窄带与宽带大规模MIMO的节能预编码器设计

Emanuele Peschiera、Franc¸ois Rottenberg，*IEEE*会员

arXiv:2304.01661v3 [eess.SP] 9 Jul 2023

摘要

本文研究了在满足用户速率要求的同时优化功耗的大规模多输入多输出（MIMO）预编码器。我们首先对窄带和宽带系统进行解析表征，求出在系统负载较低、逐天线功率约束不起作用时，使功率放大器（PA）功耗最小的解。随后，我们聚焦于渐近宽带区制，并进一步研究整个基站（BS）的功耗以及高负载场景。我们得到了简洁的解；在渐近情况下，最优策略归结为确定最优激活天线数量，并在这些激活天线上采用已知的预编码器。数值结果表明，在窄带系统中采用天线选择可大幅节省功耗；而在仅考虑功率放大器功耗的宽带系统中，则需要激活所有天线，因此节能效果较低。考虑整体基站功耗且子载波数量较大时，我们证明，在低负载区间使用部分基站天线即可实现显著节能。基于发射功率的优化倾向于激活所有天线，而基于功耗的优化则激活与负载成正比数量的天线。

关键词

大规模MIMO、功率放大器、预编码、功耗。

I. 引言

A. 问题陈述

降低电能消耗和碳足迹是我们社会的优先事项之一 [1]。信息与通信技术（ICT）行业旨在

作者来自鲁汶大学根特校区 ESAT-DRAMCO，地址：比利时根特 9000（电子邮件：emanuele.peschiera@kuleuven.be）。

到 2030 [2]时将其温室气体排放量减少 45%。此外，降低无线接入网络的能耗可以减少运营商的运营费用，而这类费用对其账单的影响最大 [3]。移动通信的能量效率已成为十多年来的研究课题 [4]–[6],，但仍有提升空间。测量结果 [7], [8] 表明，当前无线网络的功耗与数据流量关系不大，即使流量接近零，功耗也几乎不会下降。这为节能创造了机会：例如，通过实施网络组件自适应关停机制，提高功耗对负载的依赖性 [3], [7], [9]。近期研究指出，仅通过根据流量调整空间传输资源，节能幅度最高可达 48.2% [9]。

功率放大器（PA）是基站（BS）能耗的主要来源之一 [10], ，尽管在第五代（5G）系统中，基带处理所占的比重正在增加 [11]。在正交频分复用（OFDM）中——这是目前蜂窝系统采用的宽带调制格式——功率放大器工作在线性工作区，以避免信号失真和带外辐射。然而，功率放大器在饱和区工作时效率最高，因此系统容量与功耗之间存在权衡 [12]。尽管如此，传统的大规模多输入多输出（MIMO）预编码器通常是在发射功率约束下，通过优化接收端的某种性能指标（即速率、信干噪比（SINR）或均方误差（MSE））来求得的 [13]。事实上，法规通常会规定最大发射功率。如果功率放大器效率是固定的，这种做法在功率放大器功耗方面将是最优的，但实际上功率放大器效率取决于输出功率水平 [14], ，因此功耗与发射功率并非线性正比。此外，传统上，对现有预编码器能源性能的优化通常以其能量效率（EE）为依据，即单位能量传输的比特数 [15]。然而，最大化能量效率并不能保证达到特定的服务质量（QoS）要求，还可能导致不理想的情况，例如功耗低但速率较低，或速率较高但功耗也同样很高。另一种方法是固定服务质量要求并最小化功耗。这样便可以针对特定流量水平优化传输资源，并避免在不必要时分配过多资源 [9]。由此，能耗与性能要求之间的权衡关系得以清晰呈现 [3]。

B. 最新技术

对于配备 M 根天线的基站， p_m 定义为天线 m输出端的功率。因此，总发射功率为 $p_{\text{tx}} = \sum_{m=0}^{M-1} p_m$。 一种常见假设是，天线 m 上的功率放大器功耗可建模为 $\frac{p_m}{\eta}$ ，其中 η 为固定的功率放大器效率。如此一来，功率放大器的总功耗便与总发射功率呈线性关系

$$p_{\text{PAs}}^{(\text{ideal})} = \sum_{m=0}^{M-1} \frac{p_m}{\eta} = \frac{p_{\text{tx}}}{\eta}. \tag{1}$$

然而，(1) 表示的是理想模型。功率放大器 m效率的更现实表达式为 $\eta_m = \eta_{\text{sat}} \left(\frac{p_m}{p_{\text{sat}}}\right)^{1/2}$，其中 p_{sat} 是功率放大器饱和功率， η_{sat} 是最大功率放大器效率，在 $p_m = p_{\text{sat}}$ [14]时达到。该表达式对于 B 类放大器 [16]是准确的。对于用于 5G 大规模多输入多输出（mMIMO）的工业级功率放大器 [17], ，平方根关系适合用于对远离饱和状态时的效率进行建模（例如，考虑 10 dB 的回退）。鉴于峰均功率比（PAPR）较高，正交频分复用系统通常采用 10 dB 的回退，以在线性工作区运行 [10],。在此模型下，功率放大器消耗的总功率变为

$$p_{\text{PAs}} = \sum_{m=0}^{M-1} \frac{p_m}{\eta_m} = \frac{p_{\text{sat}}^{1/2}}{\eta_{\text{sat}}} \sum_{m=0}^{M-1} p_m^{1/2}. \tag{2}$$

尽管针对大规模多输入多输出信号处理的研究十分广泛，但很少有工作在预编码器设计中，尤其是在多载波系统中，考虑式（2）。在 [18], [19], 中，作者分析了多输入单输出和具有正交信道的多输入多输出两种情形。在多输入单输出情形下，该问题被表述为：在满足速率约束和逐天线功率约束的条件下，最小化（2）。其解对应于天线选择：使信道增益最大的天线达到饱和功率，并关闭其余天线。 [20], 研究了该方法在点对点多输入多输出中的应用，但未详细考察多用户多输入多输出系统。 [21] 中的工作假设预编码器采用一般形式（最大比传输和迫零方案），并事后求出使（2）最小化的系统参数（基站天线数、用户数等）。他们在低流量状态下优化所用的基站天线数；而在高流量状态下，为保证小区覆盖，他们选择始终开启所有基站天线。与 [18], [19]不同，仅考虑功率放大器功耗时，解是开启所有基站天线。原因在于， [18], [19]从预编码问题的定义出发考虑（2）的最小化，

不假设任何特定的预编码方案。当功耗模型纳入其他基站组件时，最优的基站天线使用数量会减少。

与 [21], 类似，已有多项研究探讨了面向节能大规模多输入多输出通信的基站整体功耗。在 [22], 中，研究者为大规模多输入多输出基站建立了功耗模型，其中总功耗由功率放大器和基站电路的功耗，以及一项静态功耗组成。电路功耗包括射频收发器、基带处理、回传、冷却和电源供应的功耗，通常随 M [22]线性增长。在 [23], 中，作者针对最大比传输和零迫预编码器，联合最小化总发射功率与电路功耗。与 [21], 不同，他们考虑了不同的业务负载情况，并表明启用的天线数量会随业务负载增加。

值得注意的是，文献尚未充分详细地研究多载波场景。在功率放大器效率固定时，定义（1）使得可以将预编码器设计问题按子载波解耦，并逐个子载波求得最优解。相比之下，优化表达式（2）时，由于功率放大器效率取决于其输入端的总功率，子载波之间的问题是耦合的。文献 [21] 在大规模多输入多输出系统中研究了（2），并假设各天线的功率均匀分配，因为每根天线服务大量子载波。尽管如此，预编码器的形式是预先固定的，这限制了分析范围。文献 [20]中的作者研究了点对点多输入多输出场景，并在功耗约束和逐天线功率约束下优化总容量。其功耗表达式考虑了系统的多载波特性。他们的结论与我们的结论一致（即所有基站天线的性能相同，因此随机天线选择效果良好），但他们未分析大规模多输入多输出场景，也未进一步探讨如何优化系统参数。

已有研究探讨了 MIMO预编码中的能效最大化 [24], [25],，其中有些研究还考虑了非固定的功率放大器效率 [26], [27]。如前所述，我们的方法不以能效为重点，而是固定速率要求，并推导出使功耗最小化的预编码器。事实上，传统预编码器可以通过求解在服务质量约束 [13]下最小化发射功率的优化问题获得。因此，可以针对某一组服务质量要求优化传输资源，并在要求发生变化时重复这一过程。

C. 贡献

本文从一般的多用户多载波系统出发，提出了在零用户间干扰约束下使功耗最小化的大规模MIMO预编码器。本研究扩展了我们此前的工作 [28],，此前的工作仅考虑功率放大器的功耗和单载波场景（称为窄带，以强调我们假设信道为频率平坦）。我们的主要贡献如下：

- 我们推导了宽带系统中功率放大器功耗最小化问题的闭式解（第 III 节），其中基站天线的功率通过迭代不动点算法计算。我们重点研究低负载场景，此时天线输出功率低于功率放大器的最大功率，且逐天线功率约束不起作用。

- 我们对窄带系统和低负载条件下同一问题的解进行了解析刻画（第 IV 节），并证明无需采用迭代方法即可求得单用户解。

- 我们分析宽带系统的渐近行为（第五节），求解在逐天线功率约束下使基站功耗最小化的问题。我们推导出最优激活天线数量，该数量取决于业务负载。

在第六节中，对所提出方案的性能进行数值评估，并讨论其复杂度。第七节总结本文。

符号说明

向量和矩阵分别用粗体小写字母和大写字母表示。上标 $(\cdot)^*$、$(\cdot)^{\mathrm{T}}$ 和 $(\cdot)^{\mathrm{H}}$ 分别表示复共轭、转置和共轭转置运算。符号 tr (·) 和 $\mathbb{E}\{\cdot\}$ 分别表示迹运算符和期望运算符。记号 diag (a) 表示一个对角矩阵，其第 k 个对角元素等于 a 的第k个元素。与向量 a 相关联的对角矩阵记为 $\mathbf{D_a}$。大小为 K 的单位矩阵记为 $\mathbf{I}_K$。A 的第 (i, j) 个元素记为 $[\mathbf{A}]_{i,j}$。记号 $\mathcal{CN}(\mu, \sigma^2)$表示均值为 μ、方差为 σ^2的复正态分布。均值为 M、自由度为 n 的复 Wishart 分布记为 $\mathcal{CW}(\mathbf{M}\ n, p)$；均值为 $\mathbf{M} \in \mathbb{C}^{p\times p}$、自由度为 n 的复逆 Wishart 分布记为 $\mathcal{CW}^{-1}(\mathbf{M}\ n, p)$。符号 $\delta_{i,j}$表示 Kronecker δ 函数。若 $f\colon \mathcal{X} \mapsto \mathbb{R}$ 且 $x \in \mathcal{X}$,

$\lfloor x \rceil$ 在最接近 x的两个整数中，选取使 f的数值最小的那个。矩阵 $\mathbf{A}^{1/2}$ 是唯一满足 $\mathbf{A} = \mathbf{A}^{1/2}\mathbf{A}^{1/2}$的 Hermitian 半正定矩阵；$\mathbf{A}^n$ 是 n 个$\mathbf{A}$ 矩阵的乘积，$\mathbf{A}^{-n}$ 是 n 个$\mathbf{A}^{-1}$ 矩阵的乘积，其中 $n \in \mathbb{N}^+$。若 $z = x + \jmath y$，且 $x, y \in \mathbb{R}$，则 Wirtinger 导数定义为 $\frac{\partial}{\partial z^*} = \frac{1}{2}\left(\frac{\partial}{\partial x} + \jmath \frac{\partial}{\partial y}\right)$。$\mathcal{O}(\cdot)$表示大 O 记号。

II. 系统模型

A. 传输模型

我们考虑一个包含 Q 个子载波的单小区大规模多输入多输出 OFDM 系统。基站的 M 根天线采用空分复用为 K 个单天线用户提供服务。用户 k 在子载波 q 上发送的符号记为 $s_{k,\,q}$，且这些符号互不相关，单位方差，即 $\mathbb{E}\left\{s_{k,q}s^*_{k',q'}\right\} = \delta_{k,\,k'}\delta_{q,\,q'}$。令 $w_{m,\,k,\,q}$ 表示天线 m、用户 k 和子载波 q 对应的预编码系数，则天线 m 在子载波 q 上频域中的预编码信号为

$$x_{m,q} = \sum_{k=0}^{K-1} w_{m,k,q} s_{k,q}. \tag{3}$$

我们假设循环前缀足够长，且信道在一个 OFDM 符号周期内保持时不变，因此可以认为信道在每个子载波上是平坦的。定义 $h_{k,\,m,\,q}$ 为用户 k 与天线 m 在子载波 q 上的信道系数，则用户 k 在子载波 q 上接收到的信号为

$$r_{k,q} = \sum_{m=0}^{M-1} h_{k,m,q} \sum_{k'=0}^{K-1} w_{m,k',q} s_{k',q} + \nu_{k,q} \tag{4}$$

其中，$\nu_{k,\,q} \sim \mathcal{CN}(0,\ \sigma_\nu^2)$ 表示热噪声，假设其在各子载波和用户之间相互独立且服从相同分布（i.i.d.）。

上述描述表示一种宽带多用户场景。当 $Q = 1$ 和 $K = 1$ 分别取特定值时，可得到窄带系统和单用户系统。改变子载波数量时，假设信道在子载波级别保持平坦。其基本假设是子载波间隔固定（即系统带宽将随 Q 的变化而减小）。分析窄带系统的动机之一，例如，是 5G 标准纳入了窄带物联网（NB-IoT）等服务 [29]。

B. 功耗模型

Co考虑式 (3) 中的预编码信号，天线 m 的发射功率等于

$$p_m = \sum_{q=0}^{Q-1} \mathbb{E}\left\{|x_{m,q}|^2\right\} = \sum_{k=0}^{K-1}\sum_{q=0}^{Q-1} |w_{m,k,q}|^2 . \tag{5}$$

因此，基站的总发射功率为

$$p_{\text{tx}} = \sum_{m=0}^{M-1}\sum_{q=0}^{Q-1} \mathbb{E}\left\{|x_{m,q}|^2\right\} = \sum_{m=0}^{M-1}\sum_{k=0}^{K-1}\sum_{q=0}^{Q-1} |w_{m,k,q}|^2 . \tag{6}$$

此外，根据式（2）中的模型，功率放大器消耗的总功率为 y

$$p_{\text{PAs}} = \underbrace{\frac{p_{\max}^{1/2}}{\eta_{\max}}}_{\alpha} \sum_{m=0}^{M-1} \left(\sum_{k=0}^{K-1}\sum_{q=0}^{Q-1} |w_{m,k,q}|^2 \right)^{1/2} . \tag{7}$$

此处及下文中，我们将 $p_{\max} = {}^{p_{\text{sat}}}{}_{\text{BO}}$ 视为功率放大器的最大功率，其中 BO 为回退量（例如，BO $= 10$），并将 $\eta_{\max}$ 视为 $p_m = p_{\max}$时的功率放大器效率。这样选择是合理的，因为 MIMO OFDM系统必须在线性工作区运行。[1]

式（7）仅考虑了功率放大器的功耗，而基站的其他组件也会消耗功率。基站功耗的一个简单但恰当的模型为

$$p_{\text{BS}} = p_{\text{PAs}} + p_{\text{fix}} + \mathcal{C} M_{\text{a}} \tag{8}$$

其中，p_{fix} 为静态功耗，$\mathcal{C}$ 为正的线性缩放常数，$M_{\text{a}} \leq M$为激活天线的数量（即对应于非零发射功率 p_m）。术语 $\mathcal{C}M_{\text{a}}$ 表示除功率放大器外其他组件的非静态功耗，例如收发机链路和基带处理。射频（RF）收发机链路由数模转换器（DAC）、模数转换器（ADC）、滤波器和混频器组成，其功耗为零（天线未激活）或等于一个常数值（天线已激活）。对于常见的线性预编码方案，基带单元的功耗也与激活天线数量 [22] 呈线性关系。值得指出的是，采用少于数字流数量的射频链的混合预编码策略能够降低基站功耗 [31]。然而，本文聚焦于全数字架构，这类架构通常用于 6 GHz 以下系统。

[1]降低回退量可以提高功率放大器的效率，但也需要在信号模型中引入非线性失真，并例如增加一个约束条件，强制失真为零 [30], ，从而使当前问题更难求解。

C. 假设

本文的某些章节采用了若干假设：

(As1)：低负载场景，$p_{\max} \to \infty$。

我们指出，将 $p_{\max}$ 趋于无穷大，实际上意味着每根天线的最大功率约束条件不起作用，这通常发生在低负载场景中。事实上，若将天线 m 处的负载定义为比值 $\frac{p_m}{p_{\max}}$，那么在低负载场景下（即用户较少或路径损耗较低时），我们预期 $p_m \ll p_{\max}\ \forall m$。

(As2)：渐近宽带区制，$Q \to \infty$。

同样在这种情况下，我们强调，将 Q 趋于无穷大所得的结果也适用于 Q为有限数值的情形。

(As3)：不相关瑞利衰落，$\mathbf{H}_q = \mathbf{D}_{\boldsymbol{\beta}}^{1/2}\,\mathbf{G}_q$,

其中，$\mathbf{H}_q \in \mathbb{C}^{K\times M}$是子载波 q上的信道矩阵，$\mathbf{D}_{\boldsymbol{\beta}} = \mathrm{diag}\,(\beta_0,\ldots,\beta_{K-1})$是大尺度衰落矩阵，$\beta_k$ 是用户 k的大尺度衰落系数。矩阵 $\mathbf{G}_q$用于描述小尺度衰落，由独立同分布元素构成，其中单个元素为$g_{k,m,q} \sim \mathcal{CN}\,(0,1)$。独立同分布假设适用于空间维度，而非频率维度，因此不同子载波的信道可能相关。

III. 宽带系统预编码器设计

A. 传统发射功率解

将用户 k的目标信干噪比记为 γ_k，使总发射功率最小的预编码器是以下问题的解。

$$\begin{aligned} \underset{\{w_{m,k,q}\}}{\text{minimize}} \quad & p_{\text{tx}} = \sum_{m=0}^{M-1} p_m \\ \text{subject to} \quad & \mathbf{H}_q\mathbf{W}_q = \tilde{\mathbf{D}}_{\boldsymbol{\gamma}}^{1/2}\sigma_\nu \ \ \forall q, \\ & p_m \le p_{\max} \ \ \forall m \end{aligned} \tag{9}$$

其中，p_m 由式（5）给出，$\mathbf{H}_q \in \mathbb{C}^{K\times M}$ 和$\mathbf{W}_q \in \mathbb{C}^{M\times K}$ 分别是子载波 q上的信道和预编码矩阵，$\tilde{\mathbf{D}}_{\boldsymbol{\gamma}} =$对角矩阵$\left(\frac{\gamma_0}{Q},\ldots,\frac{\gamma_{K-1}}{Q}\right)$包含相对于$Q$归一化的目标用户信干噪比，[2] 且 σ_ν为噪声标准差。随后，用户 k 在每个子载波上的信干噪比为 $\frac{\gamma_k}{Q}$。第一个约束是零迫约束，它强制用户间干扰

[2]这种信干噪比归一化具有实际意义：它可以防止用户数据速率随着子载波数量增加而趋于无穷大。

降为零。在接下来的大多数章节中，我们依赖（**As1**），并将放宽最大功率约束。

当前问题是凸且可微的。例如，可以用拉格朗日乘数法求解。在（**假设1**）下，子载波 q 上的解为

$$\mathbf{W}_q = \mathbf{H}_q^{\mathrm{H}} \left(\mathbf{H}_q \mathbf{H}_q^{\mathrm{H}} \right)^{-1} \tilde{\mathbf{D}}_{\boldsymbol{\gamma}}^{1/2} \sigma_\nu \tag{10}$$

这对应于逐子载波零迫 [32]。请注意，我们假设基站处可获得瞬时信道状态信息（CSI），以用于计算预编码矩阵。

B. 功率放大器功耗解

使功率放大器消耗的总功率最小的预编码器，则通过求解以下问题得到：

$$\begin{aligned} \underset{\{w_{m,k,q}\}}{\text{minimize}} \quad & p_{\text{PAs}} = \alpha \sum_{m=0}^{M-1} p_m^{1/2} \\ \text{subject to} \quad & \mathbf{H}_q \mathbf{W}_q = \tilde{\mathbf{D}}_{\boldsymbol{\gamma}}^{1/2} \sigma_\nu \ \ \forall q, \\ & p_m \leq p_{\max} \ \ \forall m. \end{aligned} \tag{11}$$

与此前推导传统零迫时所作的假设相同，我们考虑（**假设1**），因此忽略对 p_m的约束。在此假设下，各天线的发射功率可能会变得很大。实际应用中，可以对超过最大允许功率值的天线所对应的预编码矩阵行进行缩放，从而相应降低用户的信干噪比要求。我们重点关注功率放大器功耗，因为（i）功率放大器通常是基站功耗的主要决定因素之一 [10], ；（ii）加入其他功耗项会使问题更难处理。不过，在第五节中我们将说明，渐近分析使我们能够考虑基站功耗，同时在子载波数量有限且符合实际的情况下仍保持很高的准确性。

上述问题的解可以通过例如应用拉格朗日乘数法求得，具体见定理1。

定理1。 在(**As1**)条件下，子载波 q 对应的问题 ***(11)*** 的解为

$$\mathbf{W}_q = \mathbf{D}_{\mathbf{p}}^{1/2} \mathbf{H}_q^{\mathrm{H}} \left(\mathbf{H}_q \mathbf{D}_{\mathbf{p}}^{1/2} \mathbf{H}_q^{\mathrm{H}} \right)^{-1} \tilde{\mathbf{D}}_{\boldsymbol{\gamma}}^{1/2} \sigma_\nu \tag{12}$$

其中，$\mathbf{D_P} = \mathrm{diag}\left(p_0, \ldots, p_{M-1}\right) = \mathrm{diag}(\mathbf{p})$ 是包含基站天线发射功率的矩阵，这些功率通过求解不动点方程得到

$$p_m = \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{q=0}^{Q-1} \left| \left[\mathbf{D}_{\mathbf{p}}^{1/2} \mathbf{H}_q^{\mathrm{H}} \left(\mathbf{H}_q \mathbf{D}_{\mathbf{p}}^{1/2} \mathbf{H}_q^{\mathrm{H}} \right)^{-1} \tilde{\mathbf{D}}_{\boldsymbol{\gamma}}^{1/2} \sigma_\nu \right]_{m,k} \right|^2 \tag{13}$$

对于 $m = 0, \ldots, M-1$。

证明。 参见附录 A。 □

不动点方程组可以通过不动点迭代法求解，具体算法见算法 1。一旦已知 $\mathbf{D_P}$ ，即可将其代入式 (12) 求得预编码矩阵。

算法 1用于求取基站天线功率的不动点方法 s

要求： $\varepsilon, I_{\max}$ ▷ 设置容差和最大迭代次数

$i \leftarrow 0$

对于 $m \in \{0, \ldots, M-1\}$ **执行** ▷ 基站天线的初始功率

$p_m^{(0)} \leftarrow 1$

$p_m^{(-1)} \leftarrow \infty$

结束循环

当 $i < I_{\max}$ **且** 最大值$_m \left\{ |p_m^{(i)} - p_m^{(i-1)}| \right\} > \varepsilon$ **时执行**

$\mathbf{D_p} \leftarrow$ 对角 $\left(p_0^{(i)}, \ldots, p_{M-1}^{(i)} \right)$

对于 $m \in \{0, \ldots, M-1\}$ **执行** ▷更新基站天线的功率

$p_m^{(i+1)} \leftarrow$ (13)

结束循环

$i \leftarrow i + 1$

结束 while 循环

现在分析单用户情形。

推论1。 在(**As1**)条件下，当 $K = 1$ 时，定理*1*的特例给出了子载波 q的解

$$\mathbf{w}_q = \frac{\sigma_\nu \gamma^{1/2}}{Q^{1/2}} \frac{1}{\sum_{m'=1}^{M-1} |h_{m',q}|^2 p_{m'}^{1/2}} \mathbf{D}_{\mathbf{p}}^{1/2} \mathbf{h}_q^* \tag{14}$$

其中，$\mathbf{w}_q \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 和$\mathbf{h}_q \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ 分别是子载波 q上的预编码向量和信道向量。每根天线的功率所满足的不动点方程为

$$p_m = \frac{\sigma_\nu^2 \gamma}{Q} p_m \sum_{q=0}^{Q-1} \frac{|h_{m,q}|^2}{\left(\sum_{m'=0}^{M-1} |h_{m',q}|^2 p_{m'}^{1/2} \right)^2} \tag{15}$$

对于 $m = 0, \ldots, M-1$。

在视距（LoS）信道中，问题得以简化，这使我们能够得出有趣的见解。

推论 2. 在(As1)条件下，对于纯视距信道（即由 $|h_{m,q}| = 1\ \forall m, q$ 表征），并且至少考虑一个不为零的 p_m，*(15)*简化为

$$\sum_{m=0}^{M-1} p_m^{1/2} = \sigma_\nu \gamma^{1/2}. \tag{16}$$

因此，在低负载情况下，任何满足 (16) 的发射功率分配都是宽带单用户问题的最优解，因此也都是窄带单用户解。此时，预编码器设计有了自由选择的空间。可以将全部功率分配给天线 m，从而得到 $p_m = \sigma_\nu^2 \gamma$。均匀分配也是一种可行选择，其中 $p_m = p = \frac{\sigma_\nu^2 \gamma}{M^2}$。只要满足方程 (16)，随机分配也可行。然而，在实践中，最好激活最少数量的天线，以便关闭未激活天线的射频链来节省功率。

IV. 窄带系统

A. 传统发射功率解

当 $Q = 1$ 系统简化为窄带系统时，子载波索引 q 将被舍弃。以最小化总发射功率为目标的传统解为

$$\mathbf{W} = \mathbf{H}^{\mathrm{H}} \left(\mathbf{H}\mathbf{H}^{\mathrm{H}} \right)^{-1} \mathbf{D}_{\boldsymbol{\gamma}}^{1/2} \sigma_\nu \tag{17}$$

其中$\mathbf{D}_{\boldsymbol{\gamma}} = \mathrm{diag}\left(\gamma_0, \ldots, \gamma_{K-1}\right)$，而$\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{K \times M}$和$\mathbf{W} \in \mathbb{C}^{M \times K}$分别为单载波信道和预编码矩阵。

B. 功率放大器功耗解

推论 3.在(As1)条件下，由定理*1*可直接得出窄带系统的预编码矩阵为

$$\mathbf{W} = \mathbf{D}_{\mathbf{p}}^{1/2} \mathbf{H}^{\mathrm{H}} \left(\mathbf{H}\mathbf{D}_{\mathbf{p}}^{1/2} \mathbf{H}^{\mathrm{H}} \right)^{-1} \mathbf{D}_{\boldsymbol{\gamma}}^{1/2} \sigma_\nu. \tag{18}$$

天线 m 的不动点方程为

$$p_m = \sum_{k=1}^{K} \left| \left[\mathbf{D}_{\mathbf{p}}^{1/2} \mathbf{H}^{\mathrm{H}} \left(\mathbf{H}\mathbf{D}_{\mathbf{p}}^{1/2} \mathbf{H}^{\mathrm{H}} \right)^{-1} \mathbf{D}_{\boldsymbol{\gamma}}^{1/2} \sigma_\nu \right]_{m,k} \right|^2. \tag{19}$$

与宽带系统相同，可先计算每根天线的功率，再将其代入式（18）求得解。

现在可以讨论单用户情形。

推论4。在(**As1**)的条件下，假设天线之间的信道增益不同，并定义$\hat{m} = \text{argmax}_m |h_m|$，当 $Q = 1$ 时，推论*1*的特例给出单用户解

$$w_m = \begin{cases} \sigma_\nu \gamma^{1/2} \frac{1}{|h_m|^2} h_m^* & \text{if } m = \hat{m} \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}. \tag{20}$$

因此，所有功率都分配给具有最大信道增益的天线。

证明。 根据推论**1**，当 $Q = 1$ 时，我们得到

$$\mathbf{w} = \sigma_\nu \gamma^{1/2} \frac{1}{\sum_{m'=0}^{M-1} |h_{m'}|^2 p_{m'}^{1/2}} \mathbf{D}_{\mathbf{p}}^{1/2} \mathbf{h}^* \tag{21}$$

其中 $\mathbf{w} \in \mathbb{C}^{M\times 1}$ 和 $\mathbf{h} \in \mathbb{C}^{M\times 1}$ 分别为单载波预编码向量和信道向量。天线 m 的不动点方程为

$$\sum_{m'=0}^{M-1} |h_{m'}|^2 p_{m'}^{1/2} = \sigma_\nu \gamma^{1/2} |h_m|. \tag{22}$$

对于所有已激活的天线，都存在一个不动点方程。然而，当信道增益$|h_m|$ 不同时，无法求解式（22），因为左侧不依赖于 m，而右侧依赖于 m。这实际上表明，最优解对应于仅使用一根天线，即信道增益最强的那根天线 [28]。[3] 这一解是合理的，因为这里未考虑最大单天线功率约束。

□

如果多根天线具有相同的最大信道增益，则可以全部激活，同时仍能求解方程（22）。对于具有相同最大信道增益的天线，方程（22）可化简为方程（16）。在纯视距信道中，我们再次得到方程（16），此时该方程适用于所有天线。在这两种情况下，预编码器设计都有选择的自由度。

相反，当逐天线功率约束处于激活状态时，最优策略是逐步饱和信道增益最高的天线，直至达到服务质量要求 [18]。

[3]当仅激活一根天线时，消耗的功率等于 $\frac{\sigma_\nu \gamma^{1/2}}{|h_m|}$；使用信道增益最高的天线时，该功率最小。

V. 渐近宽带系统

现在假设 Q 的数值较大，这是合理的，因为在第四代（4G）和 5G 系统中，活动子载波数量分别为 72 至 1320 和 132 至 3300 [29]。我们通过数值计算验证了渐近结果，并展示了即使子载波数量有限且相对较少，这些结果仍然相当准确。对于 **(As3)** 中给出的独立同分布瑞利衰落信道，我们得到了消耗功率的闭式表达式。

A. 功率放大器消耗功率

以下定理给出了预编码器 (12) 所消耗功率放大器功率的渐近表达式。这一表征之所以成立，是因为在渐近宽带区制中，所有基站天线分配到的功率近似相同。

定理 2.在 $(\mathbf{As1})$ $-$ $(\mathbf{As3})$ 条件下，预编码器 *(12)* 分配给每根天线的发射功率收敛于

$$p_m \to \overline{p} = \frac{1}{M(M-K)} \mathrm{tr}\left(\mathbf{D}_{\boldsymbol{\beta}}^{-1}\mathbf{D}_{\boldsymbol{\gamma}}\sigma_\nu^2\right) \tag{23}$$

这意味着功率放大器消耗的总功率满足

$$p_{\mathrm{PAs}} \to \overline{p_{\mathrm{PAs}}} = \alpha \left(\frac{M}{M-K} \mathrm{tr}\left(\mathbf{D}_{\boldsymbol{\beta}}^{-1}\mathbf{D}_{\boldsymbol{\gamma}}\sigma_\nu^2\right)\right)^{1/2}. \tag{24}$$

因此可得逐子载波零迫预编码器

$$\mathbf{W}_q = \mathbf{H}_q^{\mathrm{H}} \left(\mathbf{H}_q\mathbf{H}_q^{\mathrm{H}}\right)^{-1} \tilde{\mathbf{D}}_{\boldsymbol{\gamma}}^{1/2}\sigma_\nu. \tag{25}$$

证明。 参见附录 B。 □

从式 (24) 可知，功率放大器消耗的功率是M的单调递减函数：因此，启用更多天线始终有利。然而，随着 M 增大，启用更多天线所带来的边际收益会降低，因为$\frac{M}{M-K}$ 趋近于一个单位常数。

B. 基站消耗功率

考虑到基站的功耗，最优预编码器不一定会激活所有天线。实际上，基站电路的功耗会对激活天线数量产生惩罚

。一般问题需要考虑基站功耗和逐天线功率约束，具体是求解激活天线数量 M_{a}

$$\begin{aligned} \underset{\substack{\{w_{m,k,q}\},M_{\mathrm{a}} \\ m=0,\ldots,M_{\mathrm{a}}-1}}{\text{minimize}} \quad & p_{\mathrm{BS}} = \alpha \sum_{m=0}^{M_{\mathrm{a}}-1} p_m^{1/2} + p_{\mathrm{fix}} + \mathcal{C} M_{\mathrm{a}} \\ \text{subject to} \quad & \mathbf{H}_q \mathbf{W}_q = \tilde{\mathbf{D}}_{\boldsymbol{\gamma}}^{1/2} \sigma_\nu \ \ \forall q, \\ & p_m \leq p_{\max} \ \ \forall m, \\ & M_{\mathrm{a}} \leq M. \end{aligned} \tag{26}$$

不失一般性，可以先针对一般数量的激活天线 M_{a}优化预编码系数，然后求出最优的整数激活天线数量。

考虑定理 2 中定义的激活天线 M_{a} 之间的功率分配。结合式 (8) 中的基站功耗模型与式 (24) 中的渐近功率放大器功耗，可计算出渐近基站功耗为

$$p_{\mathrm{BS}} \to \overline{p_{\mathrm{BS}}} = \alpha \left(\frac{M_{\mathrm{a}}}{M_{\mathrm{a}} - K} \mathrm{tr}\left(\mathbf{D}_{\boldsymbol{\beta}}^{-1} \mathbf{D}_{\boldsymbol{\gamma}} \sigma_\nu^2 \right) \right)^{1/2} + p_{\mathrm{fix}} + \mathcal{C} M_{\mathrm{a}}. \tag{27}$$

上述量是在条件 **(As1)** – **(As3)** 下，针对预编码系数并在激活天线数量固定为 M_{a} 时，最小化问题 (26) 的解。相应的预编码器是在 M_{a} 根激活天线上采用的逐子载波零迫预编码器。

现在可以优化激活天线 M_{a}的数量。

1) 最优 M_{a} 无功率约束： </style}在此情况下，我们可以直接对 (27) 求最小值，并检查解是否处于允许的范围内。

引理 1。 </style}在 (As1) − (As3) 条件下，使 p_{BS} 最小的最优整数激活天线数量 $M_{\mathrm{a}}^\star \in \mathbb{N}, K+1 \leq M_{\mathrm{a}}^\star \leq M$ 为——

$$M_{\mathrm{a}}^\star = \left\lfloor \min\left\{ \max\left\{ \tilde{M}_{\mathrm{a}}, K+1 \right\}, M \right\} \right\rceil \tag{28}$$

˜其中， $M_{\mathrm{a}} = x$、 x 为四次方程的解

$$x(x-K)^3 - \frac{\alpha \left(\mathrm{tr}\left(\mathbf{D}_{\boldsymbol{\beta}}^{-1} \mathbf{D}_{\boldsymbol{\gamma}} \sigma_\nu^2 \right) \right)^{1/2} K}{2\mathcal{C}} = 0 \tag{29}$$

对于 $x > K$。方程（*29*）的闭式解可通过 *[33]*求得。

证明。 参见附录 C。 □

可能出现两种相反的情况： $M^{\star}$一种$= K+1$(电路功率受限区间)和 $M_{\mathrm{a}}^{\star} = M$(功率放大器功率受限区间)。请注意，在检查边界后才会计算上取整-下取整算子 $\lfloor \cdot \rceil$ 。事实上，如果 $M_{\mathrm{a}}^{\star}$ 等于两个极值中的任意一个，上取整-下取整算子便会变得无关紧要。

2) 最优 M_{a} 和功率约束： 迄今为止，尚不能保证使用 $M_{\mathrm{a}}^{\star}$ 根天线时的天线功率满足逐天线功率约束。必须通过放宽（**As1**）来求解问题（26）。附录D展示了在（**As2**）和（**As3**）条件下，逐天线功率约束如何简化为 $p \leq p_{\max}$，其中 p 是式（23）给出的每根激活天线的渐近发射功率。因此，只需计算使发射功率恰好为 $p_{\max}$ 的连续天线数量，然后应用向上取整算子，以防违反约束条件。随后将该数值作为最终解的下界。

下文中，我们假设问题 (26) 是可行的，即启用所有天线足以满足服务质量约束条件。根据式 (23)，这可表示为以下条件：

(**As4**): $\frac{1}{M(M-K)} \mathrm{tr}\left(\mathbf{D}_{\boldsymbol{\beta}}^{-1}\mathbf{D}_{\boldsymbol{\gamma}}\sigma_{\nu}^{2}\right) \leq p_{\max}$,
这可确保启用 $M_{\mathrm{a}} = M$ 根天线时不会违反每根天线的功率约束。

定理3. 在(**As2**) $-$(**As4**)条件下，求解问题 *(26)* 的最优激活天线整数数量为

$$M_{\mathrm{a}}^{\dagger} = \left\lfloor \min\left\{ \max\left\{ \tilde{M}_{\mathrm{a}}, K+1, \hat{M}_{\mathrm{a}} \right\}, M \right\} \right\rceil \tag{30}$$

˜其中 $M_{\mathrm{a}} = x$, x 为 *(29)* 的解，且

$$\hat{M}_{\mathrm{a}} = \left\lceil \frac{1}{2}\left(K + \left(K^{2} + \frac{4\mathrm{tr}\left(\mathbf{D}_{\boldsymbol{\beta}}^{-1}\mathbf{D}_{\boldsymbol{\gamma}}\sigma_{\nu}^{2}\right)}{p_{\max}} \right)^{1/2} \right) \right\rceil . \tag{31}$$

ˆ量 M_{a} 是满足每根天线功率约束并实现用户服务质量所需的最小激活天线整数数量。

证明. 参见附录D。 □

我们强调，所有涉及的量仅取决于大尺度衰落系数，即信道的二阶统计量。因此，无需瞬时信道状态信息，且$M_{\mathrm{a}}^{\dagger}$ 无需在每个信道相干时间内进行计算。与引理 1 一样，最后才计算上取整-下取整

算法 2求渐近宽带系统中最优激活天线数

要求： $\gamma_0, \ldots, \gamma_{K-1}, \beta_0, \ldots, \beta_{K-1}$ ▷ 设置基于大尺度衰落的参数

$\hat{M}_{\mathrm{a}} \leftarrow$(31) ▷ 逐天线功率约束所需的最少基站天线数

$\tilde{M}_{\mathrm{a}} \leftarrow$(29) 的解。 ▷ 使渐近基站功耗最小化的 $[K, \infty[$ 基站天线数量

$y \leftarrow$ 最大$\left\{ \hat{M}_{\mathrm{a}}, \tilde{M}_{\mathrm{a}} \right\}$

如果 $y \leq K+1$ **则**

$M_{\mathrm{a}}^{\dagger} \leftarrow K+1$ ▷ 尽可能少用天线

否则，如果 $y \geq M$ **则**

$M_{\mathrm{a}}^{\dagger} \leftarrow M$ ▷ 尽可能多用天线

else

$M_{\mathrm{a}}^{\dagger} \leftarrow \lfloor y \rceil$ ▷对天线数量的中间值执行向上取整-向下取整运算

结束 if

算子，以避免不必要的运算。算法 2 展示了为 $M_{\mathrm{a}}^{\dagger}$赋值所执行的不同步骤。

VI. 性能评估

在数值实验中，用户 k 的大尺度衰落系数（单位：dB）计算如下： [25]

$$\beta_k^{\mathrm{dB}} = -35.3 - 37.6 \log_{10} u_k \tag{32}$$

其中， u_k 是用户 k 与基站之间的距离，单位为米。我们假设用户均匀分布在由 $u_{\min}$ 和 $u_{\max}$界定的圆形小区内。 u_k 的累积分布函数等于由 u_k 界定的圆环面积与最大可能圆环面积之比，即 $F_{u_k}(v) = \frac{v^2 - u_{\min}^2}{u_{\max}^2 - u_{\min}^2}$。因此， u_k的概率密度函数为 $f_{u_k}(v) = \frac{dF_{u_k}}{dv} = \frac{2v}{u_{\max}^2 - u_{\min}^2}$。随后，用户 k的目标信干噪比（单位：dB）计算如下：

$$\gamma_k^{\mathrm{dB}} = 5 \log_{10} \left(\frac{\beta_k}{4.86 \times 10^{-14}} \right). \tag{33}$$

利用（33）， $\gamma_k^{\mathrm{dB}} \in [4, 20]$ dB。信道模型见（**As3**）。其余参数列于表 I。我们将 p_{PAs} 增益和 p_{BS}增益作为性能指标。 p_{PAs} 增益是基于发射功率的预编码器与基于功率放大器消耗功率的预编码器所产生的功率放大器消耗功率之比。另一方面， p_{BS} 增益是基于发射功率的预编码器与基于功率放大器消耗功率的预编码器所产生的基站消耗功率之比。这样，我们以传统零迫预编码器作为基准；该预编码器优化发射功率，并启用所有基站天线。

表 I 数值实验的参数。

参数	数值
功率放大器最大功率： $p_{\max}$	1 W
功率放大器最大效率： $\eta_{\max}$	0.22
噪声功率： σ_ν^2	-96 dBm
固定功耗： p_{fix}	15 W
每根天线的电路功耗缩放： $\mathcal{C}$	0.7 瓦
用户到基站的最小距离： $u_{\min}$	35 m
用户到基站的最大距离： $u_{\max}$	250 米

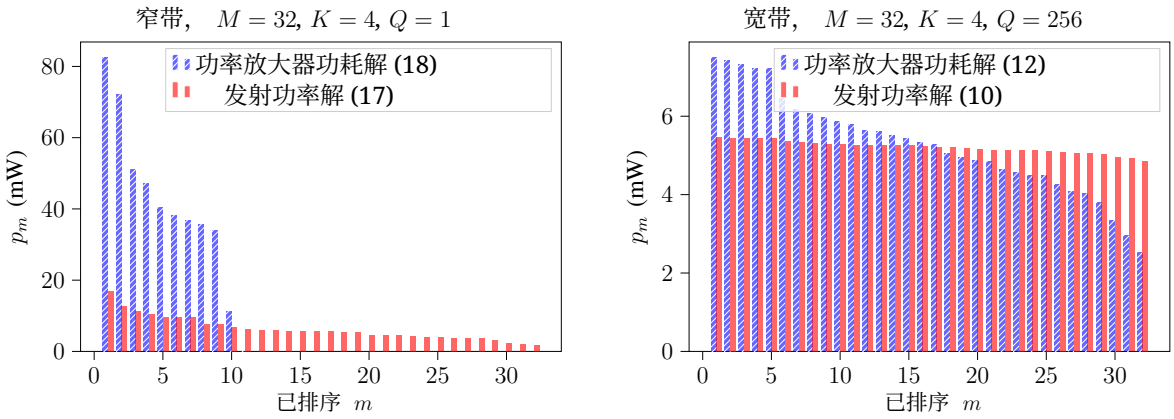
备注：第四节和第三节中分析的窄带和宽带系统仿真均未考虑最大单天线功率约束，因为预编码器是在$p_{\max} \to \infty$下获得的。然而，为了量化消耗功率，必须使用 $p_{\max}$ 。因此，在仿真中，超出 $p_{\max}$ 数值的结果将被舍弃。

在评估渐近宽带系统的性能时，我们通过$M = 64$ 改变 K 的数值，从 1（低流量）到 40（高流量）进行仿真。采用表 I 中的参数并考虑传统情况 $M_{\text{a}} = M$，各项p_{PAs}、 $\mathcal{C}M_{\text{a}}$ 和 p_{fix} 的平均占比分别为： $K = 1$为 7%、70% 和 23%， $K = 20$为 31%、52% 和 17%，而 $K = 40$为 46%、40% 和 14%。

A. 信道实现的预编码解

图 1a 展示了窄带系统在特定信道实现下，各天线发射功率对应的解， $K = 4$ 和 $M = 32$。如 [28],所述，基于功率放大器消耗功率的解仅激活少数天线，而传统的零迫解则使用所有可用天线。将 (7) 用作代价函数会使功率分配呈现稀疏性。请注意，与仅使用一根天线的单用户情形不同，为实现空间复用，激活天线的数量必须大于 K 。

转向宽带系统时，随着 Q 增加，基于功率放大器消耗功率的预编码器会逐渐使用更多天线。图 1b 展示了 $Q = 256$ 的解。基于功率放大器消耗功率的解虽然比传统解的每根天线功率波动更大，但仍会激活所有基站天线。要满足所有子载波的信干噪比约束，同时尽可能降低功率放大器的消耗功率，就需要使用所有



(a) (b)

图 1. 随着分配功率降低，发射功率随天线索引的变化；其中 $M = 32$ 根天线和 $K = 4$个用户处于独立同分布瑞利衰落环境中。(a) 窄带情形， $Q = 1$ 个子载波。功率放大器功耗的增益为 1.19，而基站功耗的增益为 1.51。(b) 宽带情形， $Q = 256$ 个子载波。功率放大器功耗和基站功耗的增益均为 1.00。

可用天线。简而言之，图 1b 表明，逐子载波零迫（10）在功率放大器消耗功率方面效率较高。

B. 功耗的平均增益

根据前述观察，图 2a–2d 展示了不同系统的功耗相对差异。在窄带系统中，以功率放大器消耗功率评估性能时（图 2a），新型预编码器 (18) 相较于传统预编码器 (17) 的增益对于 $K = 1$ 始终大于 1.5。用户数量增加时，这一差异会显著减小。对于 $K = 8$，该比值在 M 的所有取值下均低于 1.2。相比之下，评估基站消耗功率时，即使有更多用户通信，仍可获得较大的增益（图 2b）。在 $M = 64$ 条件下，基站功耗的增益介于 1.4 至 2.4 之间，具体取决于 K。

在具有 $Q = 128$ 个子载波的宽带系统中，考虑基站功耗时，传统预编码器与新型预编码器之间的差异在 $K = 1$ 下仍然显著（图 2c）。然而， $K = 2$ 个用户的存在已需要启用所有天线，因此功率放大器和基站功耗的增益均趋近于 1。

考虑渐近宽带情形，可以计算采用 $M_{\text{a}}^{\dagger}$天线相较于 M所获得的增益。图 2d 显示，基站功耗可显著降低，

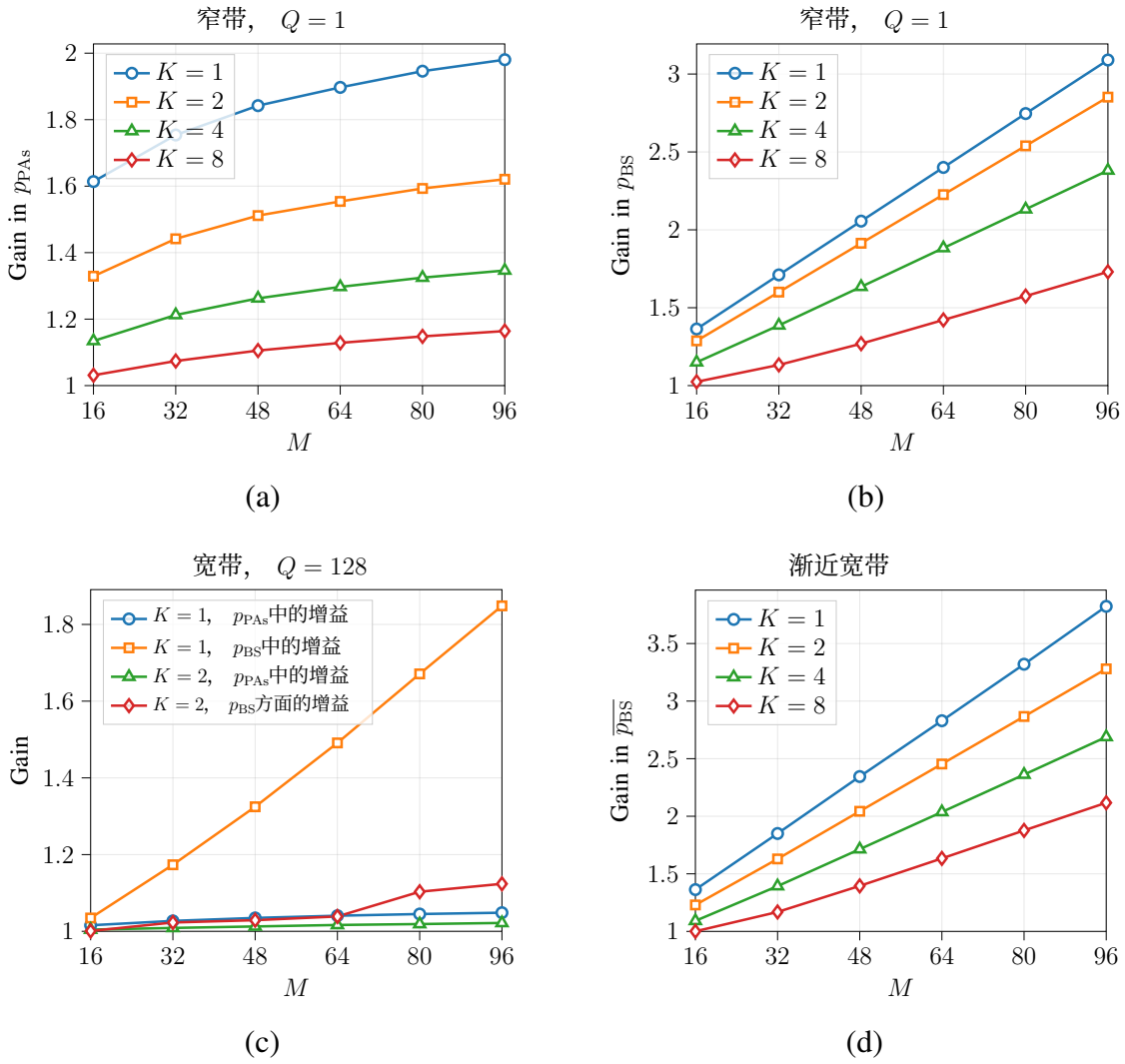


图 2. 独立同分布瑞利衰落（$2 \cdot 10^3$ 次实现）中，窄带和宽带系统的功耗增益与天线数量的关系，针对不同的 K数值进行了展示。(a) 窄带，功率放大器功耗增益。(b) 窄带，基站功耗增益。(c) $Q = 128$的宽带，功率放大器和基站功耗增益。(d) 渐近宽带，渐近基站功耗增益。在这种情况下，增益是启用 M 根天线时的基站功耗除以启用 $M_{\text{a}}^{\dagger}$ 根天线时的基站功耗。

最高可达 $3.8\times$ 倍。在评估基站功耗时，其收益与窄带系统中的收益类似。例如，当 $K = 4$ 和 $M = 48$时，传统预编码器的功耗是优化预编码器的 1.7 倍。

C. 渐近宽带区制

图 3a 展示了第五节中渐近结果在 $M = 32$ 和不同 K 数值下的有效性。仿真的功率放大器消耗功率收敛至渐近数值，且

$Q = 128$ 已足以使渐近结果成为紧密近似（即平均误差低于 10^{-1}）。图3b 展示了渐近功率放大器消耗功率和基站消耗功率随 M_{a} 变化的趋势，其中 $K = 12$。功率放大器消耗功率随 M_{a} 单调递减，而基站消耗功率在 M_{a} 较小时先降低（增加天线数量有利于降低功率放大器消耗功率），随后在 M_{a} 较大时上升（由于电路功耗增加，使用更多天线反而不利）。式（27）的凸性意味着存在全局最小值。

通过激活 $M_{\mathrm{a}}^{\dagger}$ 根天线所能实现的功耗节省，也可以表示为用户数量的函数。图4展示了 $M = 64$的比较。我们将用户数量视为系统流量和负载的指标。实际上，当 K 较小时，逐天线功率约束并不起作用；随着 K 增加，这些约束会逐渐开始生效。传统预编码器始终使用全部 M 根天线，而优化预编码器会根据流量调整所使用的天线数量。$M_{\mathrm{a}}^{\dagger}$ 的数值随 K成比例增长，如图4b所示。[4] 当系统负载增加时，

[4]在 [23], 中也观察到了相同的趋势，不同之处在于，在 [23] 中，作者将 p_{BS} 视为发射功率与电路功耗之和。

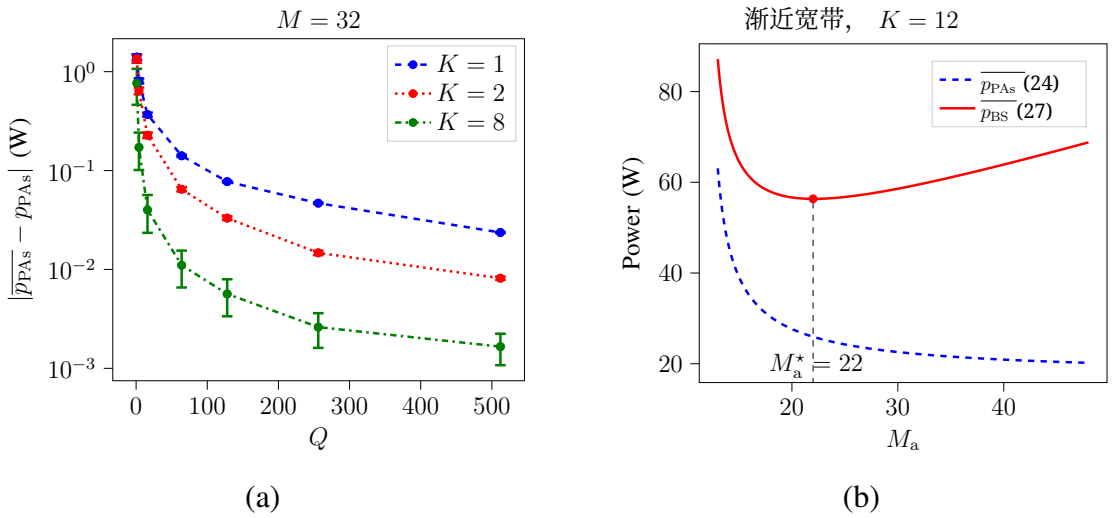


图3. (a) 对于 $M = 32$ 以及 K的不同取值，渐近与非渐近功率放大器功耗之差的幅度随子载波数量的变化。非渐近功耗通过仿真计算，并给出了结果的置信区间，其中区间宽度设为结果方差的两倍。随着 Q 增加，差异逐渐减小。(b) 对于 $M = 48$和 $K = 12$，渐近功率放大器功耗和基站功耗随激活天线数量的变化。图中还显示了天线数量 $M_{\mathrm{a}}^{\star}$。

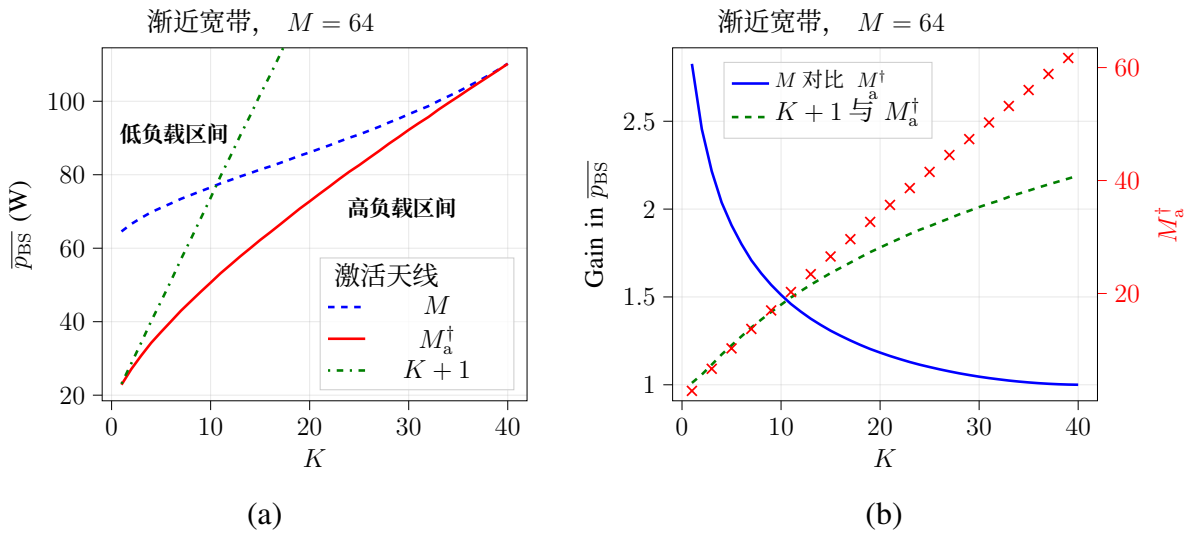


图4. 渐近宽带系统随 K 变化的特性（针对 $M = 64$，对 $2 \cdot 10^3$ 个信道实现取平均）。(a) 使用 M、 $K+1$和 $M_{\mathrm{a}}^{\dagger}$ 根天线时的渐近基站功耗（27）。(b) 参考相同的仿真，激活 M 根天线时的p_{BS} 与激活 $M_{\mathrm{a}}^{\dagger}$ 根天线时的 p_{BS} 之比（实线），激活 $K+1$ 根天线时的 p_{BS}与激活 $M_{\mathrm{a}}^{\dagger}$ 根天线时的p_{BS} 之比（虚线），以及优化后的激活天线数 $M_{\mathrm{a}}^{\dagger}$（叉号）。

$M_{\mathrm{a}}^{\dagger}$ 会随着 p_{PAs} 数值增大以及发射功率约束的影响而增加（即，为满足服务质量约束，需要使更多天线达到饱和）。激活 M 根和 $M_{\mathrm{a}}^{\dagger}$ 根天线时的基站功耗最终趋于一致（图4a）。我们还与一种始终使用最少数量天线的预编码器（$K+1$）进行了比较。当 $K = 1$ 时，该预编码器可使基站功耗最小；随后，由于它没有通过使用更多天线来抵消 p_{PAs} 的增加，因此其表现开始偏离最优预编码器。

就可实现的节能幅度而言（即基准预编码器的渐近基站功耗与优化预编码器的渐近基站功耗之比），图4b显示，在低负载下，优化预编码器相较于传统预编码器可将功耗最多降低 $2.8\times$ 倍。当$K = 10$时，仍可实现1.5倍的增益。用户数增加后，增益会减小并最终消失（两种情况下均激活所有天线）。相较于激活$K+1$ 根天线的预编码器，节能幅度则呈相反趋势，在高负载下最多可增至 $2.2\times$倍。

D. 复杂度分析

为量化所提出的预编码器的计算复杂度，我们计算复数浮点运算（浮点运算次数）的数量。作为所需浮点运算次数的参考，

对于标准线性代数运算，我们参考 [34, 附录 C.1.1]。

1）宽带系统：在宽带系统中，我们需要计算（12）。计算 $\mathbf{H}_q\mathbf{D}^{1/2}\,\mathbf{p}$ 和 $\mathbf{D}^{1/2}\,\mathbf{p}\,\mathbf{H}_q^{\mathrm{H}}$ 需要 KM 浮点运算次数，相当于对 $\mathbf{H}_q$的每个元素进行一次标量乘法。计算 $\mathbf{H}_q\mathbf{D}^{1/2}\,\mathbf{p}\,\mathbf{H}_q^{\mathrm{H}}$（这是一个对称矩阵）需要 K^2M 浮点运算次数。通过乔列斯基分解以及前向和后向代入，我们可以用 $\frac{1}{3}K^3+2K^2$ 浮点运算次数计算矩阵 $\mathbf{D}^{1/2}\,\mathbf{p}\,\mathbf{H}_q^{\mathrm{H}}\left(\mathbf{H}_q\mathbf{D}^{1/2}\,\mathbf{p}\,\mathbf{H}_q^{\mathrm{H}}\right)^{-1}$ 的第 m行。前向和后向代入需要执行 M 次，因此浮点运算次数变为 $\frac{1}{3}K^3+2K^2M$。最后，通过 $\tilde{\mathbf{D}}_{\gamma}^{1/2}\sigma_{\nu}$ 进行缩放需要 K 浮点运算次数。以上步骤都需要对每个子载波重复执行。将各项相加，可得 $\frac{1}{3}K^3Q+3K^2MQ+2KMQ+KQ$浮点运算次数，其数量级为 $\mathcal{O}(K^3Q+K^2MQ)$。在计算（12）之前，需要获取各天线上的功率。计算（13）时，除计算 $\mathbf{W}_q$ 所需的浮点运算次数外，还需要 KQ 次乘法来计算幅值，以及 $K+Q-2$ 次加法来计算总和。乘以 M后，可得 $KQM+KM+QM-2M$ 额外的浮点运算次数。不过，其变化趋势仍为 $\mathcal{O}(K^3Q+K^2MQ)$。使用算法 1 时，功率计算会重复执行直至收敛。如果算法经过 I 次迭代后收敛，则浮点运算总次数为 $\mathcal{O}(K^3QI+K^2MQI)$。相比之下，传统零迫需要 $\mathcal{O}(K^3Q+K^2MQ)$ 浮点运算次数。

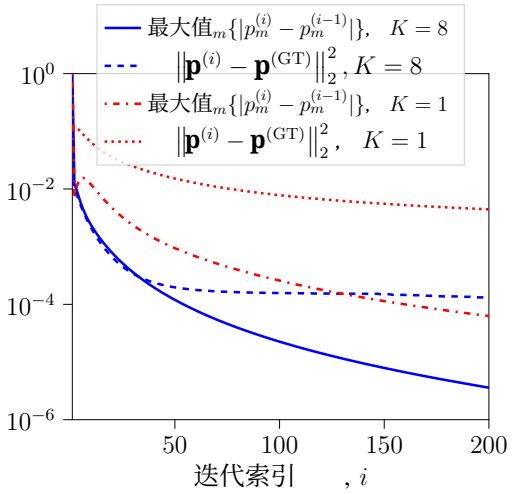


图5. 算法1在 $Q=1$ 和 $M=32$时的性能，采用容差 $\varepsilon=10^{-4}$。真实值$\mathbf{p}^{(\mathrm{GT})}$ 由凸优化求解器计算得出。结果为算法执行 10^3 次的平均值。

图5展示了迭代算法的收敛情况。我们展示了两种窄带情形，因为当 Q 增大时，收敛速度会更快（即只需数十次迭代），这可能是因为功率分配更均匀，因而每次迭代之间的变化较少

表 II 三种分析系统中预编码器的复杂度。

系统	所提解	传统解
宽带	$\mathcal{O}\left(K^3QI + K^2MQI\right)$	$\mathcal{O}\left(K^3Q + K^2MQ\right)$
窄带	$\mathcal{O}\left(K^3I + K^2MI\right)$	$\mathcal{O}\left(K^3 + K^2M\right)$
渐近宽带	$\mathcal{O}\left(K^3Q + K^2M_{\mathrm{a}}Q\right)$	$\mathcal{O}\left(K^3Q + K^2MQ\right)$

。我们展示了迭代之间各功率的最大绝对变化量，以及当前解与真实解之差的平方范数；真实解通过凸优化求解器获得。由于容差 ε 设为 10^{-4}，对于 $K = 1$，算法经过 $I \approx 200$ 次迭代后收敛；对于 $K = 8$，则经过 $I \approx 50$ 次迭代后收敛。此外可以看出，在该容差下，平方范数始终低于 10^{-2}。

2) 窄带系统：宽带系统所采用的相同推理也适用于窄带系统。因此，功率放大器功耗解的复杂度为 $\mathcal{O}(K^3I + K^2MI)$ 次浮点运算，而发射功率解的复杂度为 $\mathcal{O}(K^3 + K^2M)$ 次浮点运算。

3) 渐近宽带系统：在渐近宽带场景中，预编码矩阵有 M_{a} 行，其计算复杂度为 $\mathcal{O}(K^3Q + K^2M_{\mathrm{a}}Q)$。执行算法 2 之前，我们需要求解四次方程 (29)；该算法仅涉及比较。四次方程的解可通过固定次数的运算求得。计算 (29) 中最后一个系数需要计算 $\mathrm{tr}\left(\mathbf{D}_{\boldsymbol{\beta}}^{-1}\mathbf{D}_{\boldsymbol{\gamma}}\right)$，其复杂度为 $\mathcal{O}(K)$。因此，我们可以认为，获取 $M_{\mathrm{a}}^{\dagger}$ 的复杂度低于获取预编码矩阵的复杂度；当大尺度衰落系数发生变化时，需要重新计算前者，而小尺度衰落系数每次发生变化时，都需要重新获取预编码矩阵。因此，我们可以认为复杂度为 $\mathcal{O}(K^3Q + K^2M_{\mathrm{a}}Q)$。在传统情况下，复杂度仍为 $\mathcal{O}(K^3Q + K^2MQ)$。

表 II 总结了所研究的三种系统中预编码器的复杂度。根据算法 1 的表现，所提出的宽带和窄带预编码器的复杂度比传统预编码器高 1 至 2 个数量级。不过，图 2 所示的大幅节能足以证明较高复杂度是合理的，尤其是在窄带系统中。相比之下，渐近宽带预编码器在低至中等负载下性能更好、复杂度更低。

VII. 结论

本文研究了针对窄带和宽带系统优化功耗的大规模MIMO预编码器。在不受逐天线功率约束的窄带系统中，最优预编码器会激活少量基站天线；通过关闭未激活天线的射频链，基站功耗最多可降低至原来的 $3\times$ 倍。在宽带系统中，随着子载波数量增加，激活的基站天线会逐渐增多，因此无法关闭任何射频链。然而，对受逐天线功率约束的宽带系统进行渐近分析发现，只需简单优化激活天线的数量，在低业务量场景下即可使基站功耗最多降低至原来的 $2.8\times$ 倍。复杂度分析表明，所提出的方案切实可行；只有在大尺度衰落发生变化时，才需要计算激活天线的数量。

本工作的一个重要扩展是在分布式大规模多输入多输出的背景下进行分析。根据所选的实现方式，功耗模型和服务质量约束可能需要重新定义。蜂窝系统特性描述中还应纳入非理想信道估计的影响以及功率放大器非线性失真的影响。与混合预编码架构进行比较也是一个有趣的未来研究方向，此外还可考虑信道建模中基站天线之间的相关性。

附录 A

定理1的证明

在 **(As1)** 条件下，问题 **(11)** 的拉格朗日函数为，其中拉格朗日乘子为$\{\lambda_{k',k,q} \in \mathbb{C}\}$，$\tilde{\mathbf{D}}_{\gamma}^{1/2}\sigma_{\nu}$ 的单个元素为 $d_{k',k}$。

$$\begin{aligned}&\mathcal{L}\left(w_{0,0,0},\ldots,w_{M-1,K-1,Q-1},\lambda_{0,0,0},\ldots,\lambda_{K-1,K-1,Q-1}\right)\\&=\underbrace{\sum_{m=0}^{M-1}\left(\sum_{k=0}^{K-1}\sum_{q=0}^{Q-1}|w_{m,k,q}|^2\right)^{1/2}}_{(a)}+\underbrace{\sum_{q=0}^{Q-1}\Re\left(\sum_{k'=0}^{K-1}\sum_{k=0}^{K-1}\lambda_{k',k,q}\left(\sum_{m=0}^{M-1}h_{k',m,q}w_{m,k,q}-d_{k',k}\right)\right)}_{(b)}.\end{aligned}\tag{34}$$

利用以下性质：对于 $z\in\mathbb{C}$, $\Re\{z\}=\frac{1}{2}(z+z^{*})$，我们将约束展开为

$$\begin{aligned}(b)=&\frac{1}{2}\sum_{q=0}^{Q-1}\sum_{k'=0}^{K-1}\sum_{k=0}^{K-1}\lambda_{k',k,q}\left(\sum_{m=0}^{M-1}h_{k',m,q}w_{m,k,q}-d_{k',k}\right)\\&+\frac{1}{2}\sum_{q=0}^{Q-1}\sum_{k'=0}^{K-1}\sum_{k=0}^{K-1}\lambda_{k',k,q}^{*}\left(\sum_{m=0}^{M-1}h_{k',m,q}^{*}w_{m,k,q}^{*}-d_{k',k}\right).\end{aligned}\tag{35}$$

现在，利用以下性质计算拉格朗日函数的 Wirtinger 导数：对于 $z \in \mathbb{C}$, $\frac{\partial z^*}{\partial z^*} = 1$, $\frac{\partial (zz^*)}{\partial z^*} = z$，以及 $\frac{\partial z}{\partial z^*} = 0$ [35]。为对 (a) 求导，我们注意到，对于 $z_1, \ldots, z_N \in \mathbb{C}$, $\frac{\partial}{\partial z_n^*}\left(\left(\sum_{n=1}^{N} z_n z_n^*\right)^{1/2}\right) = \frac{1}{2} z_n \left(\sum_{n'=1}^{N} z_{n'} z_{n'}^*\right)^{-1/2}$。$(b)$ 的求导可由上述基本性质得出。因此， $\mathcal{L}$ 关于预编码系数的 Wirtinger 导数为

$$\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial w_{m,k,q}^*} = \frac{1}{2} \frac{w_{m,k,q}}{\left(\sum_{k'=0}^{K-1} \sum_{q'=0}^{Q-1} |w_{m,k',q'}|^2\right)^{1/2}} + \frac{1}{2} \sum_{k'=0}^{K-1} \lambda_{k',k,q}^* h_{k',m,q}^*. \tag{36}$$

回想起 $p_m = \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{q=0}^{Q-1} |w_{m,k,q}|^2$ ，并令 (36) 等于零，我们得到

$$\frac{\partial \mathcal{L}}{\partial w_{m,k,q}^*} = 0 \iff w_{m,k,q} = -p_m^{1/2} \sum_{k'=0}^{K-1} \lambda_{k',k,q}^* h_{k',m,q}^*. \tag{37}$$

约束给出

$$\sum_{m=0}^{M-1} h_{k',m,q}^* w_{m,k,q}^* - d_{k',k} = 0 \tag{38}$$

利用 (37)，可将其改写为

$$\sum_{m=0}^{M-1} h_{k',m,q}^* p_m^{1/2} \sum_{k''=0}^{K-1} \lambda_{k'',k,q} h_{k'',m,q} = -d_{k',k}. \tag{39}$$

我们得到以下方程组

$$\begin{cases} w_{m,k,q} = -p_m^{1/2} \sum_{k'=0}^{K-1} \lambda_{k',k,q}^* h_{k',m,q}^* \\ \sum_{m=0}^{M-1} h_{k',m,q}^* p_m^{1/2} \sum_{k''=0}^{K-1} \lambda_{k'',k,q} h_{k'',m,q} = -d_{k',k} \end{cases}. \tag{40}$$

利用 $\mathbf{D_P} = \mathrm{diag}\,(p_0, \ldots, p_{M-1})$，并用 $\mathbf{\Lambda}_q \in \mathbb{C}^{K \times K}$ 表示包含子载波 q拉格朗日乘子的矩阵，(40) 可写成矩阵形式：

$$\begin{cases} \mathbf{W}_q = -\mathbf{D}_{\mathbf{p}}^{1/2} \mathbf{H}_q^{\mathrm{H}} \mathbf{\Lambda}_q^* \\ \mathbf{H}_q^* \mathbf{D}_{\mathbf{p}}^{1/2} \mathbf{H}_q^{\mathrm{T}} \mathbf{\Lambda}_q = -\tilde{\mathbf{D}}_{\boldsymbol{\gamma}}^{1/2} \sigma_\nu \end{cases}. \tag{41}$$

矩阵 $\mathbf{\Lambda}_q$ 于是为

$$\mathbf{\Lambda}_q = -\left(\mathbf{H}_q^* \mathbf{D}_{\mathbf{p}}^{1/2} \mathbf{H}_q^{\mathrm{T}}\right)^{-1} \tilde{\mathbf{D}}_{\boldsymbol{\gamma}}^{1/2} \sigma_\nu \tag{42}$$

因此，将其代回 (41) 的第一个表达式，可得

$$\mathbf{W}_q = \mathbf{D}_{\mathbf{p}}^{1/2} \mathbf{H}_q^{\mathrm{H}} \left(\mathbf{H}_q \mathbf{D}_{\mathbf{p}}^{1/2} \mathbf{H}_q^{\mathrm{H}}\right)^{-1} \tilde{\mathbf{D}}_{\boldsymbol{\gamma}}^{1/2} \sigma_\nu. \tag{43}$$

附录 B

定理 2 的证明

问题 (11) 是凸的。在渐近宽带区制中，全局最优解附近的功率分配能够实现几乎相同的性能。图 1b 展示了：(i) 不同的功率分配在满足用户服务质量的同时，消耗的功率大致相同；(ii) 随着 Q 增大，功率趋于在各天线之间均匀分配。在所有可能的分配方式中，我们考虑均匀分配，即 $\mathbf{D_p} = p\mathbf{I}_M$。在验证渐近结果时，我们将证明这种分配是最优的。公式 (13) 变为

$$p = \sum_{q=0}^{Q-1}\sum_{k=0}^{K-1}\left|\left[\mathbf{H}_q^{\mathrm{H}}\left(\mathbf{H}_q\mathbf{H}_q^{\mathrm{H}}\right)^{-1}\tilde{\mathbf{D}}_{\boldsymbol{\gamma}}^{1/2}\sigma_\nu\right]_{m,k}\right|^2. \tag{44}$$

对天线求和后，可以写成

$$\begin{aligned} Mp &= \sum_{q=0}^{Q-1}\sum_{m=0}^{M-1}\sum_{k=0}^{K-1}\left|\left[\mathbf{H}_q^{\mathrm{H}}\left(\mathbf{H}_q\mathbf{H}_q^{\mathrm{H}}\right)^{-1}\tilde{\mathbf{D}}_{\boldsymbol{\gamma}}^{1/2}\sigma_\nu\right]_{m,k}\right|^2 \\ &= \sum_{q=0}^{Q-1}\mathrm{tr}\left(\mathbf{H}_q^{\mathrm{H}}\left(\mathbf{H}_q\mathbf{H}_q^{\mathrm{H}}\right)^{-1}\tilde{\mathbf{D}}_{\boldsymbol{\gamma}}\sigma_\nu^2\left(\mathbf{H}_q\mathbf{H}_q^{\mathrm{H}}\right)^{-1}\mathbf{H}_q\right). \end{aligned} \tag{45}$$

利用迹的循环性质

$$p = \frac{1}{M}\sum_{q=0}^{Q-1}\mathrm{tr}\left(\left(\mathbf{H}_q\mathbf{H}_q^{\mathrm{H}}\right)^{-1}\tilde{\mathbf{D}}_{\boldsymbol{\gamma}}\sigma_\nu^2\right). \tag{46}$$

在（**As2**）条件下，并回忆 $\tilde{\mathbf{D}}_{\boldsymbol{\gamma}} = \frac{1}{Q}\mathbf{D}_{\boldsymbol{\gamma}}$，根据大数定律可得

$$\frac{1}{Q}\sum_{q=0}^{Q-1}\left(\mathbf{H}_q\mathbf{H}_q^{\mathrm{H}}\right)^{-1}\mathbf{D}_{\boldsymbol{\gamma}}\sigma_\nu^2 \to \mathbb{E}\left\{\left(\mathbf{H}_q\mathbf{H}_q^{\mathrm{H}}\right)^{-1}\mathbf{D}_{\boldsymbol{\gamma}}\sigma_\nu^2\right\} \tag{47}$$

于是（46）变为

$$p \to \frac{1}{M}\mathrm{tr}\left(\mathbb{E}\left\{\left(\mathbf{H}_q\mathbf{H}_q^{\mathrm{H}}\right)^{-1}\mathbf{D}_{\boldsymbol{\gamma}}\sigma_\nu^2\right\}\right). \tag{48}$$

在（**As3**）下，格拉姆矩阵 $\mathbf{H}_q\mathbf{H}_q^{\mathrm{H}} \sim \mathcal{CW}\left(\mathbf{D}_{\boldsymbol{\beta}},\ M,\ K\right)$，其逆矩阵为 $\left(\mathbf{H}_q\mathbf{H}_q^{\mathrm{H}}\right)^{-1} \sim \mathcal{CW}^{-1}\left(\mathbf{D}_{\boldsymbol{\beta}}^{-1},\ M,\ K\right)$ [36]。由此得到每根天线发射功率的确定性表达式

$$p \to \frac{1}{M(M-K)}\mathrm{tr}\left(\mathbf{D}_{\boldsymbol{\beta}}^{-1}\mathbf{D}_{\boldsymbol{\gamma}}\sigma_\nu^2\right) \tag{49}$$

因此，功率放大器消耗功率总和可计算为

$$p_{\mathrm{PAs}} = M\alpha p^{1/2} \to \alpha\left(\frac{M}{M-K}\mathrm{tr}\left(\mathbf{D}_{\boldsymbol{\beta}}^{-1}\mathbf{D}_{\boldsymbol{\gamma}}\sigma_\nu^2\right)\right)^{1/2}. \tag{50}$$

附录 C

引理 1 的证明

最优激活天线数介于 $K+1$（零迫约束所要求的数量）和 M 之间。通过考虑连续的激活天线数 $x \in \mathbb{R}$，函数（27）

$$f(x) = t\left(\frac{x}{x-K}\right)^{1/2} + p_{\text{fix}} + \mathcal{C}x \tag{51}$$

其中，$t = \alpha\left(\text{tr}\,\left(\mathbf{D}_{\boldsymbol{\beta}}^{-1}\mathbf{D}_{\boldsymbol{\gamma}}\sigma_\nu^2\right)\right)^{1/2}$ 在定义域 $]K, M]$ 上是凸的。为证明这一点，我们计算 f 的一阶导数。

$$\frac{df(x)}{dx} = t\left(\frac{x^{-1/2}}{2\left(x-K\right)^{1/2}} - \frac{x^{1/2}}{2\left(x-K\right)^{3/2}}\right) + \mathcal{C} = -\frac{t}{2}\left(\frac{Kx^{-1/2}}{\left(x-K\right)^{3/2}}\right) + \mathcal{C}. \tag{52}$$

对其求二阶导数

$$\frac{d^2f(x)}{dx^2} = -\frac{tK}{2}\left(-\frac{x^{-3/2}}{2\left(x-K\right)^{3/2}} - \frac{3x^{-1/2}}{2\left(x-K\right)^{5/2}}\right) = \frac{tK}{4}\frac{4x-K}{x^{3/2}\left(x-K\right)^{5/2}} \tag{53}$$

可以看出，对于 $x > K$，(53) 始终为正。为使 (51) 最小，可计算其关于 x 的导数（见 (52)），令其等于零，并分离常数项，从而得到以下多项式

$$x\left(x-K\right)^3 - \frac{tK}{2\mathcal{C}} = 0. \tag{54}$$

根据笛卡尔符号法则，(54) 有两个正实根。其中只有一个大于 K。通过在图3b中观察 (27) 也可得出这一点。min{·} 和 max{·}运算确保最终数值保持在允许范围内。由于函数 (51) 具有凸性，向上取整 - 向下取整运算 $\lfloor\cdot\rceil$ 可保证得到最优整数值。

APPENDIX D

PROOF OF THEOREM 3

考虑问题 (26)。固定 M_{a} 的数值后，关于预编码系数的最小化问题为

$$\begin{aligned}
&\underset{\substack{\{w_{m,k,q}\}\\ m=0,\ldots,M_{\text{a}}-1}}{\text{最小化}} && p_{\text{BS}} = p_{\text{PAs}} + p_{\text{fix}} + \mathcal{C}M_{\text{a}} && \text{(55a)}\\
&\text{满足以下约束条件:} && \mathbf{H}_q\mathbf{W}_q = \tilde{\mathbf{D}}_{\boldsymbol{\gamma}}^{1/2}\sigma_\nu \ \ \forall q, && \text{(55b)}\\
& && p_m \le p_{\max} \ \ \forall m. && \text{(55c)}
\end{aligned}$$

根据定理 2，我们知道，当每根天线的功率约束未起约束作用时，上述问题的解在渐近宽带区制和独立同分布瑞利衰落条件下，趋于在各天线间均匀分配功率，

$$p_m \to \overline{p} = \frac{1}{M_{\mathrm{a}}(M_{\mathrm{a}}-K)} \mathrm{tr}\left(\mathbf{D}_{\boldsymbol{\beta}}^{-1}\mathbf{D}_{\boldsymbol{\gamma}}\sigma_\nu^2\right) \quad \forall m. \tag{56}$$

考虑两种情况，注意我们考虑的是 M_{a} 的任意数值：

a) $\overline{p} \leq p_{\max}$，这保证了上述解是最优的。事实上，解 (56) 在满足 (55b) 的同时使 (55a) 最小化；在这种情况下，它也满足 (55c)。

b) $\overline{p} > p_{\max}$，这表明使用 M_{a} 根天线时，上述解不可行。事实上，为满足约束条件 (55c)，我们需要将每个 p_m 的数值都降低至 $p_{\max}$ 或更小。这样做时，我们需要一个功耗更低的解（因为功率放大器功耗随 p_m 单调递增），同时满足 (55b)。这是不可能的，否则这个新解就对应于无约束问题的最优解，即为所有天线分配功率 p 的解。

上述推理表明，在渐近宽带区间和独立同分布瑞利衰落条件下，逐天线功率约束意味着激活天线数量 M_{a} 存在一个下界（使用 (56) 并假设 $M_{\mathrm{a}} > K$）

$$\overline{p} \leq p_{\max} \iff M_{\mathrm{a}}^2 - KM_{\mathrm{a}} - \frac{\mathrm{tr}\left(\mathbf{D}_{\boldsymbol{\beta}}^{-1}\mathbf{D}_{\boldsymbol{\gamma}}\sigma_\nu^2\right)}{p_{\max}} \geq 0, \tag{57}$$

$$M_{\mathrm{a}} \geq \frac{1}{2}\left(K + \left(K^2 + \frac{4\mathrm{tr}\left(\mathbf{D}_{\boldsymbol{\beta}}^{-1}\mathbf{D}_{\boldsymbol{\gamma}}\sigma_\nu^2\right)}{p_{\max}}\right)^{1/2}\right). \tag{58}$$

将此下界作为原问题的约束后，我们可以去掉逐天线功率约束，并求解该等价问题

$$\begin{aligned} \underset{M_a}{\text{minimize}} \quad & \overline{p_{\mathrm{BS}}} = \alpha\left(\frac{M_a}{M_a-K}\mathrm{tr}\left(\mathbf{D}_{\boldsymbol{\beta}}^{-1}\mathbf{D}_{\boldsymbol{\gamma}}\sigma_\nu^2\right)\right)^{1/2} + p_{\mathrm{fix}} + \mathcal{C}M_a \\ \text{subject to} \quad & M_a \geq \frac{1}{2}\left(K + \left(K^2 + \frac{4\mathrm{tr}\left(\mathbf{D}_{\boldsymbol{\beta}}^{-1}\mathbf{D}_{\boldsymbol{\gamma}}\sigma_\nu^2\right)}{p_{\max}}\right)^{1/2}\right), \\ & M_a \leq M. \end{aligned} \tag{59}$$

(As4)中的条件确保通过启用所有 M 天线始终满足功率约束。将 $M_{\mathrm{a}} = M$代入式（56）即可简单推导出该条件。

参考文献

[1] 欧盟委员会，《欧洲绿色协议》，COM (2019)，第640页，2019年11月。[2] 国际电信联盟，《ITU-T L.1470 (01/2020)：符合《联合国气候变化框架公约巴黎协定》的信息与通信技术领域温室气体排放轨迹》，2020年。[3] C. Andersson、J. Bengtsson、G. Bystr¨om、P. Frenger、Y. Jading和M. Nordenstr¨om，“提升5G网络及后续网络的能源性能”，《爱立信技术评论》，第2022卷，第8期，第2–11页，2022年。[4] C. Han等，“绿色无线电：实现节能无线网络的无线电技术”，《IEEE通信杂志》，第49卷，第6期，第46–54页，2011年。[5] S. Buzzi、C.-L. I、T. E. Klein、H. V. Poor、C. Yang和A. Zappone，“5G网络节能技术及未来挑战综述”，《IEEE通信选定领域期刊》，第34卷，第4期，第697–709页，2016年。[6] D. L´opez-P´erez等，“5G无线接入网能量效率综述：大规模MIMO、精简载波设计、休眠模式与机器学习”，《IEEE通信调查与教程》，第24卷，第1期，第653–697页，2022年。[7] 华为，《绿色5G白皮书：构建绿色网络，照亮通往低碳未来之路》，技术报告，2021年10月。[8] L. Golard、J. Louveaux和D. Bol，“4G和5G无线接入网能耗的评估与预测：以比利时2020–2025年为例”，《电信年鉴》，2022年11月。[9] 3GPP，“第三代合作伙伴计划；技术规范组无线接入网；新空口网络节能研究（Release 18）”，技术报告38.864，2022年12月，版本18.0.0。[10] G. Auer等，“运行无线网络需要多少能源？”，《IEEE无线通信》，第18卷，第5期，第40–49页，2011年。[11] X. Ge、J. Yang、H. Gharavi和Y. Sun，“5G小蜂窝网络的能量效率挑战”，《IEEE通信杂志》，第55卷，第5期，第184–191页，2017年。[12] S. Muneer、L. Liu、O. Edfors、H. Sj¨oland和L. Van der Perre，“处理大规模MIMO中的功率放大器非线性：系统容量与功耗之间有哪些权衡”，载于《Asilomar信号、系统与计算会议论文集》，2020年，第974–978页。[13] E. Bj¨ornson、M. Bengtsson和B. Ottersten，“最优多用户发射波束成形：一个难题及其简洁的解结构 [讲义],”，《IEEE信号处理杂志》，第31卷，第4期，第142–148页，2014年。[14] A. Grebennikov，《射频与微波功率放大器设计》，第1版。美国纽约州纽约市：McGraw-Hill，2005年。[15] Y. Chen、S. Zhang、S. Xu和G. Y. Li，“绿色无线网络的基本权衡”，《IEEE通信杂志》，第49卷，第6期，第30–37页，2011年。[16] A. He等，“功耗最小化的多输入多输出系统：一种认知无线电方法”，《IEEE通信选定领域期刊》，第29卷，第2期，第469–479页，2011年。[17] *3*0.4–3.6 GHz、3瓦、28伏氮化镓功率放大器模块，Qorvo，QPA3503，2018年，B版。[18] D. Persson、T. Eriksson和E. G. Larsson，“考虑放大器特性的多输入多输出功率分配”，《IEEE通信快报》，第17卷，第6期，第1112–1115页，2013年。[19] ——，“考虑放大器特性的多输入单输出容量”，《IEEE通信汇刊》，第62卷，第3期，第913–919页，2014年。[20] H. V. Cheng、D. Persson和E. G. Larsson，“放大器功耗受限条件下的最优MIMO预编码”，《IEEE通信汇刊》，第67卷，第1期，第218–229页，2019年。[21] H. V. Cheng、D. Persson、E. Bj¨ornson和E. G. Larsson，“夜间大规模MIMO：低流量场景下大规模MIMO的运行”，载于《IEEE国际通信会议论文集》，2015年，第1697–1702页。

[22] E. Bj¨ornson、J. Hoydis 和 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，第 154–655 页，2017 年。[23] K. Senel、E. Bj¨ornson 和 E. G. Larsson，《具有下行链路 SINR 约束的大规模 MIMO 联合发射功率与电路功耗最小化：何时开启大规模 MIMO？》，《*IEEE*无线通信汇刊》，第 18 卷，第 3 期，第 1834–1846 页，2019 年。[24] J. Xu 和 L. Qiu，《MIMO 广播信道的能量效率优化》，《*IEEE*无线通信汇刊》，第 12 卷，第 2 期，第 690–701 页，2013 年。[25] E. Bj¨ornson、L. Sanguinetti、J. Hoydis 和 M. Debbah，《能量高效多用户 MIMO 系统的最优设计：大规模 MIMO 是答案吗？》《*IEEE*无线通信汇刊》，第 14 卷，第 6 期，第 3059–3075 页，2015 年。[26] Y. Dong、Y. Huang 和 L. Qiu，《非理想功率放大器条件下多用户 MIMO 系统的能量高效稀疏波束成形》，《*IEEE*车辆技术汇刊》，第 66 卷，第 1 期，第 134–145 页，2017 年。[27] M. M. A. Hossain、C. Cavdar、E. Bj¨ornson 和 R. J¨antti，《大规模 MIMO 节能博弈：应对日负载变化》，《*IEEE*车辆技术汇刊》，第 67 卷，第 3 期，第 2301–2313 页，2018 年。[28] E. Peschiera 和 F. Rottenberg，《现实功率放大器功耗约束下的大规模 MIMO 线性预编码器设计》，载于*WIC/IEEE* 比荷卢信息论与信号处理研讨会论文集，2022 年。[29] E. Dahlman、S. Parkvall 和 J. Sk¨old，《*5G NR*：下一代无线接入技术》，第 2 版。美国纽约州纽约市：Academic，2020 年。[30] F. Rottenberg、G. Callebaut 和 L. Van der Perre，《Z3RO 系列预编码器：消除大型阵列系统中的非线性功率放大失真》，《*IEEE*无线通信汇刊》，第 22 卷，第 3 期，第 2036–2047 页，2023 年。[31] X. Gao、L. Dai、S. Han、C.-L. I 和 R. W. Heath，《大型天线阵列毫米波 MIMO 系统的能量高效混合模拟与数字预编码》，《*IEEE*通信选定领域期刊》，第 34 卷，第 4 期，第 998–1009 页，2016 年。[32] Q. Spencer、A. Swindlehurst 和 M. Haardt，《多用户 MIMO 信道下行链路空间复用的迫零方法》，《*IEEE*信号处理汇刊》，第 52 卷，第 2 期，第 461–471 页，2004 年。[33] S. Shmakov，《求解四次方程的通用方法》，《纯数学与应用数学国际期刊》，第 2 卷，第 71 期，第 251–259 页，2011 年。[34] S. Boyd 和 L. Vandenberghe，《凸优化》。英国剑桥：剑桥大学出版社，2004 年。[35] A. Hjørungnes，《复值矩阵导数：及其在信号处理与通信中的应用》。英国剑桥：剑桥大学出版社，2011 年。[36] D. Maiwald 和 D. Kraus，《复 Wishart 分布矩阵与复逆 Wishart 分布矩阵的矩》，载于*IEEE*声学、语音与信号处理国际会议论文集，第 5 卷，1997 年，第 3817–3820 页。