arXiv:2305.01260v2 [cs.IT] 8 Dec 2023

通过秘密时域子空间嵌入实现通用多输入多输出干扰机抑制

Gian Marti 和 Christoph Studer

瑞士苏黎世联邦理工学院信息技术与电气工程系，电子邮件：*gimarti@ethz.ch* 和 *studer@ethz.ch*

摘要—多输入多输出（MIMO）处理能够通过空间滤波实现干扰机抑制，前提是接收机知道干扰机干扰的空间特征。对于持续发射且具有静态空间特征的阻塞式干扰机，这种特征很容易估计，但对于更复杂的干扰机则很难：智能干扰器可能会在接收机尝试估计其空间特征时故意暂停发射；可能采用时变波束成形，持续改变其空间特征；也可能大部分时间保持静默，仅在特定时刻（例如控制信号传输期间）进行干扰。为应对这类智能干扰器，我们提出了 MASH，这是首个能够无差别抑制所有 类型干扰机的方法：假设发射机和接收机共享一个共同的秘密。发射机基于这一秘密，通过线性时域变换将其信号嵌入高维空间中的一个秘密子空间。接收机对接收信号应用互易线性变换，该变换能够（i）将合法发射信号提升出其所在的秘密子空间；（ii）从理论上证明，将任意干扰机转换为阻塞式干扰机，从而使通过 MIMO 处理进行估计和抑制变得简单直接。我们展示了 MASH 在大规模多用户 MIMO 上行链路数据传输中的有效性。

I. 引言

干扰机是无线通信系统面临的重大威胁，而无线通信系统已成为社会不可或缺的一部分 [1]–[3]。直接序列扩频 [4], [5] 或跳频扩频 [6], [7]等技术能够在一定程度上抵御干扰，但面对强大的宽带干扰机却无能为力。相比之下，多输入多输出处理能够通过空间滤波 [8] 彻底消除干扰机干扰，因此是实现抗干扰通信的一条有前景的途径。然而，多输入多输出干扰抑制依赖于接收机准确掌握干扰机的空间特征（例如其子空间或空间协方差矩阵）。对于阻塞式干扰机（持续发射且具有时不变特征的干扰机），这种特征很容易估计：接收机可以分析训练周期内的接收信号，从而获得干扰机特征的代表性快照。然而，更复杂的干扰机可能会挫败这种简单的方法，例如故意在训练周期内暂停干扰、通过时变波束成形操纵其空间特征，或者仅在特定通信部分（例如控制信号）进行干扰，并在其他部分保持不被察觉 [9]–[11]。在所有这些情况下，训练周期内的接收信号并不能提供干扰机空间特征的代表性快照。

A. 贡献

我们提出了 MASH（MitigAtion via Subspace Hiding 的缩写，即通过子空间隐藏进行缓解），这是一种新颖的多输入多输出干扰机抑制方法，也是首个能够抑制所有 类型干扰机的方法，无论它们有多“智能”。MASH 假设发射机和接收机共享一个秘密。基于这一秘密，发射机使用线性时域变换，将其时域信号嵌入高维空间中的秘密子空间，而接收机则对其接收信号应用互易线性时域变换。我们证明，接收机的变换能够：（i）将合法发射信号提升 出其秘密子空间；（ii）可证明地将任意干扰机转化为阻塞式干扰机，从而易于抑制。为展示 MASH 的有效性，我们研究了大规模多用户 MIMO 上行链路中的数据传输。针对这一场景，我们提供了 MASH 的三种示例性变体，并通过大量仿真凸显了其通用性。

B. 研究现状

多输入多输出处理在干扰机抑制方面的潜力早已广为人知 [12]。人们提出了多种旨在抑制阻塞式干扰机的方法 [13]–[22], ，这些方法要么假设接收机完全了解干扰机的空间特征 [13]–[15] ，要么利用训练周期来发挥干扰机的平稳性 [16]–[22]: 文献 [16]–[18] 在专门的训练周期内估计干扰机的空间特征，在此期间，合法发射机处于空闲状态。文献 [19], [20]在延长的导频阶段估计干扰机的空间特征，在该阶段，通过将接收信号投影到一条未使用且与合法导频正交的导频序列上，将干扰机干扰与合法发射信号分离。文献 [21], [22] 提出了一种抗干扰数据检测器，它直接根据在导频阶段估计的特定空间滤波器构造。尽管这些方法只对阻塞式干扰机有效，MASH 会先将任意 干扰机转换为阻塞式干扰机，因此可用于提高上述方法抑制非阻塞式干扰机的效能。

CS 的工作部分由美国国家科学基金会（NSF）通过资助项目 CNS-1717559 和 ECCS-1824379 提供支持。GM 和 CS 的工作部分由苏黎世联邦理工学院研究基金提供支持。Emojis 由 Twitter 公司及其他贡献者提供，采用 CC-BY-4.0 许可。

众所周知，干扰机不必以时不变的方式发射。因此，人们提出了多种用于抑制时变干扰器的多输入多输出方法 [23]–[28]。文献 [23], [24]研究了一种反应式干扰器，它只在合法发射机主动发射时进行干扰。这类方法利用训练时段抑制干扰机；在这些时段内，合法发射机发送预定义符号，接收机可以对其进行补偿。文献 [25], [26] 假设存在一个多天线干扰器，它通过动态波束成形持续改变其子空间。这类方法会反复利用训练时段抑制干扰机（在训练时段内，合法发射机处于空闲状态），并在认为干扰器子空间发生显著变化时进行抑制。文献[27], [28] 研究了一般的智能干扰器。为抑制这类干扰器，文献提出了一种称为联合干扰抑制与数据检测（JMD）的新范式，在整个通信帧内联合估计并置零干扰器子空间，同时检测传输数据。

所有这些方法都对干扰机的发射行为作出了严格假设（即干扰机是宽带[13]–[22] 或反应式干扰器 [23], [24], ，或者其波束成形变化缓慢 [25], [26]），或者需要求解困难的优化问题，同时仍容易受到某些类型干扰器的影响 [27], [28]。此外，通常需要预先知道干扰器天线的数量（例如，见[20], [24], [28]）。相比之下，MASH 对干扰机的发射行为没有 任何假设，不 需要求解优化问题，对所有 类型的干扰器都有效，而且不 需要预先知道干扰器天线的数量。

C. 符号说明

矩阵和列向量分别用黑体大写字母和小写字母表示。对于矩阵 A，其转置记为 A^{T}，共轭转置记为 A^{H}，由第 n 至第 m列（行）组成的子矩阵记为 $\mathsf{A}^{[n:m]}$ （$\mathsf{A}_{(n:m)}$），弗罗贝尼乌斯范数记为 $\|\mathsf{A}\|_F$。A 的列空间和行空间分别记为 col(A) 和 row(A)。矩阵 A 和 B 的水平拼接记为 [A,B]; 垂直拼接记为 [A; B]。A 的第k列和第k行分别记为 a_k 和 $\mathsf{a}_{(k)}^{\mathsf{T}}$。$N \times N$阶单位矩阵记为 I_N。秩为R 的矩阵 A $\in \mathbb{C}^{M\times N}$ 的紧致奇异值分解（SVD）记为 $\mathsf{A} = \mathsf{U}\boldsymbol{\Sigma}\mathsf{V}^{\mathsf{H}}$，其中 $\mathsf{U} \in \mathbb{C}^{M\times R}$ 和 $\mathsf{V} \in \mathbb{C}^{N\times R}$ 具有标准正交列，$\boldsymbol{\Sigma} \in \mathbb{R}^{R\times R}$ 为对角矩阵，其主对角线上的元素是 A 的非零奇异值，按降序排列。 $\boldsymbol{\Sigma}$ 的主对角线记为 $\boldsymbol{\sigma}$ =diag($\boldsymbol{\Sigma}$)。

II. 系统模型

我们考虑多天线接收机通信系统中的干扰机抑制。为便于阐述，我们聚焦于多用户（MU）MIMO上行链路，但强调我们的方法也可应用于单用户（SIMO）或点对点MIMO设置。我们考虑一种频率平坦传输模型[1]，其输入输出关系如下:

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{H}\mathbf{x}_k + \mathbf{J}\mathbf{w}_k + \mathbf{n}_k. \tag{1}$$

此处，$\mathbf{y}_k \in \mathbb{C}^B$ 是基站（BS）处的时-k 接收向量，$\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{B\times U}$ 是具有时-k 发射向量$\mathbf{x}_k \in \mathbb{C}^U$的 U 个合法单天线用户设备（ UEs）的信道矩阵，$\mathbf{J} \in \mathbb{C}^{B\times I}$ 是具有 I根天线的干扰机的信道矩阵（或多个干扰机的信道矩阵，其中 I 为干扰器天线总数），其具有时-k 发射向量 $\mathbf{w}_k \in \mathbb{C}^I$，而$\mathbf{n}_k \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, N_0\mathbf{I}_B)$ 是独立同分布的圆对称复白高斯噪声，其逐元素方差为 N_0。

我们假设干扰机可以改变其发射特性。为此，我们采用一种干扰机发射的模型。

$$\mathbf{w}_k = \mathbf{A}_k\tilde{\mathbf{w}}_k \tag{2}$$

在时间 k，不失一般性，$\mathbb{E}\left[\tilde{\mathbf{w}}_k \tilde{\mathbf{w}}_k^{\mathrm{H}}\right] = \mathbf{I}_I$对所有 k均成立，并且 $\mathbf{A}_k \in \mathbb{C}^{I\times I}$是一个波束成形矩阵，可以随 k任意变化。特别地，$\mathbf{A}_k$可以是全零矩阵（干扰机在时间 k 暂停干扰），其部分行可以为零（干扰机在时间 k仅使用其部分天线），也可以因其他原因而秩亏。此外，对于 $k \neq k'$，$\mathbf{A}_k$ 与 $\mathbf{A}_{k'}$ 之间不一定存在任何关系。我们唯一的假设是，干扰器天线数量 I 小于基站天线数量 B。

我们提出的方法作用于长度为 L 的传输帧，并假设信道 $\mathbf{H}$ 和$\mathbf{J}$ 在此类帧的持续期间近似保持不变。因此，对于长度为 L 的传输帧，我们将（1）重述为

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{X} + \mathbf{J}\mathbf{W} + \mathbf{N}, \tag{3}$$

其中，$\mathbf{Y} = [\mathbf{y}_1, \ldots, \mathbf{y}_L] \in \mathbb{C}^{B\times L}$ 是接收矩阵，$\mathbf{X} = [\mathbf{x}_1, \ldots, \mathbf{x}_L] \in \mathbb{C}^{U\times L}$ 和 $\mathbf{W} = [\mathbf{A}_1 \tilde{\mathbf{w}}_1, \ldots, \mathbf{A}_L \tilde{\mathbf{w}}_L] \in \mathbb{C}^{I\times L}$ 是相应的发射矩阵。注意，由于对矩阵 $\mathbf{A}_k$ 没有任何限制，$\mathbf{W}$ 可以是任意的，并且通常不需要遵循明确的概率模型。

III. 关于阻塞式干扰机

为了介绍 MASH，我们先考虑一类易于缓解的干扰机: 阻塞式干扰机，它们在整个频谱 [10] 上传输类噪声平稳信号。一般而言，阻塞式干扰机这一概念既不包含也不排除使用发射波束成形。

现在，我们给出阻塞式干扰机的一种新颖、形式化定义。该定义明确允许发射波束成形，只要波束在一个通信帧持续期间保持不变。根据第二节中的模型，我们考虑长度为 L的帧内通信。在这样的帧期间，干扰机发送某个矩阵 $\mathbf{W} \in \mathbb{C}^{I\times L}$，并产生相应的接收干扰 $\mathbf{JW} \in \mathbb{C}^{B\times L}$。我们用 I^* 表示$\mathbf{JW}$的秩，即 I^* 是干扰空间的维度；根据干扰机的发射波束成形类型，

[1]还可以将其扩展到采用 OFDM 的频率选择性信道 [29]。

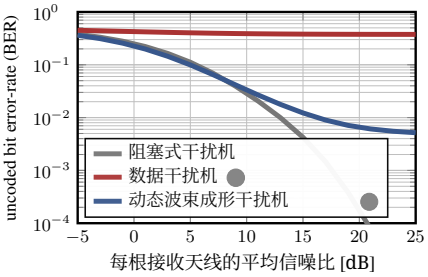


图 1. 相干通信接收机的误码率性能，该接收机采用基于训练期的正交投影来抑制干扰机，采用最小二乘信道估计和线性最小均方误差数据检测。设置如 V 节所述，十天线干扰器包括一个发送独立同分布 $\mathcal{CN}(0,1)$ 符号的阻塞式干扰机，以及 V-C 节中的干扰机 [1] 。

该维度可以等于 I，也可以严格小于 I。现在，我们考虑干扰的紧致奇异值分解，并将其写作

$$\mathbf{JW} = \mathbf{U}\boldsymbol{\Sigma}\mathbf{V}^{\mathrm{H}}. \tag{4}$$

我们将干扰机的空间范围 称为$\mathbf{U} \in \mathbb{C}^{B\times I^*}$：该矩阵的列构成空间域中干扰空间的标准正交基。我们将帧内干扰机的时间延展 称为$\mathbf{V} \in \mathbb{C}^{L\times I^*}$：其列构成时域中干扰空间的标准正交基。最后，我们将 $\boldsymbol{\sigma} = \mathrm{diag}(\boldsymbol{\Sigma}) = [\sigma_1, \ldots, \sigma_{I^*}]^{\mathrm{T}}$（其中$\sigma_1 \geq \cdots \geq \sigma_{I^*} > 0$）称为能量分布，它决定了干扰机在空间和时间的不同维度上分配多少能量。式 (4) 中接收干扰的分解并不假设干扰机具有概率行为，但我们对阻塞式干扰机的定义要求其具有概率行为：

定义 1. *A*阻塞式干扰机 是指其 $\mathbf{V}$ 的列在复数L维单位球面上均匀分布的干扰机。

阻塞式干扰机完全由其空间范围 $\mathbf{U}$ 和能量分布 $\boldsymbol{\sigma}$刻画。例如，一种干扰机发送元素为独立同分布 $\mathcal{CN}(0,1)$的 $\mathbf{W}$；另一种干扰机发送 $\mathbf{W} = \mathbf{a}\mathbf{w}^{\mathrm{T}}$，其中 $\mathbf{a} \in \mathbb{C}^I$ 且 $\mathbf{w} \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0}, \mathbf{I}_B)$。

这种对阻塞式干扰机的形式化定义使我们能够理解为何阻塞式干扰机易于有效缓解：考虑式 (3) 中长度为 L 的通信帧，其中干扰机为阻塞式干扰机，且具有式 (4) 给出的紧致奇异值分解。为简单起见，假设 $\mathbf{N} = \mathbf{0}$，忽略热噪声的影响。如果在帧开始处插入持续时间为 R 的干扰器训练周期，即 $\mathbf{X}$ 的前 R 列为零，那么相应的接收信号为

$$\mathbf{Y}_{[1:R]} = \mathbf{J}\mathbf{W}_{[1:R]} = \mathbf{U}\boldsymbol{\Sigma}(\mathbf{V}^{\mathrm{H}})_{[1:R]}. \tag{5}$$

由于$\mathbf{V}$ 的列在复数 L 维单位球面上均匀分布，截断时间延展 $(\mathbf{V}^{\mathrm{H}})_{[1:R]} \in \mathbb{C}^{I^*\times R}$ 以概率 1 具有满秩 $\min\{I^*, R\}$。因此，只要 $I^* \geq R$，就有 $\mathrm{col}(\mathbf{Y}^{[1:R]}) = \mathrm{col}(\mathbf{U})$ 以概率 1 成立。于是，接收机可以根据整个帧的紧致奇异值分解 $\mathbf{Y}_{[1:R]} = \tilde{\mathbf{U}}\tilde{\boldsymbol{\Sigma}}\tilde{\mathbf{V}}^{\mathrm{H}}$，求得干扰机子空间 $\mathrm{col}(\mathbf{JW}) = \mathrm{col}(\tilde{\mathbf{U}})$，

并使用投影矩阵 $\mathbf{P} = \mathbf{I}_B - \tilde{\mathbf{U}}\tilde{\mathbf{U}}^{\mathrm{H}}$抑制整个帧 的干扰机，该矩阵满足 $\mathbf{PJW} = \mathbf{0}_{B\times L}$。

相反，智能或动态干扰机可能会在这 R 个训练样本期间停止干扰，此时式 (5) 变为$\mathbf{Y}_{[1:R]} = \mathbf{0}_{B\times R}$，因此投影 $\mathbf{P} = \mathbf{I}_B$ 就是单位矩阵，无法缓解干扰机随后产生的干扰，因为 $\mathbf{PJW}^{[R+1:L]} = \mathbf{JW}^{[R+1:L]}$。

类似地，动态多天线干扰器在任意时刻可能只使用其天线的一个子集，但会随时间在不同子集之间切换，从而改变其干扰的空间子空间。如果 $\mathrm{col}(\mathbf{W}^{[1:R]}) \not\supseteq \mathrm{col}(\mathbf{W}^{[R+1:L]})$ 且 $\mathbf{J}$ 的列线性无关，则 $\mathrm{col}(\mathbf{JW}^{[1:R]}) \not\supseteq \mathrm{col}(\mathbf{JW}^{[R+1:L]})$，因此投影 $\mathbf{P}$ 无法完全抑制干扰机，$\mathbf{PJW}_{[R+1:L]} \neq \mathbf{0}_{B\times(L-R)}$。

图 1 展示了基于训练周期的正交投影在抑制阻塞式干扰机以及两种非阻塞式干扰机方面的效果（图 1 的仿真确实考虑了热噪声$\mathbf{N}$的影响）。

IV. MASH：通过秘密时域子空间嵌入实现通用多输入多输出干扰机抑制

现在，我们已经可以介绍 MASH 了。我们假设用户设备和基站共享一个公共秘密。基于该秘密，用户设备和基站以伪随机方式构造一个酉矩阵 $\mathbf{C} = f(\,)$，该矩阵在所有酉 $L \times L$ 矩阵的集合上均匀（或 *Haar*）分布。[2] 由于干扰机不知道，因此它不知道 $\mathbf{C}$。随后，矩阵 $\mathbf{C}$ 按行划分为两个子矩阵 $\mathbf{C} = [\mathbf{C}_{\perp}; \mathbf{C}_{\|}]$ 其中 $\mathbf{C}_{\perp} \in \mathbb{C}^{R\times L}$ 和 $\mathbf{C}_{\|} \in \mathbb{C}^{K\times L}$，$R$和 K 是满足 $R + K = L$ 的非负整数。我们将 R 称为冗余，并要求 $R \geq I^*$，即冗余至少与干扰的秩一样大。[3]

用户设备使用矩阵 $\mathbf{C}_{\|}$ 将长度为K 的发射信号 $\mathbf{S} \in \mathbb{C}^{U\times K}$ 嵌入 $\mathbb{C}^L$的秘密 K维子空间中，该子空间由$\mathbf{C}_{\|}$ 的行张成，方法是发送

$$\mathbf{X} = \mathbf{S}\mathbf{C}_{\|}. \tag{6}$$

发射信号 $\mathbf{S}$ 例如可以由用于信道估计的导频、控制信号或数据符号组成。将$\mathbf{S}$ 嵌入秘密子空间无需用户设备之间协作：第 u个用户设备只需发送$\mathbf{X}$的第 u行，它可以将其计算为$\mathbf{x}_{(u)}^{\mathrm{T}} = \mathbf{s}_{(u)}^{\mathrm{T}}\mathbf{C}_{\|}$，其中$\mathbf{s}_{(u)}^{\mathrm{T}}$ 是其自身的发射信号。令$\mathbf{X}$ 如式（6）所示，则式（3）中的接收矩阵变为

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{X} + \mathbf{J}\mathbf{W} + \mathbf{N} \tag{7}$$

$$= \mathbf{H}\mathbf{S}\mathbf{C}_{\|} + \mathbf{J}\mathbf{W} + \mathbf{N}. \tag{8}$$

由于干扰机不知道$\mathbf{C}$，因此$\mathbf{W}$ 与$\mathbf{C}$相互独立。（这并不意味着$\mathbf{W}$服从某种概率模型——这只意味着$\mathbf{W}$ 不是$\mathbf{C}$的函数。）我们对$\mathbf{W}$不作其他假设。特别地，我们也允许 $\mathbf{W}$ 可能依赖于$\mathbf{H}$ 和$\mathbf{J}$ （干扰机拥有完整的信道知识），甚至依赖于$\mathbf{S}$ （干扰机知道将要发送的信号）。

[2]关于如何构造Haar分布矩阵，请参见 [30, 第1节。2]我们不要求事先知道该维度。选择 R 仅限制了可消除的干扰维度数量。

接收机收到如式（8）所示的$\mathbf{Y}$ 后，将$\mathbf{Y}$ 从右侧乘以$\mathbf{C}^{\mathrm{H}}$，以提升 信号，得到

$$\bar{\mathbf{Y}} \triangleq \mathbf{Y}\mathbf{C}^{\mathrm{H}} = \mathbf{H}\mathbf{S}\mathbf{C}_{\|}\mathbf{C}^{\mathrm{H}} + \mathbf{J}\underbrace{\mathbf{W}\mathbf{C}^{\mathrm{H}}}_{\triangleq\bar{\mathbf{W}}} + \underbrace{\mathbf{N}\mathbf{C}^{\mathrm{H}}}_{\triangleq\bar{\mathbf{N}}} \tag{9}$$

$$= [\mathbf{0}_{B\times R}, \mathbf{H}\mathbf{S}] + \mathbf{J}\bar{\mathbf{W}} + \bar{\mathbf{N}}, \tag{10}$$

其中，式 (10) 中的 $\mathbf{C}_{\|}\mathbf{C}^{\mathrm{H}} = [\mathbf{0}_{K\times R}, \mathbf{I}_K]$ 源于$\mathbf{C} = [\mathbf{C}_{\perp}; \mathbf{C}_{\|}]$的酉性。由此得到的输入输出关系中，信道$\mathbf{H}$ 和$\mathbf{J}$ 保持不变；用户设备在前 R 个样本期间保持静默，并在剩余的 K 个样本中发送$\mathbf{S}$ ；干扰机发送 $\bar{\mathbf{W}} = \mathbf{W}\mathbf{C}^{\mathrm{H}}$；噪声为 $\bar{\mathbf{N}} = \mathbf{N}\mathbf{C}^{\mathrm{H}}$，且服从方差为 N_0 的独立同分布的圆对称复高斯分布。我们将输入输出关系 (10) 所属的域称为消息域，以区别于式 (8) 中的物理域 。现在陈述我们的关键理论结果，证明见附录 A:

定理 1. 考虑将式(8) 中物理域的干扰机干扰$\mathbf{JW}$ 分解为其空间范围$\mathbf{U}$、时间延展$\mathbf{V}$和能量分布 $\boldsymbol{\sigma}$。那么，消息域(10) 中的干扰机$\bar{}$干扰$\mathbf{JW}$ 具有相同的$\bar{}$空间范围$\mathbf{U} = \mathbf{U}$ 和能量分布 $\bar{\boldsymbol{\sigma}} = \boldsymbol{\sigma}$，但其时间$\bar{}$延展$\mathbf{V}$ 是一个随机矩阵，其列在复数 L 维单位球面上均匀分布。因此，$\bar{}\mathbf{JW}$ 是阻塞式干扰机的接收干扰。

换言之，MASH 会将任意 干扰机转换为具有相同空间范围和相同能量分布的（唯一）阻塞式干扰机。此外，从消息域输入输出关系 (10) 可以看出，MASH 还能够便捷地处理合法的发射信号：消息域接收信号 $\mathbf{Y}$ 的前 R 列$\bar{}$不包含任何 UE 信号，因此对应于一个干扰器训练周期，可用于构建一个在整个帧内均有效的干扰抑制滤波器（因为消息域中的干扰机是一个$\bar{}$阻塞式干扰机）。$\mathbf{Y}$ 的其余 K 列对应于发射信号 $\mathbf{S}$，可使用训练周期中构建的干扰抑制滤波器进行恢复。

为了具体说明 MASH，我们考虑相干数据传输的情况，并提出从 (10) 出发的三种不同方法：(i) 正交投影，(ii) LMMSE 均衡，以及 (iii) 联合干扰抑制与数据检测。在相干数据传输中，发射信号 $\mathbf{S} = [\mathbf{S}_T, \mathbf{S}_D]$由正交导频 $\mathbf{S}_T \in \mathbb{C}^{U\times U}$ 和取自星座图 $\mathcal{S}$ 的数据符号$\mathbf{S}_D \in \mathcal{S}^{U\times(K-U)}$ 组成。为简化后续讨论，我们定义 $[\bar{\mathbf{Y}}_J, \bar{\mathbf{Y}}_T, \bar{\mathbf{Y}}_D] \triangleq \bar{\mathbf{Y}}$，并将 (10) 改写为三个独立的方程:

$$\bar{\mathbf{Y}}_J = \mathbf{J}\bar{\mathbf{W}}_J + \bar{\mathbf{N}}_J \in \mathbb{C}^{B\times R} \tag{11}$$

$$\bar{\mathbf{Y}}_T = \mathbf{H}\mathbf{S}_T + \mathbf{J}\bar{\mathbf{W}}_T + \bar{\mathbf{N}}_T \in \mathbb{C}^{B\times U} \tag{12}$$

$$\bar{\mathbf{Y}}_D = \mathbf{H}\mathbf{S}_D + \mathbf{J}\bar{\mathbf{W}}_D + \bar{\mathbf{N}}_D \in \mathbb{C}^{B\times(K-U)}. \tag{13}$$

A. 正交投影

$\bar{}$矩阵 $\mathbf{Y}_J$ 包含受白高斯噪声 $\mathbf{N}_J$干扰的阻塞式干扰机$\bar{}$样本，但不包含任何 UE$\bar{}$信号。因此，我们可以使用 $\mathbf{Y}_J$ 来估计干扰机空间范围（参见第三节）。干扰机空间范围的最大似然估计由 I^* 领先左奇异向量 $\mathbf{U} = [\mathbf{u}_1, \ldots, \mathbf{u}_{I^*}] \in \mathbb{C}^{U\times I^*}$ 给出，其中 $\bar{\mathbf{Y}}_J$。[4] 因此，对应的投影矩阵为

$$\hat{\mathbf{P}} = \mathbf{I}_B - \mathbf{U}\mathbf{U}^{\mathrm{H}}, \tag{14}$$

并且可在导频阶段和数据阶段通过以下方式抑制干扰机

$$\bar{\mathbf{Y}}_{\mathbf{P},T} \triangleq \hat{\mathbf{P}}\bar{\mathbf{Y}}_T = \underbrace{\hat{\mathbf{P}}\mathbf{H}}_{\triangleq\mathbf{H}_{\mathbf{P}}}\mathbf{S}_T + \hat{\mathbf{P}}\mathbf{J}\bar{\mathbf{W}}_T + \underbrace{\hat{\mathbf{P}}\bar{\mathbf{N}}_T}_{\triangleq\mathbf{N}_{\mathbf{P},T}} \tag{15}$$

$$\approx \mathbf{H}_{\mathbf{P}}\mathbf{S}_T + \mathbf{N}_{\mathbf{P},T}, \tag{16}$$

and

$$\bar{\mathbf{Y}}_{\mathbf{P},D} \triangleq \hat{\mathbf{P}}\bar{\mathbf{Y}}_D = \hat{\mathbf{P}}\mathbf{H}\mathbf{S}_D + \hat{\mathbf{P}}\mathbf{J}\bar{\mathbf{W}}_D + \hat{\mathbf{P}}\bar{\mathbf{N}}_D \tag{17}$$

$$\approx \mathbf{H}_{\mathbf{P}}\mathbf{S}_D + \mathbf{N}_{\mathbf{P},D}. \tag{18}$$

其中，(16) 和 (18) 中的近似成立，是因为 $\hat{}\bar{} \hat{}\bar{}\mathbf{P}\mathbf{J}\mathbf{W}_T \approx \mathbf{0}$ 和 $\mathbf{P}\mathbf{J}\mathbf{W}_D \approx \mathbf{0}$。因此，基站获得了一个不受干扰机干扰的输入输出关系，其中包含一个虚拟信道 $\mathbf{H}_{\mathbf{P}}$ ，并受到空间分布为 $\mathcal{CN}(\mathbf{0}, N_0\mathbf{P})$ 的高斯噪声影响。接收机现在可以估计虚拟信道 $\mathbf{H}_{\mathbf{P}}$，例如使用最小二乘法（LS），如下所示:

$$\hat{\mathbf{H}}_{\mathbf{P}} = \bar{\mathbf{Y}}_{\mathbf{P},T}\mathbf{S}_T^{\dagger}. \tag{19}$$

最后，可以使用例如众所周知的 LMMSE 检测器来检测数据符号 $\mathbf{S}_D$：

$$\hat{\mathbf{S}}_D = (\hat{\mathbf{H}}_{\mathbf{P}}^{\mathrm{H}}\hat{\mathbf{H}}_{\mathbf{P}} + N_0\mathbf{I}_U)^{-1}\hat{\mathbf{H}}_{\mathbf{P}}^{\mathrm{H}}\bar{\mathbf{Y}}_{\mathbf{P},D}. \tag{20}$$

B. LMMSE 均衡

上一小节中的正交投影方法非常有效。然而，它需要计算 $\bar{}$奇异值分解（针对 $\mathbf{Y}_J$），并明确估计干扰机干扰的维度 I^*。如果不使用正交投影，而是直接采用基于干扰机空间协方差矩阵 $\mathbf{C}_J \triangleq \mathbb{E}\big[\mathbf{J}\bar{\mathbf{W}}(\mathbf{J}\bar{\mathbf{W}})^{\mathrm{H}}\big]$估计值的 LMMSE 型均衡器，则可以避免这两项计算。$\bar{}$这种估计值可以根据式 (11) 中的 $\mathbf{Y}_J$ 得到，如下所示:

$$\hat{\mathbf{C}}_J = \tfrac{1}{R}\bar{\mathbf{Y}}_J\bar{\mathbf{Y}}_J^{\mathrm{H}}. \tag{21}$$

随后，基于$\bar{}$(12)得到的“线性最小均方误差型”干扰机抑制估计$\mathbf{H}$ 为（忽略热噪声$\mathbf{N}_T$ 的影响）

$$\hat{\mathbf{H}} = \Big(\mathbf{I}_B + \frac{1}{U}\hat{\mathbf{C}}_J\Big)^{-1}\bar{\mathbf{Y}}_T\mathbf{S}_T^{\dagger}, \tag{22}$$

基于（13）得到的数据$\mathbf{S}_D$ 的线性最小均方误差估计为

$$\hat{\mathbf{S}}_D = \hat{\mathbf{H}}^{\mathrm{H}}\big(\hat{\mathbf{H}}\hat{\mathbf{H}}^{\mathrm{H}} + N_0\mathbf{I}_B + \hat{\mathbf{C}}_J\big)^{-1}\bar{\mathbf{Y}}_D. \tag{23}$$

这样可以避免计算奇异值分解，但需要我们求两个大小为 $B\times B$ 的矩阵的逆（分别见（22）和（23））。然而，利用 [31],中的恒等式，我们可以将（22）和（23）改写为

$$\hat{\mathbf{H}} = \big(\mathbf{I}_B - \bar{\mathbf{Y}}_J\big(UR\mathbf{I}_R + \bar{\mathbf{Y}}_J^{\mathrm{H}}\bar{\mathbf{Y}}_J\big)^{-1}\bar{\mathbf{Y}}_J^{\mathrm{H}}\big)\bar{\mathbf{Y}}_T\mathbf{S}_T^{\dagger} \tag{24}$$

[4]干扰机干扰的有效维度 I^* 可直接从 $\bar{}\mathbf{Y}_J$ 估算，具体为其奇异值显著超过阈值 $\sqrt{BN_0}$ 的数量，该阈值由热噪声决定。

and

$$\mathbf{A} = \left(N_0 \mathbf{I}_{U+R} + \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{H}}^{\mathrm{H}} \\ \frac{1}{\sqrt{R}} \bar{\mathbf{Y}}_J^{\mathrm{H}} \end{bmatrix} \left[\hat{\mathbf{H}}, \frac{1}{\sqrt{R}} \bar{\mathbf{Y}}_J \right] \right)^{-1} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{H}}^{\mathrm{H}} \\ \frac{1}{\sqrt{R}} \bar{\mathbf{Y}}_J^{\mathrm{H}} \end{bmatrix} \quad (25)$$

$$\hat{\mathbf{S}}_D = \mathbf{A}_{(1:U)} \bar{\mathbf{Y}}_D. \quad (26)$$

因此，我们只需要对一个 $R \times R$ 矩阵（在式 (24) 中）和一个 $(U+R) \times (U+R)$ 矩阵（在式 (25) 中）求逆。相比之下，正交投影方法需要计算一个 $B \times L$ 矩阵的奇异值分解，并对一个 $U \times U$ 矩阵求逆（在式 (20) 中）。

C. 联合干扰机抑制与数据检测（*JMD*）

JMD 是一种近期提出的智能干扰机抑制范式。在 JMD 中，估计干扰器子空间并将其置零（通过正交投影），同时检测整个传输帧中的传输数据 [27], [28]。JMD 通过近似求解一个非凸优化问题来运行。原则上，即使完全没有任何干扰器训练周期，也能实现出色的性能（对应于 $R = 0$）。然而，JMD 存在若干局限性：(i) 面对占空比极短的干扰机时性能较差；(ii) 需要知道干扰机干扰的维度 I^*；(iii) 当 I^* 较大时，无法可靠地收敛到正确解。如果将 JMD 与 MASH 结合，这些缺点都能得到显著缓解：(i) MASH 可将占空比短的干扰机转化为完全非稀疏的阻塞式干扰机；(ii) 结合非零冗余 ($R > 0$)，可使用 $\mathbf{Y}_J$ 估计干扰机干扰的维度（参见脚注 4）；(iii) 可使用 $\mathbf{Y}_J$ 进行最优初始化，从而提升对高维干扰机的抑制性能。

我们示例性地写出在使用 MASH 增强 JMD 方法 MAED [27] 时需要求解的优化问题（详细说明将在扩展版期刊论文中给出）：

$$\min_{\tilde{\mathbf{P}}, \tilde{\mathbf{H}}_{\mathbf{P}}, \tilde{\mathbf{S}}_D} \left\| \tilde{\mathbf{P}} [\mathbf{Y}_{\mathbf{P},T}, \mathbf{Y}_{\mathbf{P},D}] - \tilde{\mathbf{H}}_{\mathbf{P}} [\mathbf{S}_T, \tilde{\mathbf{S}}_D] \right\|_F^2. \quad (27)$$

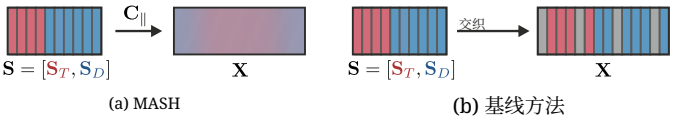
其中，$\tilde{\mathbf{P}}$、$\tilde{\mathbf{H}}_{\mathbf{P}}$ 和 $\tilde{\mathbf{S}}_D$ 的取值范围分别为 $(B - I^*)$ 维格拉斯曼流形、$\mathbb{C}^{B \times U}$ 和 $\mathcal{S}^{U \times D}$。MASH 允许根据 I^* $\mathbf{Y}_J$（参见脚注 4）估计，$\tilde{\mathbf{P}}$、$\tilde{\mathbf{S}}_D$、和 $\tilde{\mathbf{H}}_{\mathbf{P}}$ 可以使用 IV-A 节的正交投影方法进行初始化，即使面对多天线干扰机，也能实现很高的鲁棒性。

V. 实验评估

A. 仿真设置

我们对大规模多用户多输入多输出系统的上行链路进行仿真，该系统在基站处配备 $B = 64$ 根天线，并包含 $U = 16$ 个用户设备。信道向量使用 QuaDRiGa [32] 并基于 3GPP 38.901 城市宏蜂窝（UMa）信道模型 [33] 生成。载波频率为 2GHz，基站天线排列为均匀线性阵列（ULA），天线间距为半波长。

用户设备和干扰机随机分布在基站前方的一个角扇区内，距基站 10 m 至 250 m；任意两个用户设备之间，以及干扰机与任意用户设备之间的最小角间隔为 1°。干扰机可以是单天线或多天线干扰器（见 V-C 节）。



(a) MASH　　(b) 基线方法

图 2. MASH（左）通过与$\mathbf{C}$相乘，将长度为K的信号$\mathbf{S} = [\mathbf{S}_T, \mathbf{S}_D]$映射为长度为$L$的信号$\mathbf{X}$。基线方法（右）则通过将长度为$K$的信号$\mathbf{S} = [\mathbf{S}_T, \mathbf{S}_D]$与均匀分布的零符号（以灰色表示）交织，将其映射为长度为L的信号；这些零符号用作干扰器训练周期。

多天线干扰器的天线按半波长间距组成线性阵列，朝向基站方向。所有天线均为全向天线。用户设备采用 ± 3 dB 功率控制。

与第 IV 节相同，我们考虑相干数据传输。帧长为 $L = 100$，并划分为 $R = 16$ 个冗余样本、$T = 16$ 个导频样本和 $L - R - T = 68$ 个数据样本。发射星座图 $\mathbf{S}_T$ 为四相相移键控，导频选为 $\mathbf{S}_T$ 一个哈达玛矩阵（归一化至单位符号能量）。我们将干扰机干扰强度与平均用户设备的信号强度之比表征为

$$\rho \triangleq \frac{\|\mathbf{J}\mathbf{W}\|_F^2}{\frac{1}{U} \mathbb{E}_{\mathbf{S}} \left[\|\mathbf{H}\mathbf{X}\|_F^2 \right]}. \quad (28)$$

平均信噪比（SNR）定义为

$$SNR \triangleq \frac{\mathbb{E}_{\mathbf{S}} \left[\|\mathbf{H}\mathbf{X}\|_F^2 \right]}{\mathbb{E}_{\mathbf{N}} [\|\mathbf{N}\|_F^2]}. \quad (29)$$

作为性能指标，我们采用未编码误码率（BER），以及误差矢量幅度（EVM）的替代指标 [34]，称为调制误差比（MER），其定义为

$$MER \triangleq \mathbb{E} \left[\|\hat{\mathbf{S}}_D - \mathbf{S}_D\|_F \right] / \mathbb{E} \left[\|\mathbf{S}_D\|_F \right]. \quad (30)$$

B. 方法与基线方法

我们将 MASH 与基线方法进行比较。这些方法不将导频和数据符号嵌入秘密的高维空间，而是以传统方式发送它们，并将它们与 R 零符号交织；这些零符号均匀分布在整个帧中，用作干扰器训练周期（参见图 2）。

MASH-L：该接收机按第 IV-B 节所述运行。

MASH-M：该接收机按第 IV-C 节所述运行。

JL：该基线方法适用于无干扰机（JL）系统。发射机按图 2(b) 所示运行。接收机忽略干扰器训练周期内接收到的样本，并执行最小二乘信道估计和线性最小均方误差数据检测。

未缓解（未匹配）：此基线不缓解干扰机。发射机按照图 2(b) 所示的方式运行。接收机忽略干扰器训练周期内接收到的样本，并像在无干扰机环境中一样执行最小二乘信道估计和线性最小均方误差数据检测。

线性最小均方误差：该基准方案与 MASH-L 完全相同，唯一的区别在于它不使用秘密子空间嵌入。发射机按照图 2(b) 所示的方式运行。接收机利用训练周期内的接收样本 $\mathbf{Y}_J$ 估计干扰机的空间协方差矩阵，即 $\hat{\mathbf{C}}_J = \frac{1}{R} \mathbf{Y}_J \mathbf{Y}_J^{\mathrm{H}}$，然后执行与 (22) 和 (23) 类似的干扰抑制信道估计和数据检测。

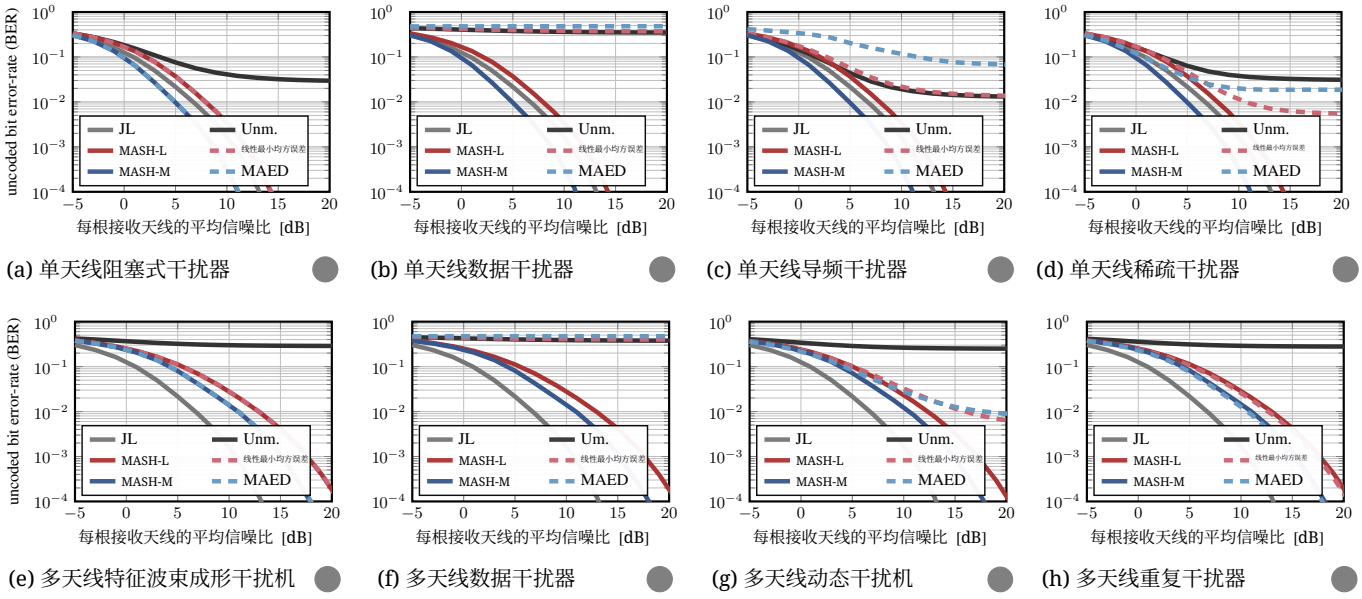


图3。 比特错误率 八种不同类型干扰器下，不同 MASH 实现和基线方法的误码率（BER）性能 .

***MAED**:* 此基线与 MASH-M 完全相同，但不使用秘密子空间嵌入。发射机按图 2(b) 所示运行。接收机使用 JMD，并按 [27] 中所述运行。

为便于图示阅读，我们在实验中省略了 IV-A 节的正交投影变体，该变体的表现与 MASH-L 相近。我们没有向任何方法提供干扰空间维度 I^* 的先验知识。需要此类知识的方法会将超过 $2\sqrt{BN_0}$ 的 $\mathbf{Y}_J$（MASH-M）或 $\mathbf{Y}_J$ 的奇异值数量估计为 $\bar{I^*}$（参见脚注 4）。

C. 干扰器

所有干扰器的发射信号均归一化至$\rho = 30$dB。所有多天线干扰器均有 $I = 10$ 根天线。

1 单天线阻塞式干扰器：该干扰机在所有样本中均发送独立同分布的 $\mathcal{CN}(0,1)$ 符号。

2 单天线数据干扰器：该干扰机在用户设备传输数据符号的所有样本中发送独立同分布的$\mathcal{CN}(0,1)$符号[5]，并在所有其他样本中保持静默。

3 单天线导频干扰器：该干扰机在用户设备导频传输时段发送独立同分布的$\mathcal{CN}(0,1)$符号，在所有其他样本中均处于空闲状态。

4 单天线稀疏干扰器：该干扰机在随机选取的非连续样本中，以 $\alpha = 0.1$ 的比例发送独立同分布的 $\mathcal{CN}(0,1)$符号，并在所有其他样本中处于空闲状态。

多天线特征波束成形干扰器：假设该干扰机完全了解$\mathbf{J} = \mathbf{U\Sigma V}^{\mathrm{H}}$，并使用˜特征波束成形发送$\mathbf{W} = \mathbf{VW}$，其中$\mathbf{W}$的各项˜均为独立同分布的 $\mathcal{CN}(0,1)$。根据定义 1，该干扰机被视为阻塞式干扰机。

[5]这指的是基线方法在图 2(b) 中的样本。MASH 的子空间嵌入意味着在特定样本期间不会传输数据符号，参见图 2(a)。干扰器 3 和 。

6 多天线数据干扰器：该干扰机在用户设备传输数据符号的所有样本 k中发送独立同分布随机向量 $\mathbf{w}_k \sim \mathcal{CN}(\mathbf{0},\ \mathbf{I}_I)$，在其他所有样本中均保持静默。

多天线动态波束成形干扰机：在任意给定时刻 k，该干扰机仅使用其部分天线，但会通过动态波束成形随时间改变所用天线。具体而言，其时刻k 的波束成形矩阵 $\mathbf{A}_k$ 至多包含八个非零行（这些行的索引集是均匀随机生成的），其元素均从 $\mathcal{CN}(0,1)$中独立随机抽取。矩阵$\mathbf{A}_{k+1}$ 以概率 0.95 等于$\mathbf{A}_k$，以概率 0.05 随机重新生成。对于所有 k，向量 ˜$\mathbf{w}_k$均从 $\mathcal{CN}(\mathbf{0},\mathbf{I}_I)$中抽取。

多天线重复干扰器：假设该干扰机具备感知能力，能够完美检测用户设备发射信号。然后，干扰机只需将前 I 个用户设备的发射信号 $\mathbf{X}^{(1:i)}$（参见（6））延迟一个采样点后重复发送，即$\mathbf{W} = [\mathbf{0}_{I\times 1}, \mathbf{X}^{(1:I),\ [1:L-1]}]$。

D. 结果

图3和图4中的结果表明，MASH能够缓解所有正在考虑的干扰机，从而证实了MASH的普适性。我们首先讨论图3中的BER结果。

面对图3(a)中的单天线阻塞式干扰器，MASH-L和MASH-M的性能分别与其非MASH对应方法线性最小均方误差和MAED完全相同。这是意料之中的，因为将阻塞式干扰机转换为其等效阻塞式干扰机并不会带来任何变化。线性最小均方误差和MASH-L的表现接近无干扰器基线。MAED和MASH-M使用了更复杂的、基于JED的非线性数据检测器 [27], ，因此表现甚至优于无干扰器基线。

然而，对于更为复杂的单天线干扰器，情况发生了变化（图3(c)–图3(d)）：线性最小均方误差对它们中的所有干扰器都表现不佳，因为训练接收矩阵 $\mathbf{Y}_J$ 不包含（或者对于干扰机 而言不一定包含）

干扰机正在发射的样本。MAED 的表现同样糟糕。[6] 然而，MASH-L 和 MASH-M 会将所有这些干扰机转换为等效的阻塞式干扰机，因此——正如理论所预测的那样——它们的性能与图3(a)中面对阻塞式干扰机时的性能完全相同。

对于多天线干扰器，我们观察到以下现象（图3(e)–图3(h)）：图3(e)中的特征波束成形干扰机也是一种阻塞式干扰机（尽管它使用了波束成形）。因此，与图3(a)中一样，MASH方法的性能与其非MASH对应方法完全相同。然而，由于干扰机现在占用了10个需要抑制的空间维度（而非1个），抑制方法与JL基线（无需抑制任何维度）之间的性能差距比图3(a)中更大（尽管JMD方法 MASH-M和MAED采用了非线性数据检测器，其表现现在仍不如JL）。对于图3(f)中的多天线数据干扰机，非MASH基线表现极差，而MASH方法的性能仍与图3(e)中多天线阻塞式干扰机的情形相同。图3(g)中的动态波束成形干扰机也有类似的观察结果，但在这种情况下，非MASH基线可以在训练周期内估计出部分干扰子空间（如果运气好，也可能估计出全部），因此表现稍好一些。最后，图3(h)中的重复干扰机在功能上几乎等同于阻塞式干扰机，并且所有抑制方法都能成功抑制它（注意，干扰机针对MASH方法和非MASH方法发送的是不同信号）。该实验表明，隐蔽的重复攻击无法攻破MASH。当然，这是意料之中的，因为row(C⃦)通常不会在对C⃦的行进行循环移位后保持封闭。（不过，为防止针对MASH的攻击在整个帧层面上重复，发射机和接收机应在每个传输帧后，根据伪随机序列更新矩阵$\mathbf{C}$。）

图4中的MER结果与图3中的BER结果高度一致。唯一可观察到的差异是，与线性方法无干扰器/线性最小均方误差/MASH-L相比，非线性方法MAED/MASH-M在MER方面的表现提升，略高于其在BER方面的表现。（这是因为MAED/MASH-M使用了数据符号先验，该先验会将符号估计值拉向星座点，因此即使底层解码比特相同。）即便如此，图4的结果仍与图3一致：MASH方法是唯一能够成功缓解所有 类型干扰器的方法，而不使用子空间嵌入的传统基线方法在许多情况下都无效。

六、结论

我们已给出一个数学定义，用以概括阻塞式干扰机这一概念的本质；采用 MIMO处理可以轻松缓解这类干扰。随后，我们提出了MASH，这是一种新方法，发射机将信号嵌入一个秘密时域子空间中，而接收机在该子空间之外，因而无法读取这些信号。

[6]原则上，如果获知 I^* [27]，MAED 就能够缓解此类干扰器——前提是。问题在于，只要$\mathbf{Y}_J$ 中不含干扰样本，MAED 对 I^* 的估计就会（错误地）为零。

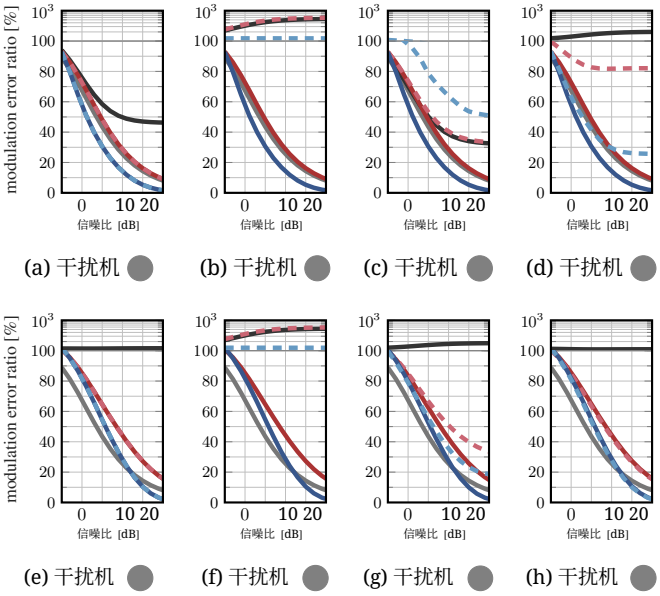


图4. 对于八种干扰器，MASH 实现和基线方法的调制误差比（MER）性能。线型与方法之间的对应关系与图3相同。请注意，当缓解失败时，MER 可能超过100%。还请注意，y轴在0到100之间采用线性刻度，在100到1000之间采用对数刻度。

提升它们，从而可证明地将任何 干扰机转变为阻塞式干扰机。以大规模多用户多输入多输出上行链路场景为例，我们提供了三种具体的 MASH 变体，它们在性能与复杂度之间有不同的权衡。数值仿真证实，基于 MASH 的这些方法能够缓解所有纳入考虑的干扰机。

附录 定理 1 的证明

我们将 JW $=\mathbf{U}\boldsymbol{\Sigma}\mathbf{V}^{\mathrm{H}}$ 的紧致奇异值分解改写为完整奇异值分解 JW $=\mathbf{U}\boldsymbol{\Sigma}\mathbf{V}^{\mathrm{H}}$，其中 $\mathbf{U}\in\mathbb{C}^{B\times B},\boldsymbol{\Sigma}\in\mathbb{C}^{B\times L}$，且 $\mathbf{V}\in\mathbb{C}^{L\times L}$。于是有 $\mathbf{JWC}^{\mathrm{H}}=\mathbf{U}\boldsymbol{\Sigma}(\mathbf{CV})^{\mathrm{H}}$。由于 C 服从 Haar 分布，因此 CV 也服从 Haar 分布 [30, 定理 1。4]。$\mathbf{JWC}^{\mathrm{H}}=\bar{\mathbf{U}}\,\bar{\boldsymbol{\Sigma}}\,\bar{\mathbf{V}}^{\mathrm{H}}$的紧致奇异值分解为 $\bar{\mathbf{U}}=\mathbf{U}^{[1:I^*]}=\mathbf{U},\bar{\boldsymbol{\Sigma}}=\boldsymbol{\Sigma}_{(1:I^*),[1:I^*]}=\boldsymbol{\Sigma}$，这意味着 $\bar{\boldsymbol{\sigma}}=\boldsymbol{\sigma}$，且 $\bar{\mathbf{V}}=(\mathbf{CV})^{[1:I^*]}$。由于 CV 服从 Haar 分布，$\bar{\mathbf{V}}$ 的列在复数 L维球面上均匀分布。

参考文献

[1] 5G 威胁模型工作组，《5G 基础设施的潜在威胁途径》，*CISA*、*NSA* 和 *DNI*，2021 年 5 月。[2] 《无人化未来面临风险》，印度国防评论，2021 年 8 月。[3] 《GPS 等卫星导航系统面临干扰风险》，经济学人，2021 年 5 月。[4] G. Guanella，《秘密信号发送的手段与方法》，美国专利 2405500，1946 年 8 月。[5] U. Madhow 和 M. L. Honig，《直接序列扩频 CDMA 的 MMSE 干扰抑制》，*IEEE* 通信汇刊，第 42 卷，第 12 期，第 3178–3188 页，1994 年 12 月。[6] N. Tesla，《信号发送系统》，美国专利 725605A，1903 年 4 月。[7] W. Stark，《用于部分频带干扰下跳频扩频通信的编码——第一部分：容量与截止速率》，第 33 卷，第 10 期，第 1036–1044 页，1985 年。[8] Y. Léost、M. Abdi、R. Richter 和 M. Jeschke，《LTE 网络中的干扰抑制合并》，贝尔实验室技术期刊，第 17 卷，第 1 期，第 25–50 页，2012 年 6 月。

[9] R. Miller 和 W. Trappe，《通过干扰信道估计过程破坏多输入多输出无线系统》，载于*ACM* 无线网络安全会议论文集，2010 年 3 月，第 19–24 页。[10] M. Lichtman、J. D. Poston、S. Amuru、C. Shahriar、T. C. Clancy、R. M. Buehrer 和 J. H. Reed，《通信干扰分类法》，*IEEE* 安全与隐私，第 14 卷，第 1 期，第 47–54 页，2016 年。[11] M. Lichtman、R. Rao、V. Marojevic、J. Reed 和 R. P. Jover，《5G NR 干扰、欺骗与嗅探：威胁评估与抑制》，载于*IEEE* 国际通信会议研讨会（*ICCW*）论文集，2018 年 5 月，第 1–6 页。[12] H. Pirayesh 和 H. Zeng，《无线网络中的干扰攻击与抗干扰策略：全面综述》，*IEEE* 通信调查与教程，第 9 卷，第 2 期，第 767–809 页，2022 年。[13] G. Marti、O. Castañeda、S. Jacobsson、G. Durisi、T. Goldstein 和 C. Studer，《面向全数字毫米波大规模 MU-多输入多输出的混合式干扰机抑制》，载于*Asilomar* 信号、系统与计算会议论文集，2021 年 11 月，第 93–99 页。[14] X. Jiang、X. Liu、R. Chen、Y. Wang、F. Shu 和 J. Wang，《针对具有窃听能力的恶意全双工攻击者的安全空间调制高效接收波束成形器》，*IEEE* 车辆技术汇刊，第 70 卷，第 2 期，第 1962–1966 页，2021 年。[15] M. Chehimi、M. K. Awad、M. Al-Husseini 和 A. Chehab，《基于机器学习的物理层抗干扰技术》，并发与计算：实践与经验，第 35 卷，第 9 期，2023 年。[16] G. Marti、O. Castañeda 和 C. Studer，《通过波束切片抑制低分辨率毫米波大规模 MU-多输入多输出中的干扰机》，*IEEE* 电路与系统开放期刊，第 2 卷，第 820–832 页，2021 年。[17] L. Yang、X. Jiang、F. Shu、W. Zhang 和 J. Wang，《针对恶意全双工攻击者的安全空间调制干扰协方差矩阵估计》，*IEEE* 车辆技术汇刊，第 71 卷，第 8 期，第 9050–9054 页，2022 年 8 月。[18] H. He、T. Su、H. Wang、Y. Teng、W. Shi、F. Shu 和 J. Wang，《面向恶意攻击者辅助 IRS 定向调制网络的高性能干扰协方差矩阵估计》，*IEEE* 车辆技术汇刊，第 71 卷，第 9 期，第 10 137–10 142 页，2022 年 9 月。[19] T. T. Do、E. Björnsson、E. G. Larsson 和 S. M. Razavizadeh，《面向大规模多输入多输出上行链路的抗干扰接收机》，*IEEE* 信息取证与安全汇刊，第 13 卷，第 1 期，第 210–223 页，2018 年 1 月。[20] H. Akhlaghpasand、E. Björnsson 和 S. M. Razavizadeh，《干扰大规模多输入多输出系统中的抑制，”*IEEE* 电路与系统汇刊 *II*，第 68 卷，第 1 期，第 182–186 页，2020 年 1 月。[21] H. Akhlaghpasand、E. Björnsson 和 S. Razavizadeh，“空间相关大规模多输入多输出系统中抗干扰的上行链路传输”，*IEEE* 通信汇刊，第 68 卷，第 6 期，第 3495–3504 页，2020 年 6 月。[22] H. Zeng、C. Cao、H. Li 和 Q. Yan，“在无线多输入多输出网络中实现抗干扰通信”，载于*IEEE* 通信与网络安全会议（*CNS*）论文集，2017 年 10 月，第 1–9 页。[23] W. Shen、P. Ning、X. He、H. Dai 和 Y. Liu，“MCR 解码：一种防御无线干扰攻击的多输入多输出方法”，载于*IEEE* 通信与网络安全会议（*CNS*）论文集，2014 年 10 月，第 133–138 页。[24] Q. Yan、H. Zeng、T. Jiang、M. Li、W. Lou 和 Y. T. Hou，“利用多输入多输出干扰消除实现抗干扰通信”，*IEEE* 信息取证与安全汇刊，第 11 卷，第 7 期，第 1486–1499 页，2016 年 7 月。[25] L. M. Hoang、J. A. Zhang、D. N. Nguyen、X. Huang、A. Kekirigoda 和 K.-P. Hui，“抑制多个空间相关干扰器”，*IEEE* 车辆技术汇刊，第 70 卷，第 10 期，第 10 489–10500 页，2021 年。[26] L. M. Hoang、D. Nguyen、J. A. Zhang 和 D. T. Hoang，“多个相关干扰器抑制：一种深度对抗 Q 学习方法”，载于*IEEE* 无线通信与网络会议（*WCNC*）论文集，2022 年 4 月，第 998–1003 页。[27] G. Marti、T. Kölle 和 C. Studer，“抑制多用户多输入多输出系统中的智能干扰器”，*IEEE* 信号处理汇刊，第 71 卷，第 756–771 页，2023 年。[28] G. Marti 和 C. Studer，“针对智能、分布式及多天线干扰器的联合干扰抑制与数据检测”，载于*IEEE* 国际通信会议（*ICC*）论文集，2023 年 5 月，第 1364–1369 页。[29] G. Marti 和 C. Studer，“多输入多输出 OFDM 中的单天线干扰器可能与多天线干扰器相似”，*IEEE* 通信快报，第 27 卷，第 11 期，第 3103–3107 页，2023 年 11 月。[30] E. S. Meckes，经典紧群的随机矩阵理论。剑桥大学出版社，2019 年，第 218 卷。[31] K. B. Petersen 和 M. S. Pedersen，“矩阵手册”，2012 年 11 月。[32] S. Jaeckel、L. Raschkowski、K. Börner 和 L. Thiele，“QuaDRiGa：用于实现虚拟现场试验的具有时间演进特性的三维多小区信道模型”，*IEEE* 天线与传播汇刊，第 62 卷，第 6 期，第 3242–3256 页，2014 年 6 月。[33] 3GPP，“3GPP TR 38.901”，2022 年 3 月，版本 17.0.0。[34] 3GPP，“5G；NR；基站（BS）无线电发射与接收”，2021 年 3 月，TS 38.104 版本 17.1.0 Rel. 17。