arXiv:2301.10950v1 [eess.SY] 26 Jan 2023

mmFlexible：面向多用户毫米波网络的灵活定向频率复用

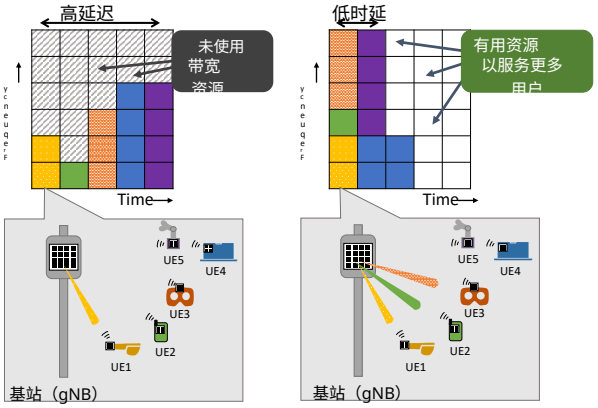
Ish Kumar Jain、Rohith Reddy Vennam、Raghav Subbaraman、Dinesh Bharadia 加州大学圣地亚哥分校，美国加利福尼亚州拉霍亚，电子邮件： {ikjain、rvennam、rsubbaraman、dineshb}@ucsd.edu

摘要——现代毫米波系统在执行频分复用时缺乏灵活性，因此可扩展性有限。信号中的所有频率分量都通过铅笔波束进行波束成形，指向同一个方向，无法传输至其他用户方向。我们提出了一种名为 mmFlexible 的新型灵活毫米波系统，可实现灵活的定向频分复用：毫米波信号的不同频率分量可通过相同的铅笔波束，分别在多个任意方向上进行波束成形。我们的系统有两项关键贡献：（1）我们提出了一种名为延迟相控阵的新型毫米波前端架构，利用可变延迟和可变相位元件来生成所需的频率-方向响应。（2）我们提出了一种名为 FSDA（频率空间到延迟天线）的新算法，用于估算延迟相控阵实时运行所需的延迟和相位值。通过使用毫米波信道轨迹进行评估，我们表明，与基线方案相比，mmFlexible 可将最坏情况时延降低 60–150%[1]。

索引词—**毫米波、波束成形、延迟相控阵、频分复用、正交频分多址、调度**

I. 引言

毫米波网络凭借丰富的带宽资源，有望为越来越多的用户提供无线连接。然而，当前毫米波系统存在一个显著局限：无法通过向位于不同方向的不同用户分配少量频率资源，同时为多个用户提供服务。与采用全向天线向所有方向辐射信号的 6 GHz 以下系统不同，毫米波系统使用铅笔波束照射空间中的一小片区域，这意味着所有频率分量都指向固定方向，无法分配到其他方向。这种不灵活性会导致两个主要问题，如图 1(a) 所示。首先，它会造成高延迟，因为基站（gNB）必须以时分方式为不同用户方向提供服务，导致部分用户等待时间过长，这对时延敏感应用十分不利。其次，它会降低有效频谱使用率。当 gNB 一次为一个设备提供服务时，每个设备都会获得很高的瞬时容量，但由于需求有限，可能无法充分利用这些容量。然而，由于 gNB 无法将剩余的频率资源定向到其他方向，这些资源便会被浪费，从而导致有效频谱利用率较低。此外，其他方向上的用户本可以利用这些被浪费的频段，从而提高整体频谱利用率。



(a) 传统毫米波　　(b) mmFlexible

图 1： mmFlexible 通过灵活的方向性频分复用，高效利用可用的毫米波频谱资源，使多个用户能够同时获得服务，并实现低时延和高频谱利用率。

在本文中，我们提出这样一个问题：“毫米波基站能否使用任意一组连续频段，向或从任意一组方向进行传输或接收，从而形成灵活的频率-方向波束成形响应”。借助大规模天线和数字波束成形，这是可行的；但传统毫米波系统依赖模拟相控阵，以单个射频链实现成本和功耗效率。然而，模拟相控阵无法形成这样的频率-方向响应，因为它们从射频链获取单个输入，并将信号中的所有频率辐射到一个固定方向。一个简单的解决方案是将相控阵拆分成多个子天线阵列，并对其进行编程，使它们分别向不同方向辐射；但这样会降低每个方向上的方向性，进而降低信号强度、覆盖范围、可靠性，甚至数据速率。

近年来，人们提出了新的毫米波前端架构，例如真时延（TTD）天线阵列 [1]–[3] 和漏波天线 [4]，用于频率相关波束成形，使不同频率朝不同方向传播。然而，这些波束方向图存在局限：每个用户在一个时隙内只能接收到极小部分的带宽，因此可能无法在合理的时间范围内满足其需求。此外，这些架构无法控制波束数、波束方向和波束带宽[2]，

[1]本文是 Infocom'23 论文的扩展版本，新增了附录A，其中提供了 DPA 中时延和相位的详细数学分析及闭式表达式。开源链接：https://wcsng.ucsd.edu/dpa。

[2]**波束带宽** 定义为系统带宽中这样一部分频段所占的比例：该部分在期望波束方向上具有较高的波束成形增益，而在其他方向上的增益较低。

导致大量频率资源被浪费在没有活动用户的方向上，从而造成频谱利用率低下。

我们提出了一种名为 mmFlexible 的系统，通过为每个用户分配一组连续的频率资源来实现灵活的方向-频率复用，无论用户位于哪个方向，从而避免频谱浪费。该系统通过在不同用户方向上创建多个并发的铅笔波束（多波束）来实现这一点，其中每个波束根据该波束方向上用户的需求承载一个独立的频段。mmFlexible 多波束响应的一项关键特性是，在所有波束上保持波束成形增益的同时，仅将功率重新分配给所需的频率-方向对，并最大限度地减少功率向其他方向和频段的泄漏。频率-方向对的集合可以任意选择，因此方向-频率复用具有灵活性。这使得整个频带都能得到高效利用（5G NR 频段最高可达 800 兆赫，IEEE 802.11ax 频段最高可达 2.3 GHz），从而减少频谱浪费并提供低时延网络接入，如图 1(b) 所示。

为了实现 mmFlexible，我们提出了一种新颖的毫米波模拟阵列架构，称为延迟相控阵（DPA），它能够生成波束数灵活、波束方向和波束带宽均可任意设定的多波束（参见图 2）。与固定时延架构不同，DPA 在每根天线上使用可变延迟和移相元件，以创建任意所需的频率-方向响应。我们的思路是以互补的方式使用时延和相位：可变延迟提供频率选择性，可变相位提供方向可转向性，从而使 DPA 能够朝向多个任意选定的频率-方向对生成多波束。

我们构建了 DPA 的设计，并深入分析了创建天线阵列所需的硬件要求，同时分析了生成所需多波束所需的可变延迟值的覆盖范围和分辨率。在电路中实现大时延的挑战之一，是传输线的尺寸和复杂性；而由于带宽和匹配约束，将其集成到集成电路上在毫米波频段会更加困难 [5]。与传统的真时延阵列设计相比，我们的设计显著缩小了所需延迟值的覆盖范围，使其具备实际可行性且易于制造。例如，真时延阵列要求每根天线的时延单调递增，即使对于一个由 16 个单元组成的阵列，也需要 20 ns 的时延，这比最先进的毫米波延迟设计多 13 倍 [5]。相比之下，我们的 DPA 设计针对相邻天线采用递增和递减的延迟值，因此所需的延迟范围低于传统真时延阵列。此外，延迟范围与天线单元的数量无关，因此能够扩展到大型阵列。

下一个挑战是对 DPA 进行软件编程，以满足 mmFlexible 的波束成形要求。软件应确定 DPA 每根天线上的可变延迟和相位的适当值。由于这是一个非凸且 NP 难问题，求解这些离散值在计算上十分困难。一种朴素的解决方案是预先计算并存储每个可能的频率-方向对所对应的时延和相位值，但由于此类组合数量庞大（10^{28}），这种方法不可行。为克服这一问题，我们开发了一种新颖的 FSDA（频率-空间到时延-天线）算法，可通过单次计算实时估计时延和相位。该算法首先使用二维变换，将期望的频率-空间响应映射到时延-天线空间，然后提取每根天线对应的时延和相位。FSDA 算法可利用快速高效的二维快速傅里叶变换技术实时实现。我们的算法只需获取每个用户的角度，以及当前时隙分配给用户的相应频率资源。角度可通过任何符合标准的初始接入协议获得，因此 mmFlexible 能够轻松集成到标准的 5G毫米波协议中。

总之，我们做出了以下贡献：

- 我们提出了 mmFlexible，这是首个支持毫米波网络中灵活方向-频率复用的系统，可提升频谱利用率、实现低时延，并具备可扩展性以支持大量用户。
- 我们设计了一种名为延迟相控阵的新型毫米波前端架构，可生成多波束，并灵活设置波束数、波束方向和波束带宽，同时保持较高的波束成形增益。
- 我们提出了一种名为 FSDA（频率-空间到时延-天线）的新算法，利用二维快速傅里叶变换技术实时估计时延和相位，并且可以轻松集成到标准 5G毫米波协议中。
- 我们利用真实毫米波轨迹评估了 mmFlexible 的性能，结果表明，与基线方案相比，其延迟降低了 60-150%。此外，与真时延阵列基线方案相比，多用户总吞吐量提升了 3.9 倍 [1]。

II. 背景与动机

本节将介绍几种模拟天线阵列架构的基础知识。这些架构都采用单条基带射频（RF）链，并通过相应机制，尽可能灵活地为多个用户分配资源。接下来，我们将展示一个实际示例（图 2），说明这些架构都无法满足灵活方向性频分复用的要求，并阐述我们的 flexibleDPA 架构如何满足这些要求。

A. 相控阵和真时延阵列基础知识

■ **相控阵：** 相控阵从数字链接收一个输入，将其分成 N 路副本，施加适当的相移，然后由 N 个天线辐射出去（图 3(a)）。输入信号中的所有组成频带都会沿着相位设置所指定的方向辐射。每个天线上的相位集合构成一个权重向量w_{phase}，如下所示：

$$w_{\text{phase}}(n) = e^{j\Phi_n} \tag{1}$$

其中，Φ_n 是天线索引n($n \in [0, N-1]$)对应的可编程相位。现在，如果我们设置相位以创建

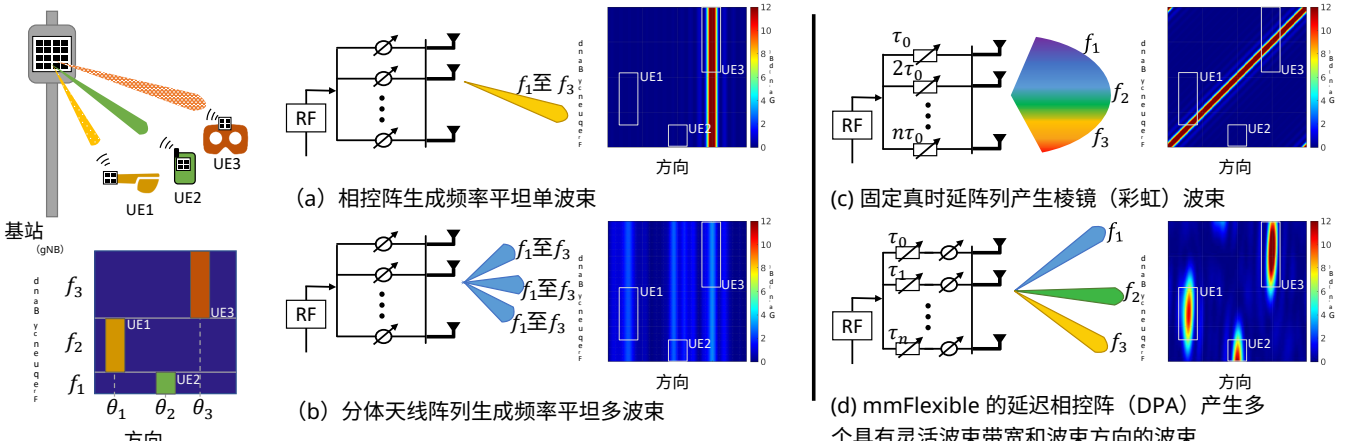


图2： 3个用户在3个不同角度方向上的期望频率-空间波束响应。

图3： 不同毫米波前端架构及其产生的相应频率-空间图案的比较。传统相控阵和分体天线阵列产生频率平坦响应，而真时延阵列则产生向所有方向辐射的频率选择性彩虹状图案。相比之下，DPA提供灵活的频率-方向响应，可对波束数、波束带宽和波束方向进行编程。

一个角度为 30° 的定向波束，那么该相移会应用于信号中的所有频率分量，使它们沿同一角度 30° 辐射。由于相控阵中的权重具有频率无关性，信号中的不同频率分量无法辐射到其他方向。因此，相控阵一次只能在一个方向上为用户提供服务，无法实现面向多个用户的灵活定向频分复用。分裂天线相控阵（图 3(b)）将相控阵架构拆分为多个子阵列，以便在一个 TTI 内为不同用户形成多个波束，但代价是天线增益、覆盖范围和吞吐量降低。

■ **真时延阵列：** 如图 3(c) 所示，真时延（TTD）阵列使用延迟元件替代相移元件。带有延迟元件的天线权重表示为：

$$w_{\text{delay}}(t,n) = \delta(t-\tau_n) \tag{2}$$

关于真时延阵列的既有研究 [1]–[3], [6]表明，该架构通过在每根天线上使用一组固定时延 $\tau_n = {}^{n}\text{B}$，在带宽为 B 的情况下，以线性方式向所有方向辐射所有频率，从而形成棱镜型响应（图 3(c)）。这种响应有两项主要局限：1）如果某个方向上没有用户，大部分频段就会被浪费在空间中；2）每个用户只能获得较小的频带，无法任意扩大。由于这些局限，真时延阵列不适用于灵活的方向-频率复用。

B. 当前毫米波架构无法实现灵活的方向-频率复用

让我们通过一个简单的网络场景，来了解上述系统之间的性能权衡。对于 4K虚拟现实应用，端到端时延通常应为 $<$ 100 毫秒，数据传输路径为：公有云、网络服务提供商、基站（边缘）和设备。空口传输（基站到设备）的时延必须严格满足 $<$ 100 毫秒的时延要求 。

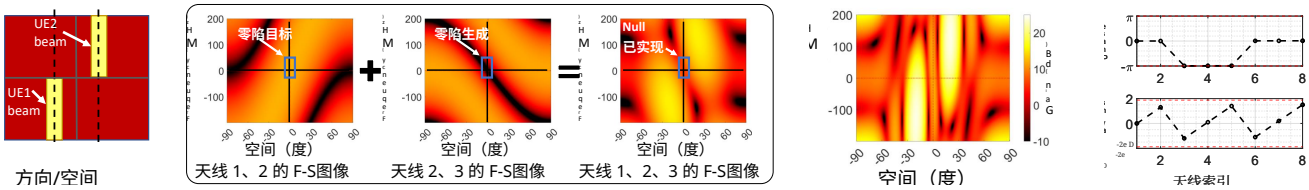
考虑网络中有 10 个流量需求相似的用户：每个用户需要 60 兆比特每秒的吞吐量（4K虚拟现实），并且由于虚拟现实的交互特性，空口时延需达到 $<$ 1 毫秒 [7]–[10]。用户的总吞吐量需求为 600 兆比特每秒，仅为一台采用下行链路、带宽为 400 兆赫的频率范围2 gNB 的最大物理层吞吐量（2.2 吉比特每秒）的 30%。我们假设所有用户的位置彼此分散（处于不同的角度方向），且射频条件良好（例如视距传输且无遮挡）。这样便可控制常见的外部因素，专门评估架构能力。我们假设 DPA 和分离式天线阵列最多可产生 8 个并发波束，而真时延阵列可形成棱镜波束图样。对比结果如表 I 所示。根据我们的端到端评估（图 7(a)），可以看到，在边缘场景中，所有基线方案均未能满足 1 毫秒的空口时延要求。显然，mmFlexible 最适合支持时延关键型应用，同时满足更高的吞吐量需求。

架构	延迟*（毫秒）	丢包率	吞吐量
相控阵（时分多址）	$>$ 1.25 毫秒	24.0%	54.9 兆比特每秒
分体天线阵列	$>$ 2 毫秒	33.3%	47.3 兆比特每秒
真时延天线阵列	$>$ 3.5 毫秒	76.4%	18.3 兆比特每秒
DPA	$<$ 0.5 毫秒	0.0%	71.3 兆比特每秒

表 I: 针对 10 位 4K虚拟现实用户的延迟相控阵及其他基线方案（*我们提及的是空口最坏情况延迟）。

III. mmFlexible 的 DPA 硬件设计

mmFlexible 提出了一种新型毫米波前端架构——延迟相控阵（DPA），以实现毫米波网络中的灵活方向-频率复用。DPA 通过构建具有灵活波束方向和波束带宽的多波束响应，克服了现有采用相控阵和真时延阵列的毫米波系统的局限性。



（a）期望的F-S图像　（b）特定频率-空间（F-S）特征图像　（c）8天线频率-空间图像　(d) 时延和相位

图4： 说明 DPA 如何利用 -20° 和 20° 处的两个波束生成所需的频率-空间图像。第一个波束占据 [-200,0] 兆赫的频带，第二个波束占据 (0,200] 兆赫的频带。DPA 可使用 (d) 中的时延和相位值生成 (c) 中所需的图像。

本节将讨论 DPA 的实际实现方式，并展示如何通过更短的时延来构建它。

A. 延迟相控阵（*DPA*）架构

如图 3(d) 所示，DPA 架构由每个天线对应的可编程时延元件和可编程相位元件组成，并采用单射频链。这些元件可以协同编程，以生成仅靠其中任一元件都无法实现的灵活波束响应。我们的核心思路是控制两个参数：时延 τ_n 和相位 Φ_n，以获得所需的响应。我们将 DPA 的波束权重定义为：

$$w_{\text{dpa}}(t,n) = w_{\text{phase}}(n) w_{\text{delay}}(t,n) = e^{j\Phi_n}\delta(t-\tau_n) \qquad (3)$$

注意，DPA 权重随时间变化，因此也随频率变化。进行快速傅里叶变换后，权重中的指数项变为 $\Phi_n - 2\pi f\tau_n$，它是频率 f 和天线索引 n 的函数。因此，该权重向量的波束成形响应将同时取决于频率和方向。天线阵列的波束成形增益表示天线阵列向不同方向辐射的功率。频率 f、方向 θ 下 DPA 的波束成形增益表达式 $G(f,\ \theta)$ 为：

$$G(f,\theta) = \sum_{n=0}^{N-1} \mathcal{F}(w_{\text{dpa}}(t,n)) e^{-jn\pi\sin(\theta)} \qquad (4)$$

其中，$\mathcal{F}$ 是傅里叶变换，$e^{-jn\pi\sin(\theta)}$ 是从天线到空间（$\sin(\theta)$）域的标准导向矢量变换[3]。本质上，响应是所有天线各自贡献之和。将 DPA 权重中的指数项与天线阵列响应中的指数项相等，可得：$\Phi_n - 2\pi f\tau_n = n\pi\sin(\theta)$。可变延迟会在频率（$f$）-空间（$\sin\theta$）图中产生斜率，而可变相位会沿空间轴产生恒定偏移。二者结合后，可以在频率-空间域中形成斜率和截距均可配置的任意直线。有了这一认识，我们将在第四节讨论如何为每根天线编程相位和延迟值，以获得所需的波束响应。

[3]请注意，线性天线阵列的导向矢量表示为 $e^{-jn2\pi\frac{d}{\lambda}\sin(\theta)}$，它取决于阵列几何结构（天线间距 d）和信号波长 λ [11]。我们假设 $d=\frac{\lambda}{2}$，并将导向矢量近似为 $e^{-jn\pi\sin(\theta)}$。

B. DPA 中延迟元件的覆盖范围

在讨论 DPA 软件编程之前，我们要强调，分析硬件实际能够支持的可能时延值集合十分重要。这里，我们介绍时延范围的要求，以及它如何帮助构建实用的电路板。延迟元件通过电路板上的可变长度传输线实现。在毫米波频段，由于尺寸、带宽和匹配约束，难以在集成电路中构建大型延迟线 [5]。因此，我们的设计确保时延范围不会过大。传统真时延（TTD）阵列所需的时延范围与天线数量成正比 N；对于大型天线阵列而言，这一范围很大（16 天线阵列需要 18.75 纳秒） [1]。相比之下，mmFlexible 的时延范围与天线数量无关。对于双波束情形，mmFlexible 的时延范围为 $\frac{3}{2B}$（稍后在式 (5) 中给出）；在 5G NR 的 400 兆赫带宽下，该范围为 $3.7ns$，显著小于真时延阵列所需的范围。时延范围会随并发波束数量增加，但与天线数量无关，因此可扩展至大型阵列。

全双工电路中已展示了具有亚纳秒精度的延迟控制，可用于干扰消除 [12]。最近， [13] 的作者展示了精确的延迟控制，其分辨率为 0.1 ns，并采用 6 位控制（64 个值，最大可达 6.4 ns），满足 mmFlexible 的要求。

IV. MMFLEXIBLE 的 DPA 软件设计

A. mmFlexible 的需求

我们的目标是通过 DPA 架构构建任意的频率-方向响应 $G(f,\ \theta)$，从而实现高能效，并以低时延实现高效的资源利用。如果我们仔细观察第 2 节中的示例，就会发现分裂天线实现了频率-方向映射，但信噪比损失了 6 分贝，这是由于 400 兆赫的全部辐射能量被分配到四个方向所导致的。这引出了我们的第一个要求：**要求 1：** 系统必须能够在与每个用户相关联的特定频率-方向对上传输/接收信号，同时尽量减少其他方向和频率上的能量泄漏。此外，我们还应能够控制分配给每个用户的带宽，这引出了：**要求 2：** 能够灵活地为每个用户分配带宽，从而在空间中形成窄波束

以获得更高的天线增益，并在频率上形成宽波束，以支持高需求用户。

B. 使用 *DPA* 满足 *mmFlexible* 的要求

有了这一认识，我们通过图4中的一个简单双用户示例，重新探讨并解释 mmFlexible 如何满足这些要求。假设两个用户分别位于 $-\theta_0$ 和 θ_0，基站希望为这两个用户提供相同的波束带宽，每个用户的波束带宽为 $B/2$，其中 B 为系统总带宽。为了支持这种灵活的方向-频率复用，基站必须生成图4(a)所示的频率-方向波束响应。为简单起见，我们将这种二维波束方向图称为频率-空间（*F-S*）图像 。那么，DPA 如何生成这些图像并满足上述要求呢?

我们给出每根天线对应的一组时延τ_n 和相位 Φ_n 的闭式表达式，以生成上述波束成形响应，如下所示:

$$\tau_n = \left(\frac{3}{2B} n \sin(\theta_0) + \frac{3}{4B}\right) \mod \frac{3}{2B} \tag{5}$$

$$\Phi_n = \text{round}(n \sin(\theta_0))\pi \mod 2\pi \tag{6}$$

任意波束数、波束方向及波束带宽情况下的广义表达式及其证明见附录***A***。

现在，我们通过向一部分天线分配互补的F-S图像来满足 mmFlexible 的要求。例如，我们利用天线1和2在F-S图像中形成正斜率，然后如图4(b)所示，利用天线2和3形成互补的负斜率。当这两个响应结合在一起时，我们观察到一个频率-空间图像：它们在目标用户位置发生相长叠加，同时在其他位置形成零陷（低增益）（满足**要求1**）。

对于第二项要求，我们通过选择用于形成正斜率或负斜率的天线数量来创建此类波束。其直观依据是，更多的天线会使相应的特征图像在空间上更窄。例如，从图4(d)可以清楚看出，三根相邻天线（如天线3、4、5）具有递增的时延，而只有两根天线（如2、3）具有递减的时延。这有助于使F-S图像中的正斜率变窄（3根天线贡献），而负斜率保持较宽（2根天线贡献）。如图4(c)所示，这种效果形成了在空间上较窄、但在频率上可任意宽的波束（满足**要求2**）。

这一直觉有助于理解如何生成一个简单的双波束频率-空间图像。我们利用这一洞见，开发了一种新颖的 FSDA 算法，可针对具有任意波束数、波束方向和波束带宽的频率-空间图像，估计其时延和相位值。

C. 用于估计 *DPA* 中时延和相位的 *FSDA* 算法

为了实现所需的频率-方向波束响应，基站需要估计 DPA 中每根天线对应的时延和相位。一种简单的解决方案是使用查找表，以蛮力搜索的方式尝试不同的离散值，从而获得所需的波束。但由于每根天线的时延和相位都有大量可能取值，这种方案计算复杂度高且十分耗费内存。例如，假设每根天线有 64 种时延和 64 种相位（两者均为 6 位，因此 $2^6 = 64$），蛮力搜索查找表需要进行 $64^N \times 64^N \approx 10^{28}$ 次探测来尝试每一种组合，并将所有结果存储在内存中；即使使用内存和计算能力都很强的机器，也无法解决这一问题。我们的见解是，可以将该问题表述为一个优化框架，并以计算高效的方式求解。

现在，我们结合上一小节所得的洞见和数字信号处理的基本原理，建立优化问题。目标是将权重（时延和相位）与式（7）中的天线增益方向图联系起来，从而简化估计问题。

我们的洞见是，正如频率与时间通过傅里叶变换相关联，空间与天线之间也存在一种类似的变换，可通过导向矩阵建立联系。因此，有两种变换能够将天线权重与所需的增益方向图联系起来：时频变换和天线到空间变换。数学上，我们重新表示 DPA 的增益方向图，以突出这一二维变换:

$$G(f,\theta) = \sum_{k=0}^{K-1}\sum_{n=0}^{N-1} \mathbf{U}(f,k) w_{\text{dpa}}(k,n) V(n,\theta) \tag{7}$$

其中，$\mathbf{U}(f,k)$ 是离散域傅里叶变换（DFT），导向矩阵 V按元素定义为 $V(n,\theta) = e^{-jn\pi\sin(\theta)}$。由于信号实际上仅以 T_s的采样时间进行离散采样，因此，原始时延权重元素 $w_{\text{delay}}(t,n)$ 将简化为 $w_{\text{delay}}(k,n) = \delta(kT_s - \tau_n)$，如式（7）所述。

接着，我们用离散频率-空间矩阵 $\mathbf{G}$ 表示增益模式，并将权重表示为离散时间-天线矩阵$\mathbf{W}$ ，再通过以下二维变换将二者关联起来:

$$\mathbf{G} = \mathbf{UWV} \tag{8}$$

其中，$\mathbf{U}$ 是时频变换矩阵，$\mathbf{V}$ 是天线到空间变换矩阵。这里，我们将$\mathbf{W}$ 表示为$K \times N$矩阵，其中 K是离散时间值的数量， N 是天线的数量。

我们采用三步流程来估计权重矩阵$\mathbf{W}$ ，以生成所需的频率-空间图像，其直观解释见图5。我们的算法有两个输入：角度，以及每个用户所需的频段。这两个输入足以表示给定的频率-空间图像。首先，我们创建一个二值频率-空间矩阵，在所需的频率-空间位置处取值为1，其他位置取值为0，并将其记为$\mathbf{G}_{\text{desired}}$。随后，我们构造以下优化问题:

$$\begin{aligned} \hat{\Phi_n}, \hat{\tau_n} &= \min ||\mathbf{G}_{\text{desired}} - \mathbf{UWV}||^2 \\ \text{s.t.} \quad \mathbf{W}(k,n) &= e^{j\Phi_n}\delta(kT - \tau_n) \end{aligned} \tag{9}$$

由于相位中的指数函数项和时延中的 δ 函数项等非线性项，这个优化问题是非凸的。此外，

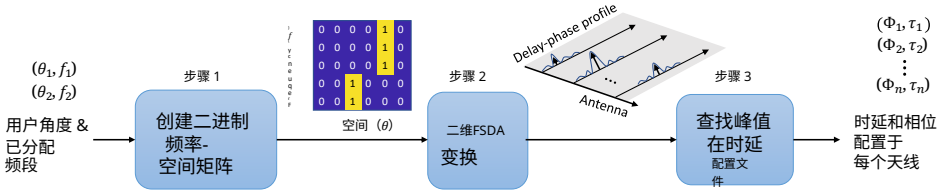


图5： 我们的 FSDA 算法分为三个步骤，用于估计生成所需频率-空间图像的每根天线的时延和相位。核心步骤是我们提出的新型二维 FSDA 变换，并对输入和输出分别进行预处理和后处理。

要求时延和相位只能取离散值的约束使该问题成为 NP 困难问题。我们通过放宽 δ 约束并允许每根天线上的权重随时间任意变化来进行近似。这意味着，我们允许每根天线上的权重随时间呈连续轮廓，而非仅在一个值处非零、其他值均为零的 δ 函数。我们将每根天线上的这种轮廓称为时延-相位轮廓。如何估计该时延-相位轮廓?

我们的关键洞见是，可以写出 $\mathbf{U}$和$\mathbf{V}$ 的逆变换，从频率-空间域转换到时间-天线域。该公式的原理是，沿时间轴和空间轴采用适当的离散网格后，可以将$\mathbf{U}$ 和$\mathbf{V}$ 表示为线性变换，即$\mathbf{U}^\dagger\mathbf{U} = \mathbf{I}$ 以及$\mathbf{V}\mathbf{V}^\dagger = \mathbf{I}$，其中$\mathbf{I}$ 为单位矩阵（注（.）† 是矩阵的伪逆）。因此，只需取伪逆即可轻松写出它们的逆变换。我们估计$\mathbf{W}$如下:

$$\hat{\mathbf{W}} = \mathbf{U}^\dagger \mathbf{G}_{\text{desired}} \mathbf{V}^\dagger \tag{10}$$

算法的最后一步是从$\mathbf{W}$中提取时延和相位ˆ ˆ。注意，$\mathbf{W}$ 的每一列都包含时延-相位曲线。我们在该曲线中找到最大峰值，其对应的索引即为时延，而该峰值的最大值即为相位项。注意，由于我们没有对非零时延抽头的数量施加限制，因此每根天线可能对应多个时延抽头。通过实证我们发现，估计得到的时延曲线只有一个显著峰值，其幅度高于其他局部峰值（见第 V 节）。此外，我们的直觉来自上一节的观察：通常每根天线只需一个时延，就足以产生所需的响应。

■ **权重量化：** FSDA 算法得到的时延和相位值本质上仍是连续的，因此必须进行离散化，才能输入 DPA 硬件。将权重馈入天线阵列之前，我们在软件中使用 6 位量化器对相位值和延迟值进行量化。量化后的相位取自 $[0°, 360°)$ 中的 64 个值之一，而量化后的时延在 $[0, 6.4\text{ns})$ 范围内以 0.1 ns 为增量变化。

■ **FSDA 的计算复杂度：** FSDA 的运行时间复杂度主要由对一个给定的频率-空间图像。给定频率后，频率轴被划分为 M 个子载波，空间轴被划分为 D 个方向，运行时复杂度为 $\mathcal{O}(MD(\log(M) + \log(D))$。

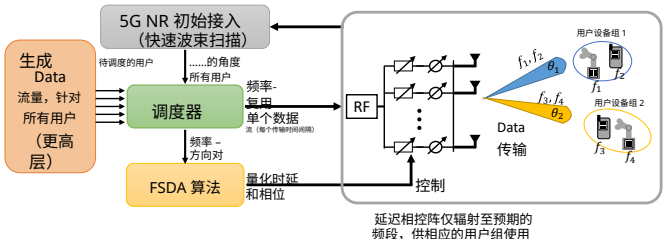


图 6： mmFlexible 的实现概览，包含四个主要组件：数据流量生成器、快速波束扫描角度估计、调度器以及我们的 FSDA 算法。

V. 评估

A. 基于 *28 GHz* 数据集的实现与仿真

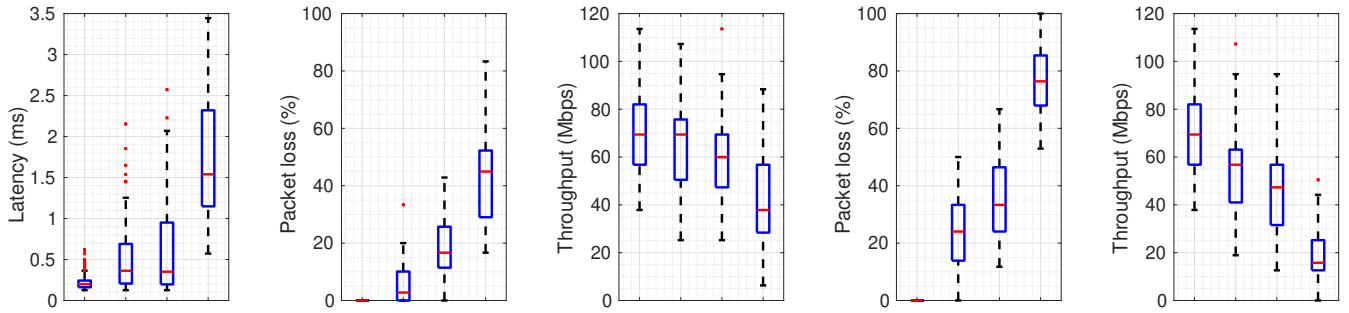
如图 6 所示，我们实现了一个由四个主要组件构成的 mmFlexible 端到端系统。系统组件如下:

1) 数据流量生成器：我们根据 [7], [9], [10]生成 MAC层数据包，其吞吐量和延迟约束与第 II 节示例中提到的一致。我们测试了两种不同的延迟约束：1 ms 和 0.5 ms。我们的系统和所有基线方案均使用相同的流量生成器。

2) 用户角度估计（初始接入）：我们使用从*移动28 GHz*测试平台采集的信道 *[14]*，[15], [16] 采用切换波束成形技术来估计用户角度。我们利用现有的 5G NR SSB 波束扫描 [17]，通过穷举搜索估计角度。gNB扫描码本中的 64 个波束，每个 UE 都会报告使接收信号强度达到最大的波束索引，gNB据此确定用户的角度。

3) 数据调度：我们实现比例公平（PF）调度器 [18]，按传输时间间隔为用户分配频谱资源。可用的 120° 视场被划分为 10 组，每组的 12° 半功率波束宽度相同。调度器利用用户分组、需求生成信息和信噪比（映射为信道质量指示符）来确定要支持的用户组，以及为每个用户分配多少子载波。随后根据分配给每个用户的资源和信道计算吞吐量。

4) ***FSDA*** 算法：我们系统的前端使用 DPA，需要以时延和相位作为输入。FSDA 算法提供量化时延和相位，并将其应用于 DPA，以在所需方向和频段生成波束。FSDA 算法或



(a) 延迟 (b) 延迟为 <1ms 时的丢包率 (c) 延迟为 <1ms 时的吞吐量 (d) 延迟为 <0.5ms 时的丢包率 (e) 延迟为 <0.5ms 时的吞吐量

图 7： 在不同场景下，与基线方案相比，采用 DPA 的端到端性能增益：(a) mmFlexible 能够满足严格的时延约束（< 1 ms），而基线方案无法满足；(b) 至 (d) 分别为时延约束为 < 1 ms 和 < 0.5 ms 时的数据包丢失百分比及吞吐量表现。

相应基线方案的阵列增益随后会反馈给调度器，用于信噪比计算。

我们通过模拟 $125\mu s$ 个传输时间间隔，评估采用比例公平调度器的基线方案和 mmFlexible 的性能，总时长为 0.25 秒，涵盖所有用户。系统在每个传输时间间隔内执行上述四步流程。

■ **基线方案：** 本文将 mmFlexible 与三种基线方案进行性能比较：时分多址、分离天线 [19],和 Rainbow-link [1]。时分多址方案由调度器在每个传输时间间隔内分配一个方向，并在该方向上使用所有频率发送波束。分离天线基线方案中，调度器根据信噪比和需求要求分配一个或多个方向，以支持在所有子载波上发送这些方向的数据。Rainbow-link [1] 无论用户方向的数量是多少，都会向所有方向发送信号，但仅使用用户方向上的子载波，并浪费其余子载波。

B. 端到端结果

1) **延迟**：延迟是数据包通过无线链路从源端（gNB）传输到目的端（用户设备）的时间。我们评估了各基线方案的延迟分布，结果见图 7(a)。结果显示，mmFlexible 的延迟中位数为 0.2 ms，而时分多址和分离天线基线方案的延迟中位数更高，分别为 0.32 ms 和 0.26 ms。我们的实现为每个用户方向提供相同的承载吞吐量，这是 Rainbow-link 运行的最佳情形；尽管如此，由于 Rainbow-link 无法按用户需求的比例分配带宽，其延迟中位数仍为 1.5 ms。mmFlexible 的最坏情况时延远低于 1 ms。值得注意的是，所有基线方案的延迟分布都呈加权右偏长尾，因此其最坏情况时延远高于 1 ms。基线方法无法满足延迟约束，导致数据包丢弃，最终降低链路吞吐量和可靠性。

2) **丢包率**：如果未满足数据包的时延约束，则该数据包将被视为未交付并丢失。在图 7(b) 和图 7(d) 中可以看到，mmFlexible 能够在完全不发生丢包的情况下运行。然而，由于无法满足时延约束，TDMA、分离式天线和 Rainbow-link 基线方案的中位丢包率分别为 24.0%、33.3% 和 76.4%。mmFlexible 能够为不同方向上的多个用户提供服务，因此可以在不发生功率劣化的情况下最优分配资源，同时满足吞吐量和时延约束。TDMA 一次只能服务一个方向上的用户，因而导致违反时延约束。分离式天线基线方案尝试同时服务多个方向上的用户，但由于信噪比劣化而导致吞吐量降低，相较于 mmFlexible 和 TDMA，其延迟和丢包率更高。Rainbow-link 基线方案为每个用户分配的资源过少，因此在交付数据包时速度最慢且可靠性最低。

3) **每用户吞吐量**：如图7(c)和图7(e)所示，mmFlexible 的表现优于三个基线方案：时分多址、分离天线和 Rainbow-link。时分多址在所有展示的用户需求方向中只能支持一个用户组方向，因此效率较低。然而，在吞吐量需求较大的场景中，其表现与 mmFlexible 相近。在时延要求为 0.5 ms 时，mmFlexible 的平均吞吐量是时分多址吞吐量的 1.3× 。分离式天线方案通过拆分天线为不同方向的用户提供服务，因此整体吞吐量有所下降。mmFlexible 的吞吐量比分离场景高 1.5× 。Rainbow-link 仅在吞吐量需求较低且各个方向都有用户的场景中表现更好，但在其他所有情况下性能都会下降。mmFlexible 的吞吐量比 Rainbow-link 基线高 3.9× 。

C. 基准测试

我们对 mmFlexible 的各种理论和系统方面进行基准测试，并将结果与分离式天线基线进行比较。我们选择分离式天线基线，是因为它在向不同方向创建多个同时波束方面与 mmFlexible 最为接近。我们通过计算各种场景下的信噪比来呈现结果。我们使用信道数据集（28 GHz测试平台 [14]），并计算所有子载波上每个用户的信噪比

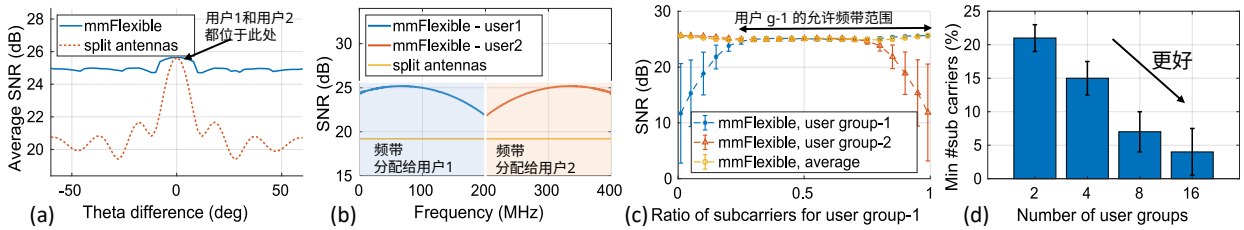


图8： 基准性能　　在不同场景下，mmFlexible 相较于基线方案的增益：(a) 两个用户 (b) (c) 用户之间的子载波分配　(d) 在不降低信噪比的情况下，最少可分配多少频率资源。

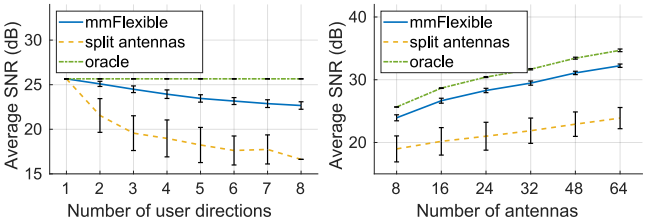


图9： mmFlexible 性能的扩展性：(a) 用户方向数量增加；(2) 天线数量增加。

评估时采用视距信道模型 [20]，不考虑遮挡，并假设所有用户距离相等。

1)用户之间角度间隔对信噪比的影响：我们评估了 mmFlexible 和一种分离天线方案在使用单个射频链和相同数量的子载波时，为位于不同位置（θ_1，θ_2）的两个用户提供服务的性能。图8(a)展示了两个用户在不同角度间隔（$\theta_1 - \theta_2$）下的平均信噪比。我们观察到，与基线方案相比，mmFlexible 在所有情况下都能实现最优性能。当角度间隔接近零时，两个用户处于同一方向，因此可以由单个波束提供服务。在这些情况下，两种方案都会收敛到单个波束，性能也相近。随着角度间隔增大，基线方案的效率会降低，而 mmFlexible 在间隔达到 12° 后仍能提供稳定的响应，其增益比基线方案高 3–5 分贝。

2)mmFlexible 会因来自不同方向的多个用户同时传输而产生干扰吗？不会，mmFlexible 旨在支持不同方向用户的频分复用，且不会产生干扰。我们通过比较 mmFlexible 与分离式天线基线，评估了两个相隔 30° 角度且带宽相同的用户，如图8(b)所示。两种方案均在 0–200 兆赫带宽内接收用户1的数据，并在剩余的 200–400 兆赫带宽内接收用户2的数据，用户之间不共享任何子载波。因此，两种方案都不会因多个用户同时传输而产生干扰。此外，如图3(d)所示，mmFlexible 仅在分配的子载波上辐射，从而为用户提供更高的增益，其信噪比也高于基线方案。所有子载波上的平均信噪比表明，mmFlexible 相较于分离式天线方案增益高出 5 分贝，在边缘子载波上的增益甚至高出 3 分贝。

3) 子载波分配对信噪比的影响：mmFlexible 可同时可靠支持不同方向上的低带宽超可靠低时延通信（*URLLC*）和高带宽*AR/VR* 设备。此处我们评估子载波分配对两组用户信噪比的影响。图8(c)显示了向用户组1分配 1% 至 99% 子载波（其余子载波分配给用户组2）时所达到的信噪比。所有用户的平均信噪比保持在 25 分贝，不受分配给各用户组的子载波比例影响。可以观察到，当分配给用户组1的子载波超过总数的 20% 时，该组的信噪比会趋近于平均信噪比。因此，要在 URLLC 链路中发挥 mmFlexible 的优势，应至少向一个用户组分配总子载波数的 20%。此外，如图8(d)所示，随着用户组或用户方向数量增加，达到收敛的子载波分配比例会降低。例如，当系统中有 4 个用户时，每个用户至少可分配 15% 的子载波，而不会降低信噪比性能。对于 16 个用户，这一收敛点会降至 4%，这有利于需要低带宽和低时延的 URLLC应用。

理论基线（***Oracle***）：Oracle 是一种理论实体，能够仅在所需子载波上进行完美传输，且边缘子载波的功率不会有任何衰减（如图2所示的理想频率-空间响应）。

4)用户方向数量的影响：随着支持的用户方向数量增加，mmFlexible 的性能也会提升。我们使用一个配备 8 根收发天线的基站天线阵列测试了该系统，并将用户方向数量从 1 个逐步增加到 8 个。图9(a)显示，相对增益（mmFlexible 的平均信噪比与分离天线方案的平均信噪比之差）会随着用户方向数量的增加而提高。随着用户方向数量增加，分拆天线方案会将天线分配给各个波束，导致增益降低。相反，mmFlexible 仅在所需频段和角度方向上发射功率，因此增益更高。Oracle 会在每根天线上创建数字频率滤波器，实现理想的频率-空间切片，确保无论同时服务一个还是多个方向，平均信噪比都保持不变。相比之下，mmFlexible 每根天线只有一个时延（出于硬件可行性考虑），因此难以实现理想的频率-空间切片，导致

边缘子载波出现功率劣化。尽管如此，即使经过八次分拆，劣化仍低于 2.5 分贝；与分裂天线基线相比，增益仍高出 6 分贝以上。图9(a)中的误差条表示用户之间角度间隔不同时平均信噪比的变化。

5) **天线数量的影响**：我们展示了随着天线数量增加，mmFlexible 的性能会更好。我们通过为四个用户提供服务，并将天线数量从 8 增至 64，评估了这一假设。图9(b)展示了为 4 个用户服务时，天线数量从 8 增至 64 所带来的增益变化；显然，与分裂天线基线方案相比，随着天线数量增加，mmFlexible 的表现更出色。图中的误差条显示了在不同角度间隔下为四个用户服务时，平均信噪比的变化。与 Oracle 类似，即使天线数量增加，mmFlexible 的性能也保持不变，因为频率切片数量完全由用户方向的数量决定，而所有情况下用户方向的数量都相同。

VI. 相关工作

mmFlexible 建立在毫米波和太赫兹通信领域先前工作的基础上，但其独特之处在于引入了一种能够灵活进行方向-频率复用的系统，同时保持能效，并在覆盖范围、吞吐量和链路可靠性方面实现高性能。据我们所知，现有文献中尚无工作能在不影响性能的前提下实现这种程度的频率切片。mmFlexible 的独特方法能够高效利用整个频带，减少频谱浪费并提供低时延网络接入。

■ **分裂天线相控阵：**传统相控阵波束成形受限于单一的窄铅笔波束，因此无法支持灵活的方向-频率复用。过去，研究者曾使用分裂天线阵列，在多个方向上同时形成多波束 [21]–[25]。然而，这种方法往往会降低每个用户的波束成形增益和吞吐量。由于可用总功率分散到多个方向和整个带宽中，阵列增益会随着波束数的增加而成比例降低。相比之下，mmFlexible采用独特的分裂波束机制，并具有频率选择性，只在所需频带内辐射，从而保持较高的方向性、信号强度和吞吐量。

■ **真时延阵列架构：**以往关于真时延阵列（TTD）的研究主要聚焦于超宽带信号的波束扫描 [26], [27] ，近来则更多关注单次波束训练 [2], [3], [28], 、压缩信道估计 [29], 、宽带跟踪 [30] 和太赫兹通信 [31]。然而，这些研究均未解决灵活、低延迟的多用户通信问题。Rainbow-link [1] 利用真时延阵列进行多用户通信，但仅适用于固定的低吞吐量物联网应用（每个用户仅限 7.8 兆赫 [1]），且无法灵活地为宽带用户在单一方向分配大量子载波。mmFlexible 通过使用可变延迟元件实现任意频率切片，并具备将这些频率朝任意所需方向辐射的能力。mmFlexible 的波束成形与该领域以往的研究方向正交，但能够利用真时延阵列的快速波束训练能力。

最近，有人提出了一种称为联合相位-时间阵列（JPTA）的新方法，用于生成频率相关波束 [32] ，其目标与mmFlexible相似。然而，mmFlexible与JPTA在实现方式和性能方面存在几个关键差异。首先，JPTA没有说明具体的硬件架构，也未提供实现其波束形成方向图所需的延迟值范围。mmFlexible是首项清晰阐述DPA 硬件架构以及实现我们波束形成方向图所需延迟值范围的工作。我们已证明，我们的DPA方向图可通过更短的时延实现，且不受天线数量影响，因此能够利用当前技术切实实现，并可扩展至大型天线阵列。其次，JPTA需要对每个频率子载波进行数字处理，而DPA编程完全采用模拟方式，无需对频率子载波进行任何数字编程。最后，JPTA在估算延迟值时运行时复杂度较高，因此不适合实时运行；而mmFlexible提供了用于计算时延的闭式数学表达式，可即插即用，且运行时复杂度恒定。

■ **其他毫米波前端架构：**在 [33],一项工作中，研究者提出了一种用于频分复用的新型毫米波接收机架构，该架构在每根天线上使用一组混频器，以接收来自不同方向的不同频率分量。然而，这种方法的硬件结构固定，无法扩展以支持大量用户；用户数量不同时，需要采用不同的硬件。相比之下，mmFlexible 的延迟相控阵（DPA）灵活且可编程，能够以可扩展的方式支持大量用户。

VII. 讨论与未来工作

我们讨论一些潜在的未来研究方向：

■ **DPA电路：**由于非线性、带宽和匹配约束，在毫米波频段实现电路时延颇具挑战性 [34], [35]。相比之下，借助电压—时间转换器 [13] 和开关电容阵列 [5]等技术，可以在中频（IF）（6 GHz以下）更准确地实现时延元件。近期研究 [5]表明，可以利用高效的混频器、移相器和中频真时延，构建满足 mmFlexible 要求的 DPA。

■ **单射频与多射频系统：**mmFlexible采用单个射频链，并将各个频率分量朝不同方向辐射；而以往的单射频系统则将所有频率流向同一方向。多射频系统（混合阵列）[36], [37]能够灵活地创建多个流并将其传向多个方向，但每个流都承载整个带宽。因此，它们同样无法实现灵活的方向-频率复用。我们的工作可以扩展到多射频系统，其中每个射频都连接到一个 DPA，

从而形成较大的扇区，使每个 DPA 都能利用我们的灵活方向-频率复用技术服务一个扇区。

■ **灵活频分复用之外的应用：**延迟相控阵有望支持灵活方向-频率复用之外的众多通信与感知应用。例如，创建任意且可控的频率-空间波束的能力有助于更快地对多个目标进行定位与跟踪。延迟相控阵还支持通信与感知一体化范式：某些频段用于通信，其他频段则可用于感知。所有这些应用都可以通过在相同的底层硬件上进行简单的软件或固件更新来实现。我们将这些应用留待未来工作。

VIII. 致谢

我们感谢匿名审稿人提供的宝贵意见，也感谢加州大学圣迭戈分校 WCSNG团队的贡献。本研究得到美国国家科学基金会 #2211805的资助。

附录

A. 广义闭式延迟与相位表达式

本节提出一个闭式数学表达式，用于计算通过 DPA 生成所需多波束图样所需的时延和相位。该方法无需复杂计算，并能实现实时运行，同时将运行时复杂度降至$\mathcal{O}$(1)。此外，该数学表达式还揭示了 DPA 硬件必须支持的最大延迟值范围。我们表明，这一范围显著小于传统真时延阵列所需的范围，且与天线数量无关，因此可扩展至大型天线阵列。我们先推导简单双波束情形的表达式，再将其推广至任意数量的波束、波束方向及波束带宽。

1) 简单双波束情形：这里我们推导每根天线所需的时延和相位集合，使其在双波束情形下产生具有所需波束带宽和波束方向的波束成形增益模式。我们考虑一个简单情形：两个波束具有相等的波束带宽，各为 $B/2$ ，其中 B 是系统总带宽。我们假设两个波束分别沿 $(-\theta_0, \theta_0)$ 方向指向，如图 10 所示。随后我们将讨论具有任意波束带宽和波束方向的一般情形。

■ **定理 1。**（双波束情形）对于每根天线 n（$n = 0, 1, \ldots\ldots, N-1$），生成具有相同波束带宽 $B/2$ 和角度 $\pm\theta_0$ 的给定双波束响应所需的时延 τ_n 和相位 Φ_n 的集合，其闭式表达式如下：

$$\tau_n = \left(\frac{3}{2B} n \sin(\theta_0) + \frac{3}{4B}\right) \mod \frac{3}{2B} \tag{11}$$

$$\Phi_n = \textit{round}(n \sin(\theta_0))\pi \mod 2\pi \tag{12}$$

在开始证明之前，我们先强调这些表达式的几个关键结论。请注意，时延值的范围受限于 $\frac{3}{2B}$ ，且与天线数量无关。在此范围内，时延值会随天线索引 n 单调递增或递减；但当 n 较大时，时延会按此范围因子回绕。这使得 DPA 硬件所需的时延值范围可以更小，且与天线数量无关。

现在我们证明时延和相位表达式，并进一步深入分析时延和相位值的有界性。

定理 *1* 的证明。**（双波束情形）**我们将推导如何获得时延和相位值的闭式表达式，并给出高层次的直观解释。我们首先将目标函数构造为一个 NP难问题，然后提出一种替代优化策略，将其表示为一组能够最佳近似该解的线性方程。我们首先将波束成形增益函数定义为频率 f 和方向 θ 的函数，然后寻求在目标频率-方向对处最大化该函数。波束成形增益为：

$$G(f,\theta) = \sum_{n=0}^{N-1} e^{j\Phi_n + j2\pi f \tau_n} e^{-jn\pi \sin(\theta)} \tag{13}$$

现在，目标是在给定方向 $\pm\theta_0$ 下，最大化所需波束带宽处的波束成形增益 $\left\|G(f,\ \theta)\right\|^2$ ，如下所示：

$$\begin{aligned} &\max_{\tau_n, \Phi_n} \quad \left\|G(f,\theta)\right\|^2 \\ &s.t. \quad \theta = \begin{cases} -\theta_0 & f \in [\frac{-B}{2}, 0) \\ \theta_0 & f \in [0, \frac{B}{2}] \end{cases} \end{aligned} \tag{14}$$

请注意，约束中的方向与频率之间存在非线性关系。具体而言，方向 θ 是频率 f 的非线性阶跃函数，在频率 $f = 0$处发生跳变。此时，它从值 $-\theta_0$ 跳变为 $+\theta_0$。由于方向与频率之间存在这种非线性依赖关系，相关优化问题是 NP 困难的，无法求得最优解。我们从不同的角度深入分析该问题，并构建了一个近似最优的优化问题，可求得其闭式表达式。

为简化上述优化，我们在下文定义两个新函数 $h(n, f)$ 和 $\Phi^{\text{ant}}(n,\ f)$，以简化非线性约束，并将优化问题改写如下：

$$\begin{aligned} &\max_{\tau_n, \Phi_n} \left\| \sum_{n=0}^{N-1} e^{jh(n,f)} e^{-j\Phi^{\text{ant}}(n,f)} \right\|^2 \\ &s.t. \quad h(n,f) = \Phi_n + 2\pi f \tau_n \\ &\text{and} \quad \Phi^{\text{ant}}(n,f) = \begin{cases} -n\pi \sin(\theta_0) & f \in [\frac{-B}{2}, 0] \\ n\pi \sin(\theta_0) & f \in (0, \frac{B}{2}] \end{cases} \end{aligned} \tag{15}$$

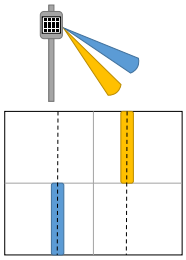


图10： 方向 $-\theta_0$ 和 θ_0 上两个用户的期望频率-空间波束响应。

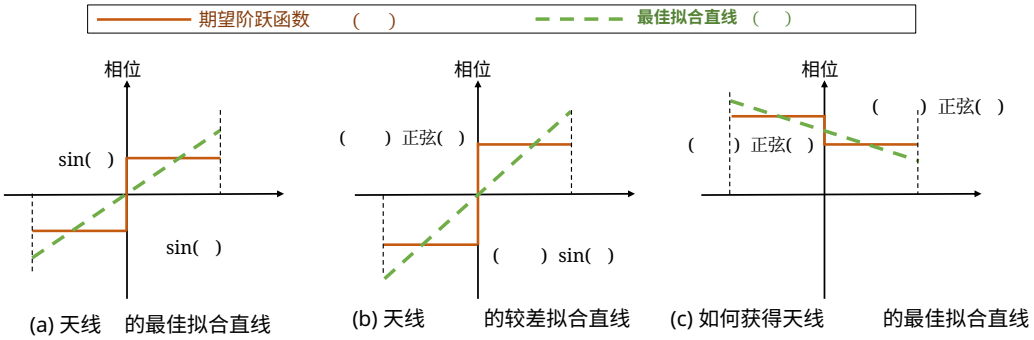


图11： 证明示意图：我们展示了每个天线的相位响应是一个阶跃函数，其阶跃大小可变，并取决于天线索引 n。(a) 目标是对该阶跃函数进行直线拟合，使直线拟合的误差最小。(b) 我们展示了当天线索引增加到例如 $n+1$时，阶跃函数的阶跃大小也会随天线索引线性增加。阶跃大小增加会导致直线拟合误差增大。(c) 我们通过将阶跃大小减小 2π来解决这一问题；这不会改变期望相位响应，但有助于减小误差。

其中，$h(n,\ f)$ 是关于天线 n 处可变相位 Φ_n 和时延 τ_n 的函数，而函数 $\Phi^{\text{ant}}(n,\ f)$ 表示期望频率 - 方向响应所施加的约束。下面来看这些函数如何帮助我们简化优化问题。具体而言，我们应用三角不等式，求出优化变量的一个上界，然后最大化该上界。三角不等式指出，“范数之和的范数不超过范数之和”，我们可以将其应用于如下优化问题：

$$\left\|\sum_{n=0}^{N-1} e^{jh(n,f)}e^{-j\Phi^{\text{ant}}(n,f)}\right\| \le \sum_{n=0}^{N-1}\left\|e^{jh(n,f)}e^{-j\Phi^{\text{ant}}(n,f)}\right\| = N \tag{16}$$

因此，当求和中的每一项都等于1时，该表达式达到最大值，即 $e^{jh(n,f)}e^{-j\Phi^{\text{ant}}(n,\ f)}=1$；换言之，两个指数项相等，即对每个天线和每个频率，$h(n,\ f)=\Phi^{\text{ant}}(n,\ f)$。由于函数 h 和Φ^{ant} 随频率的变化方式不同，因此不可能对所有频率都实现这一解；h 是线性的，而 Φ_{ant} 是阶跃函数，如图11(a)所示。只有当阶跃函数 Φ^{ant} 的阶跃大小为零时，才可能得到最优结果，也就是说，两个波束对准同一角度。在这种情况下，阶跃函数退化为直线，并可获得最优 h 。然而，这种情况只能产生一个不随频率变化的波束。一个自然的问题是，如何获得一般的频率相关多波束。我们提出了一种优化框架，可用于求出时延和相位的闭式表达式。我们的优化问题旨在找到一条最能拟合给定阶跃函数 Φ^{ant}的直线 h 。为此，我们针对每个天线求解以下优化问题：

$$\min_{\tau_n,\Phi_n} ||h(n,f)-\Phi^{\text{ant}}(n,f)||^2 \tag{17}$$

我们可以在图11(a)中直观地看到这一优化过程，其中直线 $h(n,\ f)$ 拟合阶跃函数 $\Phi^{\text{ant}}(n,f)$。最佳拟合直线的斜率给出时延值，而 y 轴截距给出相位值。通过这种方式，我们可以通过求解最佳拟合直线来估算延迟和相位值。

然而，如图11(b)所示，随着天线索引 n 增加，由于阶跃大小随 n线性增加，直线拟合的误差也会增大。这可能导致大型天线阵列产生较大误差，并限制我们的解决方案随天线数量扩展。我们提出了一种创新而简单的方法来解决这一问题。为此，我们利用信号相位可按 2π取模的特性，即在相位上加上 2π 的整数倍不会改变信号。我们利用这一思路，在特定的一组频率上策略性地加上 2π 的倍数，以尽量减小直线拟合误差，如图11(c)所示。基于这一观察，我们将阶跃函数 Φ^{ant} 重新定义为：

$$\Phi^{\text{ant}}(n,f)=\begin{cases} k2\pi - n\pi\sin(\theta_0) & f\in[\frac{-B}{2},0] \\ n\pi\sin(\theta_0) & f\in(0,\frac{B}{2}] \end{cases} \tag{18}$$

其中，k 是一个整数常量。一个自然的问题是：我们如何估计这个整数，以尽量减小直线拟合误差？我们的解决方案分为两步：先求出时延和相位关于 k 的函数，然后找到使误差最小的 k 最优值。下面我们将介绍如何求出最佳拟合直线，以估计每根天线对应的时延和相位值。

为求解每根天线的时延和相位，我们构建一个线性方程组。首先，将频率离散化为 $f=m\Delta f$ for $m\in[-M/2,M/2]$，其中带宽为$B=(M+1)\Delta f$。请注意，共有 M 个频率 bin，其数量可能很大，即 $M\to\infty$ ，从而形成连续的频率轴。然后，我们针对每个频率项建立一组线性方程，以求解每根天线 n的可变延迟 τ_n和相位 Φ_n 。具体而言，我们得到以下线性方程：

$$\Phi_n+2\pi m\Delta f\tau_n=\Phi^{\text{ant}}(n,m\Delta f)\ \forall m\in[-M/2,M/2] \tag{19}$$

我们将方程改写为矩阵形式，如下所示：

$$Ax=b \tag{20}$$

其中， x 是一个由可变相位和时延构成的 2×1 向量，定义如下：

$$x = \begin{bmatrix} \Phi_n \\ 2\pi\Delta f \tau_n \end{bmatrix} \tag{21}$$

矩阵 A 和向量 b 是给定的常数：

$$A = \begin{bmatrix} 1 & \frac{-M}{2} \\ 1 & \frac{-M}{2}+1 \\ \vdots & \vdots \\ 1 & \frac{M}{2} \end{bmatrix} \tag{22}$$

$$b = \left[\underbrace{k2\pi - \phi \ \ldots \ k2\pi - \phi}_{M/2} \ \underbrace{\phi \ldots \phi}_{M/2+1} \right]^T \tag{23}$$

其中，为简化起见，引入了 $\phi = n\pi\sin(\theta_0)$。具体而言，我们将 $k2\pi$ 添加到前半部分的频率子载波中，这反映在 b的值中。

可以通过求解如下线性方程组得到解：

$$x = (A^T A)^{-1} A^T b \tag{24}$$

我们先分别求解$(A^T A)^{-1}$ 和 $A^T b$ ，再将它们相乘得到 x：

$$\begin{aligned} A^T A &= \begin{bmatrix} 1 & 1 & \ldots & 1 \\ \frac{-M}{2} & \frac{-M}{2}+1 & \ldots & \frac{M}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-M}{2} \\ 1 & \frac{-M}{2}+1 \\ \vdots & \vdots \\ 1 & \frac{M}{2} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} M+1 & 0 \\ 0 & 2\sum_0^{\frac{M}{2}} k^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M+1 & 0 \\ 0 & \frac{M(M+1)(M+2)}{12} \end{bmatrix} \end{aligned} \tag{25}$$

对上述 2x2 矩阵求逆，得到

$$(A^T A)^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{1}{M+1} & 0 \\ 0 & \frac{12}{M(M+1)(M+2)} \end{bmatrix} \tag{26}$$

这求解了 $A^T A$。接下来，我们得到 $A^T b$ 如下：

$$\begin{aligned} A^T b &= \begin{bmatrix} 1 & 1 & \ldots & 1 \\ \frac{-M}{2} & \frac{-M}{2}+1 & \ldots & \frac{M}{2} \end{bmatrix} \\ &\quad \times \left[\underbrace{k2\pi - \phi \ \ldots \ k2\pi - \phi}_{M/2} \ \underbrace{\phi \ldots \phi}_{M/2+1} \right]^T \\ &= \begin{bmatrix} \phi + kM\pi \\ (2\phi - k2\pi)\sum_1^{M/2} m \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \phi + kM\pi \\ (\phi - k\pi)\frac{M(M+2)}{4} \end{bmatrix} \end{aligned} \tag{27}$$

这求解了 $A^T b$。现在，我们得到未知量x 的解如下：

$$\begin{aligned} x &= (A^T A)^{-1} A^T b \\ &= \begin{bmatrix} \frac{1}{M+1} & 0 \\ 0 & \frac{12}{M(M+1)(M+2)} \end{bmatrix} A^T b \\ &= \begin{bmatrix} A^T b[1]\frac{1}{M+1} \\ A^T b[2]\frac{12}{(M(M+1)(M+2))} \end{bmatrix} \end{aligned} \tag{28}$$

最后，利用式 (21) 中 x 的定义，可得到每根天线的相位和时延的解。相位由$x[1]$给出，时延由 x[2] 给出，如下所示：

$$\begin{aligned} \Phi_n &= \lim_{M\to\infty} x[1] = \lim_{M\to\infty} A^T b[1]\frac{1}{M+1} \\ &= \lim_{M\to\infty} \frac{\phi + kM\pi}{M+1} \\ &= k\pi \end{aligned} \tag{29}$$

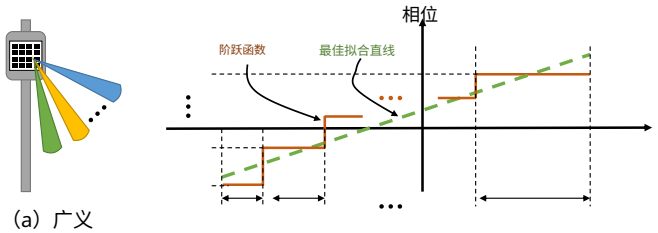
其中，该近似针对大量频率 bin，即 $M \to \infty$。类似地，我们得到时延的表达式：

$$\begin{aligned} \tau_n' &= \frac{x[2]}{2\pi\Delta f} = A^T b[2]\frac{12}{M(M+1)(M+2)}\frac{1}{2\pi\Delta f} \\ &= (\phi - k\pi)\frac{M(M+2)}{4}\frac{12}{M(M+1)(M+2)}\frac{1}{2\pi\Delta f} \\ &= \frac{3(\phi - k\pi)}{2\pi\Delta f(M+1)} \\ &= \frac{3(n\sin(\theta_0)}{2B} - \frac{3k}{2B} \\ &= \frac{3}{2B}(n\sin(\theta_0) - k) \end{aligned} \tag{30}$$

这给出了时延的闭式表达式。注意，时延和相位的表达式都依赖于未知的常整数 k。那么，如何求解 k 以获得时延和相位的广义公式？在诸多可能的解中，由于存在随机整数 k，我们需要选择使直线拟合误差最小的 k 值。为求解 k，我们注意到阶跃函数的阶跃大小是指数函数的一部分，因此其受限于 2π。下面求出阶跃大小介于 $-\pi$ 和 π 之间时的条件：

$$\begin{aligned} & -\pi < \phi - (-\phi + k2\pi) \le \pi \\ \Rightarrow\ & \pi < 2\phi - k2\pi \le \pi \\ \Rightarrow\ & \pi < 2n\pi\sin(\theta_0) - k2\pi \le \pi \\ \Rightarrow\ & \frac{1}{2} < n\sin(\theta_0) - k \le \frac{1}{2} \\ \Rightarrow\ & \sin(\theta_0) - \frac{1}{2} < k \le \sin(\theta_0) + \frac{1}{2} \\ \Rightarrow\ & k = \text{round}(n\sin(\theta_0)) \end{aligned} \tag{31}$$

由于 k 是整数，因此 k 唯一可能的取值为 round($n$sin(θ_0))。这样我们就得到了



(a) 广义多波束　　(b) 每根天线的相位响应随频率的变化

图 12： 具有任意波束数 D、波束角和波束带宽的多波束广义设置。波束角对 ϕ_d 有贡献；对于系统带宽 B，波束索引 $d \le D$ 对应的波束带宽定义为 $\alpha_d B$，占比为 $\alpha_d < 1$。

整数常数 k。将其代入相位和时延的表达式中，即可得到所需的相位：

$$\Phi_n = \text{round}(n\sin(\theta_0))\pi \tag{32}$$

同理，我们得到时延的最终表达式如下：

$$\tau_n' = \frac{3}{2B}(n\sin(\theta_0) - \text{round}(n\sin(\theta_0))) \tag{33}$$

我们注意到，上述时延表达式的取值范围为 $\frac{-3}{4B}$ 至 $\frac{3}{4B}$，总范围为 $\frac{3}{2B}$。由于因果系统无法产生负时延，因此可以为所有天线添加一个常数时延，使时延变为正值。在不影响性能的前提下，可添加的最小常数时延因子为 $\frac{3}{4B}$。添加该因子并化简时延表达式后，得到：

$$\begin{aligned}\tau_n &= \tau_n' + \frac{3}{4B} \\ &= \frac{3}{2B}(n\sin(\theta_0) - \text{round}(n\sin(\theta_0))) + \frac{3}{4B} \\ &= \left(\frac{3}{2B}n\sin(\theta_0) + \frac{3}{4B}\right) \mod \frac{3}{2B}\end{aligned} \tag{34}$$

其中，最后一步将取整函数简化为取模函数，以便于理解，并强调时延值的范围与天线数量无关。对于双波束情形，时延范围为 $\frac{3}{2B}$，其与.....成反比。这就是我们如何估算式 (12) 和式 (11) 中最优相位 Φ_n 和时延 τ_n 的最终表达式，分别为.....□

2）推广到任意数量的波束、波束方向和波束带宽：如图 12 所示，我们现在将波束成形响应推广到任意数量的波束，且各波束的方向和波束带宽均任意。

■ **定理 2**。（广义情形）：设有 D 个波束方向，其波束角为 θ_d，波束带宽为 $\alpha_d B$，对应 $\sum_d \alpha_d = 1$。为简便起见，我们定义 $\phi_d = n\pi\sin(\theta_d)$。实现这种广义波束成形响应所需的每根天线的相位和时延为：

$$\Phi_n = \sum_{d=1}^{D} \alpha_d(\phi_d + 2k_d\pi) \tag{35}$$

$$\tau_n = \sum_{d=1}^{D} \frac{3}{\pi B}(\phi_d + 2\pi k_d)\alpha_d(\sum_{\ell=1}^{d} 2\alpha_\ell - \alpha_d - 1) \tag{36}$$

其中，

$$\phi_d = n\pi\sin(\theta_d) \tag{37}$$

波束 d 和天线 n 对应的常数整数 k_d 为：

$$k_d = \begin{cases} 0 & d = 1 \\ k_{d-1} + \textit{round}(\frac{n\sin(\theta_{d-1}) - n\sin(\theta_d)}{2}) & d \ge 2 \end{cases} \tag{38}$$

在推导广义时延和相位表达式之前，我们先将 $D = 2$ 代入上述表达式，以验证双波束情形下的表达式。我们将得到一个适用于任意波束带宽和任意波束方向的通用表达式，然后将其简化为波束带宽相等且方向对称的情形，与前面的分析类似。

■ **推论1**。（广义双波束情形）对于波束方向分别为 θ_1 和 θ_2、波束带宽分别为 αB和 $(1-\alpha)B$ 的两个波束，若带宽占比为$0 \le \alpha \le 1$，则生成该双波束响应所对应的时延和相位为：

$$\Phi_n = \alpha\phi_1 + (1-\alpha)(\phi_2 + 2k_2\pi) \tag{39}$$

$$\tau_n = \frac{3}{\pi B}[(-\phi_1 + \phi_2 + 2\pi k_2)\alpha(1-\alpha)] \tag{40}$$

对于 $\phi_1 = n\pi\sin(\theta_1)$ 和 $\phi_2 = n\pi\sin(\theta_2)$，以及定义为 k_2 的常整数

$$k_2 = \text{轮}(\frac{n\sin(\theta_1) - n\sin(\theta_2)}{2}) \tag{41}$$

推论*1*的证明。我们将波束数 $D = 2$ 代入广义表达式，并进一步利用$\alpha_1 = \alpha$和 $\alpha_2 = 1-\alpha$对其进行简化，从而证明双波束情况下的推论。此外，根据定义，$k_1 = 0$。现在将相位简化如下：

$$\begin{aligned}\Phi_n &= \alpha_1(\phi_1 + 2k_1\pi) + \alpha_2(\phi_2 + 2k_2\pi) \\ &= \alpha\phi_1 + (1-\alpha)(\phi_2 + 2k_2\pi)\end{aligned} \tag{42}$$

以及时延

$$\begin{aligned}\tau_n &= \frac{3}{\pi B}[(\phi_1 + 2\pi k_1)\alpha_1(\alpha_1 - 1) \\ &\quad + (\phi_2 + 2\pi k_2)\alpha_2(2\alpha_1 + \alpha_2 - 1)] \\ &= \frac{3}{\pi B}[(\phi_1)\alpha(\alpha-1) + (\phi_2 + 2\pi k_2)(1-\alpha)(\alpha)] \\ &= \frac{3}{\pi B}[(-\phi_1 + \phi_2 + 2\pi k_2)\alpha(1-\alpha)]\end{aligned} \tag{43}$$

由此得证。 □

现在，我们将验证波束带宽相等这一特殊情况下的时延和相位，即 $\alpha = 1/2$，以及角度对称的情况，即 $\phi_1 = -n\pi\sin(\theta_0)$ 和 $\phi_2 = n\pi\sin(\theta_0)$。在这种

情况下，我们得到 $k_2 = -\text{round}(n\sin(\theta_0))$，简化后的相位为：

$$\begin{aligned}\Phi_n &= \alpha\phi_1 + (1-\alpha)(\phi_2 + 2k_2\pi) \\ &= \phi_1/2 + \phi_2/2 + k_2\pi \\ &= k_2\pi \\ &= -\text{round}(n\sin(\theta_0))\pi \\ &= \text{round}(n\sin(\theta_0))\pi\end{aligned} \tag{44}$$

它是 π 的整数倍，其中该整数倍由 $\text{round}(n\sin(\theta_0))$ 给出。这个表达式与我们之前在 (32) 中推导出的相同。现在我们得到时延表达式如下：

$$\begin{aligned}\tau_n &= \frac{3}{\pi B}[(-\phi_1 + \phi_2 + 2\pi k_2)\alpha(1-\alpha)] \\ &= \frac{3}{\pi B}[(n\pi\sin(\theta_0) + n\pi\sin(\theta_0) + 2\pi k_2)\alpha(1-\alpha)] \\ &= \frac{3}{B}[(2n\sin(\theta_0) + 2k_2)\alpha(1-\alpha)] \\ &= \frac{3}{2B}(n\sin(\theta_0) + k_2) \\ &= \frac{3}{2B}(n\sin(\theta_0) - \text{round}(n\sin(\theta_0)))\end{aligned} \tag{45}$$

这个时延表达式与我们之前在 (33) 中为简单双波束情形推导出的相同。这验证了适用于两个波束的广义多波束表达式。现在我们证明适用于任意波束数、波束方向和波束带宽的广义表达式。

定理 *2* 的证明。**（广义情形）**我们沿用之前的表述方式，将问题写成一组线性方程，并为广义情形引入一组新的约束。我们注意到，广义情形下常数矩阵 A 不变，只有常数向量 b 发生了变化。我们将使用伪逆求解时延和相位，方法与简单双波束情形类似（回顾 $x = (A^TA)^{-1}A^Tb$）。

我们从向量 b 的一般表达式开始：

$$b = \left[\underbrace{\phi_1 + k_1 2\pi \ldots}_{\alpha_1 M}, \underbrace{\ldots}_{\cdots}, \underbrace{\ldots \phi_D + k_D 2\pi}_{(\alpha_D)M}\right]^T \tag{46}$$

因此， A^Tb 的解现在为：

$$A^Tb = \begin{bmatrix} 1 & 1 & \cdots & 1 \\ \frac{-M}{2} & \frac{-M}{2}+1 & \cdots & \frac{M}{2} \end{bmatrix} b \tag{47}$$

我们首先求解相位。由于矩阵 A 保持不变，我们直接应用双波束情形 (29) 中的 $(A^TA)^{-1}$，并求解每根天线的相位，如下所示：

$$\begin{aligned}\Phi_n &= \lim_{M\to\infty} A^Tb[1]\frac{1}{M+1} \\ &= \lim_{M\to\infty} \frac{\sum_{d=1}^{D}\alpha_d M(\phi_d + 2k_d\pi)}{M+1} \\ &= \sum_{d=1}^{D}\alpha_d(\phi_d + 2k_d\pi)\end{aligned} \tag{48}$$

这证明了相位表达式。现在，我们以与在 (30) 中求解双波束情形类似的方式求解时延，如下所示：

$$\begin{aligned}\tau_n &= \lim_{M\to\infty} A^Tb[2]\frac{12}{M(M+1)(M+2)}\frac{1}{2\pi\Delta f} \\ &= \lim_{M\to\infty} A^Tb[2]\frac{12}{M(M+2)}\frac{1}{2\pi B} \\ &= \lim_{M\to\infty}\Big[(\phi_1 + k_1 2\pi)(-\sum_{m=0}^{M/2} m + \sum_{m=0}^{\alpha_1 M - M/2} m) \\ &\quad + (\phi_2 + k_2 2\pi)(-\sum_{m=0}^{\alpha_1 M - M/2} m + \sum_{m=0}^{(\alpha_1+\alpha_2)M - M/2} m) \\ &\quad \cdots + (\phi_D + k_D 2\pi)(\sum_{m=0}^{\sum_{\ell=1}^{D}\alpha_\ell M - M/2} m - \sum_{m=0}^{\sum_{\ell=1}^{D-1}\alpha_\ell M - M/2} m)\Big] \\ &\quad \times \frac{12}{M(M+2)}\frac{1}{2\pi B}\end{aligned} \tag{49}$$

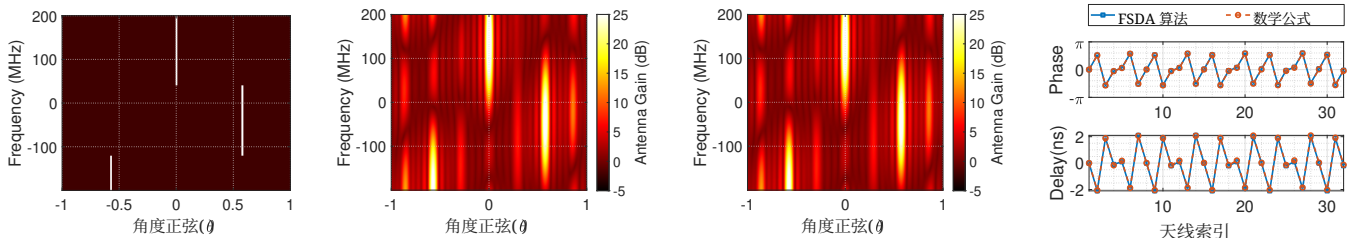
为简化起见，我们将 $B = (M+1)\Delta f$ 的表达式代入。尽管如此，上述表达式仍然复杂且繁琐，我们希望将其写成简化的闭式解。我们简化上述表达式的思路是：由于分母中有一个 M^2 项，因此只保留分子中的 M^2项，而忽略其他常数项或线性项。这是因为我们关注的是频率 bin 数量非常大的情况，即 $\lim_{M\to\infty}$。由此可得如下简化表达式：

$$\begin{aligned}\tau_n &= \frac{3}{\pi B}\big[(\phi_1 + k_1 2\pi)(-(1/2)^2 + (\alpha_1 - 1/2)^2) \\ &\quad + (\phi_2 + k_2 2\pi)(-(\alpha_1 - 1/2)^2 + (\alpha_1 + \alpha_2 - 1/2)^2) \\ &\quad \cdots(\phi_D + k_D 2\pi)((\sum_{\ell=1}^{D}\alpha_\ell - 1/2)^2 - (\sum_{\ell=1}^{D-1}\alpha_\ell - 1/2)^2)\big] \\ &= \frac{3}{\pi B}\big[(\phi_1 + k_1 2\pi)(\alpha_1(\alpha_1 - 1)) \\ &\quad + (\phi_2 + k_2 2\pi)(\alpha_2(2\alpha_1 + \alpha_2 - 1)) \\ &\quad \cdots(\phi_D + k_D 2\pi)(\alpha_D(\sum_{\ell=1}^{D-1} 2\alpha_\ell + \alpha_D - 1))\big]\end{aligned} \tag{50}$$

这证明了式 (35) 和 (36) 中关于任意波束数、波束方向和波束带宽的相位和时延广义表达式。□

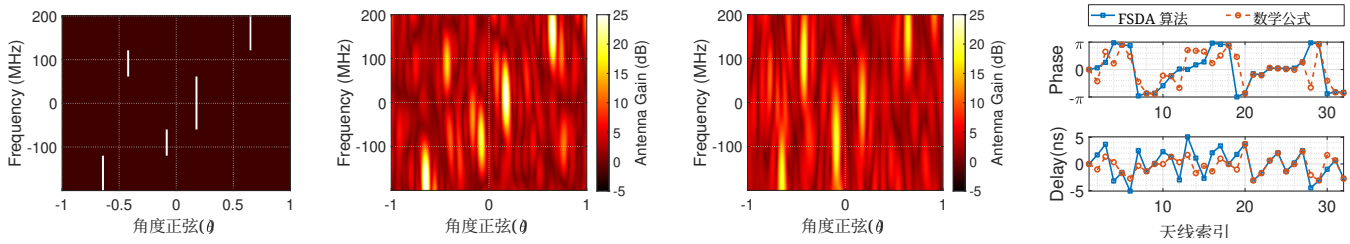
现在，我们来探讨如何得到未知整数常数 k_d 的表达式，以界定直线拟合中的误差。回顾双波束系统，我们已经看到，通过策略性地将 2π 的整数倍加到一个波束的相位上，可以在不改变相位实际值的情况下减小直线拟合误差。这是由相位缠绕的概念导致的：向相位值添加 2π 会在复平面上得到同一个点。

为了将这一见解推广到任意数量的波束，我们需要确保任意



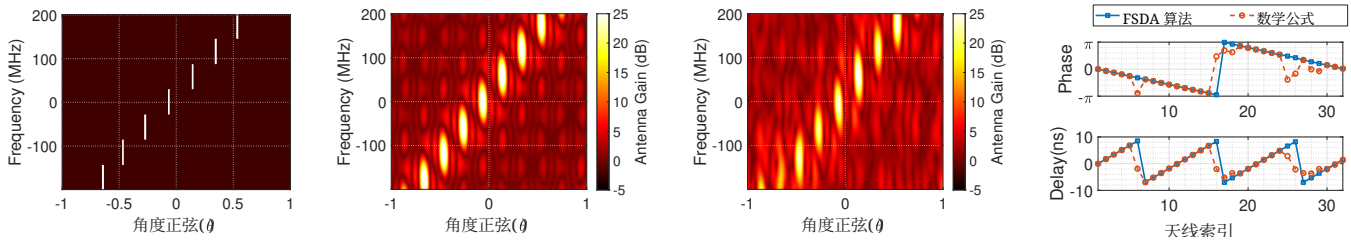
(a) 期望的频率-空间响应 (b) FSDA 频率-空间响应 (c) 数学方法频率-空间响应 (d) 相位和延迟

图 13： 广义三波束情形：比较 FSDA 算法与数学方法的频率-空间（F-S）波束成形响应。



(a) 期望的频率-空间响应 (b) FSDA 频率-空间响应 (c) 数学方法频率-空间响应 (d) 相位和延迟

图 14： 广义五波束情形：比较 FSDA 算法与数学方法的频率-空间（F-S）波束成形响应。



(a) 期望的频率-空间响应 (b) FSDA 频率-空间响应 (c) 数学方法的频率-空间响应 (d) 相位和延迟

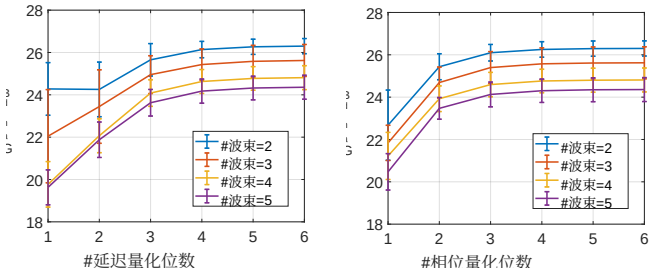
图 15： 均匀七波束情形：比较 FSDA 算法和数学方法的频率-空间（F-S）波束成形响应。

两个相邻波束之间的相位差小于 π。因为如果相位差超过 π，我们总可以将 2π 加到两个相邻波束之一的相位上，使相位差小于 π。这样一来，即使天线索引很大，阶跃大小也不会过大，从而将直线拟合中的误差降至最低。为了求出每个波束 d 对应的整数常数 k_d 的表达式，我们先固定第一个波束的相位，然后根据第一个波束调整第二个波束的相位，并依此处理所有相邻天线：根据第 $d-1$ 个波束调整第 d 个波束的相位。这样可确保任意两个相邻波束之间的相位差都不超过 π。由此得到式 (38) 中 k_d 的最终表达式，该式表示加到每个波束相位上的 2π 的整数倍，以达到所需的相位差上界。相位差的这一上界进一步限制了直线拟合中的误差，从而确保广义多波束系统中的直线拟合准确。

B. 数学多波束方向图的评估

在此，我们针对不同场景对 mmFlexible 进行了全面评估。我们比较了通过数学表达式和 FSDA 算法生成的波束方向图。我们还展示了时延和相位量化的影响，以说明 mmFlexible 的实际性能。

■ **数学表达式与 FSDA 算法的比较：** 我们展示了若干采用 DPA 架构进行联合频率-空间波束形成的示例。在各种场景中，我们使用了一个 32单元线性天线阵列，每根天线配备可编程相位和延迟元件，这些场景包括图13、14和15中分别所示的三波束、五波束和七波束配置。在图13(a)中，我们展示了一幅期望的频率-空间（F-S）图像，该图像在期望的频率-方向对处呈现高强度，即我们希望获得高阵列增益的位置。随后，我们分别在图13(b)和(c)中展示了两幅 F-S图像，它们是在使用 FSDA 算法和数学表达式进行编程后通过 DPA 获得的。此外，我们还展示了



(a) 时延量化　　(b) 相位量化

图 16： 时延和相位量化对 16 天线 DPA 整体阵列增益的影响。

图13(d)中由 FSDA 算法和数学表达式在 32 根天线上分别获得的时延和相位值集合。

1) DPA 可以合理地实现具有任意波束数、波束方向和波束带宽的目标多波束图样。我们观察到，在所需的频率-方向对处，天线增益较高，而在其他位置较低，这与预期一致。这验证了非线性逐天线相位曲线的线性近似具有较高准确性。然而，在每个波束的边缘处，可能会出现渐变过渡，而非突变过渡。这种现象可以在每个波束所支持的频带边界处观察到，但仅沿频带方向发生，而不会出现在角域中。波束在预定方向上仍保持尖锐，不会扩散到其他不需要的角度方向。

2) 我们比较了由 FSDA 算法和数学表达式生成的两幅频率-空间图像，发现 FSDA 算法生成的图样更加精确、清晰。例如，FSDA 可以生成窄波束带宽，而数学图样的带宽更宽。两种方法生成的最终频率-空间图像之间的差异，可归因于 FSDA 与数学方法获得的时延和相位集合存在细微变化，这一点我们在 15(d) 中进行了观察。FSDA 与数学方法之间的差异，是由于采用启发式方法获取整数常数 k_d 来缩放波束 d 的相位曲线所造成的，该方法降低了直线拟合中的误差。对于相同的目标频率-空间响应，数学方法更为保守，因为与 FSDA 获得的较长时延相比，它更倾向于选择较短的时延。然而，两种方法获得的图样差异很小，并且都证明了生成频率相关多波束图样的能力。

■ **相位和时延量化的影响：**我们现在研究量化对 mmFlexible 系统性能的影响。DPA 天线阵列硬件必须对时延和相位值进行一定精度的量化。量化位数越多，天线阵列的性能就越好，但这也会增加硬件设计的复杂度。因此，量化位数与天线阵列的增益性能之间需要权衡。如图 16 所示，对于时延量化和相位量化，量化位数从 1 位增加到 6 位时，天线阵列增益会提高。然而，位数较高时，天线阵列增益的提升幅度会变小，并最终达到饱和。具体而言，量化位数从 3 位继续增加时，天线阵列增益的提升不到 1 分贝。因此，在保持高性能的同时，实际的 mmFlexible 硬件可以采用相位/时延至少 3 位的量化设计。

C. 附录总结

在本附录中，我们对延迟相控阵（DPA）进行了详细的数学分析，并推导出了延迟和相位值的闭式数学表达式。我们提出了一种创新方法，将每根天线的相位曲线表示为频率的函数，并证明理想相位曲线呈阶跃函数形式，其阶跃数等于波束数，而阶跃大小和宽度分别取决于波束方向和波束带宽。我们强调了使用模拟硬件实现这种非线性相位曲线的难点，因为模拟硬件无法对信号中的每个频率分量进行精确控制。为克服这一局限，我们提出了一种近似最优方法，利用直线拟合法为给定的阶跃函数求出最佳拟合直线。最佳拟合直线的斜率给出延迟估计值，而 y 轴截距给出相位估计值。该方法能够以闭式形式推导延迟和相位值，并加深了我们对其特性的理解。

具体而言，我们展示了延迟值始终被限制在一个很小的范围内，且该范围与天线数量无关，这与相位受 2π 限制的情况类似。与需要较长延迟线的传统 Rainbow-link 架构 [1], 相比，这一特性使得采用较短延迟线构建实用硬件成为可能。我们还展示了 DPA 在灵活定向频分复用中的应用：通过频率相关的多波束方向图，可以在保持与所有设备之间定向链路的同时，利用一小段带宽并发服务众多设备，从而将毫米波连接扩展至物联网和 URLLC应用。此外，通过生成多个铅笔波束，该技术还可助力并发控制与通信：其中一个专用波束承载波束扫描控制消息，其他波束则朝活动用户所在方向传送通信数据。

参考文献

[1] R. Li、H. Yan 和 D. Cabric，“Rainbow-link：利用真时延阵列实现无波束对准、免授权的毫米波多址接入”，*IEEE*通信选定领域期刊，2022年。[2] H. Yan、V. Boljanovic 和 D. Cabric，“基于真时延阵列架构的宽带毫米波波束训练”，载于*2019*年第*53*届阿西洛马会议：信号、系统与计算机。IEEE，2019年，第1447–1452页。[3] V. Boljanovic、H. Yan、C.-C. Lin、S. Mohapatra、D. Heo、S. Gupta 和 D. Cabric，“宽带毫米波系统中利用真时延阵列进行快速波束训练”，*IEEE*电路与系统汇刊*I*：常规论文，第68卷，第4期，第1727–1739页，2021年。[4] Y. Ghasempour、R. Shrestha、A. Charous、E. Knightly 和 D. M. Mittleman，“太赫兹无线网络中的单次链路发现”，《自然·通讯》，第11卷，第1期，第1–6页，2020年。[5] E. Ghaderi、A. S. Ramani、A. A. Rahimi、D. Heo、S. Shekhar 和 S. Gupta，“一种用于大型天线阵列波束成形器的集成式离散时间延迟补偿技术”，*IEEE*电路与系统汇刊*I*：常规论文，第66卷，第9期，第3296–3306页，2019年。[6] V. Boljanovic、H. Yan、C.-C. Lin、S. Mohapatra、D. Heo、S. Gupta 和 D. Cabric，“用于宽带毫米波系统快速波束训练的真时延阵列”，*arXiv*预印本 *arXiv:2007.08713*，2020年。[7] A. R. Qualcomm，“增强现实与虚拟现实：首批5G杀手级应用”，https://www.qualcomm.com/content/dam/qcomm-martech/dm-assets/documents/cr-qcom-140.pdf，2017年。[8] G. Pocovi、H. Shariatmadari、G. Berardinelli、K. Pedersen、J. Steiner 和 Z. Li，“实现超可靠低时延通信：挑战与预期的系统改进”，*IEEE*网络，第32卷，第2期，第8–15页，2018年。[9]“语音与多媒体传输质量（STQ）；用于评估5G性能测量中网络能力的QoS参数与测试场景”，第三代合作伙伴计划（3GPP），TR ETSI TR 103 702 V1.1.1，2020-11。[在线]。可访问：http://www.etsi.org/deliver/etsi tr/138900 138999/ 138901/14.00.00 60/tr 138901v140000p.pdf[10] S. Mangiante、G. Klas、A. Navon、Z. GuanHua、J. Ran 和 M. D. Silva，“VR已迈向边缘：如何在移动网络中传输360度视频”，载于虚拟现实与增强现实网络研讨会论文集，2017年，第30–35页。[11] J. Benesty、I. Cohen 和 J. Chen，《阵列处理》。施普林格，2019年。[12] A. Nagulu、A. Gaonkar、S. Ahasan、S. Garikapati、T. Chen、G. Zussman 和 H. Krishnaswamy，“一种基于开关电容网络、工作于延迟带宽极限之外的真时延抵消器全双工接收机”，*IEEE*固态电路期刊，第56卷，第5期，第1398–1411页，2021年。[13] E. Ghaderi 和 S. Gupta，“一种四单元、500兆赫、40毫瓦、6位模数转换器使能的时域空间信号处理器”，*IEEE*固态电路期刊，第56卷，第6期，第1784–1794页，2020年。[14] I. K. Jain、R. Subbaraman、T. H. Sadarahalli、X. Shao、H.-W. Lin 和 D. Bharadia，“mmobile：构建毫米波测试平台以评估并应对移动性效应”，载于第*4*届*ACM*毫米波网络与感知系统研讨会论文集，2020年，第1–6页。[15] D. Caudill、J. Chuang、S. Y. Jun、C. Gentile 和 N. Golmie，“通过切换式波束成形与3D双极化相控阵天线实现实时毫米波信道探测”，*IEEE*微波理论与技术汇刊，第69卷，第11期，第5021–5032页，2021年。[16] J. Palacios，“面向商用IEEE 802.11ad设备波束训练的自适应码本优化”，载于第*24*届年度移动计算与网络国际会议论文集。ACM，2018年。[17] M. Giordani、M. Polese、A. Roy、D. Castor 和 M. Zorzi，“3GPP新空口毫米波频段波束管理教程”，*IEEE*通信调查与教程，第21卷，第1期，第173–196页，2018年。[18] alvarovalcarce，“诺基亚无线套件——GitHub参考”，https://github. com/nokia/wireless-suite（2020/11/12）。[19] I. K. Jain、R. Kumar 和 S. S. Panwar，“移动阻挡物对毫米波蜂窝系统的影响”，*IEEE*通信选定领域期刊，第37卷，第4期，第854–868页，2019年。[20] “5G；0.5至100 GHz频段的信道模型研究”，第三代合作伙伴计划（3GPP），TR 138 901 V14.0.0，2017-05。[在线]。可访问：http://www.etsi.org/deliver/etsi tr/138900 138999/ 138901/14.00.00 60/tr 138901v140000p.pdf

[21] I. K. Jain、R. Subbaraman 和 D. Bharadia，“双波束胜过单波束：迈向可靠且高吞吐量的毫米波链路”，载于*2021*年 *ACM SIGCOMM 2021* 年会议论文集，2021年，第 488–502 页。[22] I. Aykin、B. Akgun 和 M. Krunz，“用于提升阻塞鲁棒性和可靠性的毫米波系统多波束传输”，*IEEE*通信选定领域期刊，第 37 卷，第 12 期，第 2772–2785 页，2019年。[23] J. A. Zhang、X. Huang、Y. J. Guo、J. Yuan 和 R. W. Heath，“使用可转向模拟天线阵列实现通信与雷达联合感知的多波束技术”，*IEEE*车辆技术汇刊，第 68 卷，第 1 期，第 671–685 页，2018年。[24] H. Hassanieh、O. Abari、M. Rodriguez、M. Abdelghany、D. Katabi 和 P. Indyk，“快速毫米波波束对准”，载于*2018*年 *ACM*数据通信特别兴趣组会议论文集。ACM，2018年，第 432–445 页。[25] D. Zhu、J. Choi、Q. Cheng、W. Xiao 和 R. W. Heath，“通过天线阵列校准实现移动宽带毫米波系统的高分辨率角度跟踪”，*IEEE*无线通信汇刊，第 17 卷，第 11 期，第 7173–7189 页，2018年。[26] R. Rotman、M. Tur 和 L. Yaron，“相控阵中的真时延”，*IEEE*学报，第 104 卷，第 3 期，第 504–518 页，2016年。[27] S. K. Garakoui、E. A. Klumperink、B. Nauta 和 F. E. van Vliet，“频率范围内时延变化更小的紧凑型可级联 gm-c 全通真时延单元”，*IEEE*固态电路期刊，第 50 卷，第 3 期，第 693–703 页，2015年。[28] A. Wadaskar、V. Boljanovic、H. Yan 和 D. Cabric，“用于宽带毫米波系统真时延阵列快速波束训练的三维彩虹波束设计”，载于*2021*年阿西洛马会议：信号、系统与计算机，第 *55* 届会议。IEEE，2021年，第 85–92 页。[29] V. Boljanovic 和 D. Cabric，“使用模拟真时延阵列压缩估计宽带毫米波信道”，载于*2021*年 *IEEE* 信号处理系统研讨会（*SiPS*）。IEEE，2021年，第 170–175 页。[30] J. Tan 和 L. Dai，“太赫兹大规模多输入多输出系统中的宽带波束跟踪”，*IEEE*通信选定领域期刊，第 39 卷，第 6 期，第 1693–1710 页，2021年。[31] ——，“具有波束分裂的太赫兹大规模多输入多输出系统时延-相位预编码”，载于*2019*年 *IEEE*全球通信大会（*GLOBECOM*）。IEEE，2019年，第 1–6 页。[32] V. V. Ratnam、J. Mo、A. Alammouri、B. L. Ng、J. Zhang 和 A. F. Molisch，“联合相位-时延阵列：一种用于 6 73 377, 2022 10, 73 364 g 中频率相关模拟波束成形的范式”，*IEEE Access*，第 卷，第 – 页。[33] R. Garg、G. Shar ma、A. Binaie、S. Jain、S. Ahasan、A. Dascurcu、H. Krishnaswamy 和 A. S. Natarajan，“采用空间滤波和基于频分复用的单线 IF 接口的 28 GHz波束空间多输入多输出接收机”，*IEEE*固态电路期刊，2020年。[34] M.-K. Cho、I. Song 和 J. D. Cressler，“用于大规模宽带定时阵列天线的基于真时延的硅锗双向收发芯片组”，载于*2018*年 *IEEE*射频集成电路研讨会（*RFIC*）。IEEE，2018年，第 272–275 页。[35] F. Hu 和 K. Mouthaan，“用于宽带相控阵天线的 0.13 μm CMOS 中具有较小时延误差的 1–20 GHz、400 ps 真时延”，载于*2015*年 *IEEE*微波理论与技术学会国际微波研讨会。IEEE，2015年，第 1–3 页。[36] L.-H. Shen 和 K.-T. Feng，“面向移动性的毫米波无线网络子带与波束资源分配方案”，*IEEE*车辆技术汇刊，第 69 卷，11 908，2020年 10，11 893，第 – 期。[37] W. Zhang、Y. Wei、S. Wu、W. Meng 和 W. Xiang，“5G毫米波小蜂窝系统中的联合波束与资源分配”，*IEEE*车辆技术汇刊，第 68 卷，第 10 期，第 10 272–10 277 页，2019年。