

面向超大规模平面阵列的混合场干扰分析

周 超, 游昌盛*

(南方科技大学电子与电气工程系, 广东深圳 518055)

摘 要: 超大规模阵列可显著提升频谱效率、空间分辨率与波束聚焦能力, 是面向 6G 无线通信的重要物理层支撑技术。随着阵列孔径和载频持续增大, 近场球面波传播特性日益显著, 近远场用户共存的混合场通信场景不可避免。现有研究主要考虑均匀线性阵列, 而针对均匀平面阵列下远场波束在二维角域内向近场用户泄漏的物理机理及其对可达速率的影响, 仍缺乏系统理论刻画。针对上述问题, 本文研究超大规模均匀平面阵列下的混合场下行传输系统。首先, 基于二维可分离菲涅尔近似, 推导近场与远场导向向量之间混合场相关性函数的闭式表达, 揭示远场波束向近场用户泄漏的二维耦合特征。其次, 构建远场泄漏干扰下近场用户的速率损失模型, 给出速率损失的精确表达式, 并分析其关于泄漏强度和理想接收信噪比的结构性质。最后, 通过数值仿真验证理论分析的准确性, 系统考察天线规模、二维角度失配、用户距离和功率分配对混合场干扰与速率损失的影响。结果表明, 平面阵列下混合场泄漏具有显著二维耦合特征, 速率损失关于泄漏函数单调递增且呈严格凹性; 在高理想接收信噪比条件下, 近场用户对远场泄漏更加敏感。本文结论可为超大规模平面阵列混合场通信系统中的波束设计、用户调度与干扰管控提供理论依据。

关键词: 超大规模阵列; 混合场通信; 平面阵列; 信道相关性; 干扰分析

基金项目: 国家自然科学基金(No.62571227)

中图分类号: TN929.5; TN82

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112(XXXX)XX-0001-08

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.12263/DZXB.20260555

Interference Analysis in Mixed-field Communications with Extremely Large-scale Planar Arrays

ZHOU Chao, YOU Changsheng*

(Department of Electronic and Electrical Engineering, Southern University of Science and Technology, Shenzhen, Guangdong 518055, China)

Abstract: Extremely large-scale arrays are regarded as a key enabling technology for sixth-generation (6G) wireless systems, owing to their substantial gains in spectral efficiency, spatial resolution, and beam-focusing capability. As the array aperture and carrier frequency increase, near-field spherical-wave propagation becomes more pronounced, making mixed-field communication scenarios with coexisting near-field and far-field users inevitable. Existing studies mainly focus on uniform linear arrays, while the physical mechanism of far-field beam leakage toward near-field users in the two-dimensional angular domain under uniform planar arrays, as well as its impact on achievable rate, remains insufficiently characterized. In this paper, we investigate a mixed-field downlink system equipped with an extremely large-scale UPA. Based on a separable Fresnel approximation, we derive a closed-form expression for the mixed-field correlation function between near-field and far-field steering vectors, which reveals the intrinsic 2D coupling characteristics of far-field leakage. We then establish a rate-loss model for the near-field user under far-field leakage interference, obtain the exact rate-loss expression, and characterize its structural properties with respect to the leakage intensity and the interference-free signal-to-noise ratio. Numerical results validate the theoretical analysis and further examine the effects of array size, 2D angular mismatch, user distance, and power allocation. The results show that mixed-field leakage under planar arrays exhibits pronounced 2D coupling features, and that the rate loss is monotonically increasing and strictly concave with respect to the leakage intensity. Moreover, under a high interference-free signal-to-noise ratio, the near-field user becomes more sensitive to far-field leakage. These findings provide theoretical guidance for beamforming design, user scheduling, and interference management in mixed-field communication systems with extremely large-scale planar arrays.

Keywords: extremely large-scale array; mixed-field communication; planar array; channel correlation; interference analysis

Foundation Item(s): National Natural Science Foundation of China (No.62571227)

0 引言

随着第五代(5G)移动通信系统全面进入大规模商用阶段,学术界与工业界已全面开展第六代(6G)移动通信网络的前瞻性研究。为满足6G网络对超高频谱效率、海量设备连接及亚米级高精度感知的需求,超大规模阵列(Extremely Large-Scale Array, XL-array)被公认为核心使能技术之一^[1-2]。通过在有限空间内集成数百乃至数千个天线阵元,XL-array能够实现极强的波束成形增益。然而,天线规模的急剧扩张必然带来阵列物理孔径的显著增大,使得基于传统平面波传播假设的远场信道模型已无法准确刻画其实际的电磁辐射特性。在XL-array系统中,瑞利距离被大幅扩展,用户更易处于辐射近场区域,迫使空间信道建模必须从传统远场平面波模型向近场球面波模型演进^[3-4]。相较于远场信道,近场信道额外引入距离域自由度,为近场感知^[5]、物理层安全增强^[6]和新型多址接入^[7]等应用提供了新的技术途径。

尽管近场通信潜力巨大,但实际网络中用户空间分布通常具有异构性,近场用户与远场用户共存的混合场通信场景将成为常态。例如,在工作频率为28 GHz、配备256个半波长间距阵元的XL-array系统中,阵列孔径约为1.2 m,依据最大相位误差准则界定的经典瑞利距离约为325 m,而依据阵列增益衰减界定的有效瑞利距离则约为120 m^[8]。在半径200 m的典型小区内,上述尺度意味着近远场用户可能同时存在。这种混合场环境引发了严峻的干扰耦合问题:远场用户的平面波信道与近场用户的球面波信道在空间域发生非正交交叠,使远场波束向近场用户泄漏能量,进而限制系统容量提升^[9]。

针对上述挑战,学术界已围绕混合场通信的干扰管理机制开展了初步研究。在波束赋形设计方面,相关研究通过优化波束成形策略来抑制混合场干扰^[10],但这类方法通常涉及高维优化,性能易受硬件架构和自由度限制。为此,非正交多址接入(Non-Orthogonal Multiple Access, NOMA)技术利用远近场用户在距离域和信道增益上的差异,并结合连续干扰消除技术实现频谱资源复用^[11],但其增益仍依赖用户间信道相关性。为突破传统固定天线阵列的性能瓶颈,多种新型天线架构与干扰管理方法相继被提出。文献[12]将可动天线引入混合场隐蔽通信,通过动态调整天线位置调控信道相关性,增强干扰抑制与安全性。文献[13]提出旋转天线辅助的混合场传输方案,联合优化旋转角度与波束成形实现干扰动态管控。文献[14]从工程实现出发,设计了基于天线选择的混合场干扰管理框架,在硬件开销与抑制性能之间取得较好平衡。

值得注意的是,现有混合场通信研究大多基于一维均匀线阵(Uniform Linear Array, ULA)模型展开。在实际基站部署中,二维均匀面阵(Uniform Planar Array, UPA)因几何结构更为紧凑而更具工程应用价值,但相应的混合场干扰分析也更为复杂。UPA同时在方位角和俯仰角两个维度引入了额外的空间自由度,使得球面波的相位变化与用户距离在三维空间中呈现出极强的非线性耦合效应。在这种三维空间信道下,传统基于一维线阵的干扰抑制方案往往会出现性能退化甚至失效的问题,难以实现精准的干扰消除^[15-17]。此外,随着未来低空经济的蓬勃发展,无人机等空中飞行平台在三维空间中展现出高移动性与立体分布特性,进一步凸显三维混合场干扰分析的重要性^[18]。因此,构建面向均匀平面阵列的混合场干扰解析框架,并揭示其对近场用户速率的影响规律,具有重要理论意义和工程价值。

鉴于此,本文针对配备超大规模均匀平面天线阵列的混合场下行通信系统,研究远场波束在二维角域向近场用户泄漏引起的干扰及速率损失。与已有主要基于均匀线阵的一维角域混合场干扰分析不同,本文面向超大规模平面阵列场景,重点刻画由方位角和俯仰角共同决定的二维角域泄漏特性。由于平面阵列响应同时受水平和垂直两个方向的相位变化影响,近场用户与远场用户之间的相关性不再仅由单一角度差决定,而呈现方位角和俯仰角联合耦合特征。基于此,本文首先基于二维可分离菲涅尔近似,建立均匀平面阵列下近场导向向量与远场导向向量之间的混合场相关性模型,并推导其闭式解析表达。然后,构建远场泄漏干扰引起的近场用户速率损失模型,推导速率损失精确表达式,并揭示其关于泄漏干扰强度和理想接收信噪比的单调性、凹性等结构性质。最后,通过数值仿真验证理论分析有效性,系统讨论用户距离、二维角度失配和功率分配对混合场干扰及速率损失的影响。

1 系统模型

本文考虑一个配备超大规模均匀平面阵列的下行无线通信系统。基站同时服务一个单天线近场用户和一个单天线远场用户。为刻画阵列空间结构,建立三维笛卡尔坐标系,其中UPA部署于 yOz 平面,阵列的几何中心与坐标原点 $O(0,0,0)$ 重合。在阵列的具体物理排布上,UPA沿 y 轴方向配备 N_1 个天线阵元,相邻间距为 $d_y = \lambda/2$;沿 z 轴方向配备 N_2 个天线阵元,相邻间距为 $d_z = \lambda/2$ 。因此,基站总天线数为 $N = N_1 N_2$ 。不失一般性,设所有阵元关于原点对称分布,即 $n_1 \in [- (N_1 - 1)/2, \dots, (N_1 - 1)/2]$, $n_2 \in [- (N_2 - 1)/2, \dots, (N_2 - 1)/2]$ 。

据此,均匀平面阵列上第 (n_1, n_2) 个天线阵元的物理坐标向量 $\mathbf{p}_{n_1, n_2}$ 可表示为 $\mathbf{p}_{n_1, n_2} = [0, n_1 d_y, n_2 d_z]^T$ 。

1.1 信道模型

我们定义用户至基站中心(原点)的物理距离为 r ,俯仰角为 $\theta \in [0, \pi]$ (即用户位置向量与 z 轴正半轴的夹角),方位角为 $\phi \in [-\pi, \pi]$ (即用户位置向量在 xOy 平面上的投影与 x 轴正半轴的夹角)。因此,用户的三维物理坐标 $\mathbf{u}$ 可以表示为 $\mathbf{u} = [r \sin \theta \cos \phi, r \sin \theta \sin \phi, r \cos \theta]^T$ 。进一步地,为了简化后续阵列响应的数学表达,我们定义用户在 y 轴和 z 轴方向上的空间方向余弦分别为 $\alpha = \sin \theta \sin \phi$ 和 $\beta = \cos \theta$ 。

1.1.1 近场信道模型

对于辐射近场区域的用户,采用球面波传播模型来准确描述空间信号传播特性。对于任意空间角为 $(\alpha_{\text{NF}}, \beta_{\text{NF}})$,距离为 r_{NF} 的近场用户,基站到该近场用户的信道可以建模为^[16]

$$\mathbf{h}_{\text{NF}}^H = \sqrt{N} h_{\text{NF}} \mathbf{b}(\alpha_{\text{NF}}, \beta_{\text{NF}}, r_{\text{NF}}) \quad (1)$$

其中, h_{NF} 表示近场用户的复信道增益; $\mathbf{b}(\alpha_{\text{NF}}, \beta_{\text{NF}}, r_{\text{NF}})$ 表示近场导向向量,其第 (n_1, n_2) 个元素为

$$[\mathbf{b}]_{n_1, n_2} = \frac{1}{\sqrt{N}} \exp\left(-j \frac{2\pi}{\lambda} (r_{n_1, n_2} - r)\right) \quad (2)$$

此处, $r_{n_1, n_2} = \|\mathbf{u}_{\text{NF}} - \mathbf{p}_{n_1, n_2}\|_2$ 表示第 (n_1, n_2) 个阵元到近场用户的精确距离。利用二阶泰勒展开对 r_{n_1, n_2} 进行菲涅尔近似,第 (n_1, n_2) 个阵元与用户之间的距离差可近似为

$$r_{n_1, n_2} - r_{\text{NF}} \approx -n_1 d_y \alpha_{\text{NF}} - n_2 d_z \beta_{\text{NF}} + \frac{n_1^2 d_y^2 (1 - \alpha_{\text{NF}}^2)}{2r_{\text{NF}}} + \frac{n_2^2 d_z^2 (1 - \beta_{\text{NF}}^2)}{2r_{\text{NF}}} - \frac{n_1 n_2 d_y d_z \alpha_{\text{NF}} \beta_{\text{NF}}}{r_{\text{NF}}} \quad (3)$$

值得注意的是,在近场距离差的二阶泰勒展开中,空间交叉耦合项反映阵面两个主轴方向相位变化之间的耦合关系。对于本文考虑的典型低阶菲涅尔近似场景,当用户距离相对于阵列孔径不至于过小,且阵列主轴方向的二次相位变化占主导时,空间交叉耦合项 $\frac{n_1 n_2 d_y d_z \alpha_{\text{NF}} \beta_{\text{NF}}}{r_{\text{NF}}}$ 数值远小于主轴方向的二次项,因此我们在推导中将其忽略不计^[16]。忽略交叉项后,近场导向向量 $\mathbf{b}(\alpha_{\text{NF}}, \beta_{\text{NF}}, r_{\text{NF}})$ 在 y 轴和 z 轴上完全解耦。得益于这种解耦特性,我们可以将 $N \times 1$ 维的近场导向向量表示为两个一维近场导向向量的克罗内克积:

$$\mathbf{b} \approx \mathbf{b}_y(\alpha_{\text{NF}}, r_{\text{NF}}) \otimes \mathbf{b}_z(\beta_{\text{NF}}, r_{\text{NF}}) \quad (4)$$

其中,沿 y 轴和 z 轴的一维近场子向量的第 n_1 和 n_2 个元素分别定义为

$$[\mathbf{b}_y(\alpha_{\text{NF}}, r_{\text{NF}})]_{n_1} = \frac{1}{\sqrt{N_1}} e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} \left[-n_1 d_y \alpha_{\text{NF}} + \frac{n_1^2 d_y^2 (1 - \alpha_{\text{NF}}^2)}{2r_{\text{NF}}} \right]} \quad (5a)$$

$$[\mathbf{b}_z(\beta_{\text{NF}}, r_{\text{NF}})]_{n_2} = \frac{1}{\sqrt{N_2}} e^{-j \frac{2\pi}{\lambda} \left[-n_2 d_z \beta_{\text{NF}} + \frac{n_2^2 d_z^2 (1 - \beta_{\text{NF}}^2)}{2r_{\text{NF}}} \right]} \quad (5b)$$

1.1.2 远场信道模型

对于远场用户(设其空间方向余弦为 $(\alpha_{\text{FF}}, \beta_{\text{FF}})$),当用户至基站的距离 r_{FF} 满足远场条件,即 $r_{\text{FF}} \rightarrow \infty$ 时,前述菲涅尔近似中的二次项趋近于零,远场信道退化为经典的平面波传播模型。此时,基站至远场用户的信道可建模为

$$\mathbf{h}_{\text{FF}}^H = \sqrt{N} h_{\text{FF}} \mathbf{a}^H(\alpha_{\text{FF}}, \beta_{\text{FF}}) \quad (6)$$

其中, h_{FF} 表示远场用户的复信道增益; $\mathbf{a}(\alpha_{\text{FF}}, \beta_{\text{FF}})$ 表示远场导向向量。利用平面波的正交可分离特性,远场导向向量亦可分解为两个一维导向向量的克罗内克积:

$$\mathbf{a}(\alpha_{\text{FF}}, \beta_{\text{FF}}) = \mathbf{a}_y(\alpha_{\text{FF}}) \otimes \mathbf{a}_z(\beta_{\text{FF}}) \quad (7)$$

其中, $[\mathbf{a}_y(\alpha_{\text{FF}})]_{n_1} = \frac{1}{\sqrt{N_1}} \exp\left(j \frac{2\pi}{\lambda} n_1 d_y \alpha_{\text{FF}}\right)$, $[\mathbf{a}_z(\beta_{\text{FF}})]_{n_2} = \frac{1}{\sqrt{N_2}} \exp\left(j \frac{2\pi}{\lambda} n_2 d_z \beta_{\text{FF}}\right)$ 。

1.2 传输模型

本文考虑基站采用纯模拟波束赋形架构,并以最大化近场用户与远场用户接收信号增益为目标。若采用迫零或最小均方误差等波束赋形方案,则需对高维信道矩阵执行求逆运算,其计算复杂度随天线数呈立方增长,在毫米波或太赫兹大规模天线系统中难以实时处理。为此,基站采用最大比传输策略,并将基站分配给近场用户和远场用户的波束赋形向量分别设为 $\mathbf{v}_{\text{NF}} = \mathbf{b}(\alpha_{\text{NF}}, \beta_{\text{NF}}, r_{\text{NF}})$ 和 $\mathbf{v}_{\text{FF}} = \mathbf{a}(\alpha_{\text{FF}}, \beta_{\text{FF}})$ 。一方面,最大比传输具有结构简单、实现复杂度低和工程应用较广等特点,能够直接体现阵列方向性增益;另一方面,该基准设置有助于突出远场波束主瓣及旁瓣向近场区域泄漏时所引起的混合场干扰特征。因此,本文分析结果可作为理解XL-array UPA混合场干扰机理的基础,更复杂的泄漏抑制波束设计可在此基础上进一步扩展。相应地,近场用户的接收信号可以表示为

$$\mathbf{y}_{\text{NF}} = \mathbf{h}_{\text{NF}}^H \mathbf{v}_{\text{NF}} \mathbf{x}_{\text{NF}} + \mathbf{h}_{\text{NF}}^H \mathbf{v}_{\text{FF}} \mathbf{x}_{\text{FF}} + \mathbf{z}_0 \quad (8)$$

其中, $\mathbf{x}_{\text{NF}}$ 和 $\mathbf{x}_{\text{FF}}$ 分别表示基站发往近场用户和远场用户的独立数据符号,发射功率分别为 $E[|\mathbf{x}_{\text{NF}}|^2] = P_{\text{NF}}$

和 $E[|x_{\text{FF}}|^2] = P_{\text{FF}}$, $z_0 \sim \mathcal{CN}(0, \sigma^2)$ 表示接收端加性高斯白噪声。对于近场用户, 近场用户的接收信干噪比可以表示为

$$\begin{aligned} \text{SINR}_{\text{NF}} &= \frac{P_{\text{NF}} |\sqrt{N} \mathbf{h}_{\text{NF}} \mathbf{b}^H \mathbf{v}_{\text{NF}}|^2}{P_{\text{FF}} |\sqrt{N} \mathbf{h}_{\text{NF}} \mathbf{b}^H \mathbf{v}_{\text{FF}}|^2 + \sigma^2} \\ &= \frac{P_{\text{NF}} g_{\text{NF}}}{P_{\text{FF}} g_{\text{NF}} f^2(N_1, N_2, \Omega) + \sigma^2} \end{aligned} \quad (9)$$

其中, $g_{\text{NF}} = N |\mathbf{h}_{\text{NF}}|^2$ 为匹配波束赋形后的等效信道增益; $f(N_1, N_2, \Omega)$ 表示混合场相关性函数, 用以定量表征远场波束在近场导向向量上的能量泄漏程度:

$$f \triangleq |\mathbf{b}^H(\alpha_{\text{NF}}, \beta_{\text{NF}}, r_{\text{NF}}) \mathbf{a}(\alpha_{\text{FF}}, \beta_{\text{FF}})| \quad (10)$$

2 混合场干扰和速率损失分析

为系统性评估远场通信对近场用户性能的影响, 本节首先对混合场干扰特性进行解析建模, 进而推导系统的理论速率损失界限。

2.1 归一化干扰分析

本节分析混合场相关性函数的解析性质。由于其复杂的表达式形式, 我们首先利用矩阵理论中克罗内克积的混合乘积性质 $(\mathbf{A} \otimes \mathbf{B})^H (\mathbf{C} \otimes \mathbf{D}) = (\mathbf{A}^H \mathbf{C}) \otimes (\mathbf{B}^H \mathbf{D})$, 将复杂的混合场相关性函数分解为两个一维空间内积的独立乘积, 即

$$\begin{aligned} f(N_1, N_2, \Omega) &= |(\mathbf{b}_y^H(\alpha_{\text{NF}}, r_{\text{NF}}) \mathbf{a}_y(\alpha_{\text{FF}})) \otimes (\mathbf{b}_z^H(\beta_{\text{NF}}, r_{\text{NF}}) \mathbf{a}_z(\beta_{\text{FF}}))| \\ &= \underbrace{|\mathbf{b}_y^H \mathbf{a}_y|}_{G_y} \cdot \underbrace{|\mathbf{b}_z^H \mathbf{a}_z|}_{G_z} \end{aligned} \quad (11)$$

进一步地, 以 y 轴方向的分量 G_y 为例展开推导。首先, 我们将该维度的向量内积写为离散求和形式:

$$G_y = \left| \frac{1}{N_1} \sum_{n_1} e^{j \frac{2\pi}{\lambda} \left[n_1 d_y (\alpha_{\text{NF}} - \alpha_{\text{FF}}) - \frac{n_1^2 d_y^2 (1 - \alpha_{\text{NF}}^2)}{2r_{\text{NF}}} \right]} \right| \quad (12)$$

为了构建标准的连续二次积分形式, 我们提取指数相位中的二次项系数 $A_1 = d_y^2 (1 - \alpha_{\text{NF}}^2) / \lambda r_{\text{NF}}$ 和一次项系数 $A_2 = 2d_y (\alpha_{\text{NF}} - \alpha_{\text{FF}}) / \lambda$ 。考虑到超大规模阵列的阵元数 N_1 极大, 上述离散求和可以近似转化为连续积分:

$$G_y \approx \left| \frac{1}{N_1} \int_{-N_1/2}^{N_1/2} \exp(-j\pi(A_1 x^2 - A_2 x)) dx \right| \quad (13)$$

随后, 通过对积分核中指数的二次相位项进行配方处理, G_y 可以重写为

$$G_y \approx \frac{1}{N_1} \left| \int_{-N_1/2}^{N_1/2} \exp\left(-j\pi A_1 \left(x - \frac{A_2}{2A_1}\right)^2\right) dx \right| \quad (14)$$

为了进一步获得解析表达式, 令 $t = \sqrt{2A_1} \left(x - \frac{A_2}{2A_1}\right)$,

则 $dx = \frac{1}{\sqrt{2A_1}} dt$ 。此外, 定义参数 $\mu_{1y} = \frac{A_2}{\sqrt{2A_1}} = (\alpha_{\text{NF}} - \alpha_{\text{FF}}) \sqrt{\frac{r_{\text{NF}}}{d_y(1 - \alpha_{\text{NF}}^2)}}$ 和 $\mu_{2y} = \sqrt{\frac{A_1}{2}} N_1 = \frac{N_1}{2} \sqrt{\frac{d_y(1 - \alpha_{\text{NF}}^2)}{r_{\text{NF}}}}$ 。

基于上述定义, G_y 可以简化为

$$G_y \approx \frac{1}{N_1 \sqrt{2A_1}} \left| \int_{-\mu_{2y} - \mu_{1y}}^{\mu_{2y} - \mu_{1y}} \exp\left(-j\frac{\pi}{2} t^2\right) dt \right| \quad (15)$$

考虑到 $\frac{1}{N_1 \sqrt{2A_1}} = \frac{1}{2\mu_{2y}}$, 利用欧拉公式展开复指数,

上式积分可以解析表示为

$$\begin{aligned} G_y(\mu_{1y}, \mu_{2y}) &= \frac{1}{2\mu_{2y}} \left[\left[C(\mu_{1y} + \mu_{2y}) - C(\mu_{1y} - \mu_{2y}) \right]^2 \right. \\ &\quad \left. + \left[S(\mu_{1y} + \mu_{2y}) - S(\mu_{1y} - \mu_{2y}) \right]^2 \right]^{1/2} \end{aligned} \quad (16)$$

其中, $C(x) = \int_0^x \cos\left(\frac{\pi}{2} t^2\right) dt$ 和 $S(x) = \int_0^x \sin\left(\frac{\pi}{2} t^2\right) dt$ 表示标准的菲涅尔余弦积分和正弦积分。类似地, 我们可以得 z 轴的分量:

$$\begin{aligned} G_z(\mu_{1z}, \mu_{2z}) &= \frac{1}{2\mu_{2z}} \left[\left[C(\mu_{1z} + \mu_{2z}) - C(\mu_{1z} - \mu_{2z}) \right]^2 \right. \\ &\quad \left. + \left[S(\mu_{1z} + \mu_{2z}) - S(\mu_{1z} - \mu_{2z}) \right]^2 \right]^{1/2} \end{aligned} \quad (17)$$

其中, $\mu_{1z} = (\beta_{\text{NF}} - \beta_{\text{FF}}) \sqrt{\frac{r_{\text{NF}}}{d_z(1 - \beta_{\text{NF}}^2)}}$, $\mu_{2z} = \frac{N_2}{2} \sqrt{\frac{d_z(1 - \beta_{\text{NF}}^2)}{r_{\text{NF}}}}$ 。

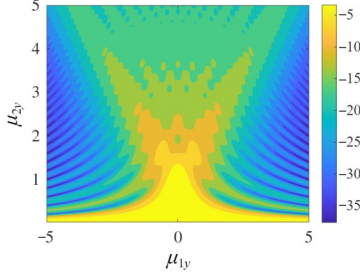
因此, 均匀平面阵列下的混合场归一化干扰可近似表示为

$$f(N_1, N_2, \Omega) \approx G_y(\mu_{1y}, \mu_{2y}) \times G_z(\mu_{1z}, \mu_{2z}) \quad (18)$$

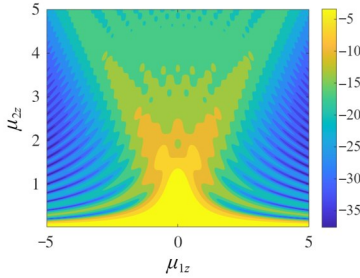
该表达式揭示混合场相关性的二维可分离结构。

为刻画一维空间相关函数的变化规律, 图 1(a) 和图 1(b) 分别给出了 $G_y(\mu_{1y}, \mu_{2y})$ 随 μ_{1y}, μ_{2y} 的变化, 以及 $G_z(\mu_{1z}, \mu_{2z})$ 随 μ_{1z}, μ_{2z} 的变化。可以看出, 两个维度的空间相关函数具有相似分布特性, 这是由于 G_y 和 G_z 在数学结构上基本一致; 当 y 轴和 z 轴阵元数相同时, 两者表达式完全等价。因此, 后文以 $G_y(\mu_{1y}, \mu_{2y})$ 为例分析其变化规律。由图 1(a) 可得到以下结论: 第一, 随着参数 μ_{2y} 增大 (纵轴由 1 增至 5), 相干函数 G_y 在 μ_{1y} 维度上的显著干扰范围逐渐扩张。这表明, 在传播距离减小或阵列规模增大等条件下, 受干扰的角度区间会明显展宽。第二, 尽管干扰区域跨度随 μ_{2y} 增大而扩展, 但相干函数 G_y 的整体幅值逐渐降低。这说明干扰能量在更宽角域内扩散时, 其局部强

度会相应减弱。第三,当 μ_{2y} 给定时,系统在较宽的 μ_{1y} 区间内仍存在显著干扰能量。由于 μ_{1y} 反映远场用户之间的空间角度差,该现象表明,即使远场波束主指向与近场用户存在明显角度偏离,其能量仍可能通过扩散或旁瓣泄漏作用于近场用户。



(a) 函数 $G_y(\mu_{1y}, \mu_{2y})$
(a) Function $G_y(\mu_{1y}, \mu_{2y})$

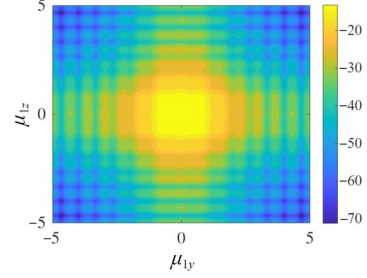


(b) $G_z(\mu_{1z}, \mu_{2z})$
(b) Function $G_z(\mu_{1z}, \mu_{2z})$

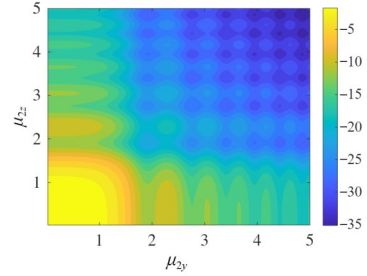
图1 函数 G_i 关于 μ_{1i} 和 μ_{2i} , $i \in \{y, z\}$ 的变化图
Figure 1 G_i versus μ_{1i} and μ_{2i} , $i \in \{y, z\}$

相比于均匀线性阵列,平面阵列的归一化干扰由两个正交维度共同决定,即受 G_y 和 G_z 联合影响,图2(a)和图2(b)分别展示了联合干扰在双维角度失配域(μ_{1y} 与 μ_{1z})以及双维距离/阵列参量域(μ_{2y} 与 μ_{2z})中的二维分布。图2(a)给出了在固定 μ_{2y} 和 μ_{2z} (即固定近场用户位置和阵列规模)时,归一化干扰随双维角度失配参量 μ_{1y} 和 μ_{1z} 的变化。可以看出,干扰峰值集中在坐标原点($\mu_{1y}=0, \mu_{1z}=0$)附近,且中心峰值向外呈现明显的“十字型”旁瓣泄漏特征。这一现象是平面阵列区别于均匀平面阵列的固有二维能量扩散效应:线性阵列的角度域干扰仅沿单一维度分布,旁瓣能量随角度偏差单调衰减;而平面阵列的干扰能量在方位-俯仰平面上沿两个正交方向独立泄漏,形成“十字形”结构。这意味着,若仅在单一空间维度上进行角度隔离,干扰能量仍可能沿另一维度保持较高水平,无法有效降低总干扰。因此,平面阵列下的有效干扰抑制需要在方位角和俯仰角两个维度同时保证足够的角度隔离。图2(b)展示了在 $\mu_{1y} \approx 0$ 和 $\mu_{1z} \approx 0$ (即远场

用户近似共向)时,归一化干扰随距离/阵列参量 μ_{2y} 和 μ_{2z} 的变化。结果表明,随着 μ_{2y} 和 μ_{2z} 同步增大,总干扰能量呈渐进下降趋势。由于较大的 μ_2 通常对应更靠近阵列的近场区域,该结果说明近场用户越靠近阵列,其归一化干扰反而越弱。



(a) $f(N_1, N_2, \Omega)$ 与 μ_{1y} 和 μ_{1z} 关系图
(a) $f(N_1, N_2, \Omega)$ versus μ_{1y} and μ_{1z}



(b) $f(N_1, N_2, \Omega)$ 与 μ_{2y} 和 μ_{2z} 关系图
(b) $f(N_1, N_2, \Omega)$ versus μ_{2y} and μ_{2z}

图2 函数 $f(N_1, N_2, \Omega)$ 二维分布图

Figure 2 Two-dimensional distribution of the function $f(N_1, N_2, \Omega)$

2.2 速率损失分析

在不存在远场用户泄漏干扰的理想情形下,即假设远场干扰功率为零时,近场用户的无干扰基准速率为 $R_{NF}^* = \log_2 \left(1 + \frac{P_{NF} g_{NF}}{\sigma^2} \right)$ 。而在混合场传输场景中,远场波束在近场导向向量上存在非零能量泄漏,引入额外干扰,故近场用户实际可达速率为

$$R_{NF} = \log_2 \left(1 + \text{SINR}_{NF} \right) \\ = \log_2 \left(1 + \frac{P_{NF} g_{NF}}{P_{FF} g_{NF} f^2(N_1, N_2, \Omega) + \sigma^2} \right) \quad (19)$$

据此,将远场干扰所造成的速率损失定义为 $\Delta R = R_{NF}^* - R_{NF}$,代入式(19)后,可得

$$\Delta R = \log_2 \left(1 + \frac{P_{FF} P_{NF} g_{NF}^2 f^2}{\sigma^2 (P_{FF} g_{NF} f^2 + \sigma^2 + P_{NF} g_{NF})} \right) \quad (20)$$

该式为速率损失的精确表达式。为揭示远场泄漏导致近场性能退化的内在规律,定义

$$\rho \triangleq \frac{P_{\text{NF}} g_{\text{NF}}}{\sigma^2}, \iota \triangleq \frac{P_{\text{FF}} g_{\text{NF}}}{\sigma^2} f^2(N_1, N_2, \Omega), \text{速率损失可写为}$$

$$\Delta R(\rho, \iota) = \log_2 \left(\frac{(1+\rho)(1+\iota)}{1+\rho+\iota} \right) \quad (21)$$

由上式可见, ΔR 是理想近场接收信噪比 ρ 与泄漏干扰噪声比 ι 的二元闭式函数, 因此可以进一步对其结构性质进行严格分析。

定理 1 任意给定的 $\rho > 0$, $\Delta R(\rho, \iota)$ 关于泄漏干扰噪声比 ι 单调递增且严格凹, 即 $\frac{\partial \Delta R}{\partial \iota} > 0$ 且 $\frac{\partial^2 \Delta R}{\partial \iota^2} < 0$ 。

证明 首先, 对 ι 求偏导, 我们有 $\frac{\partial \Delta R}{\partial \iota} = \frac{1}{\ln 2} \left(\frac{1}{1+\iota} - \frac{1}{1+\rho+\iota} \right) = \frac{\rho}{\ln 2 (1+\iota)(1+\rho+\iota)}$ 。由于 $\rho > 0$, 故恒有 $\frac{\partial \Delta R}{\partial \iota} > 0$ 。进一步, 对 ι 求二阶偏导, 可得 $\frac{\partial^2 \Delta R}{\partial \iota^2} = \frac{1}{\ln 2} \left(-\frac{1}{(1+\iota)^2} + \frac{1}{(1+\rho+\iota)^2} \right)$ 。由于 $1+\rho > 1 > 1+\iota$, 可得 $\frac{1}{(1+\rho+\iota)^2} < \frac{1}{(1+\iota)^2}$, 从而有 $\frac{\partial^2 \Delta R}{\partial \iota^2} < 0$ 。因此, ΔR 关于 ι 为严格凹函数。

定理 1 表明, 远场波束在近场方向上的泄漏干扰噪声比 ι 越强, 近场用户的速率损失越大; 但随着泄漏干扰持续增强, 速率损失的增长斜率逐渐降低, 呈现边际递减特性。也就是说, 在低干扰区域通过降低远场信号发射功率抑制泄漏可获得显著速率收益; 而在高泄漏区域, 额外抑制带来的收益相对有限。考虑到 $\iota = P_{\text{FF}} g_{\text{NF}} f^2(N_1, N_2, \Omega) / \sigma^2$, 上述性质可推广至二维归一化干扰函数 $f(N_1, N_2, \Omega)$ 。具体而言, 速率损失关于 $f(N_1, N_2, \Omega)$ 仍单调递增且严格凹; 在高理想接收信噪比条件下, 其对干扰波动更加敏感。因此, 控制二

维干扰函数的空间衰减率, 是约束近场速率损失并提升链路鲁棒性的关键。

3 数值仿真

本节通过数值仿真验证理论结果, 并讨论关键系统参数对混合场干扰和速率损失的影响。

3.1 参数设置

本文采用 $f = 30$ GHz 毫米波频段的超大规模均匀平面阵列系统, 基站配置 $N_y \times N_z = 256 \times 256$ 根天线, 水平和垂直阵元间距均为半波长, 即 $d_y = d_z = \lambda/2$ 。近场用户位于阵列正前方(俯仰角和方位角均为 0°); 远场用户作为干扰源, 在该方向附近扫描不同角度偏移。除非另有说明, 远场干扰源发射功率为 $P_{\text{FF}} = 1$ W, 噪声功率为 $\sigma^2 = -60$ dBm, 近场信号发射功率为 $P_{\text{NF}} = 1$ W。

3.2 性能评估

图 3 展示了不同近场距离 ($r_{\text{NF}} = 10$ m, 20 m, 100 m) 下, 速率损失 ΔR 随远场干扰用户方位角 ϕ 和俯仰角 θ 变化的二维分布。可以看出, 在强近场区域存在明显空间干扰扩散。如图 3(a) 所示, 当近场用户距离较近 ($r_{\text{NF}} = 10$ m) 时, 速率损失不仅在精确对准方向 ($0^\circ, 0^\circ$) 处达到峰值, 而且沿方位角和俯仰角方向呈现“十字形”展宽。这表明, 强近场条件下信道失配会破坏空间正交性并引发波束泄漏; 即使远场干扰源存在一定角度偏差, 也可能造成不可忽略的速率损失。横向比较图 3(a)~图 3(c) 可见, 随着近场距离 r_{NF} 增大, 速率损失的高值区域快速收缩。特别地, 当 $r_{\text{NF}} = 100$ m 时, 通信距离逐渐接近远场条件, 速率损失分布变得更加尖锐, 干扰几乎局限于主瓣中心附近。这说明随着距离增大, 球面波效应减弱, 波束逐步恢复远场场景下的高指向性, 从而有效抑制邻近角度上的空间干扰。

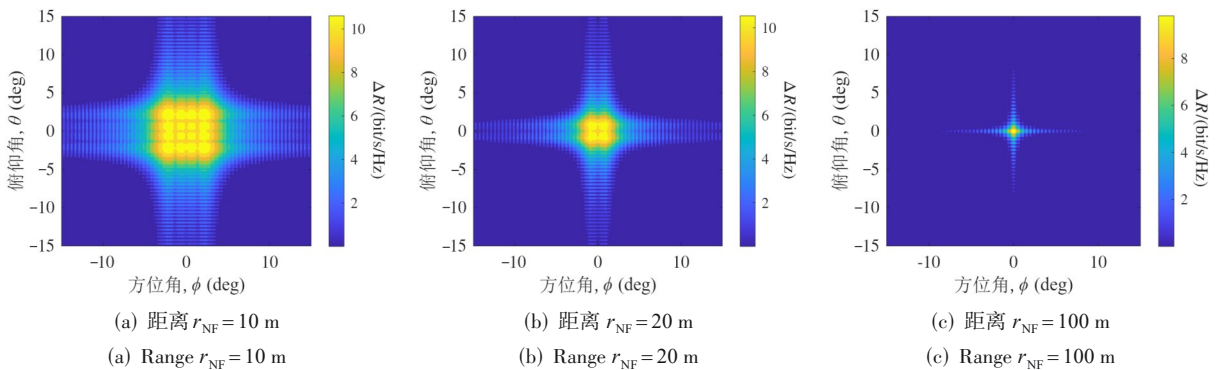


图 3 不同近场用户距离下速率损失 ΔR 随远场干扰用户的方位角 ϕ 和俯仰角 θ 变化的二维能量分布

Figure 3 Two-dimensional distributions of the rate loss ΔR with respect to the azimuth angle ϕ and elevation angle θ of the far-field interfering user for different near-field user distances

图4评估了不同近场发射功率下,近场可达速率、速率损失和能效随近场距离 r_{NF} 的变化。图4(a)表明,近场可达速率 R_{NF} 在极近距离区域(约50 m以内)出现明显振荡并快速衰减;随着 r_{NF} 继续增大并进入远场区域, R_{NF} 逐渐趋于平稳。提高发射功率 P_{NF} 可整体提升速率水平。图4(b)给出速率损失 ΔR 的变化规律。可以看到, ΔR 并非随距离增大单调下降,而是在约50 m附近出现峰值,说明该距离区间内信道失配和较高信

道增益共同导致了最强空间泄漏;随后随着距离增大,球面波效应减弱, ΔR 逐渐下降。较大发射功率(如 $P_{\text{NF}}=1.0\text{ W}$)对应较高速率损失,这与前述边际效应分析一致。图4(c)给出能效 $R_{\text{NF}}/P_{\text{NF}}$ 。与绝对速率不同,较低发射功率($P_{\text{NF}}=0.1\text{ W}$)在极近距离处具有较高能效,但该优势随距离增大迅速减弱。进入较远区域后,不同发射功率下的能效逐渐收敛并维持在较低水平,表明混合场干扰会限制近场通信的能量利用效率。

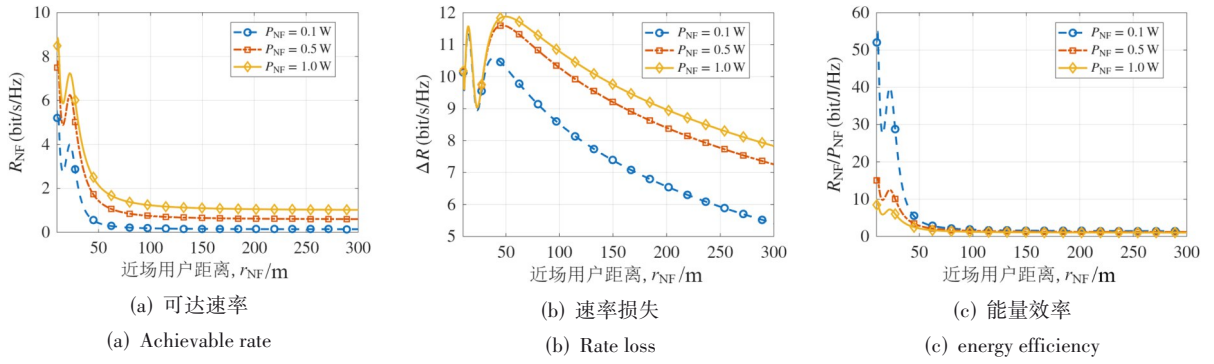


图4 可达速率、速率损失及能效和近场用户距离的关系图

Figure 4 Achievable rate, rate loss, and energy efficiency versus the near-field user distance

4 结论

本文针对配备超大规模均匀平面天线阵列的混合场下行通信系统,研究远场波束向近场用户泄漏导致的二维混合场干扰及速率损失。基于二维可分离菲涅尔近似,建立近场与远场导向向量之间的混合场相关性模型,将复杂二维相关性分解为两个一维相关函数的乘积,并推导归一化干扰函数的闭式表达。进一步,构建远场泄漏干扰下近场用户速率损失模型,给出速率损失精确表达式及其上界,揭示其关于泄漏强度和理想接收信噪比的单调性、凹性与敏感性。仿真结果验证理论分析的有效性,并表明平面天线阵列下混合场泄漏具有显著二维耦合特征;角度失配、用户距离和功率分配均会影响归一化干扰及速率损失。本文结论可为XL-array混合场通信系统中的波束设计、用户调度和干扰协调提供理论参考。

上述结果表明,在超大规模均匀平面阵列混合场通信系统中,远场波束泄漏不是仅由单一角度维度决定,而是受到方位角和俯仰角二维失配的共同影响。因此,在实际系统设计中,可利用本文得到的二维相关性函数预先评估近场用户与远场用户之间的潜在干扰强度,并据此开展用户调度、波束隔离和功率协调。例如,用户调度时应尽量避免近场用户与远场用户在二维角域中高度重叠;波束设计时可利用二维相关性函数预测潜在泄漏区域,并结合功率控制、用户

分组或保护角域降低混合场干扰。

参考文献

- [1] You Changsheng, Cai Yunlong, Liu Yuanwei, et al. Next generation advanced transceiver technologies for 6G and beyond[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2025, 43(3): 582-627.
- [2] Lu Haiquan, Zeng Yong, You Changsheng, et al. A tutorial on near-field XL-MIMO communications toward 6G[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2024, 26(4): 2213-2257.
- [3] Liu Yuanwei, Wang Zhaolin, Xu Jiaqi, et al. Near-field communications: A tutorial review[J]. IEEE Open Journal of the Communications Society, 2023, 4: 1999-2049.
- [4] Cui Mingyao, Dai Linglong. Channel estimation for extremely large-scale MIMO: Far-field or near-field? [J]. IEEE Transactions on Communications, 2022, 70(4): 2663-2677.
- [5] Wang Zhaolin, Mu Xidong, Liu Yuanwei. Near-field integrated sensing and communications[J]. IEEE Communications Letters, 2023, 27(8): 2048-2052.
- [6] Zhang Zheng, Liu Yuanwei, Wang Zhaolin, et al. Physical layer security in near-field communications[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2024, 73(7): 10761-10766.

- [7] Wu Zidong, Dai Linglong. Multiple access for near-field communications: SDMA or LDMA?[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2023, 41(6): 1918-1935.
- [8] Cui Mingyao, Dai Linglong. Near-field wideband beamforming for extremely large antenna arrays[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2024, 23(10): 13110-13124.
- [9] Zhang Yunpu, You Changsheng, Chen Li, et al. Mixed near-and far-field communications for extremely large-scale array: An interference perspective[J]. IEEE Communications Letters, 2023, 27(9): 2496-2500.
- [10] Zhang Haiyang, Shlezinger N, Guidi F, et al. Beam focusing for near-field multiuser MIMO communications[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2022, 21(9): 7476-7490.
- [11] Ding Zhiguo, Schober R, Poor H V. NOMA-based coexistence of near-field and far-field massive MIMO communications[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2023, 12(8): 1429-1433.
- [12] Zhou Chao, You Changsheng, Zhou Cong, et al. MA-enhanced mixed near-field and far-field covert communications[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2026, 25: 14037-14052.
- [13] Zhang Yunpu, You Changsheng, So H C, et al. Rotatable antenna aided mixed near-field and far-field communications in the upper mid-band: Interference analysis and joint optimization[PP/OL]. V4. arXiv (2025-11-25)[2026-06-29]. <https://arxiv.org/abs/2509.04865v4>.
- [14] Liu Tianyu, You Changsheng, Zhou Chao, et al. Mitigating mixed-field interference in near-field and far-field communications: An antenna selection approach[PP/OL]. V1. arXiv (2026-03-09) [2026-06-29]. <https://arxiv.org/abs/2603.08389v1>.
- [15] Wang Zijun, Tsai S, Hu Ye, et al. GP bandit-assisted two-stage sparse phase retrieval for amplitude-only near-field beam training[PP/OL]. V1. arXiv (2026-03-08)[2026-06-29]. <https://arxiv.org/abs/2603.07477v1>.
- [16] Zheng Feng, Yu Hongkang, Wang Chenchen, et al. Extremely large-scale array systems: Near-field codebook design and performance analysis[J]. IEEE Transactions on Communications, 2025, 73(8): 6798-6812.
- [17] Zhang Peng, Petrov V, Björnson E. Impact of antenna arrays misalignment on the near field distance in terahertz communications[C]//Proceedings of 2025 IEEE Global Communications Conference. Piscataway: IEEE, 2025.
- [18] Jiang Yihang, Li Xiaoyang, Zhu Guangxu, et al. Integrated sensing and communication for low altitude economy: Opportunities and challenges[J]. IEEE Communications Magazine, 2025, 63(12): 72-78.

作者简介



周超男, 1999年7月出生于江苏省扬州市。现为南方科技大学电子与电气工程系在读博士研究生。主要研究方向为可移动天线、智能反射面、超大规模阵列通信。
E-mail: zhouchao2024@mail.sustech.edu.cn



游昌盛 男, 1991年出生于福建省平潭县。现为南方科技大学电子与电气工程系副研究员、博士生导师。主要研究方向为智能反射面、超大规模阵列通信、边缘计算与边缘智能等。
E-mail: youchs@sustech.edu.cn