，DOI：10.1109/LAWP.2026.3657059，2026 年。[18] R. Wang 等人，《用于无线通信的电磁可重构流体天线系统：设计、建模、算法、制造与实验》，IEEE 选定领域通信期刊，第 44 卷，第 1464–1479 页，2026 年。[19] J. Zhang 等人，《一种应用于流体天线系统、具有高切换速度的新型基于像素的可重构天线》，IEEE 天线与传播开放期刊，第 6 卷，第 1 期，第 212–228 页，2025 年 2 月。[20] B. Liu、T. Wu、K. K. Wong、H. Wong 和 K. F. Tong，《宽带基于像素的流体天线系统：面向智慧城市的天线设计》，IEEE 物联网期刊，第 13 卷，第 4 期，第 6850–6862 页，2026 年 2 月。[21] K. K. Wong、C. Wang、S. Shen、C.-B. Chae 和 R. Murch，《可重构像素天线与流体天线系统相遇：电磁信号与信息处理的范式转变》，IEEE Wireless Communications，第 33 卷，第 1 期，第 191–198 页，2026 年 2 月。[22] S. Zhang 等人，《由可重构全息表面赋能的流体天线系统：波束成形设计与实验验证》，IEEE 选定领域通信期刊，第 44 卷，第 1417–1431 页，2026 年。[23] B. Liu、K.-F. Tong、K. K. Wong、C.-B. Chae 和 H. Wong，《用于快速波动无线信道空间复用的可编程超构流体天线》，Optics Express，第 33 卷，第 13 期，第 28898–28915 页，2025 年。[24] K. F. Tong、B. Liu 和 K. K. Wong，《流体天线系统硬件的设计与挑战》，Electronics，第 14 卷，第 7 期，第 1458 页，2025 年。[25] M. Khammassi、A. Kammoun 和 M.-S. Alouini，《流体天线系统信道的一种新型解析近似》，IEEE 无线通信汇刊，第 22 卷，第 12 期，第 8843–8858 页，2023 年 12 月。[26] W. K. New、K. K. Wong、H. Xu、K.-F. Tong 和 C.-B. Chae，《流体天线系统：关于中断概率与分集增益的新见解》，IEEE 无线通信汇刊，第 23 卷，第 1 期，第 128–140 页，2024 年 1 月。[27] W. K. New、K. K. Wong、H. Xu、K.-F. Tong 和 C.-B. Chae，《MIMO-FAS 的信息论表征：优化、分集复用权衡与 q-中断容量》，IEEE 无线通信汇刊，第 23 卷，第 6 期，第 5541–5556 页，2024 年 6 月。[28] F. Rostami Ghadi 等人，《基于高斯 copula 的流体天线系统性能分析方法》，IEEE 无线通信汇刊，第 23 卷，第 11 期，第 17573–17585 页，2024 年 11 月。[29] P. Ram´ırez-Espinosa、D. Morales-Jimenez 和 K. K. Wong，《流体天线系统的新型空间块相关模型》，IEEE 无线通信汇刊，第 23 卷，第 11 期，第 15829–15843 页，2024 年 11 月。[30] J. D. Vega-S´anchez、L. Urquiza-Aguiar、M. C. P. Paredes 和 D. P. M. Osorio，《一种分析相关 Nakagami-m 衰落下流体天线系统性能的简易方法》，IEEE Wireless Commun. Lett.，第 13 卷，第 2 期，第 377–381 页，2024 年 2 月。[31] Y. Chen 和 T. Xu，《流体天线索引调制通信》，IEEE Wireless Commun. Lett.，第 13 卷，第 4 期，第 1203–1207 页，2024 年 4 月。[32] J. Zhu 等人，“流体天线辅助 MIMO 通信的索引调制：系统设计与性能分析”，IEEE 无线通信汇刊，第 23 卷，第 8 期，第 9701–9713 页，2024 年 8 月。[33] H. Yang 等人，《流体天线系统的位置索引调制》，IEEE 无线通信汇刊，第 23 卷，第 11 期，第 16773–16787 页，2024 年 11 月。[34] X. Guo 等人，《MIMO 系统的流体天线索引调制：鲁棒传输与低复杂度检测》，IEEE 通信汇刊，第 73 卷，第 12 期，第 15955–15970 页，2025 年 12 月。[35] W. K. New 等人，《流体天线系统增强正交与非正交多址接入》，IEEE Commun. Lett.，第 28 卷，第 1 期，第 218–222 页，2024 年 1 月。[36] F. R. Ghadi、K. K. Wong、F. J. L´opez-Mart´ınez、L. Hanzo 和 C.-B. Chae，《流体天线辅助速率分割多址接入》，IEEE 车辆技术汇刊，第 75 卷，第 2 期，第 3417–3422 页，2026 年 2 月。[37] F. R. Ghadi 等人，《面向 FAS 辅助 RSMA 用户的相位失配 STAR-RIS》，IEEE 通信汇刊，第 74 卷，第 2032–2046 页，2026 年。[38] C. Wang 等人，《通过深度强化学习，流体天线系统为通感一体化释放多用户 MIMO 的潜能》，IEEE 无线通信汇刊，第 23 卷，第 9 期，第 10879–10894 页，2024 年 9 月。[39] J. Zou 等人，《借助流体天线系统改变通感一体化权衡》，IEEE Wireless Commun. Lett.，第 13 卷，第 12 期，第 3479–3483 页，2024 年 12 月。[40] L. Zhou、J. Yao、M. Jin、T. Wu 和 K. K. Wong，《流体天线辅助通感一体化系统》，IEEE Wireless Commun. Lett.，第 13 卷，第 12 期，第 3533–3537 页

[41] F. Rostami Ghadi、K. K. Wong、F. Javier L´opez-Mart´ınez、H. Shin 和 L. Hanzo，《流体天线系统辅助的非正交多址接入与感知通信一体化的性能分析：反向散射场景》，IEEE 物联网期刊，第 12 卷，第 23 期，页码 51326–51340，2025 年 12 月。[42] B. Tang 等，《用于通感一体化的全双工流体天线系统辅助基站》，IEEE 无线通信汇刊，第 25 卷，页码 2922–2938，2025 年。[43] B. Tang 等，《流体天线实现保密通信》，IEEE 通信快报，第 27 卷，第 6 期，页码 1491–1495，2023 年 6 月。[44] J. D. Vega-S´anchez、L. F. Urquiza-Aguiar、H. R. C. Mora、N. V. O. Garz´on 和 D. P. M. Osorio，《流体天线系统：保密中断概率分析》，IEEE 车辆技术汇刊，第 73 卷，第 8 期，页码 11458–11469，2024 年 8 月。[45] F. Rostami Ghadi 等，《流体天线系统中的物理层安全：保密性能分析》，IEEE 无线通信汇刊，第 23 卷，第 12 期，页码 18201–18213，2024 年 12 月。[46] J. Yao 等，《用于安全与隐蔽通信的 FAS》，IEEE 物联网期刊，第 12 卷，第 11 期，页码 18414–18418，2025 年 6 月。[47] F. Rostami Ghadi 等，《可重构智能表面辅助流体天线系统的性能》，IEEE Wireless Communications Letters，第 13 卷，第 8 期，页码 2175–2179，2024 年 8 月。[48] X. Zhang 等，《流体天线与可重构智能表面相遇：多用户通信的随机矩阵分析与双时间尺度设计》，IEEE 选定领域通信期刊，DOI:10.1109/JSAC.2025.3615911，2025 年。[49] J. Yao 等，《流体天线系统与可重构智能表面通信：模型、分析与优化》，IEEE 车辆技术汇刊，第 74 卷，第 6 期，页码 9938–9943，2025 年 6 月。[50] J. Zheng 等，《利用块相关模型解锁流体天线系统与可重构智能表面通信的安全分析》，IEEE Wireless Communications Letters，第 14 卷，第 7 期，页码 2029–2033，2025 年 7 月。[51] A. Salem、K. K. Wong、G. Alexandropoulos、C.-B. Chae 和 R. Murch，《初探流体可重构智能表面的性能提升潜力》，arXiv 预印本，arXiv:2502 17116，2025 年。。[52] H. Xiao 等，《流体可重构智能表面：离散相移下的联合开关选择与波束成形》，IEEE Wireless Communications Letters，第 14 卷，第 10 期，页码 3124–3128，2025 年 10 月。[53] F. R. Ghadi 等，《流体可重构智能表面辅助无线通信系统的性能分析》，IEEE Wireless Communications Letters，第 14 卷，第 12 期，页码 3922–3926，2025 年 12 月。[54] H. Xiao 等，《具备单元级方向图可重构性的流体可重构智能表面：波束成形与方向图协同设计》，IEEE 无线通信汇刊，第 25 卷，页码 10791–10806，2026 年。[55] F. Rostami Ghadi 等，《流体可重构智能表面在隐蔽通信中的性能分析》，载于 6G 网络国际会议（6GNet）论文集，页码 82–86，2025 年 12 月 17—19 日，法国巴黎。[56] F. R. Ghadi 等，《流体集成反射与发射表面（FIRES）》，IEEE Wireless Communications Letters，第 14 卷，第 11 期，页码 3744–3748，2025 年 11 月。[57] F. Rostami Ghadi 等，《FIRES 辅助 NOMA 和 OMA 系统的覆盖分析与优化》，arXiv 预印本，arXiv:2511 01111，2025 年。。[58] K. K. Wong、K. F. Tong、Z. Chu 和 Y. Zhang，《迈向智能无线环境的愿景：表面波通信超级高速公路》，IEEE Wireless Communications，第 28 卷，第 1 期，页码 112–119，2021 年 2 月。[59] 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。[60] F. Rostami Ghadi 等，《用于多用户 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。[61] H. Q. Ngo、E. G. Larsson 和 T. L. Marzetta，《超大规模多用户多输入多输出系统的能量效率与频谱效率》，IEEE 通信汇刊，第 61 卷，第 4 期，页码 1436–1449，2013 年 4 月。[62] E. Bj¨ornson、J. Hoydis 和 L. Sanguinetti，《大规模多输入多输出网络：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，页码 154–655，2017 年。[63] M. Medard，《完美与不完美信道知识对无线通信信道容量的影响》，IEEE 信息论汇刊，第 46 卷，第 3 期，页码 933–946，2000 年 5 月。[64] A. M. Tulino 和 S. Verd´u，《随机矩阵理论与无线通信》，Now Publishers Inc，2004 年。[65] S. Wagner、R. Couillet、M. Debbah 和 D. T. M. Slock，《有限反馈下相关多输入单输出广播信道线性预编码的大系统分析》，IEEE 信息论汇刊，第 58 卷，第 7 期，页码 4509–4537，2012 年 7 月。