面向毫米波多输入多输出的实时盲光子干扰消除

Joshua C. Lederman*, Weipeng Zhang*, Thomas Ferreira de Lima†*, Eric C. Blow*, Simon Bilodeau*, Bhavin J. Shastri‡, Paul R. Prucnal*
*普林斯顿大学电气与计算机工程系，美国新泽西州普林斯顿，邮编 08544
†NEC美国实验室，美国新泽西州普林斯顿，邮编 08540
‡女王大学物理学、工程物理与天文学系，加拿大安大略省金斯顿，邮编 K7L 3N6。

arXiv:2305.05528v1 [eess.SP] 6 May 2023

摘要——**毫米波多输入多输出（MIMO）设备会同时传输多路空间分离数据流，以提高数据传输速率。然而，干扰可能会影响数据传输。传统的干扰缓解技术需要额外的空间和功耗，而手持移动设备通常无法提供这些条件。在此，我们提出一种光子毫米波MIMO接收机架构，能够以大幅降低的空间和功耗需求实现干扰消除。我们展示了一种集成式现场可编程门阵列-光子系统，可实时进行光子干扰消除；该系统运行一种新颖的零校准微环谐振器控制算法。该系统以低于奈奎斯特频率的采样率，实现了亚秒级的消除权重确定延迟。我们评估了消除器设计参数对性能的影响，并证实在手持设备中可实现有效的光子干扰消除，且权重确定延迟低于 30 毫秒。**

一、引言

技术发展推动了对无线通信带宽日益增长的需求 [1]–[3]。由于 7 GHz以下频段已得到广泛利用，业界转而采用 24–53 GHz（毫米波）频段，以满足不断增长的需求 [4]，[5]。在这些频率下，可以通过波束成形进一步提升容量，即对射频（RF）信号进行角度转向和滤波，以优化无线通信链路。毫米波波束成形可以通过封装在一个适用于手持设备的组件中的毫米级天线阵列来实现 [3]–[6]。混合模拟数字波束成形器能够同时以多个角度发射或接收信号，从而允许独立的数据流沿不同的空间路径同时传输（图 1） [3]–[5], [7], [8]。这种多输入多输出（MIMO）方法能够提升射频链路的容量 [3]–[6].

波束成形接收器并不完美，会接收到来自某些非目标角度的信号，尤其是接近目标信号角度的信号。来自这些角度的干扰信号会引入噪声，从而降低网络容量 [5]，[9]–[12]。这种干扰可能源自其他空间信道，包括网络中使用相同频谱资源的其他设备所对应的信道（如多用户 MIMO 系统中的情况，图1a） [4], [5],；也可能来自恶意行为者（图1b）。

通过根据入射角分离每个输入信号并将其从目标信号中减去，可以缓解干扰，从而提高其信噪比

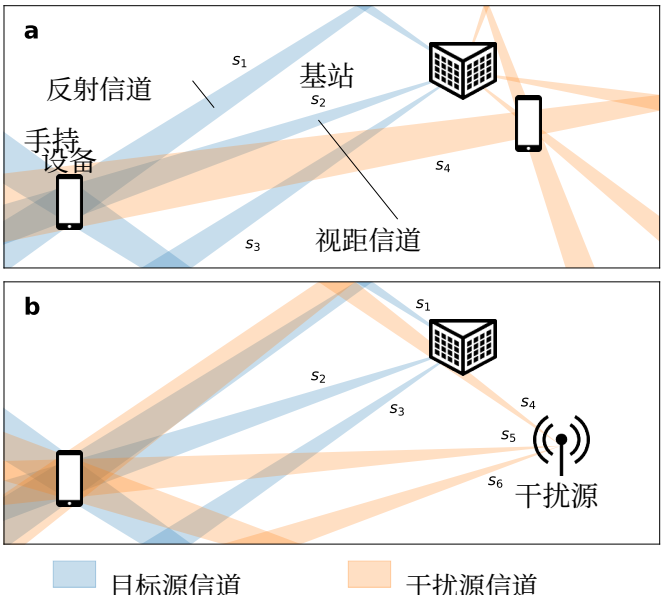


图1. 毫米波干扰场景。(a) 与某设备相关联的空间信道干扰另一设备的空间信道。(b) 恶意信号源向某设备发起干扰。

（SNR） [5], [9], [13]–[15]。采用数字方式实现时，该技术需要为每个干扰源配备独立的射频链，以生成相应的数字参考信号。毫米波射频链在空间和功耗方面成本高昂，因此在这些资源受限的手持设备中，其数量受到限制 [4], [7], [12], [16]。模拟干扰消除在信号数字化之前减去干扰，可解决这一限制。然而，它需要精确的振幅控制，而用于模拟射频振幅控制的可变增益放大器在电路尺寸与复杂度、增益分辨率，以及不同频率和增益水平下的一致性能方面均存在显著局限 [17], [18]。因此，我们提出使用射频光子学实现毫米波 MIMO 干扰消除。

与 CMOS 兼容的集成硅光子设备已证明，能够对调制到光载波上的射频信号进行宽带、可调谐、高精度缩放 [19], [20]。单个微环谐振器（ MRR ）仅使用 1500 μ m^2 的芯片面积，便实现了 9 位振幅权重精度，并有效控制了从直流到 19.2 GHz 的信号。

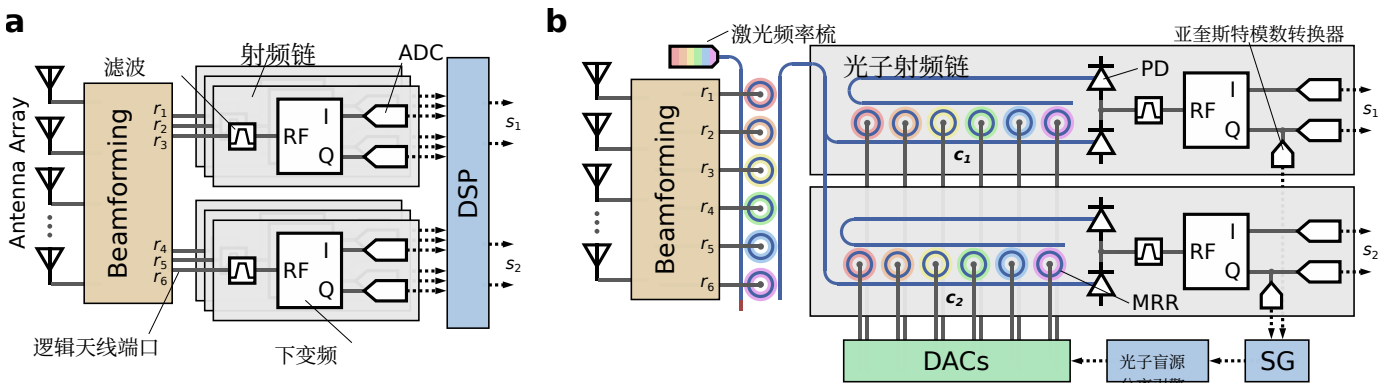


图2. 毫米波波束成形接收机。（a）传统混合波束成形接收机。（b）光子电子混合波束成形接收机。每个接收机均包括一个波束成形移相器阵列，将天线阵列连接到六个逻辑天线端口，这些端口提供信号（r_1、r_2、$\ldots r_6$）。传统接收机需要六条射频链，对所有信号源的同相（I）和正交（Q）分量进行数字化；通过数字干扰消除，可提取目标源信号 s_1 和 s_2。光子电子接收机在下变频之前使用射频光子学执行干扰消除，对于两个目标信号，仅需两条光子射频链。亚奈奎斯特模数转换器（模数转换器）从目标 Q 信号中提供样本，以驱动 PBSS算法。DSP：数字信号处理，PD：光电探测器，PBSSE：光子盲源分离引擎，SG：统计量生成器。

[21]。利用广播加权架构 [22]，紧凑型光子系统能够对射频信号进行宽带加权求和，从而实现光子自干扰消除 [23], [24],和光子盲源分离（PBSS） [21], [25]–[29]。

在本研究中，我们提出了一种新型光子毫米波波束成形接收机架构，与传统方案相比，该架构能够以更简单的硬件和更低的功耗要求实现宽带干扰消除。我们所提出的方法依赖于实时光子权重确定——即权重确定延迟相对于环境变化的时间尺度足够小——这在此前尚未见报道。我们展示了实时光子干扰消除，其实现得益于两项创新：将微环谐振器权重库与现场可编程门阵列（FPGA）集成，以及开发微环谐振器零校准控制方案。借助亚奈奎斯特采样，我们实现了可靠的亚秒级消除权重确定延迟；对于所提出系统在手持移动设备中的实际运行而言，这些特性至关重要。我们进一步证明，尽管硬件复杂度、延迟和准确率之间存在权衡，但仍可在权重确定延迟低于 30 ms 的情况下实现有效的光子干扰消除。

II. 结果

A. 光子射频毫米波多输入多输出接收机

在数字模拟混合波束成形接收机中，每个物理天线都通过由分路器、合路器和移相器组成的阵列连接到数量较少的逻辑天线端口。每个逻辑端口都具有角度灵敏度，可通过移相器阵列独立控制。因此，每个端口都会提供所有入射源信号的线性混合，其权重取决于波束成形器调谐、信号的入射角以及环境。这些接收信号连接到一组射频链，以执行滤波、下变频和数字化（图2a）[4]–[7], [15]。

忽略非干扰噪声源时，混合过程可描述为：

$$\boldsymbol{r}(t) = \boldsymbol{M}\boldsymbol{s}(t) \tag{1}$$

其中，$\boldsymbol{s}(t) = \{s_1(t)\ s_2(t) \ldots, s_n(t)\}$ 表示 n 独立源信号，即独立成分（ICs），其中包括目标信号源和干扰源；$\boldsymbol{r}(t) = \{r_1(t)\ r_2(t) \ldots, r_l(t)\}$ 表示通过逻辑天线端口接收的 l 信号；$\boldsymbol{M} \in \mathbb{R}^{l \times n}$ 表示未知的混合矩阵。对于每个目标源信号 $s_i(t)$，我们寻求确定抵消权重向量 $\boldsymbol{c}_i$，以生成与源信号最接近的解混信号：

$$s_i(t) \approx \boldsymbol{c}_i \cdot \boldsymbol{r}(t) = \boldsymbol{c}_i^T \boldsymbol{M}\boldsymbol{s}(t) \tag{2}$$

我们提出了图2b所示的新型光子接收机架构，其中这种向量乘法通过模拟光子学实现。在我们的方法中，接收信号由宽带微环谐振器调制到由片上集成的激光频率梳产生的间隔波长上 [30]，[31]，，从而生成波分复用光信号。该复用光信号在多个光子射频链之间分配，每条光子射频链均利用可调谐微环谐振器执行加权向量乘法，并利用平衡光电探测器执行求和，从而实现广播加权配置 [22]。滤波、下变频和数字化与传统系统相同。

B. 光子盲源分离

由于所提出的接收机采用了模拟抵消，因此并非所有接收信号都会被数字化。再加上干扰源可能不配合，这一限制使得许多传统的信道估计技术无法使用。作为替代，我们采用 PBSS，这是一种经过验证的统计方法，无需完整了解入射信号，也不要求发射机采取任何行动 [21], [25]–[29]。PBSS 由一种迭代算法构成：该算法测试不同的光子权重向量 $\boldsymbol{w}$，并评估由此产生的混合信号 $m(t)$：

$$m(t) = \boldsymbol{w} \cdot \boldsymbol{r}(t) \tag{3}$$

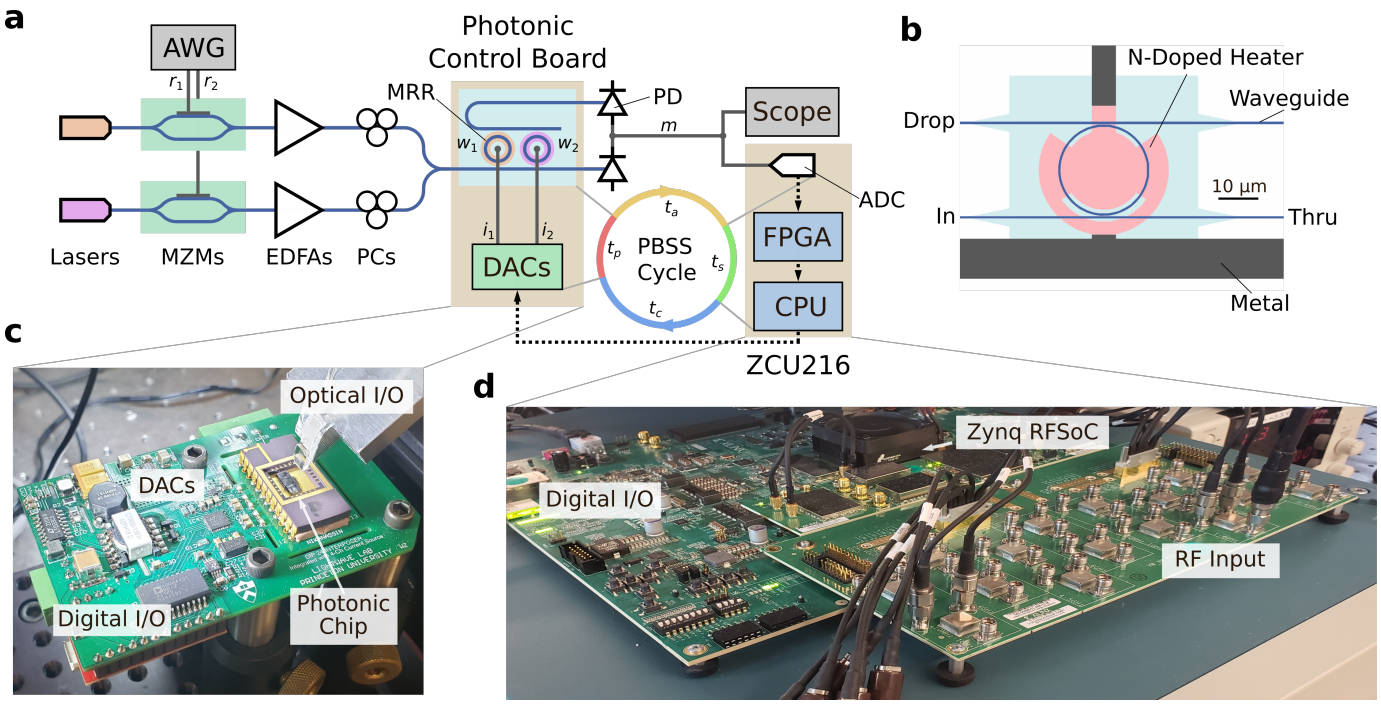


图 3. 实验性盲干扰消除装置。（a）装置示意图。（b）实验性微环谐振器的比例示意图（未显示氮掺杂浓度的变化）。（c）封装后的光子芯片和控制器。（d）ZCU216 FPGA开发板。该实验装置通过软件生成线性混合信号，并使用任意波形发生器（AWG）和马赫-曾德尔调制器（MZMs）将其调制到不同的光波长上，以取代所提出接收器中的波束成形电路和输入微环谐振器组。现场可编程门阵列执行统计量生成，集成式中央处理器（CPU）则充当 PBSS 引擎。EDFA：掺铒光纤放大器；PC：偏振控制器；I/O：输入/输出；RFSoC：射频片上系统。

PBSS 需要对 $m(t)$进行两项统计测量：方差$\sigma^2 = \mathbb{E}\left[m^2(t)\right]$ 和峰度 $\kappa = \mathbb{E}\left[m^4(t)\right]/\sigma^4 - 3$（其中假设调制射频信号满足 $\mathbb{E}[m(t)] = 0$）。

PBSS 利用独立成分分析（ICA）原理所揭示的一种性质：当 $\boldsymbol{w} = \boldsymbol{c}_i$ 对于某个 i时——也就是说，混合输出与某个独立源信号最为接近时——κ 处于局部最小值。所有这类局部最小值均可通过主成分分析（PCA）确定。PCA 通过最大化σ^2，能够构建一个新的权重基，使所有 $\boldsymbol{c}_i$ 彼此正交，从而确保能够以确定性方式识别它们。

在所提出的接收机中，低延迟统计量生成器计算 σ^2 和 κ，PBSS引擎运行 $\boldsymbol{w}$ 优化算法，而数模转换器（DAC）通过调谐微环谐振器来控制光子权重（图2b）。为演示实时干扰消除，实验中使用载波频率为1 GHz的人造信号作为接收信号（见方法）。关键的是，该系统采用现场可编程门阵列芯片进行数字处理，其中FPGA逻辑结构负责生成统计量，片上中央处理器运行优化算法（图3）。定制数模转换器板对与其共封装的光子芯片进行微环调谐。

C. 实时*PBSS*

$\boldsymbol{M}$ 会随着环境中人员和物体的移动而发生变化，但假设其在 PBSS 运行期间保持静态。因此，PBSS 必须在 $\boldsymbol{M}$ 发生有意义的变化之前完成运行，并以低延迟实时运行。

延迟。通过 PBSS，持续最小化峰度可以确保目标权重向量保持准确，因此，初始 PBSS 操作的延迟构成了限制因素。PBSS 由一系列权重设置/信号测量周期组成（图 3a），因此，PBSS 延迟等于周期数N 与平均周期延迟 t的乘积。

此前尚无研究实现低延迟的实时PBSS运行；以往的PBSS演示延迟达数分钟，无法满足实际应用需求 [21]。校准是一项尤具挑战性的工作。此前报道的所有微环谐振器光子系统应用，都依赖于对微环谐振器权重库进行预校准，以确定施加的加权电流 $\boldsymbol{i}$与方程 3 [21], [26], [27]中的权重 $\boldsymbol{w}$ 之间的非线性关系。校准需要扫描电流，每个微环因此增加数十个处理周期，造成显著的延迟；此外，微环谐振器串扰也可能影响校准结果 [32]。此外，微环谐振器的特性会随工作温度或光输入功率变化，因此需要频繁重新校准以维持精度。为避免这些挑战，我们提出并演示了一种新颖的零校准、抗误差微环谐振器控制方法：

对于恰当选择的光波长，光子传递函数 $\boldsymbol{f}$（其中 $\boldsymbol{w} = \boldsymbol{f}(\boldsymbol{i})$）可在零权重点 $\boldsymbol{i}_0$ 附近近似为线性（参见补充说明）：

$$\boldsymbol{f}(\boldsymbol{i}) \approx \left(\mathrm{D}\boldsymbol{f}|_{\boldsymbol{i}_0}\right)(\boldsymbol{i} - \boldsymbol{i}_0) \quad \text{given} \quad |\boldsymbol{i} - \boldsymbol{i}_0| < i_{max} \tag{4}$$

其中，$\boldsymbol{f}(\boldsymbol{i}_0) = \boldsymbol{0}$，$\mathrm{D}\boldsymbol{f}|_{\boldsymbol{i}_0} \in \mathbb{R}^{l\times l}$表示在 $\boldsymbol{i}_0$处求得的 $\boldsymbol{f}(\boldsymbol{i})$的偏导数矩阵，而 i_{max}表

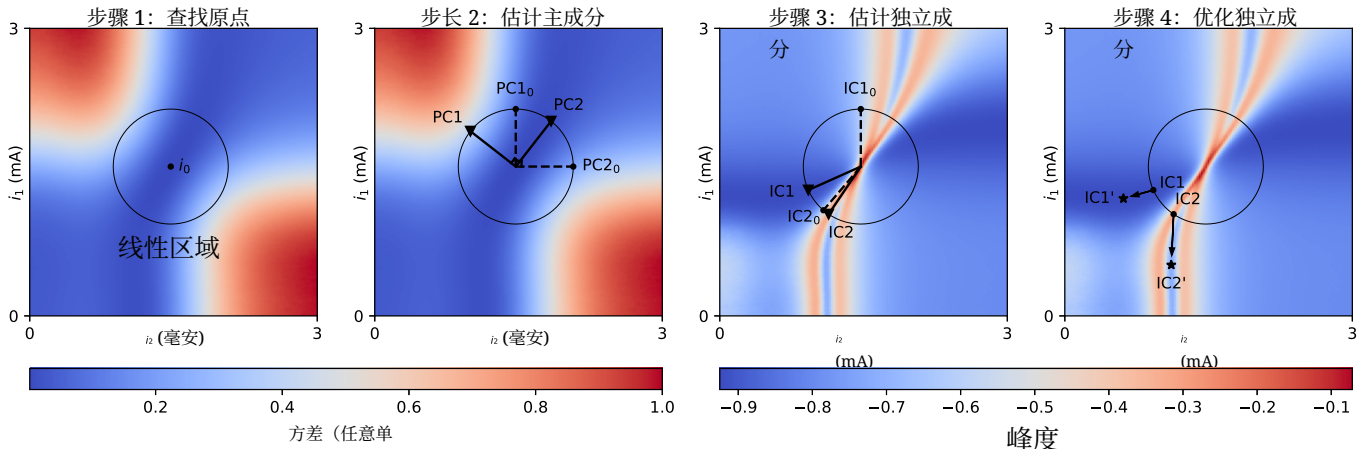


图 4. 使用 M_2 混合矩阵（式 6）运行 PBSS 算法的典型实验。步骤 1 确定方差最低的点 i_0。步骤 2 包含主成分分析，步骤 3 包含独立成分分析；两者分别优化圆圈（表示线性区域）周围的方向向量。下标 0 和虚线表示初始位置，实线表示最终位置。步骤 4 优化独立成分，使其脱离线性区域，达到振幅更高的最终位置 ′。PC：主成分。

示从 i_0 开始仍可近似为线性的最大偏差。因此，混合信号 $m(t)$可近似表示为：

$$m(t) = \boldsymbol{w}^T \boldsymbol{M} \boldsymbol{s}(t) \approx \underbrace{(\boldsymbol{i} - \boldsymbol{i}_0)^T}_{\boldsymbol{w}'} \underbrace{\left(\mathrm{D}\boldsymbol{f}|_{\boldsymbol{i}_0}\right)^T \boldsymbol{M}}_{\boldsymbol{M}'} \boldsymbol{s}(t) \qquad (5)$$

在此近似下，可根据施加电流确定一个无需校准的有效权重向量$\boldsymbol{w}'$，以及一个未知的有效混合矩阵 $\boldsymbol{M}'$，该矩阵是 $\mathrm{D}\boldsymbol{f}|_{\boldsymbol{i}_0}$与真实混合矩阵 $\boldsymbol{M}$的乘积。由于无需独立确定 D $\boldsymbol{f}|_{\boldsymbol{i}_0}$，因此只需识别 $\boldsymbol{i}_0$ 。

图 4 展示了采用该方法、使用两个源信号和两个接收信号进行的一次典型 PBSS 实验运行。PBSS 包含四个步骤。首先，通过最小化方差来寻找$\boldsymbol{i}_0$，并根据公式 4 将线性区域确定为以 $\boldsymbol{i}_0$为中心的圆。主成分分析和独立成分分析（步骤 2 和 3）沿该圆的边缘运行，在权重线性度与混合信号信噪比之间进行平衡，后者会随振幅增加。主成分分析旨在寻找一个正交基，使每个连续的基向量均指向方差最大的方向。独立成分分析执行类似的过程，但在由主成分分析得到的调整后基中运行，并试图最小化峰度（见补充方法）。

步骤 3 之后的独立成分估计会受到前序步骤中噪声、采样随机性、 $\boldsymbol{M}$漂移和线性度近似所造成的级联误差影响。此外，我们希望增大消除后的信号幅度，以最大化信噪比，但这需要将$\boldsymbol{i}$ 推到线性区域之外。为解决这两个问题，我们在算法中加入最后一个步骤：在整个权重场上最小化峰度，并将每个独立成分估计作为初始位置。由于噪声会提高峰度，该步骤可同时优化独立成分的权重和信噪比，而无需采用公式 4 的线性度假设。这就是步骤 4。只要步骤 1–3 将独立成分的初始估计置于正确的凸区域内，优化器就能找到正确的峰度极小值。在实验中，较强和较弱的

在广泛的 $\boldsymbol{M}$s 条件下，独立成分均能够得到一致识别和准确解调。

为实现实时运行，我们不仅必须最小化N，还必须最小化周期延迟 t_c。周期延迟由四个不可忽略的部分组成：信号采集延迟 t_a、统计量计算延迟 t_s、DAC通信延迟t_c以及光子权重稳定延迟 t_p （图3a）。由于示波器采样 [21]，以往的PBSS演示受到数十秒 t_s 的限制。实验系统中采用FPGA进行采样和统计量生成的新颖实现，使 t_s 可以忽略不计。相反，该设置受限于2–6毫秒 t_c，但仍实现了亚秒级总延迟。数字接口优化结合高频PN结微环，使所提出的系统中的 t_c和 t_p 相较于信号采集延迟 t_a [33]均可忽略不计。 t_a 表示收集足够数量的 m（t）以生成准确信号统计量所需的持续时间，并为使用ICA的盲消除系统设定了延迟下限。

D. 信号采集与统计量生成

我们以采样率 f_s 采集 $m(t)$的 n_s 个样本，以生成 σ^2 和 κ 的估计值，分别记为 S^2 和 K。由于采样的随机性，这些估计值在连续测量之间会发生变化，可将其量化为估计器信噪比（见“方法”）。由于一系列统计估计值驱动PBSS算法，较低的估计器信噪比可能会降低PBSS性能。

图 5a显示了两种具有代表性的混合矩阵的PBSS成功率随 S^2信噪比变化的情况：

$$\boldsymbol{M}_1 = \begin{pmatrix} 0.6 & 0.4 \\ 0.4 & 0.6 \end{pmatrix} \quad \boldsymbol{M}_2 = \begin{pmatrix} 1 & 0.5 \\ 1 & 0.2 \end{pmatrix} \qquad (6)$$

$\boldsymbol{M}_1$ 表示一种对称情形，其中存在一个功率相近的干扰信号，对应于图1a。 $\boldsymbol{M}_2$表示一种强压制式干扰掩盖较弱目标信号的情形，对应于图1b。

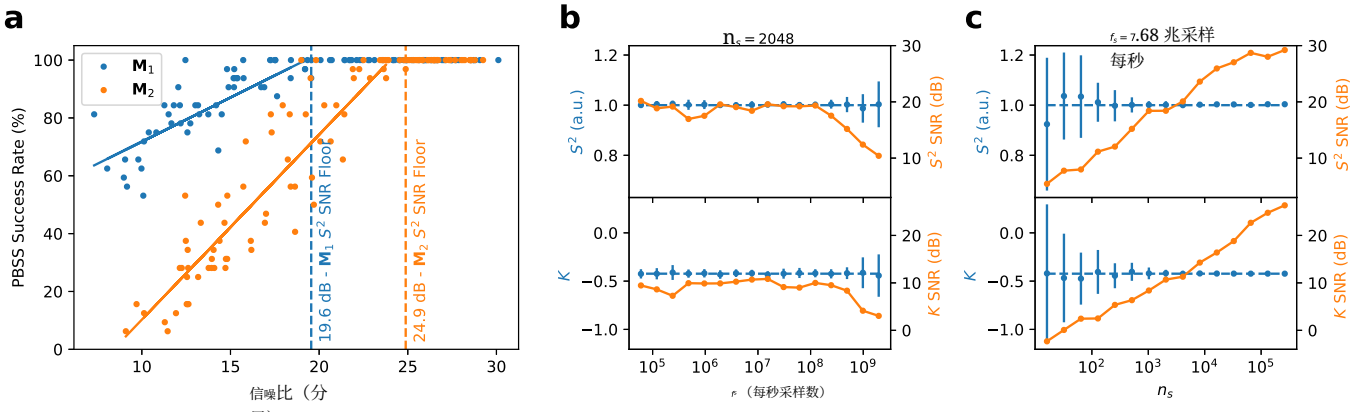


图 5. PBSS性能与统计量估计器的一致性。(a) PBSS成功率随 S^2 信噪比的变化，其中 $\boldsymbol{M}_1$ 和 $\boldsymbol{M}_2$。实线表示对成功率不完美的数据进行的线性拟合，虚线表示所有信噪比更高的PBSS尝试均成功时的最低信噪比，即信噪比下限。(b) S^2 和 K 的一致性随 f_s的变化。(c) S^2 和 K 的一致性随 n_s的变化。点线表示真实的底层统计量值，误差棒表示统计量的标准差。估计器信噪比以橙色绘出。每秒采样数：每秒的样本数。

PBSS 失败通常发生在干扰消除器（IC）的估计误差使其落在目标峰度最小值所在的凸区域之外时。由于该凸区域通常较小，因此无法优化至该最小值。PBSS 过程中较早进行的方差测量更容易引发级联误差，进而导致 PBSS 失败。因此， S^2 信噪比（SNR）能够强烈预测 PBSS 成功率，如图 5a 所示。我们发现，当信噪比高于某一特定的 S^2 信噪比下限时，PBSS 能够完全成功，而该下限取决于混合场景。

n_s 和 f_s 的选择决定了给定 $\boldsymbol{M}$ 时的估计器信噪比以及干扰消除器的设计。数字化成本（包括硬件和功耗要求）随 f_s而增加。毫米波信号以数百兆波特或更高的速率传输符号，因此在手持设备 [34]中以超奈奎斯特速率采样的成本很高。降低位精度可以大幅减少数字化硬件和功耗；目前正在研究精度低至 1 位的方案[4], [7], [10], [16]。随着载波频率持续升高，这种方法预计将变得越来越重要。低精度模数转换器（ADC）能够实现有效的信号解调，但会削弱系统准确确定信号统计量以驱动PBSS算法的能力。

为解决这一局限，我们提出了图 2b 所示的毫米波 PBSS 双模数转换器方案。以低位精度运行在超奈奎斯特速率下的解调模数转换器，受益于高效毫米波前端设计的发展。每条光子射频链额外配备一个亚奈奎斯特模数转换器，其精度足以实现准确的统计量生成，并为 PBSS 算法提供驱动数据。周期性亚奈奎斯特采样已成功用于 PBSS，但其对估计器信噪比进而对 PBSS成功率的影响尚未得到研究 [29], [35]。测量信号的频率分量与采样率之间可能存在显著的对齐情况，从而产生会降低性能的数据伪影。因此，有必要进行进一步分析。

图 5b 显示了当 n_s 固定为 2,048 时，估计量性能随 f_s 变化的情况。估计器信噪比保持平坦（与娱乐注册除因补充说明中讨论的实验伪影而导致较高采样率下退化外，数据表明，深度亚奈奎斯特采样是实现 PBSS 的有效方法。

较低且固定的 f_s 也会影响样本采集延迟 t_a，而后者是所提出的系统的主要延迟组成部分：

$$t_a = \frac{n_s}{f_s} \tag{7}$$

我们旨在最小化 t_a，而由于 f_s 受硬件要求限制，我们必须转而最小化 n_s。图 5c 展示了 n_s 对估计器信噪比的影响，其中 $f_s = 7.68$ 兆采样每秒。估计器信噪比随 n_s 急剧下降，这与理论一致。降低 n_s 会损害 PBSS 成功率。

f_s 必须在硬件成本与延迟之间权衡选择，而 n_s 则需要在延迟与成功率之间权衡。具体数值取决于所提出系统的使用场景。一组候选采样参数为 $n_s = 2^{14}$ 和 f_s =122。9 兆采样每秒，在测试的两种混合矩阵下均可实现 25.6 分贝的 S^2 信噪比，高于信噪比下限。在 $t_a = 133$ µs 的条件下，所提出的系统采用这些参数运行时，两个信号源的 PBSS 总收敛时间低于 30 毫秒，适用于除变化最快的射频环境之外的所有环境。

III. 讨论

我们提出了一种光子毫米波多输入多输出接收机架构，无需对干扰信号进行下变频和数字化即可实现干扰消除，从而避免了这两项操作在空间和功耗方面带来的显著成本。该系统在空间和功耗受限的手持设备中尤其具有应用潜力。通过提高毫米波移动设备对干扰的容忍度，可以实现更高水平的多用户空间复用，从而促进网络容量提升 [4], [9]。

我们的实验结果首次实现了实时应用光子权重确定，这得益于一种新颖的零校准微环谐振器控制方法以及低延迟FPGA光子集成。我们实现了亚秒级的PBSS总延迟，即使在.....的情况下，也能保持实时运行。

随着人和物体的移动， $\boldsymbol{M}$ 会发生变化。我们进一步量化了亚奈奎斯特采样对性能的影响，这是毫米波频率下实现实用 PBSS 的关键方法。我们确定，在所提出的系统中，30 ms 是可实现的 PBSS 延迟，即使对于快速变化的射频环境（例如移动车辆中的环境）也适用。

采用 200 兆波特符号速率的 1 GHz 实验混合信号，更准确地反映了下变频后的毫米波信号，而非下变频前的信号。虽然在光子调制之前进行下变频是可行的，但直接对接收信号执行干扰消除可能实现最大的硬件缩减。微环谐振器已展示出高达 19.2 GHz 的性能 [21], ，而新型集成硅光子器件的最新进展展现出良好前景，有望将集成光子学全面扩展至毫米波域 [19], [36], [37]。

通过实现现有的低延迟数字通信协议（例如串行外设接口）和高频 PN 结微环 [33]，我们预计 PBSS 延迟将改善一个数量级。此外，每个 PBSS优化步骤的周期数是固定的；动态调整每次优化的周期数，既有望通过提前终止优化来降低延迟，也有望在尚未实现收敛时通过延长或重新启动优化来提升性能。要验证所提方法预期具有广泛适用性，必须更好地表征其在多个发射器和各种混合矩阵下的性能。还应探索光子线性混频器与波束成形装置之间的协同效应和冲突。

IV. 方法

A. 实验装置

实验源信号为两个二进制相移键控（BPSK）信号，各由不同的、长度为 1,137 位的重复随机序列组成。每个信号的数据速率为 200 兆波特，载波频率分别相对于 1 GHz 向相反方向偏移 176 kHz，以避免完美对齐产生的伪影（该频偏不用于信号区分）。这些信号在软件中混合，并由是德科技 N8196A 92 GSPS 任意波形发生器生成；该发生器通过马赫-曾德尔调制器（MZMs），将信号调制到两台 Pure Photonics PPCL500 激光器产生的不同 C 波段激光频率上。光信号经过偏振控制、放大后耦合至光子芯片，由芯片执行线性混合。输出光强由 Discovery Semiconductor DSC-R405ER 平衡光电探测器接收，所得信号分路输入泰克 DPO73304SX 100 GSPS 示波器和赛灵思 ZCU216 FPGA开发板的模拟输入端。板载中央处理器负责控制系统，并与独立的定制权重控制板通信；该控制板包含用于调节微环权重的数模转换器。该实验装置与 Zhang 等人的装置基本一致 [21]。

B. 优化方法

PBSS算法由表 I 所列的优化组成，使用 Nelder-Mead 无导数

表 I 所提 PBSS 算法的步长。

Step	方向	参数	域	重复次数
1	最小化	方差	场	1
2	最大化	方差	超球面	$a-1$
3	最小化	峰度	超球面	$a-1$
4	最小化	峰度	场	a

算法执行，每次优化固定迭代四十次 [38]。 a表示可区分的独立信号数量。PCA 和 ICA 的优化域由一个以 $\boldsymbol{i}_0$ 为中心、半径为 0.6 mA 的超球面构成，对应于线性区域的边界。在原始（PCA）或白化（ICA）基中，每个已识别的分量都会约束后续分量的优化域，要求后续分量与先前分量正交。因此，每进行一次优化，超球面的维数就减少一维。

C. 统计量生成

n_s $m(t)$的样本，记为 m_1， m_2，…， m_{n_s}，用于生成方差和峰度的估计量 S^2 和 K ：

$$S^2 = \frac{1}{n_s}\sum_{i=1}^{n_s} m_i^2 \quad K = \frac{1}{S^4}\frac{1}{n_s}\sum_{i=1}^{n_s} m_i^4 - 3 \tag{8}$$

这些估计量用于 PBSS 时的质量通过其信噪比量化。估计量 A 的信噪比定义为估计量均值 $\mu(A) = \mathbb{E}[A]$ 与估计量标准差 $\sigma(A) = \sqrt{\mathbb{E}\left[(A-\mu(A))^2\right]}$之比。

D. 数据采集

图 5 所示的估计器信噪比和 PBSS成功率数据是在一组固定的采样率 f_s 和样本数 n_s下采集的。 f_s 以 2 的幂次缩放因子从 960 kHz 变化到 1.966 GHz， n_s 则以 2 的幂次从 2^8 变化到 2^{16} 。PBSS成功率定义为 32 次 PBSS 尝试中，能够在完整比特序列上无比特错误地成功解调两个源信号的尝试所占的百分比。图 5a 展示了所有允许的 f_s 和n_s 取值组合的测试结果。图 5b-c 所示的 S^2 和 K 信噪比数据是在高方差 $\boldsymbol{i} =$ （0 mA，3 mA）点，使用 $\boldsymbol{M}_1$ 混合矩阵采集的；估计量均值和标准差根据 32 次统计量测量计算得出。

V. 数据可用性

本研究生成的数据已存储于 Figshare 数据库中，可通过 https://doi.org/10.6084/m9.figshare.22773689 获取。

VI. 代码可用性

本研究中使用的所有代码均可应要求向通讯作者索取。

VII. 致谢

本研究获得了美国国家科学基金会（NSF）的资助（向 P. Prucnal 提供的 ECCS-2128616 和 ECCS-1642962 项目）、美国海军研究办公室（ONR）的资助（向 P. Prucnal 提供的 N00014- 18-1-2297 项目，以及向 P. Pruc- nal 提供的 N00014-20-1-2664 项目），以及美国国防高级研究计划局的资助（向 P. Prucnal 提供的 HR00111990049 项目）。相关设备由新加坡的先进微型铸造厂（AMF）在 CMC Micro-systems 的支持下制造。J. C. Lederman 感谢美国国防部（DoD）通过美国国防科学与工程研究生奖学金（NDSEG）项目提供的支持。B. J. Shastri 感谢加拿大自然科学与工程研究委员会（NSERC）提供的支持。S. Bilodeau 感谢魁北克研究基金会——自然与技术领域提供的资助。

VIII. 作者贡献

J.C.L.、W.Z. 和 T.F.L. 提出了该实验的构想。J.C.L. 构思了将 PBSS 应用于 MIMO干扰消除，并开发了所提出的设计和微环谐振器零校准控制方案。W.Z. 搭建了实验光子系统，包括 DAC控制板及相关控制软件。J.C.L. 集成了 ZCU216 并编写了相关软件，包括 FPGA逻辑结构设计以及 PBSS算法的实现，T.F.L. 和 W.Z. 为此提供了支持。T.F.L.、W.Z.、S.B. 和 E.C.B 提供了理论和实验支持。在 T.F.L.、B.J.S. 和 W.Z. 的支持下，J.C.L 撰写了论文。P.P. 负责监督研究，并为实验的构想和实施作出了贡献。

IX. 利益冲突

作者声明不存在利益冲突。

X. 材料与通信

通信联系及资料索取请联系 J. C. Lederman。

参考文献

[1] A. Nauman、Y. A. Qadri、M. Amjad、Y. B. Zikria、M. K. Afzal 和 S. W. Kim，《多媒体物联网：全面综述》，*IEEE Access*，第 8 卷，8202–8250 页，2020 年。[2] K. Shafique、B. A. Khawaja、F. Sabir、S. Qazi 和 M. Mustaqim，《面向下一代智能系统的物联网（IoT）：当前挑战、未来趋势以及新兴 5G物联网场景前景综述》，*IEEE Access*，第 8 卷，23 022–23 040 页，2020 年。[3] A. O. Watanabe、M. Ali、S. Y. B. Sayeed、R. R. Tummala 和 M. R. Pulugurtha，《5G 前端系统封装集成综述》，*IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Tech- nology*，第 11 卷，第 1 期，118–133 页，2021年。[4] A. Alkhateeb、J. Mo、N. Gonzalez-Prelcic 和 R. W. Heath，《毫米波系统的 MIMO预编码与合并方案》，*IEEE Communications Magazine*，第 52 卷，第 12 期，122–131 页，2014 年。[5] S. Kutty 和 D. Sen，《毫米波通信的波束成形：综合综述》，*IEEE* 通信调查与教程，第 18 卷，第 2 期，949–973 页，2016年。[6] F. Sohrabi 和 W. Yu，《大规模天线阵列的数字与模拟混合波束成形设计》，*IEEE* 信号处理精选主题期刊，第 10 卷，第 3 期，501–513 页，2016年。[7] W. B. Abbas、F. Gomez-Cuba 和 M. Zorzi，《毫米波接收机效率：低分辨率模数转换器波束成形方案的全面比较》，*IEEE* 无线通信汇刊，第 16 卷，第 12 期，8131–8146 页，2017年。

[8] A. Alkhateeb、G. Leus 和 R. W. Heath，“多用户毫米波系统的有限反馈混合预编码”，IEEE 无线通信汇刊，第 14 卷，第 11 期，第 6481–6494 页，2015年。[9] L. Dai、X. Gao、J. Quan、S. Han 和 C.-L. I，“下行毫米波大规模多输入多输出系统的近最优混合模拟与数字预编码”，载于 2015年 IEEE 国际通信会议（ICC），2015年，第 1334–1339 页。[10] R. W. Heath、N. Gonz´alez-Prelcic、S. Rangan、W. Roh 和 A. M. Sayeed，“毫米波多输入多输出系统信号处理技术综述”，IEEE 信号处理精选主题期刊，第 10 卷，第 3 期，第 436–453 页，2016年。[11] M. Jensen 和 J. Wallace，“多输入多输出无线通信的天线与传播综述”，IEEE 天线与传播汇刊，第 52 卷，第 11 期，第 2810–2824 页，2004年。[12] H. Krishnaswamy 和 L. Zhang，“集成多输入多输出接收机阵列的模拟与射频干扰抑制”，IEEE 会议录，第 104 卷，第 3 期，第 561–575 页，2016年。[13] M. A. Albreem、M. Juntti 和 S. Shahabuddin，“大规模多输入多输出检测技术：综述”，IEEE 通信调查与教程，第 21 卷，第 4 期，第 3109–3132 页，2019年。[14] Y. Li 和 K. R. Liu，“多输入多输出系统的自适应盲源分离与均衡”，IEEE 信息论汇刊，第 44 卷，第 7 期，第 2864–2876 页，1998年。[15] J. Zhan 和 X. Dong，“用于毫米波多用户大规模多输入多输出系统的干扰消除辅助混合波束成形”，IEEE 车辆技术汇刊，第 70 卷，第 3 期，第 2322–2336 页，2021年。[16] P. Skrimponis、S. Dutta、M. Mezzavilla、S. Rangan、S. H. Mirfarshbafan、C. Studer、J. Buckwalter 和 M. Rodwell，“移动毫米波与亚太赫兹接收机的功耗分析”，载于 2020年第二届 6G 无线峰会（6G SUMMIT），2020年，第 1–5 页。[17] D. Zhao、J. Zhang、Y. Yi、P. Gu 和 N. Jiang，“5G 毫米波相控阵收发机：系统考量与电路实现”，载于 2019年 IEEE 国际电路与系统研讨会（ISCAS），2019年，第 1–4 页。[18] Q. Zhang、C. Zhao、Y. Yu、H. Liu、Y. Wu 和 K. Kang，“一种具有高增益分辨率和低相位变化的 Ka 波段 CMOS 可变增益放大器”，载于 2020年 IEEE 亚太微波会议（APMC），2020年，第 275–277 页。[19] P. O. Weigel、J. Zhao、K. Fang、H. Al-Rubaye、D. Trotter、D. Hood、J. Mudrick、C. Dallo、A. T. Pomerene、A. L. Starbuck、C. T. DeRose、A. L. Lentine、G. Rebeiz 和 S. Mookherjea，“硅光子平台上的键合薄膜铌酸锂调制器，电调制带宽超过 100 GHz （ 3 dB ） ”，《光学快报》，第 26 卷，第 18 期，第 23 728–23 739 页，2018年9月。 [在线]。网址：https://opg.optica.org/oe/abstract.cfm?URI = 26 18 23728 oe- - - Y. [20] Salamin、P. Ma、B. Baeuerle、A. Emboras、Y. Fedoryshyn、W. Heni、B. Cheng、A. Josten 和 J. Leuthold，“100 GHz 等离激元光电探测器”，《ACS 光子学》，第 5 卷，第 8 期，第 3291–3297 页，2018年。 [ ] 10 1021 8 00525 在线。网 [21] 址：https://doi.org/。/acsphotonics。b W. Zhang、A. Tait、C. Huang、T. Ferreira de Lima、S. Bilodeau、E. C. Blow、A. Jha、B. J. Shastri 和 P. Prucnal，“利用集成光子处理器进行盲源分离的宽带物理层认知无线电”，《自然·通讯》，第 14 卷，第 1 期，第 1107 页，2023年2月。[22] A. N. Tait、M. A. Nahmias、B. J. Shastri 和 P. R. Prucnal，“广播与加权：用于可扩展光子脉冲处理的集成网络”，《光波技术期刊》，第 32 卷，第 21 期，第 3427–3439 页，2014年11月。[23] M. P. Chang、E. C. Blow、J. J. Sun、M. Z. Lu 和 P. R. Prucnal，“用于自干扰消除的集成微波光子电路”，IEEE 微波理论与技术汇刊，第 65 卷，第 11 期，第 4493–4501 页，2017年。[24] E. C. Blow、P. Kaul 和 P. R. Prucnal，“集成平衡式微波光子干扰消除器”，载于 2018年 IEEE 光子学会议（IPC），2018年，第 1–2 页。[25] A. N. Tait、T. F. de Lima、P. Y. Ma、M. P. Chang、M. A. Nahmias、B. J. Shastri、P. Mittal 和 P. R. Prucnal，“物理层中的盲源分离”，载于 2018年第52届信息科学与系统年会（CISS），2018年，第 1–6 页。[26] P. Y. Ma、A. N. Tait、T. F. de Lima、S. Abbaslou、B. J. Shastri 和 P. R. Prucnal，“利用片上微环权重组实现光子主成分分析”，《光学快报》，第 27 卷，第 13 期，第 18 329–18 342 页，2019年6月。[27] P. Y. Ma、A. N. Tait、W. Zhang、E. A. Karahan、T. F. de Lima、C. Huang、B. J. Shastri 和 P. R. Prucnal，“利用集成光子学与降维统计实现盲源分离”，《光学快报》，第 45 卷，第 23 期，第 6494–6497 页，2020年12月。

[28] W. Zhang、C. Huang、B. J. Shastri 和 P. Prucnal，“通过集成光子学实现宽带盲源分离”，载于*2021*年 *IEEE* 光子学会议（*IPC*），2021年，第 1–2 页。[29] C. Huang、D. Wang、W. Zhang、B. Wang、A. N. Tait、T. F. de Lima、B. J. Shastri 和 P. R. Prucnal，“采用硅光子盲源分离的高容量空分复用通信”，《光波技术杂志》，第 40 卷，第 6 期，第 1617–1632 页，2022年。[30] Y. Bian、K. Ramachandran、B. Peng、B. Hedrick、K. Donegan、J. Lubguban、B. Fasano、A. Rundquist、J. Pape、A. Sahin、T. Houghton、K. Nummy、J. Steffes、L. Medina、S. G. Roy、H. Cox、B. Green、K. Dezfulian、W. S. Lee、A. Stricker、K. Mclean、S. Hu、Z. Sowinski、C. Meagher、A. Aboketaf、M. Rakowski、M. Randall、I. Melville、D. Riggs、A. Jacob、R. Augur、D. Berger、A. Yu、K. Giewont 和 J. Pellerin，“在 300 毫米单片硅光子平台上采用三维集成激光器贴装技术”，载于*2020*年 *IEEE* 光子学会议（*IPC*），2020年，第 1–2 页。[31] N. Alic 和 S. Radic，“面向电信与数据通信应用的光频梳”，载于*OFC 2014*，2014年，第 1–3 页。[32] C. Huang、S. Bilodeau、T. Ferreira de Lima、A. N. Tait、P. Y. Ma、E. C. Blow、A. J ha、H.-T. Peng、B. J. Shastri 和 P. R. Prucnal，“面向大规模光子集成电路的可扩展微环权重库控制演示”，《*APL* 光子学》，第 5 卷，第 4 期，第 040803, 2020 [ ] 10 1063 1 5144121 页。在[33] 线。网址：https://doi.org/。/。T. F. de Lima、E. A. Doris、S. Bilodeau、W. Zhang、A. Jha、H.-T. Peng、E. C. Blow、C. Huang、A. N. Tait、B. J. Shastri 和 P. R. Prucnal，“光子谐振器权重的设计自动化”，《纳米光子学》，第 11 卷，第 17 期，第 3805–3822 页，2022年。[34] E. T. S. Institute，“5G；新空口；用户设备（UE）无线电发射与接收；第 1 部分：范围1独立组网”，欧洲电信标准协会，法国索菲亚安提波利斯，标准 15.3.0，2018年10月。[35] T. Shi、Y. Qi、W. Zhang、P. Prucnal、J. Li 和 B. Wu，“用于光子盲源分离的亚奈奎斯特光脉冲采样”，《光学快报》，第 30 卷，第 11 期，第 19 300–19 310 页，2022年5月。[36] C. Wang、M. Zhang、X. Chen、M. Bertrand、A. Shams-Ansari、S. Chandrasekhar、P. Winzer 和 M. Lonˇcar，“工作电压兼容 CMOS 的集成铌酸锂电光调制器”，《自然》，第 562 卷，第 7725 期，第 101–104 页，2018年10月。 [在线]。网址：https://doi.org/10.1038/s41586-018-0551-y [37] A. Rogalski、M. Kopytko 和 P. Martyniuk，“二维红外与太赫兹探测器：展望与现状”，《应用物理评论》，第 6 卷，第 2 期，文章编号 021316，2019年。 [在线]。网址：https://doi.org/ 10 1063 1 5088578 。/。J. A. Nelder 和 R. [38] Mead，“用于函数最小化的单纯形法”，《计算机杂志》，第 7 卷，第 4 期，第 308–313 页，1965年1月。

补充信息

Joshua C. Lederman、Weipeng Zhang、Thomas Ferreira de Lima、Eric C. Blow、Simon Bilodeau、Bhavin J. Shastri、Paul R. Prucnal

arXiv:2305.05528v1 [eess.SP] 6 May 2023

补充说明

光子传递函数

具有Q因子 Q 和中心频率 ω_0 的微环谐振器的传递函数 T 可以准确地近似为洛伦兹函数:

$$T(\delta) = \frac{1}{1+\delta^2} \quad \delta = \frac{Q}{\omega_0}(\omega - \omega_0) \tag{1}$$

权重设置通过向微环附近的电阻加热器施加电流 i 来实现，从而产生温度偏移ΔT:

$$\Delta T \propto i^2 \rightarrow \Delta T = \alpha i^2 \tag{2}$$

值得注意的是，特定的非线性 re 温度与电流之间的关系有助于分析非线性度 ，以及 PN 结的特性 微环会有所不同。

由于硅中的热光效应，温度偏移会引起折射率的微小变化，进而导致 ω_0 发生轻微偏移。这些偏移量都足够小，因此可以将其相关函数近似为线性函数。令 ω_{00} 表示环境温度下的中心频率:

$$\omega_0 \approx \omega_{00} + \beta\Delta T \quad \beta = \frac{d\omega_0}{dT} \tag{3}$$

识别 $|\omega - \omega_0| \ll \omega_0$ 和 $|\omega - \omega_{00}| \ll \omega_{00}$，我们结合方程 1、2 和 3:

$$\delta \approx \frac{Q}{\omega_{00}}(\omega - \omega_0) = \frac{Q}{\omega_{00}}\left(\omega - \omega_{00} + \alpha\beta i^2\right) = a + bi^2 \tag{4}$$

$$a \equiv \frac{Q}{\omega_{00}}(\omega - \omega_{00}) \quad b \equiv \frac{Q}{\omega_{00}}\alpha\beta \tag{5}$$

$$T(i) = \frac{1}{1+(a+bi^2)^2} \tag{6}$$

在平衡广播与加权滤波器的理想化模型中，所有透射光都会以响应度 R 产生负光电流，而所有其他光则以相同的响应度产生正光电流。因此，总光电流 I 满足:

$$I(i) = R(-T(i) + (1 - T(i))) = R(1 - 2T(i)) \tag{7}$$

公式 7 表示光子传递函数。

我们希望考察传递函数在 $I(i) = 0$ 附近的线性度。二阶导数 $I''(i)$ 可作为线性度的简单替代指标。二阶导数公式相当复杂，但在 i_0 处求值时会大大简化:

$$I(i_0) \equiv 0 \quad i_0 = \sqrt{\frac{1-a}{b}} \quad I''(i_0) = 2R(2a-1)b \tag{8}$$

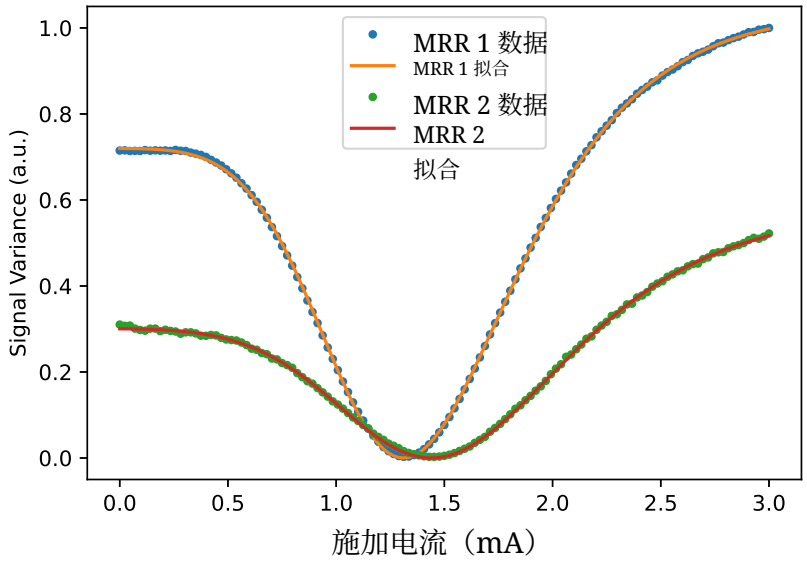
虽然 R 和 b 由光子系统设计决定，但可以通过选择合适的 ω 来调节 a 。选择 a ，以最大化零权重点处的线性度:

$$I''(i_0) = 0 \rightarrow a = \frac{1}{2} \rightarrow \tag{9}$$

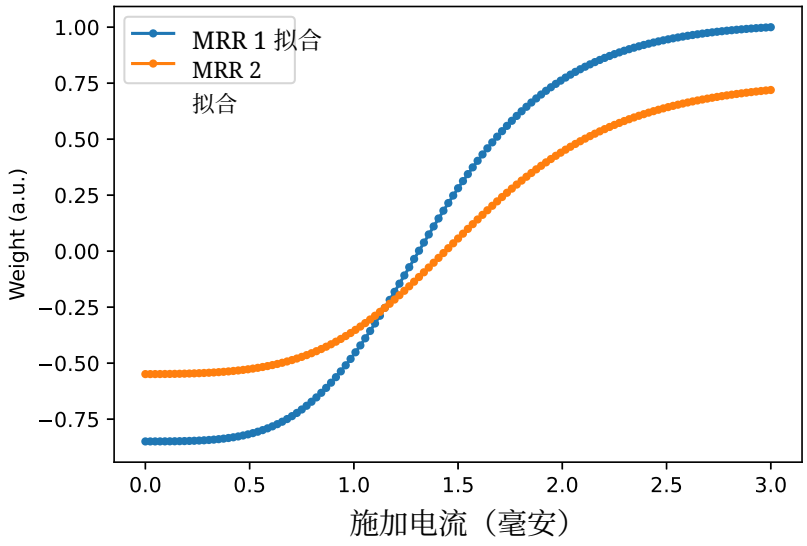
$$\omega = \omega_{00}\left(1 + \frac{1}{2Q}\right) = \omega_{00} + \frac{1}{4}\omega_{\mathrm{FWHM}} \tag{10}$$

其中， ω_{FWHM} 表示传递函数 T 的半高全宽。对于微环在零权重点附近的线性度而言，最优工作频率会略微偏离共振峰这一较为常见的工作点。由于微环通常具有窄共振峰和较高的品质因数，大多数可调谐激光器的调谐范围都足以轻松将工作波长设定在目标点。

实际上，光子传递函数更为复杂，还包含与微环吸收、不同的光探测器响应度以及加热器电阻对温度的依赖性相对应的额外项。尽管如此，对光子传递函数的实验测量证实了零权重点处具有很高的线性度，如图1b所示。



(a)



(b)

图 1. 两个实验性微环谐振器传递函数的测量数据和拟合模型。(a) 扫描每个微环谐振器的调谐电流时测得的信号方差，另一个微环谐振器则调谐为零权重。图中给出了对数据的理论拟合。(b) 每个微环谐振器的拟合传递函数，描述施加电流与有效权重之间的关系。信号方差与施加权重的平方成正比。使用实验信号和 $\boldsymbol{M}_1$ 混合矩阵采集数据。

原点处的方差最小值的推导

测量信号 $m(t)$ 的方差定义如下：

$$\sigma^2 = \int_{-\infty}^{\infty} m^2(t)dt \tag{11}$$

Th测量信号是源信号 $\boldsymbol{s}(t)$、权重 $\boldsymbol{w}$ 和混合矩阵 $\boldsymbol{M}$ 的函数 ：

$$m(t) = \boldsymbol{w} \cdot \boldsymbol{r}(t) \quad \boldsymbol{r}(t) = \boldsymbol{M}\boldsymbol{s}(t) \tag{12}$$

源信号彼此独立，因此其协方差矩阵为单位矩阵。在本证明中，将归一化因子并入矩阵 $\boldsymbol{M}$：

$$\int_{-\infty}^{\infty} s_i(t)s_j(t)dt = \delta_{ij} \tag{13}$$

我们假设每种信号混合都具有不同的混合比例，即混合矩阵 $\boldsymbol{M}$ 线性无关：

$$|\boldsymbol{M}| \neq 0 \tag{14}$$

下文所有积分的上下限均默认为无穷。

计算 σ^2的梯度:

$$\nabla_{\boldsymbol{w}}\sigma^2 = \nabla_{\boldsymbol{w}}\int (\boldsymbol{w}\cdot\boldsymbol{r}(t))^2\,dt \tag{15}$$

$$= \int \nabla_{\boldsymbol{w}}\,(\boldsymbol{w}\cdot\boldsymbol{r}(t))^2\,dt \tag{16}$$

$$= 2\int (\boldsymbol{w}\cdot\boldsymbol{r}(t))\,\boldsymbol{r}dt \tag{17}$$

改用下标求和记法:

$$\frac{\partial\sigma^2}{\partial w_j} = 2\int w_i r_i(t) r_j(t)dt \tag{18}$$

$$= 2\int w_i M_{ik} s_k(t) M_{jl} s_l(t)dt \tag{19}$$

$$= 2w_i M_{ik} M_{jl}\int s_k(t)s_l(t)dt \tag{20}$$

$$= 2w_i M_{ik} M_{jl}\delta_{kl} \tag{21}$$

$$= 2w_i M_{il} M_{jl} \to \tag{22}$$

$$\nabla_{\boldsymbol{w}}\sigma^2 = 2\boldsymbol{M}\boldsymbol{M}^T w \tag{23}$$

关于 $\boldsymbol{w}$ 的 σ^2 最优点仅可能出现在梯度为零时:

$$\nabla_{\boldsymbol{w}}\sigma^2 = 2\boldsymbol{M}\boldsymbol{M}^T\boldsymbol{w} = \boldsymbol{0} \tag{24}$$

$$\left|\boldsymbol{M}\boldsymbol{M}^T\right| = 0 \quad \text{or} \quad \boldsymbol{w} = \boldsymbol{0} \tag{25}$$

$$|\boldsymbol{M}| \neq 0 \to |\boldsymbol{M}|^2 = \left|\boldsymbol{M}\boldsymbol{M}^T\right| \neq 0 \to \boldsymbol{w} = \boldsymbol{0} \tag{26}$$

最优点仅可能出现在满足 $\boldsymbol{w} = \boldsymbol{0}$ 的唯一一点处。此外:

$$\frac{\partial\sigma^2}{\partial w_i \partial w_j} = 2M_{ik}M_{jk} \to \boldsymbol{H}_{\sigma^2} = 2MM^T \tag{27}$$

其中， $\boldsymbol{H}_{\sigma^2}$ 表示 σ^2 关于 $\boldsymbol{w}$的海森矩阵。

$$|\boldsymbol{H}_{\sigma^2}| = 2\,|\boldsymbol{M}|^2 \quad |\boldsymbol{M}| \neq 0 \to |\boldsymbol{H}_{\sigma^2}| > 0 \tag{28}$$

v 方差是均匀凸的。因此， σ^2 在 $\boldsymbol{w} = \boldsymbol{0}$处存在唯一的局部最小值 .

统计数学

方差估计量 S^2 的方差 γ^2 可定义为:

$$\gamma^2 = E\left[\left(S^2 - E\left[S^2\right]\right)^2\right] \tag{29}$$

可用 $m \gg 1$ 个 S^2样本近似:

$$\gamma^2 \approx \frac{1}{m-1}\sum_{i=1}^{m}\left(S_i^2 - \frac{1}{m}\sum_{j=1}^{m}S_j^2\right)^2 \tag{30}$$

如果信号样本是在时间上随机选取的，因此是独立同分布（IID）的，那么信号方差的方差与底层信号方差和峰度之间存在固定关系:

$$\gamma^2 = \frac{\sigma^4}{n_s}\left(\kappa - 1 + \frac{2}{n_s - 1}\right) \approx \frac{S^4}{n_s}\left(K - 1 + \frac{2}{n_s - 1}\right) \tag{31}$$

其中， n_s 表示用于计算估计量的样本数。注意，对于较大的 n:

$$\gamma \propto \frac{1}{\sqrt{n_s}} \tag{32}$$

尽管这些样本是周期性的，因此并非独立同分布，但公式32总体而言仍描述了随着 n 增加而观察到的测量一致性提升。

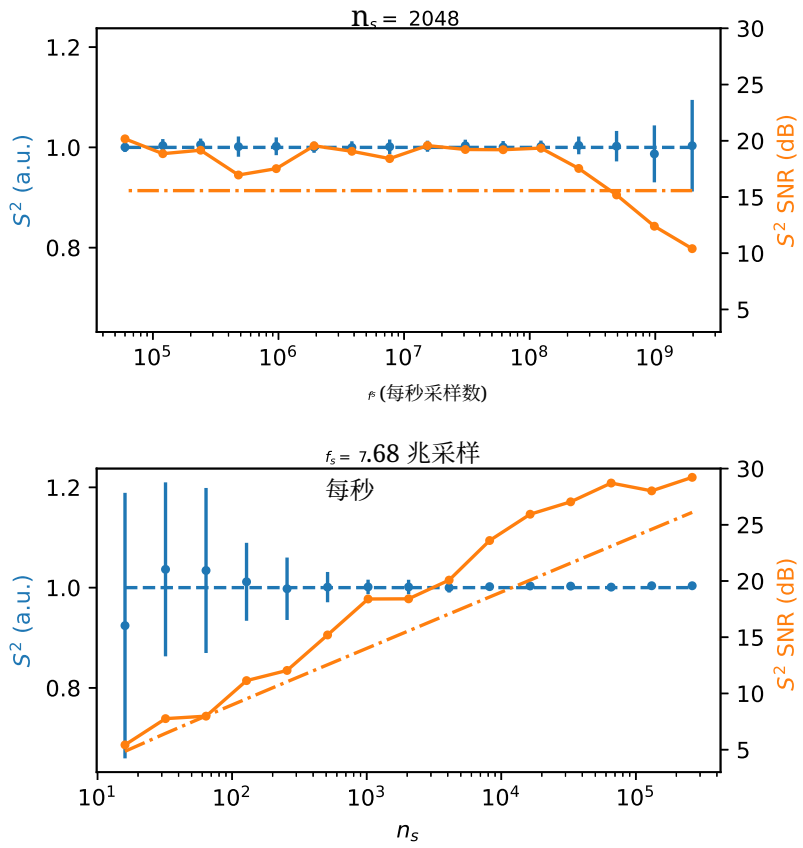


图2. S^2 一致性测量。这些数据与图 5b-c 所示的数据相符，此外还增加了橙色点划线，表示根据公式31，在随机选择所采集样本的情况下预期得到的理论 S^2 信噪比。

图2展示了图 5b-c中的方差估计器数据，并根据公式31补充了随机采样条件下预测的估计器信噪比。对于大多数采样参数，周期采样明显优于随机采样，能够实现更高的统计测量一致性。这可能是因为周期样本在时间上的分布比随机样本更加均匀。然而，当采样率与底层信号频率分量过于接近时，周期采样可能表现得非常差。根据确切的采样起始时间，样本可能会有选择地取自信号分布的某些部分，从而大幅增加测量变异性。此外，当信号频率分量的周期与总采样时长相近时，周期采样的表现也较差。如果采样主要发生在信号快速变化的部分（即正弦波的零点附近），测得的统计量就会与采样发生在信号缓慢变化的部分（即正弦波峰值附近）时不同。必须谨慎选择最适合射频环境的采样时长。

在实验测量中，为了进行分离，生成了一个长度为 1,137 位、以 200 兆波特重复的随机射频信号，其长度受任意波形发生器存储容量限制。这个 5.68 μs 的周期信号会降低统计测量的一致性，尤其是在测量时间与其周期相近时。每次测量采集 2,048 个样本时，在约 500 兆采样每秒至 2 吉采样每秒的高采样率下会出现这种伪影，这也解释了图2这一部分中周期采样性能相较于随机采样骤降的现象。以 7.68 兆采样每秒进行采样时，这种伪影出现在每次测量样本数极少的情况下，因此会被此类测量本身较高的变异性所掩盖。峰度数据也呈现出类似行为，原因可能相同。这类伪影源于实验装置，使用非周期比特流数据时不会出现。

补充方法

用于 *PBSS* 的独立成分分析和主成分分析

独立成分分析（ICA）和主成分分析（PCA）是用于执行 PBSS 的主要工具。

独立成分分析依赖于这样一个事实：根据中心极限定理，独立信号的线性混合通常会具有比源信号更接近高斯分布的数值分布。通过最大化混合信号的非高斯性，可以识别该混合信号的潜在信号源。

衡量高斯性的一种直接方法是超额峰度，本文称之为峰度。高斯分布的峰度恰好为 0，而其他分布的峰度可能更高或更低。特别是，正弦波的峰度为 -1.5；由此可知，射频信号通常由类似正弦波的成分构成，因此其峰度往往低于高斯分布的峰度。因此，选择 $\boldsymbol{w}$ 以最小化 $m(t)$ 的峰度，可确保 $m(t)$ 对应于源信号之一 $s_i(t)$。

存在多个 $\boldsymbol{w}$ ，它们对应于局部峰度极小值，每个极小值都与一个源信号相关联。在绝大多数情况下，标准数学最小化技术可以找到其中一个权重向量，但无论局部峰度极小值位于何处，识别所有这些极小值仍然是一项挑战。为此，我们转向主成分分析。在此表述中，相对于 $\boldsymbol{w}$ 的 $m(t)$ 的主成分（记为 $\boldsymbol{w}_{\mathrm{PC}i}$）对应于 $m(t)$ 的最大方差方向，同时要求每个后续成分都必须与之前的所有成分正交：

$$\begin{aligned} \boldsymbol{w}_{\mathrm{PC}1} &= \underset{\boldsymbol{w};\ \|\boldsymbol{w}\|=1}{\arg\max}\ \sigma^2 \\ \boldsymbol{w}_{\mathrm{PC}2} &= \underset{\boldsymbol{w};\ \|\boldsymbol{w}\|=1;\ \boldsymbol{w}\perp\boldsymbol{w}_{\mathrm{PC}1}}{\arg\max}\ \sigma^2 \\ &\vdots \end{aligned} \tag{33}$$

主成分及其对应的方差可用于构建一个白化矩阵 $\boldsymbol{W}_{\mathrm{PC}}$。白化矩阵描述了向新权重坐标基的变换，记作 $'$：

$$\boldsymbol{w}' = \boldsymbol{W}_{\mathrm{PC}}^{-1}\boldsymbol{w} \tag{34}$$

$m(t)$在新坐标基中具有一个独特的性质：与独立源信号对应的权重向量彼此正交。现在我们可以解决之前提出的问题；通过最小化峰度找到一个独立成分后，再在权重向量必须与原始独立成分的权重向量正交这一约束下，进一步进行峰度最小化。ICA可以通过类似于独立成分提取的过程完成：

$$\begin{aligned} \boldsymbol{w}'_{\mathrm{IC}1} &= \underset{\boldsymbol{w}';\ \|\boldsymbol{w}'\|=1}{\arg\min}\ \kappa \\ \boldsymbol{w}'_{\mathrm{IC}2} &= \underset{\boldsymbol{w}';\ \|\boldsymbol{w}'\|=1;\ \boldsymbol{w}'\perp\boldsymbol{w}'_{\mathrm{IC}1}}{\arg\min}\ \kappa \\ &\vdots \end{aligned} \tag{35}$$

与源信号 i相关联的抵消向量 $\boldsymbol{c}_i$ 如下：

$$\boldsymbol{c}_i = \boldsymbol{W}_{\mathrm{PC}}\boldsymbol{w}'_{\mathrm{IC}i} \tag{36}$$

*FPGA*开发

处理由集成了模数转换器、现场可编程门阵列和Arm Cortex的Xilinx XCZU49DR芯片执行。模数转换器以固定速率持续采样测量信号，并将数据传输至FPGA逻辑资源。统计量生成器在现场可编程门阵列上实现，负责累积数据点并计算所得的方差和峰度。Arm Cortex根据需要请求统计量生成，并访问所得的信号统计量。此外，它还执行PBSS算法，并通过串行协议与DAC控制板进行通信。

FPGA 上的统计量生成系统使用赛灵思高级综合（HLS）工具链设计。系统以固定采样率进行采样，并按周期丢弃样本，以模拟较低的采样率。由于可以假定信号均值为零，因此每个样本 m 对方差和峰度累加和（分别为m^2 和 m^4）的贡献，可在新样本到达时持续累加。这样便实现了高效的流水线架构，且对系统延迟的影响微乎其微，因为统计量生成与信号采集并行进行。收集到指定数量的样本后，将方差和峰度累加和除以样本数，以计算二阶矩（即方差）和四阶矩。系统只允许样本数为 2 的幂，因此可以通过高效的右移运算实现除法。四阶矩必须除以方差的平方才能得到峰度，这一计算由 Arm Cortex 以浮点方式完成。