

平面顶波束成形与高效的阵列馈电 RIS

Krishan K. Tiwari, Giuseppe Caire
Technische Universität Berlin, Germany
lastname@tu-berlin.de

摘要—平面顶光束设计对于在宽角扇区中实现均匀功率分布至关重要，适用于 5G/6G 网络、信标、卫星通信、雷达系统等应用。低副瓣电平和陡峭的过渡允许交叉扇区照明可忽略不计。需要幅度渐变的有源阵列设计存在功率放大器利用率低的问题。仅相位设计，例如 Zadoff-Chu 或广义步进啁啾多相序列方法，通常需要大型有源天线阵列，这反过来增加了硬件复杂性并降低了能效。在我们最近提出的新型馈电反射智能表面 (RIS) 架构中，小型 (2×2) 有源阵列具有均匀的 (主特征模式) 幅度加权。我们现在提出了一种实用的平面顶图案设计方法，适用于实际阵列 (RIS) 尺寸，在设计优越性、能效和部署可行性方面优于当前最先进的技术。这种新颖的设计有望推动可持续无线技术在下一代通信系统中的发展，包括信标、广播信号传输和层次波束成形等应用，并减轻高能耗天线阵列对环境的影响。

Index Terms—平顶光束成形、阵列馈电 RIS、硬件和能量高效的阵列架构、实用设计。

I. 介绍

Flat 天线阵列的顶部功率辐射模式几十年来一直是研究的热点。基于有限脉冲响应 (FIR) 滤波器的技术用于主动数组 [1] 需要在活动阵列中进行幅度渐变，这反过来意味着功率放大器 (PA) 的利用率低和能量效率低下。因此，提出了仅相位技术 [2]，它们对于大型主动数组效果良好，在意义上是通带纹波对于小型到中型阵列尺寸不是非常吸引人，例如，我们得到大约 6-7 dB 的纹波用于 40 线性元素和 14 dB 用于 40×40 ($= 1600$) 平面配置！然而，由于单个天线单元的 PA 输出功率变得非常低，需要使用具有自身插入损耗的功率分配网络，因此非常大的主动数组并不是非常节能。

如果我们可以使用均匀加权的小型主动阵列 (以实现良好的 PA 利用率)，同时又能增强大型天线阵列的增益、自由度和敏捷性能，那么能效将达到最佳。在这个方向上，我们提出了由小型多天线馈电系统 (AMAF) 供电的被动 (反射/传输) 阵列 (即反射智能表面 (RIS)) [3]–[6]，见图 1。AMAF-RIS 矩阵 $\mathbf{T}$ (见图 1 和 (1)) 可

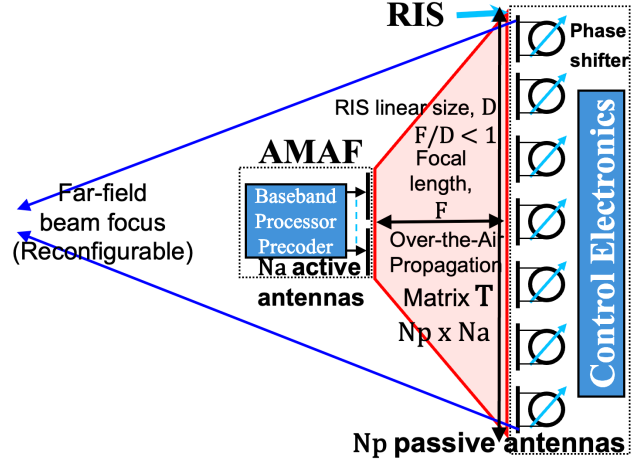


图 1: RIS 由其近场中的一个 AMAF 馈电。 $F/D < 1$ 。

以视为小型主动阵列和大型被动 RIS 之间的转换器，有效结合了两个系统的优点。回顾一下，由于中心馈电几何结构的固有对称性， 2×2 AMAF 主特征模式将始终是 (实际上) 均匀加权以实现最大 AMAF-RIS 功率传输，从而达到最佳 PA 利用率。为了简化，我们考虑基于 Friis 模型的 AMAF-RIS 矩阵 $\mathbf{T} \in \mathbb{C}^{N_p \times N_a}$ ，由下式给出

$$T_{n,m} = \frac{\sqrt{E_A(\theta_{n,m})E_R(\phi_{n,m})} \exp(-j\pi r_{n,m})}{2\pi r_{n,m}}, \quad (1)$$

其中 E_A , E_R , $\theta_{n,m}$, $\phi_{n,m}$, and $r_{n,m}$ 分别表示 AMAF 单元功率辐射模式、RIS 单元功率辐射模式、从 AMAF 单元 m 到 RIS 单元 n 的离开角度 (以 AMAF 单元波束中心为参考测量)、从 AMAF 单元 m 到 RIS 单元 n 的到达角度 (以 RIS 单元波束中心为参考测量)，以及 AMAF 单元 m 和 RIS 单元 n 之间的距离 (归一化因子为 $\lambda/2$)，并令 $j := \sqrt{-1}$ 。在 [7] 中，我们通过一个精确的全波解验证了这个简单的方法，该方法本质上考虑了元件间的互耦合、极化以及元件天线相位图案的影响。

从这种 AMAF-RIS 架构合成平顶光束是一个非常

困难的问题，由于以下限制：i) 被动 RIS 元件仅具有相位控制而没有幅度控制，ii) RIS 处的主要特征模式 (PEM) 配置文件（包括幅度和相位）取决于 F/D 比值，是从 AMAF-RIS 传播矩阵 $\mathbf{T}$ 的奇异值分解 (SVD) 中获得的，因此无法以封闭形式表示，iii) PEM 幅度渐变 [4, figure 2] 使得难以应用代数仅相位技术 [2] 来处理常模量多相序列，iv) 从数学优化的角度来看，这是一个非常高维、非凸且非常棘手的问题，成功的概率很低，在这个意义上说，无用的局部最优解远比有用的局部最优解多！

我们在第 II 节中介绍了一种实用方法，用于从 AMAF-RIS 主特征模式¹ 获取 RIS 相位，以获得平顶波束，这是使用数学优化进一步改进平顶波束的良好起点。在第 III 节中，我们介绍了所获波束的完整 3D 设计示例和地面足迹，适用于 (pico) 蜂窝应用。第 IV 节提供了与有源阵列的能量效率比较。第 V 节总结了本文。

II. 扁平顶光束的实用设计

为了缓解由于平面阵列问题的高维和非凸性质所带来的困难，我们首先获得了标准线性阵列 (SLAs) 的仅相位波束成形权重，然后使用简单的外积进行平面阵列设计，因此建议在较低维度的线性数组空间中处理问题，而不是直接应对如 [8] 中所示的平面数组的复杂性。

提出的顺序方法具有以下步骤：

- 1) 对于线性 AMAF ($N_a = 2$) 和 RIS ($N_p = 40$) 阵列，选择合适的 F/D 比值使得 PEM 幅度加权适合，例如与通过 “firpm”（一个利用 [1] 的 MATLAB® 函数）设计的平坦顶梁形状获得的幅度轮廓信封/主瓣相匹配。例如，F/D = 0.235 如我们将在下一节中看到的。
- 2) 在 RIS 中心周围均匀分布，选择适合的二元相位 (0 或 π 弧度) 的 RIS 元件分组，例如，线性尺寸 N_p 的 0.15 到 0.18 之间的最接近整数。我们将这个向量表示为 $\mathbf{w}_{\text{binary}}$ 。应用于 PEM 振幅轮廓的二元相位序列 $\mathbf{w}_{\text{binary}}$ 将产生一个平顶光束。数学上，这可以表示为

$$\mathbf{w}_{\text{binary}} \odot \tilde{\mathbf{w}} \odot \mathbf{u}_1, \quad (2)$$

其中 $\tilde{\mathbf{w}} = [\exp(-j\angle \mathbf{u}_1)]$ 是相移向量使得 $|\mathbf{u}_1| = \tilde{\mathbf{w}} \odot \mathbf{u}_1 \in \mathbb{R}_+^{N_p}$ ， $\odot$ 是 Hadamard（逐元素）乘积，

¹注意，任何偏离 PEM 的联合 AMAF-RIS 优化都会导致 AMAF-RIS 功率传输损失。因此，推荐使用 PEM 以保持最大的 AMAF-RIS 功率传输。

$\angle \mathbf{u}_1$ 是 $\mathbf{u}_1$ 的相位向量， $\exp$ 逐分量应用，而 $\mathbf{u}_1$ 是从 $\mathbf{T} = \mathbf{U}\mathbf{S}\mathbf{V}^H$ 的 SVD 得到的 $\mathbf{U} \in \mathbb{C}^{N_p \times N_p}$ 的第一列向量。一般来说，所获得的平顶光束的宽度不可广泛调节，因为：a) 给定的 F/D 比下的 RIS 振幅渐变是固定的，以及 b) 在一个傅里叶域中的扩展是在另一个傅里叶域中的压缩，反之亦然。

- 3) 使用束展宽函数 [9], [10] 或等效的相位扰动函数 (PPF)

$$f(n) = \left| 4\pi c \left(\frac{0.5}{N_p - 1} + \frac{n - 0.5N_p}{N_p - 1} \right)^p \right|, \quad (3)$$

其中 c 、 N_p 和 $n \in [0, N_p - 1]$ 分别是相位扰动的比例参数、天线单元数量和天线单元索引。参数 p 控制应用于位置相关项的指数幂。光束展宽矢量 $\mathbf{w}_{\text{PPF}}$ 为

$$\mathbf{w}_{\text{PPF}}(n) = \exp(jf(n)). \quad (4)$$

在 (3) 中，增加 c 会导致固定 p 时的光束更宽，而减少 p 则会使固定 c 时的光束变宽。因此，在瞄准轴处（模板平面顶梁）的线性 RIS 相位配置获得如下

$$\mathbf{w} = \mathbf{w}_{\text{PPF}} \odot \mathbf{w}_{\text{binary}} \odot \tilde{\mathbf{w}}. \quad (5)$$

步骤 1 到 3 提供了一组获得具有陡峭主瓣过渡和低旁瓣的平顶光束形状不可或缺的步骤。此外，所得到的 $\mathbf{w}$ 为 [8, Algorithm 1] 中的数学优化算法提供了良好的起点。违反这些步骤 1-3 似乎不起作用。

- 4) 在 [8] 中的优化算法可用于获得优化的相位-only 向量 $\mathbf{w}_{\text{opt}}$ ，以进一步改进波束形状。特别是，可以通过指定优化网格边界来调节平顶波束宽度。我们的情况与 [8] 的唯一区别在于我们考虑的是线性阵列，并且阵列增益考虑了主特征模式的渐变 $|\mathbf{u}_1|$ ，这是包含 $\mathbf{u}_1$ 元素幅值的向量，如图 2 所示。请注意，给定的模数约束 $|\mathbf{u}_1|$ （主特征模式）使得问题比常数模问题更困难且非平凡。例如，从 [8, Algorithm 1, step 1] 中可以看出，在常数模问题中对初始起点没有特定限制，如随机初始化所示。值得注意的是，在高维非凸问题中，一般不期望随机初始化能导致有意义的解。在一个非凸代价函数中，如果任意初始化一致地收敛到一个有用的局部最优值，则意味着该函数实际上是凸的（即，局部最优也是全局最优）或者所有局部最优具有

等效性能。然而，在高维非凸设置下，所有局部最优产生相同目标值的概率是微乎其微的。

III. 设计示例

A. 线性数组

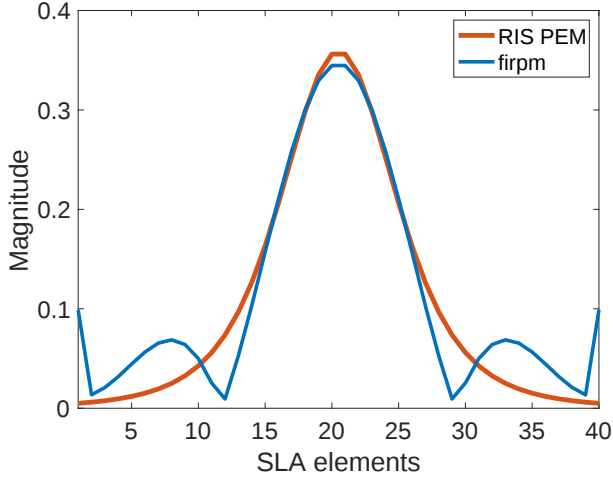
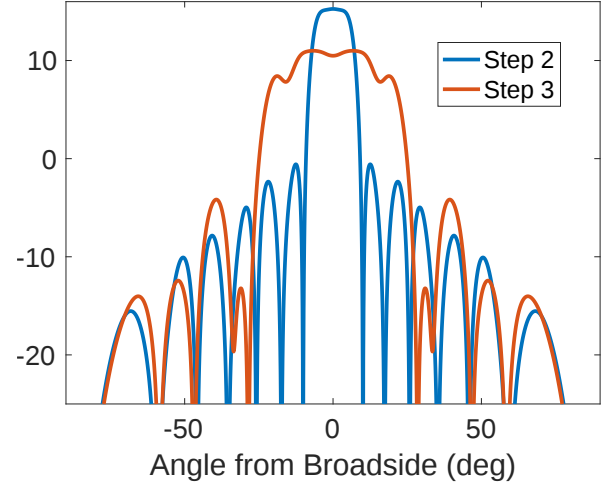


图 2: 匹配 RIS PEM 幅值分布到来自“firpm”的 FIR 滤波器的平顶光束形状。

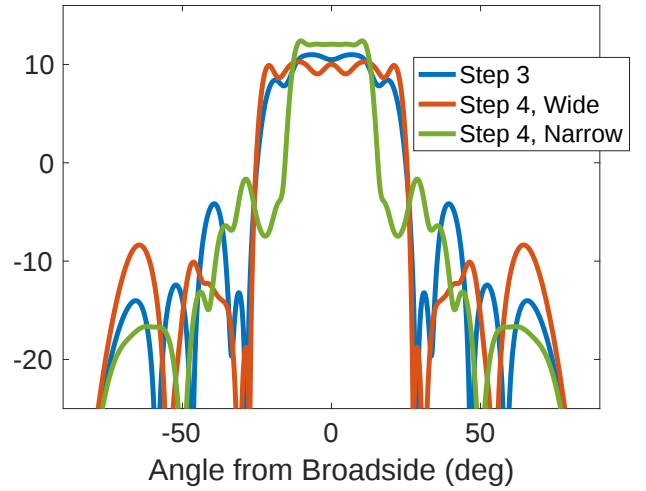
第一步：我们考虑一个由标准线性阵列 AMAF 在焦距 $F = 9.4$ 处馈电的标准线性阵列 RIS，该 RIS 包含 $N_p = 40$ 个元素，AMAF 包含 $N_a = 2$ 个元素。我们考虑增益为 6 dBi 且半功率波束宽度为 90° 的微带贴片元件，这些元件由经典的轴对称余弦模式建模（例如，见 [11, (14)], [12, (17)], [13, (2-31)]）， $G_{\text{patch}}(\psi) = 4 \cos^2(\psi)$ ，其中 ψ 是相对于贴片零位的角度。得到的 RIS 幅度剖面， $|\mathbf{u}_1|$ ，在图 2 中显示。

步骤 2：选择适合的 RIS 元件分组以形成二元相位，例如，在这个示例中，已经通过实验选择了 7 个 RIS 元件与 $\mathbf{w}_{\text{binary}} = [1, 1, 1, 1, 1, 1, -1, -1, -1, -1, -1, -1, -1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, -1, -1, -1, -1, -1, -1, -1, 1, 1, 1, 1, 1, 1]^T$ 的分组来获得图 3a 所示的波束形状。这些模式是基于标准阵列理论和模式乘法的功率辐射模式图，由 $|\mathbf{a}^H(\vartheta)\mathbf{w}|^2 E(\vartheta)$ 给出，其中 $E(\vartheta)$ 是元件因子， ϑ 是从阵列正面的角度， $\mathbf{w}$ 是阵列波束形成向量， $\mathbf{a}(\vartheta) = [1, e^{-j\pi \sin(\vartheta)}, \dots, e^{-j\pi(N_p-1)\sin(\vartheta)}]^H$ 是阵列导向向量，而 $[\cdot]^H$ 表示厄米特转置。例如，在这一步 $\mathbf{w} = \mathbf{w}_{\text{binary}} \odot |\mathbf{u}_1|$ 。

步骤 3：应用从 (3) 和 (4) 获得的 PPF 与 $c = 2$ 和 $p = 1$ 以得到图 3a 所示展宽的平顶光束。



(a) 从第 2 步和第 3 步获得的平顶光束。



(b) 可调宽度的平坦顶部光束通过优化获得。

图 3: 波束图案的比较：(a) 来自步骤 2 和 3 的波束，以及 (b) 来自步骤 4 的可调宽度平顶波束。

第 4 步：使用 [8] 的优化算法获得如图 3b 所示的可调宽度平顶光束，我们可以看到较宽和较窄光束形状的通带波动分别为仅 1.2 dB 和 0.3 dB。这样的结果通常无法从 [2] 获得，因为对于 Zadoff-Chu 或广义步进 chirp 序列来说，平滑（连续）通带的阵列长度趋向于无穷大。我们还获得了比 [2] 更好的旁瓣。

备注 1：当期望的平顶扇区被离散化为 5 个网格点时，即使优化算法收敛了，我们也没有得到有用的结果。然而，当扇区被离散化为 15 个网格点时，我们在仅仅三次迭代中就得到了上述有用的结果。◇

B. 平面阵列和地面足迹

平面 40×40 RIS 由 2×2 AMAF 在 $F = 9.4$ 处馈电的相位值是通过任意所需组合的 $\mathbf{w}_{\text{opt}}$ 、 $\mathbf{w}_{\text{PPF}} \odot \mathbf{w}_{\text{binary}} \odot \tilde{\mathbf{w}}$ 或 $\mathbf{w}_{\text{binary}} \odot \tilde{\mathbf{w}}$ 的简单外积获得的, 例如, 如果我们想要在方位和仰角两个方向上拓宽平坦顶部波束, 仅在方位上, 或者仅在仰角上。

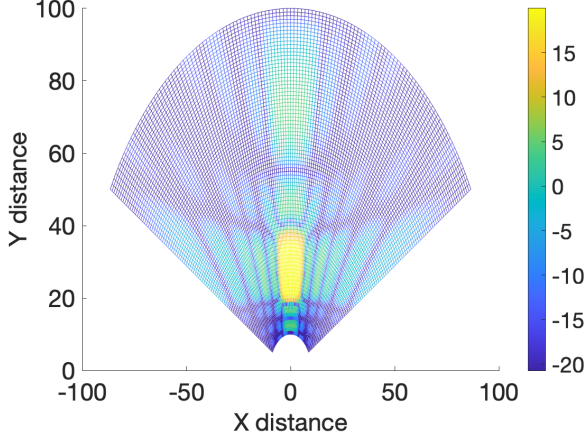


图 4: 来自步骤 2 的受限平坦顶光束。

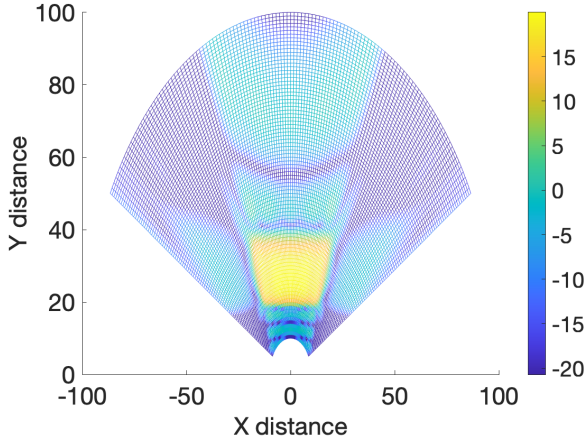


图 5: 方位角展宽的平顶波束来自第 4 步。

表示方位角和仰角波束成形向量为 $\mathbf{w}_{\text{az}}$ 和 $\mathbf{w}_{\text{el}}$, 完整的平面 RIS 波束成形权重矩阵是 $\mathbf{W} = \mathbf{w}_{\text{el}} \mathbf{w}_{\text{az}}^H$ 。使用 [6, Section IV] 的微微蜂窝规格, 唯一的区别是 RIS 尺寸 40×40 和焦距 $F = 9.4$, 从相位序列 $(\mathbf{w}_{\text{binary}} \odot \tilde{\mathbf{w}})(\mathbf{w}_{\text{binary}} \odot \tilde{\mathbf{w}})^H$ 、 $(\mathbf{w}_{\text{binary}} \odot \tilde{\mathbf{w}})\mathbf{w}_{\text{opt}}^H$ 和 $\mathbf{w}_{\text{opt}}(\mathbf{w}_{\text{binary}} \odot \tilde{\mathbf{w}})^H$ 获得的平面波地面足迹如图所示。4, 分别为 5 和 6, 见下页。这种平面波束成形配置非常适合用于微小区或室

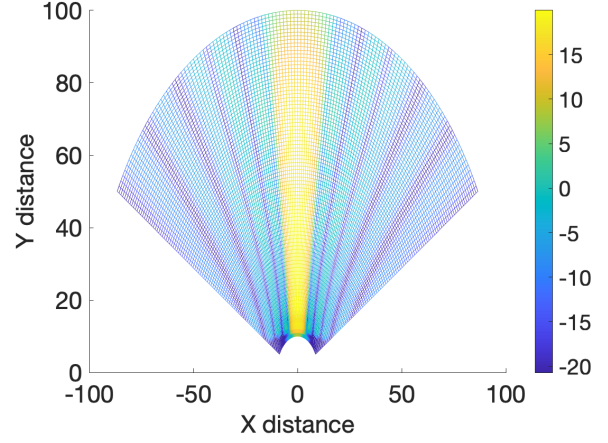


图 6: 提升第四步中的平坦顶部梁宽度。

内空间中的信标, 因为在这些环境中均匀的角度覆盖至关重要。

IV. 能效比较

我们现在展示一种能量效率比较, 其中我们从一个具有恒定模幅约束的有源阵列中获得相同的平顶波束增益 [2], 并且从提出的 AMAF-RIS 配置中也获得了给定主特征模式的模幅约束 (即 $|\mathbf{u}_1|$, 它是一个包含 $\mathbf{u}_1$ 元素大小的向量, 如图 2 所示)。对于来自 [6, Section IV] 的运行示例, 我们取射频功率为 $P_{\text{RF}} = 20$ dBm。

对于 AMAF-RIS 架构, $\mathbf{v}_1 = [0.5, 0.5, 0.5, 0.5]$ 。因此, 最大的 AMAF PA 输出功率由 $P_{\text{pa-max}}^{(1)} = \max |v_{1i}|^2 P_{\text{RF}} = -6 \text{ dB} + 20 \text{ dBm} = 14 \text{ dBm} = 25.1 \text{ mW}$ 给出。我们假设 (AMAF) 阵列中的所有 PA 都采用相同的半导体技术, 并且都被偏置为与最大所需的射频频率相匹配的相同直流电源。考虑到效率为 $\eta = 0.3$ [14], [15] 的磷化铟 (InP) PA, AMAF-RIS 的直流功耗为 $P_{\text{DC}}^{(1)} = N_a P_{\text{pa-max}}^{(1)} / \eta = 4 \times 25.1 \text{ mW} / 0.3 = 335 \text{ mW}$ 。

对于具有常数模约束 [2] 的 40×40 活动阵列, 均匀单元权重, $1/1600 = -32 \text{ dB}$ 。每个 PA 输出功率为 $P_{\text{pa-too-low}}^{(2)} = 20 \text{ dBm} - 32 \text{ dB} = -12 \text{ dBm}$, 这太低了! 因此, 我们考虑一个包含两阶段四路分配器的功分网络, 其中每一输出被馈送到另一个具有两个十路分配器阶段的功分网络, 每阶段都有 1 dB 的标称插入损耗, 即整体四阶功率分配的综合插入损耗为 4 dB。因此, 功分网络输入到每个输出端口的功率比为 $\mathcal{L} = 4 + 32 = 36 \text{ dB}$ 。这是由一个功放驱动的, 请求的射频功率 $P_{\text{pa}}^{(2)}$ 由 $P_{\text{pa}}^{(2)} / \mathcal{L} = P_{\text{pa-too-low}}^{(2)}$ 给出, 结果得到 $P_{\text{pa}}^{(2)} =$

$-12 \text{ dBm} + 36 \text{ dB} = 24 \text{ dBm} = 251.2 \text{ mW}$ 。由此得出恒模有源阵列直流电耗 $P_{\text{DC}}^{(2)} = P_{\text{pa}}^{(2)} / \eta = 251.2 \text{ mW} / 0.3 = 837 \text{ mW} > 335 \text{ mW} = P_{\text{DC}}^{(1)}$ 。因此，在相同的平坦顶部波束增益和相同的链路预算下，AMAF-RIS 方案比恒模有源阵列更具能效（后者显然具有更好的功放利用率和功率效率）。本质上，AMAF-RIS 架构节省了放置在功放阶段之后的功率分配网络中损失的能量，以便使用现有的功放，因为在非常大的有源阵列中每个天线单元的功率水平过低。除此之外还有显而易见的硬件简单性以及为空间馈电付出的设计和校准努力大大减少。

V. 结论

我们提出了一种实用的平顶波束成形方法，适用于 AMAF-RIS（或等效的阵列馈电阵列）架构。它在中等大小的 RIS 阵列上实现了比使用多相序列的主动阵列更好的波束形状。所提方法避免了高维和非凸优化相关的挑战。此外，由于 AMAF 主动阵列尺寸最小且均匀加权，对于相同的系统要求，AMAF-RIS 方案比恒模主动阵列更节能，有助于可持续性和高性能无线连接的发展。

致谢

该工作得到了德国联邦教育及研究部 (BMBF) “自主。数字。互联。” 计划的支持。联合项目 6G-RIC (项目 ID 16KISK030)。

参考文献

- [1] L. Rabiner *et al.*, “FIR Digital Filter Design Techniques Using Weighted Chebyshev Approximation,” *Proc. of the IEEE*, vol. 63, no. 4, pp. 595–610, Apr. 1975.
- [2] C. Du *et al.*, “Broad Beam Designs for Broadcast Channels,” *IEEE Trans. on Signal Process.*, vol. 72, pp. 3819–3833, Aug. 2024.
- [3] K. K. Tiwari *et al.*, “On the Behavior of the Near-Field Propagation Matrix between two Antenna Arrays, with Applications to RIS-Based Over-the-Air Beamforming,” in *IEEE 95th Veh. Technol. Conf. (VTC2022-Spring)*, Jun. 2022, pp. 1–6.
- [4] —, “RIS-Based Steerable Beamforming Antenna with Near-Field Eigenmode Feeder,” in *ICC 2023 - IEEE Int. Conf. on Commun.*, May 2023, pp. 1293–1299.
- [5] —, “Power Transfer between Two Antenna Arrays in the Near Field,” in *IEEE 99th Veh. Technol. Conf. (VTC2024-Spring)*, June 2024, pp. 1–6.
- [6] —, “A Modular Pragmatic Architecture for Multiuser MIMO with Array-Fed RIS,” in *SPAWC 2024 - The 25th IEEE Int. Workshop on Signal Process. Advances in Wireless Commun.*, Sep. 2024, pp. 556–560.

- [7] —, “Array-Fed RIS: Validation of Friis-Based Modeling Using Full-Wave Simulations,” in *The 16th German Microwave Conf. (GeMiC)*, Dresden, Mar. 2025, pp. 611–614.
- [8] W. R. Ghanem *et al.*, “Optimization-Based Phase-Shift Codebook Design for Large IRSs,” *IEEE Commun. Lett.*, vol. 27, no. 2, pp. 635–639, Feb. 2023.
- [9] Intel, “Codebook with beam broadening,” vol. R1-1611929 in 3GPP TSG-RAN WG1 87, Nov. 2016.
- [10] Ericsson, “On forming wide beams,” vol. R1-1700772 in 3GPP TSG-RAN WG1 87ah-NR, Jan. 2017.
- [11] V. Jamali *et al.*, “Intelligent Surface-Aided Transmitter Architectures for Millimeter-Wave Ultra Massive MIMO Systems,” *IEEE Open J. of the Commun. Society*, vol. 2, pp. 144–167, Dec. 2020.
- [12] D. Pozar *et al.*, “Design of Millimeter Wave Microstrip Reflectarrays,” *IEEE Trans. on Antennas and Propag.*, vol. 45, no. 2, pp. 287–296, Feb. 1997.
- [13] C. A. Balanis, *Antenna Theory, Analysis and Design*. Wiley, 2016.
- [14] H. Wang *et al.* Power amplifiers performance survey 2000-present. [Online]. Available: <https://ideas.ethz.ch/research/surveys/pa-survey.html>
- [15] J. F. Buckwalter *et al.*, “Fundamental Limits of High-Efficiency Silicon and Compound Semiconductor Power Amplifiers in 100-300 GHz Bands,” *ITU J. on Future and Evolving Technol.*, vol. 2 (2021), no. 7 - Terahertz Commun., pp. 39–50, Oct. 2021.