采用相位感知信道估计和系统级验证的超低功耗单站式反向散射平台

Hanyeol Ryu 和 Sangkil Kim，*IEEE* 高级会员

摘要—**本文提出了一种新型信道估计（CE）方法，用于缓解反向散射链路中的残余相位漂移，并构建了一套面向单天线单基地系统的完整硬件与信号处理流程。该平台由半无源标签、软件定义无线电（SDR）读写器和 2×1平面八木–宇田阵列（增益为 7 dBi，隔离度高于 30 dB）组成，工作频率为 2.4 ~ 2.5 GHz。所开发的反向散射衰落模型考虑了往返传播和时间相关性，并采用了通过解析推导得到的资源最优导频分配策略。在接收机侧，经过优化的最小二乘（LS）和线性最小均方误差（LMMSE）信道估计结合基于导频的载波频率偏移（CFO）补偿，为零迫（ZF）均衡器提供输入，以抑制码间干扰（ISI）。该原型系统在 1 m 距离、158 μW（SDR 基带）和10 μW（射频开关）功耗下实现了 500 kbps 的速率，能耗为 320 pJ/bit。开关键控（OOK）和二进制相移键控调制分别实现了 2.97% 和 4.02% 的实测误差矢量幅度（EVM）。通过误码率（BER）测量以及空中实验中全彩图像的成功重建，对系统性能进行了验证。结果表明，该系统是一种超低功耗、支持多媒体的反向散射物联网链路，并为可扩展部署提供了实用的硬件–软件协同设计指导。**

索引词— **反向散射通信、物联网（IoT）、信道估计、迫零均衡、资源分配、软件定义无线电（SDR）、单基地架构、单天线读写器、平面八木–宇田天线。**

I. 引言

T物联网（IoT）的快速发展和广泛普及，对无线通信技术提出了前所未有的要求。满足这些要求，需要可扩展、节能且经济上可持续的解决方案。传统无线系统依赖有源射频收发机，这类收发机功耗高、依赖电池，且运营和维护成本高昂。这些限制阻碍了物联网的规模化发展，因此，探索超低功耗无线解决方案，尤其是反向散射通信，已成为实现近零功耗连接的核心研究方向。反向散射设备通过被动调制入射或专用射频信号，大幅降低能耗，并实现无电池或近乎无电池运行。这一变革性能力使反向散射成为不断发展的物联网和新兴的6G时代的基础性技术，预计这两者都将以空前的规模连接设备。这种指数级增长进一步凸显了对可扩展超低功耗通信方法的需求，以满足下一代物联网生态系统的连接和维护要求。

本研究受韩国政府（韩国科学技术信息通信部）资助的韩国国家研究基金会（NRF）项目支持，项目编号为 RS- 2023-00237172（通讯作者：*Sangkil Kim*）。Hanyeol Ryu 和 Sangkil Kim 任职于大韩民国釜山 46241 釜山国立大学电子工程系（电子邮箱：ksangkil3@pusan.ac.kr）。

A. 研究动机

大多数既有反向散射系统仅限于射频识别（RFID）和基础感知等超低吞吐量应用。新兴的多媒体通信需求——涵盖从高清视频监控和实时生物医学遥测，到智能交通和增强现实服务——对吞吐量、时延和可靠性提出了严格得多的要求 [1], [2], [3]。具体而言，智慧城市基础设施体现了对多媒体反向散射连接日益增长的需求：此类能力可提升公共安全、优化交通流量并实现个性化医疗，从而推动城市环境转型。

要满足这些要求，仍面临若干根本性挑战。反向散射信道本质上更容易受到深衰落的影响，从而削弱可靠性；残余载波相位失真会降低信道估计（CE）的准确性；而缺乏专用能源则限制了系统的可持续运行。此外，大规模部署需要强健的干扰抑制、有效的导频分配，以及能够将反向散射设备与边缘及云端智能相结合的基础设施。这些不足凸显了新型系统设计的必要性：它们应超越基础识别，在严格的功率限制下实现稳健的多媒体传输。

B. 相关工作

本小节讨论了近期推动反向散射通信能力发展与拓展的研究工作。这些研究涵盖多个方向，包括吞吐量提升、阐明反向散射信道特性以及干扰抑制。总体而言，这些研究表明，反向散射已超越了其最初在识别与感知领域的应用，

同时也凸显了仍需进一步研究的挑战。

1）吞吐量提升与高阶调制：早期的反向散射系统采用简单的幅移键控（ASK）或相移键控（PSK）调制。在此基础上，人们引入了 16 阶正交幅度调制（QAM）等高阶调制方案，从而提高了频谱效率和数据速率[4], [5]。近期研究已将这一方向拓展至毫米波千兆比特反向散射前端[6], [7]。此外，研究人员还提出了基于迁移学习的优化高阶调制策略，以提升双通道多输入多输出（MIMO）系统的性能 [8]。这些进展表明，反向散射技术有望超越识别与感知，迈向高吞吐量的多媒体通信。

2）反向散射信道建模与估计：基础测量研究发现，反向散射链路中的小尺度衰落表现为两个独立信道的乘积，导致路径损耗指数实际上加倍 [9]。后续模型刻画了单基地和双基地场景中的空间衰落 [10], ；研究还表明，回溯定向架构能够缓解双重衰落问题，恢复单跳信道特性[11]。在信道估计方面，研究人员已开发出最小二乘法和基于离散傅里叶变换（DFT）的技术（适用于大规模天线读写器） [12], 、基于互易性的全双工估计方法 [13], ，以及采用可重构表面的低复杂度方案[14] ，以提升鲁棒性。这些方法为在环境反向散射系统和专用反向散射系统中获取可靠的信道状态信息（CSI）奠定了基础。

3) 干扰消除与可靠性：另一项重要的研究方向是干扰问题，这在单基地和双基地架构中尤为关键，因为强直达链路或自干扰可能会掩盖微弱的反向散射信号。硬件解决方案包括超高频射频识别读写器中的载波抑制环路 [15], 、适用于同极化天线的可调隔离结构 [16], 以及改进的超表面单基地设计 [17]。在算法方面，研究人员已为双基地网络开发了干扰消除技术 [18], ；利用数字视频广播（DVB）信号的环境反向散射也已展现出实用的干扰抑制能力 [19]。近期研究还为分布式多输入多输出系统引入了基于似然的检测器 [20]，并优化了在信道不确定性和衰落动态下保障可靠性的方法 [21]。这些方法体现了物理隔离技术与先进信号处理在确保反向散射链路具备可扩展性和可靠性方面的互补作用。

C. 主要贡献

尽管已经取得了显著进展，但仍有重要挑战尚未解决。要实现可靠、面向多媒体的反向散射系统，就必须将算法创新与实用硬件相结合，同时实现超低功耗和高数据速率。本研究通过以下主要贡献弥补了这些不足：

- 研究表明，可靠解码需要严格处理导频符号间的残余相位斜率。本文提出一种便于解析处理的新颖线性化方法，用于识别并消除信道估计中的相位斜率分量。该方法消除了系统偏差的一个重要来源，且不会增加计算负担，因此非常适用于超低功耗室内反向散射应用。

- 现有研究通常侧重于算法设计或硬件实现中的某一方面，而非二者兼顾。本文提出了一个涵盖理论建模、信号处理和原型开发的集成框架。该框架提供了设计指南，弥合了抽象估计方法与现实反向散射硬件之间的差距，可作为后续研究的实用参考。

- 所提出的架构同时实现了超低功耗、高数据速率和更远的通信距离。仿真和实验验证均证实了这些性能提升，凸显了该系统突破传统反向散射约束、实现扩展的能力。

- 所提出的系统能够通过单基地反向散射链路可靠地传输多媒体数据。该成果不仅证明了反向散射的可行性，也展现了其作为下一代物联网应用通信媒介的实用性，能够满足高吞吐量和高鲁棒性的需求。

本文其余部分的组织结构如下。第II节介绍整体系统模型。第III节介绍所提出的信道估计策略，随后第IV节和第V节详细介绍系统设计与实现。之后在第六节中给出性能评估，包括仿真和实验结果。最后，第VII节对全文进行总结。

II. 系统概述

为在反向散射无线系统中实现稳健的多媒体通信，我们设计了一种单基地反向散射多媒体数据通信（BMC）系统，将定制硬件组件与结构严谨的信号处理流程紧密集成。图1展示了所提出系统的完整框架，其中呈现了基于软件定义无线电（SDR）的读写器与半无源反向散射标签之间的交互。采用单基地配置这一关键架构决策——即发射天线和接收天线彼此靠近——虽然降低了硬件复杂度，却带来了自干扰、通信范围有限以及信噪比（SNR）严重衰减等关键挑战 [22]。为应对这些挑战，我们通过构建一款高增益平面八木–宇田天线，并在发射机与

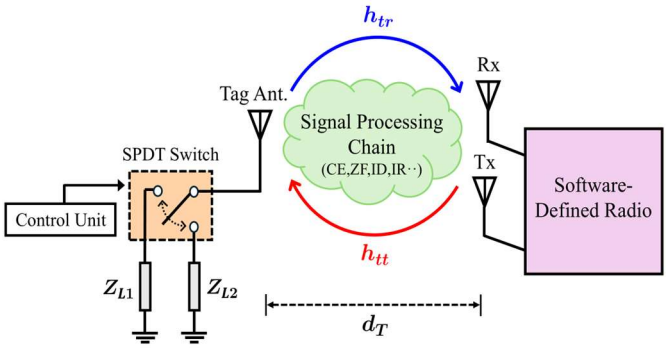


图 1. 所提出的单基地BMC系统框图（d_T：标签与收发器之间的距离）。

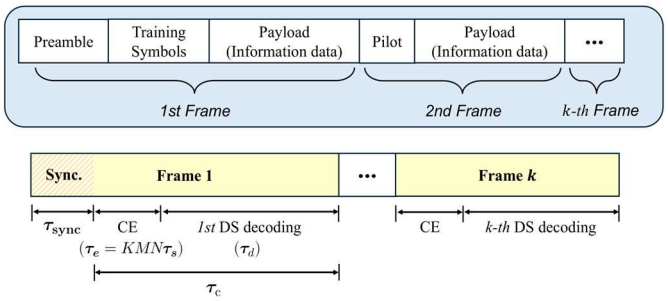


图 2. 用于信道估计和信息解码的帧结构。

接收机天线之间设置开口谐振环（SRR），开发了专门的硬件设计。与此同时，在软件方面，信号处理流程被划分为两个互补阶段：在SDR上进行实时预处理，以及在主机电脑上进行离线后处理。反向散射标签采用单刀双掷（SPDT）开关，在两个阻抗负载Z_{L1} 和Z_{L2}之间切换，从而通过开关键控（OOK）或二进制相移键控（BPSK）调制入射载波。标签的调制完全由无源方式实现，并由低功耗控制电路驱动，从而确保能效 [23], [24]。SDR收发器发射连续波（CW）载波信号，同时通过同一天线接收反向散射信号。

接收信号后，SDR 执行信号调理（预处理）的第一阶段。首先进行直流偏移消除，这对于消除由反向散射固有特性和内部硬件失配引起的基带偏置至关重要；由于强烈的自干扰，这一问题在单基地架构中尤为突出。随后，进行载波同步和相位对齐，以抵消往返传播时延以及反向散射标签与读写器之间未知相位状态所引起的随机相位偏移。接着，利用基于快速傅里叶变换（FFT）的频域低通滤波器（LPF），从宽带噪声和相邻频谱泄漏中分离出窄带反向散射信号，从而获得更清晰的信号表示，以便进一步处理 [25]。

在后处理阶段，会进行额外的信号细化和高级解码。第二层直流偏移消除可进一步抑制残余的基线失真。随后，采用最小二乘法（LS）和线性最小均方误差（LMMSE）技术进行导频辅助信道估计。

所提出的 LS 估计器利用已知导频符号，对反向散射信道系数进行简单且具备相位感知能力的估计；而 LMMSE 估计器的计算复杂度略高于 LS 方法，它利用二阶统计量来尽量减小噪声环境中的估计误差 [26]。同时采用这两种估计器，可对其估计精度及其对误码率（BER）的后续影响进行比较分析。信道估计完成后，应用零迫（ZF）均衡器，将估计信道取逆，以减轻级联的前向信道和反向散射信道 h_{tt} and h^{tr}所造成的峰间符号间干扰（ISI）失真。

均衡后，信号采用 OOK 或二进制相移键控进行解调，随后进行信息解码（ID）和图像重建（IR）。

III. 系统模型

A. SISO 系统中的反向散射信道模型

在单基地单输入单输出（SISO）反向散射通信系统中，接收基带信号受到两个相互独立的无线信道影响：从读写器到标签的前向信道，记为 h^{tt}；以及从标签返回读写器的反向散射信道，记为 h^{tr}。由于反向散射过程基于无源反射，接收机处经历的等效信道变为乘积 $\mathrm{h}_{eq} \triangleq \mathrm{h}^{tt}\mathrm{h}^{tr}$。为准确建模这种复合衰落行为，前向信道和反向散射信道均采用双莱斯衰落信道模型。具体而言，$\mathrm{h}_{tt} \sim \mathcal{CN}(V_{tt}, \sigma_{tt}^2)$ 和 $\mathrm{h}_{tr} \sim \mathcal{CN}(V_{tr}, \sigma_{tr}^2)$，其中 V_{tt} 和 V_{tr} 是视距（LoS）分量的确定性幅度，σ_{tt}^2 和 σ_{tr}^2 是漫散射功率。相应的莱斯 K 因子为 $K_{tt} = |V_{tt}|^2/\sigma_{tt}^2$ 、 $K_{tr} = |V_{tr}|^2/\sigma_{tr}^2$，用于量化每条链路 [27] 中镜面功率与漫散射功率的比值。等效信道 $r \triangleq |\mathrm{h}_{eq}| = |\mathrm{h}^{tt}\mathrm{h}_{tr}|$ 的包络服从一种由两个相互独立的莱斯随机变量乘积推导出的非平凡概率分布。根据 [28, Eq. 6.66]，r 的概率密度函数（PDF）表示为：

$$p_h(r) = \frac{r}{\sigma_{tt}^2\sigma_{tr}^2}\exp(-(K_{tt}+K_{tr}))\sum_{i=0}^{\infty}\sum_{l=0}^{\infty}\frac{1}{(i!\,l!)^2}\left(\frac{rK_{tt}}{2\sigma_{tt}^2}\right)^i \times\left(\frac{rK_{tr}}{2\sigma_{tr}^2}\right)^l\left(\frac{\sigma_{tt}}{\sigma_{tr}}\right)^{i-l}\mathbf{K}_{i-l}\left(\frac{r}{\sigma_{tt}\sigma_{tr}}\right),\qquad r\geq 0, \tag{1}$$

其中，$\mathbf{K}_\nu(\cdot)$ 是阶数为 ν 的第二类修正贝塞尔函数。接收瞬时信噪比定义为：

$$\gamma = \frac{r^2E_s}{N_0}, \tag{2}$$

通过变量替换 $r = \sqrt{\gamma N_0/E_s}$，诱导信噪比概率可表示为：

$$f_\gamma(\gamma) = \frac{1}{2}p_h\left(\sqrt{\frac{\gamma N_0}{E_s}}\right)\sqrt{\frac{N_0}{E_s\gamma}},\qquad \gamma>0, \tag{3}$$

其中，E_s 表示符号能量。在乘性反向散射信道中，任一跳上的中等程度衰落都会使 h_{eq} 出现深衰落，因此 γ 的波动远强于单跳瑞利/莱斯衰落信道中的情况 [29]。因此，性能必须根据衰落分布取期望来衡量，而不能依据瞬时加性高斯白噪声信道来衡量。随后，根据各组成部分莱斯衰落的二阶矩，得到平均有效信噪比：

$$\overline{\gamma}_{\mathrm{eff}} = \mathbb{E}\big[|h_{eq}|^2\big]\frac{E_s}{N_0} = (\sigma_{tt}^2 + |V_{tt}|^2)(\sigma_{tr}^2 + |V_{tr}|^2)\frac{E_s}{N_0}$$
$$= (1 + K_{tt})(1 + K_{tr})\sigma_{tt}^2\sigma_{tr}^2\frac{E_s}{N_0}. \qquad (4)$$

给定条件误差概率 $P_e(\gamma)$，平均有效误码率定义为：

$$\overline{P}_e = \int_0^\infty P_e(\gamma) f_\gamma(\gamma)\, d\gamma = \int_0^\infty P_e\left(\frac{E_s}{N_0} r^2\right) p_h(r)\, dr. \qquad (5)$$

在第六节中，通过为每个检测器代入相应的条件误差规律，将式（5）中的通用平均有效误码率公式具体化。该过程得到 OOK 和相干二进制相移键控的平均误码率表达式，并以此为接收机评估的基础。

B. 最优资源分配与帧设计

反向散射帧的设计需要平衡两个相互制约的要求：(i) 较长的训练时间可减少 CE误差，并提高级联链路的有效信噪比；而 (ii) 较短的训练时间可提高有效载荷占比，从而提升可实现的数据速率。在级联莱斯衰落下，这种矛盾尤为突出，因为较小的估计误差会通过乘积信道显著传播，并且读写器每帧仅进行一次信道状态信息估计。帧设计被表述为一个优化问题，在满足可靠性目标的同时，在导频与数据之间分配时间，并将开销降至最低。如图 2 所示，令 τ_{sync} 表示前导码时长，τ_e 表示训练或跟踪时间，τ_c 表示以符号周期为单位测量的每帧传输时间。在所提出的格式中，一帧由 K 个导频时隙组成，每个时隙跨越 M 个连续符号周期，且导频长度由整数设计参数 N控制。设符号周期为 τ_s，则总训练时间定义为 $\tau_e \triangleq KMN\tau_s$，帧内的有效载荷时间为 $\tau_d = \tau_c - \tau_e$，表示一帧内的有效载荷时长。在本小节中，所有时间均以秒为单位表示，因此在恒定发射功率 [30], [31]下，平均能量随时间持续时长线性变化。

给定发射导频功率 p_0，总导频能量定义为 $s_0 = p_0\tau_e$。不限定特定估计器，使用单帧克拉美-罗下界（CRLB）得到信道估计（CE）均方误差（MSE）的下界，

$$\sigma_e^2(\tau_e) \geq \frac{N_0}{p_0\tau_e}, \qquad (6)$$

然后通过标准单帧反演模型，将该误差映射为反向散射的平均有效信噪比，

$$\gamma_{\mathrm{eff}}^{\mathrm{CE}}(\tau_e) \approx \frac{\overline{\gamma}_{\mathrm{eff}}}{1 + \overline{\gamma}_{\mathrm{eff}}\sigma_e^2(\tau_e)/\sigma_h^2}, \qquad (7)$$

其中，$\overline{\gamma}_{\mathrm{eff}}$ 4 σ_h^2 = 是在没有 $\mathbb{E}\left[|\ _{eq}|^2\right]$ 6 7 CE误差时的取值，见 () 和 h。将 ( ) 代入 ( )，可得一个简单的单调改进规律：

$$\gamma_{\mathrm{eff}}^{\mathrm{CE}}(\tau_e) \approx \overline{\gamma}_{\mathrm{eff}}\frac{\tau_e}{\tau_e + \alpha}, \qquad \alpha \triangleq \frac{\overline{\gamma}_{\mathrm{eff}}N_0}{p_0\sigma_h^2}. \qquad (8)$$

该表达式揭示了帧设计中的一项基本权衡：增加τ_e 可提高信道估计的准确性，从而提升信噪比 $\gamma_{\mathrm{eff}}^{\mathrm{CE}}(\tau_e)$（进而降低$\overline{P}_e$）；然而，这也会减少可用于有效载荷传输的符号比例。每帧的有效频谱效率表示为：

$$\mathcal{R}(\tau_e) = (1 - \rho)\log_2\big(1 + \gamma_{\mathrm{eff}}^{\mathrm{CE}}(\tau_e)\big)$$
$$= \left(1 - \frac{\tau_e}{\tau_c}\right)\log_2\left(1 + \gamma_{\mathrm{eff}}^{\mathrm{CE}}(\tau_e)\right). \qquad (9)$$

将导频占比记为 $\rho = \tau_e/\tau_c$。因此，较长的训练可提高可靠性，但会降低吞吐量；较短的训练则可提高吞吐量，但会降低可靠性。通过明确量化可靠性与吞吐量之间的这种权衡，可以通过构建优化问题 [32]来确定最优导频长度。具体而言，给定目标可靠性 $\overline{P}_{\mathrm{tar}}$ $_{\min}$ 和最 τ_e τ_e 低频谱效率 R，选择 以最大化 R( )，同时满足目标误码率、总帧持续时间和最低速率所施加的约束：

$$(\mathrm{P1}): \max_{\tau_e \geq 0}\ \mathcal{R}(\tau_e)$$
$$\text{s.t. } \overline{P}_e\big(\gamma_{\mathrm{eff}}^{\mathrm{CE}}(\tau_e)\big) \leq \overline{P}_{\mathrm{tar}},$$
$$\tau_{\mathrm{sync}} + \tau_e \ \leq\ \tau_c,$$
$$\left(1 - \frac{\tau_e}{\tau_c}\right)R \ \geq\ R_{\min}. \qquad (10)$$

目标函数 R(τ_e) 可利用式 (8)- (9 $g\ \tau_e\ = \gamma_{\mathrm{eff}}^{\mathrm{CE}}\ \tau_e$ $\tau_e\ =\ 1 - \rho$ $_2$ 1 +) 以闭 $g\ \tau_e$ $g'\ \tau_e\ = \overline{\gamma}_{\mathrm{eff}}\frac{\alpha}{^2} > 0$ 式形式进行分析。令 ( ) ( )，则 R( ) ( )log (( ))。可以验证 ( ) $(\tau_e+\alpha)$ 且 $g''(\tau_e) < 0$。通过求导可得问题 (P1) 在连续松弛下的一阶条件：

$$\frac{d\mathcal{R}}{d\tau_e} = -\frac{1}{\tau_c}\log_2(1 + g(\tau_e)) + \frac{1 - \tau_e/\tau_c}{\ln 2}\cdot\frac{g'(\tau_e)}{1 + g(\tau_e)}. \qquad (11)$$

第一项随 τ_e 增大，而第二项则减小，因为 $g' \propto (\tau_e + \alpha)^{-2}$，这证明了单峰性，并保证存在唯一的驻点 $\tau_e \in (0, \tau_c)$，可通过一维搜索找到。可行性会将该驻点限制在约束条件 (10) 所确定的区间内。

将可靠性目标写成信噪比阈值 $\Gamma_{\mathrm{tar}} = (\quad)$，则界限可表示为：$\overline{P}_e^{-1}\ \overline{P}_{\mathrm{tar}}$

$$\tau_{\min} = \max\left\{1, \frac{\alpha\Gamma_{\mathrm{tar}}}{\overline{\gamma}_{\mathrm{eff}} - \Gamma_{\mathrm{tar}}}\right\}, \tag{12}$$

且上界为

$$\tau_{\max} = \min\left\{\tau_c - \tau_{\mathrm{sync}}, \tau_c\left(1 - \frac{R_{\min}}{R}\right)\right\}. \tag{13}$$

因此，最优训练时间可表示为：

$$\tau_e^\star = \min\{\max\{\hat{\tau}_e, \tau_{\min}\}, \tau_{\max}\}. \tag{14}$$

在实际实现中，通过选择导频位置并量化为符号，将$\tau_e^\star$转换为整数导频长度。令位置参数为$\beta \in \{1, K\}$，其中$\beta = 1$表示单个连续导频突发，$\beta = K$表示逐时隙导频，即在K个时隙中的每个时隙之前设置一个长度为N（以符号为单位）的数据块。令τ_e为$\mathrm{R}(\tau_e)$的唯一驻点，则由N个导频符号实现的训练时间为$\tau_e = \beta N \tau_s$。因此，可实现的导频长度为$N^\star = \lceil \tau_e^\star / \beta\tau_s \rceil$，从而确保不会违反用于求得$\tau_e^\star$的误码率目标。当帧预算紧张时，可将$N^\star$设为：

$$N^\star \leftarrow \max\{n \in \mathbb{Z}_+ : \tau_{\mathrm{sync}} + \beta n \tau_s \le \tau_c\}. \tag{15}$$

根据 (14)-(15)，实际导频占比和有效载荷时长分别为 $\rho^\star = \tau_e / \tau_c$ 和 $\tau_d^\star = \tau_c - \tau_{\mathrm{sync}} - \tau_e$。

IV. 软件框架

经过软件定义无线电中的前端调理后，反向散射记录以固定采样率存储为复基带样本。随后，主机电脑上的后处理阶段会执行一系列确定性操作：消除残余基线项，估计与级联双莱斯衰落相符的复合反向散射信道，使用单个帧均衡器对该信道进行反演，最后解码信息流。设计目标是向估计器提供无偏输入，在低工作电平下保持信噪比，并确保每个模块的假设都明确且可验证。

A. 直流偏移消除

连续波读写器通过间距很近的天线进行发射和接收，这会对接收机产生强烈的自干扰。本地振荡器（LO）馈通和残余 I/Q失衡会引入一个恒定的基带项 [33]。准静态环境反射体还会产生与标签切换无关的额外恒定功率。该直流分量在离散时间复基带信号中表现为恒定偏置项；若不予消除，可能会严重影响后续的信道估计和检测阶段。

令 $r[n]$ 表示软件定义无线电经过预处理后得到的复基带信号。在工作时间段内，接收样本可由下式很好地描述：

$$y[n] = h_{eq} x[n] + d_{\mathrm{pre}} + w[n]. \tag{16}$$

其中，$x[n]$ 是标签调制经载波恢复后产生的数字基带序列，d_{pre} 是数据集范围直流项，$w[n]$ 是零均值加性高斯白噪声。该偏置的变化时间尺度远长于一帧，因此对整个记录采用单一估计值。在索引集 $\mathcal{P}_k \subset \{n_0, \cdots, n_{k-1}\}$ 中收集接收导频样本。导频序列经过设计，使标签处的符号均值为零，$\mathbb{E}[x[n] \mid n \in \mathcal{P}_k] = 0$，而接收样本模型表明 $\mathbb{E}[y[n] \mid n \in \mathcal{P}_k] = d_{\mathrm{pre}}$。因此，通过对导频样本取均值来计算直流偏置：

$$\hat{d}_{\mathrm{pos}} \approx \frac{1}{T_k^{\mathrm{tot}}} \sum_{n \in \mathcal{P}_k} y[n], \tag{17}$$

其中，T_k^{tot} 表示接收样本总数。该估计器是无偏且有效的；其均值和方差分别为 $\mathbb{E}[\hat{d}_{\mathrm{pos}}] = d_{\mathrm{pre}}$ 和 $\sigma(\hat{d}_{\mathrm{pos}}) = \sigma_w^2 / T_k^{\mathrm{tot}}$。因此，去偏记录可表示为：

$$\tilde{y}[n] = y[n] - \hat{d}_{\mathrm{pos}}, \tag{18}$$

去偏后，其经验均值为零，并保留后续信道估计过程中所假设的噪声协方差。

B. 最优残余相位感知信道估计

单基地SISO反向散射链路中的可靠解码需要对级联信道进行准确估计，因为即使很小的估计误差也会通过双跳链路产生乘法传播。当复合增益未知时，有效载荷样本会经历不受控的旋转和缩放，从而降低均衡后信噪比，并产生即使有效载荷能量增加也持续存在的误差平台。在反向散射系统中，这一挑战尤为严重，因为残余相位漂移等信道变化会在两个跳段中累积。

为处理这些问题，研究者提出了优化的最小二乘或线性最小均方误差估计器。这些估计器通过引入帧内相位斜率的线性化模型，扩展了传统方法。不同于假设信道在整个导频块内严格保持不变的普通估计器，所提出的具备相位斜率鲁棒性的版本将残余载波漂移或振荡器失配明确建模为微小的线性相位扰动。这些鲁棒估计器保留了线性特性，能够得到闭式解，并消除了普通估计器在存在相位漂移时所遭受的系统偏差。

在对整个接收信号进行直流分量去除后，相干帧内经过平坦SISO信道接收的导频样本可建模为：

$$\tilde{y}_p[n] = h_{eq} e^{j\phi_1 n} x_p[n] + w[n], \tag{19}$$

其中，ϕ_1 是残余相位斜率参数，由硬件失配、微小频率偏移或振荡器不稳定性等因素引起。指数项 $e^{j\phi_1 n}$用于描述导频符号之间微小的线性相位漂移。$x_p \triangleq (A_s - \xi_i)x_0$ 表示已知的导频符号，其中

A_s 是与负载无关的天线结构模式，ξ_i 表示选定的负载反射系数，而 x_0 是基础导频波形。注意，A_s 和ξ_i 均为复数值，等效信道 h_{eq} 是一个在整个导频区间内保持不变的复数标量。

1) 最小二乘估计方法：假设在较短的导频区间内，残余相位斜率较小，则可将其近似为 $e^{j\phi_1 n} \approx 1 + j\phi_1 n$，这由一阶泰勒级数展开得到。在给定未知的提升相位 $\theta_0 \triangleq \mathrm{h}_{eq}$，$\theta_1 \triangleq j\phi_1 \mathrm{h}_{eq}$ 后，接收样本可化为线性形式，

$$\tilde{y}_p[n] \approx \theta_0 x_p[n] + \theta_1 n x_p[n] + w[n]. \tag{20}$$

将导频样本堆叠成观测向量 $\mathbf{y_p} = \left[\tilde{y}_p[n]\right]_{n\in\mathcal{P}_k} \in \mathrm{C}^{k\times 1}$，并定义 $\mathbf{x_p} = \left[x_p[n]\right]_{n\in\mathcal{P}_k} \in \mathrm{C}^{k\times 1}$，设计矩阵可写为：

$$\mathbf{X_p} \triangleq \left[\mathbf{x_p}\ \mathbf{n} \odot \mathbf{x_p}\right], \tag{21}$$

其中 $\mathbf{X_p} \in \mathrm{C}^{k\times 2}$、$\mathbf{n} = [n]_{n\in\mathcal{P}_k}$ 和 $\odot$ 表示逐元素乘积。带有 $\boldsymbol{\theta} = [\theta_0\ \theta_1]^T$ 的线性模型可表示为：

$$\mathbf{y_p} = \mathbf{X_p}\boldsymbol{\theta} + \mathbf{w}. \tag{22}$$

因此，鲁棒相位斜率最小二乘问题将优化问题表述如下：

$$\hat{\boldsymbol{\theta}}_{\mathrm{LS}} = \arg\min_{\boldsymbol{\theta}} \left\|\mathbf{y_p} - \mathbf{X_p}\boldsymbol{\theta}\right\|_2^2, \tag{23}$$

其一阶驻点条件的解可通过正规方程以闭式形式得到，

$$\hat{\boldsymbol{\theta}}_{\mathrm{LS}} = \left(\mathbf{X_p^H X_p}\right)^{-1} \mathbf{X_p^H y_p}, \tag{24}$$

其中，$\mathbf{X_p^H}$ 是 $\mathbf{X_p}$ 的厄米特转置。为有效计算并揭示所设计导频之间的权衡，引入了五个充分的帧级统计量：

$s_0 \triangleq \sum_{n\in\mathcal{P}_k}|x_p[n]|^2$、$s_1 \triangleq \sum_{n\in\mathcal{P}_k} n|x_p[n]|^2$、$s_2 \triangleq \sum_{n\in\mathcal{P}_k} n^2|x_p[n]|^2$、$t_0 \triangleq \sum_{n\in\mathcal{P}_k} x_p^*[n]\,\tilde{y}_p[n]$、$t_1 \triangleq \sum_{n\in\mathcal{P}_k} n x_p^*[n]\,\tilde{y}_p[n]$，其中 s_0 是导频能量，s_1 量化该能量的时间居中程度，s_2 量化其时间扩展，t_0 是导频与接收样本之间的匹配滤波器输出，t_1 是按样本索引加权的相同相关量，用于捕捉导频突发期间的微小线性相位。根据这些定义，格拉姆矩阵和右端项可化简为

$$\mathbf{X_p^H X_p} = \begin{bmatrix} s_0 & s_1 \\ s_1 & s_2 \end{bmatrix}, \qquad \mathbf{X_p^H y_p} = \begin{bmatrix} t_0 \\ t_1 \end{bmatrix}, \tag{25}$$

这些是获得闭式估计器所需的唯一量。当格拉姆矩阵正定时，估计器具有可辨识性；用此处的记号表示，这一条件可写为

$$\Delta \triangleq s_0 s_2 - s_1^2 > 0. \tag{26}$$

在此条件下，对 2×2 矩阵求逆即可得到正规方程的解：

$$\begin{bmatrix} \hat{\theta}_0 \\ \hat{\theta}_1 \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta}\begin{bmatrix} s_2 & -s_1 \\ -s_1 & s_0 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} t_0 \\ t_1 \end{bmatrix}. \tag{27}$$

因此，可以由第一分量得到最小二乘估计等效信道：

$$\hat{h}_{\mathrm{LS}} \triangleq \hat{\theta}_0 = \frac{s_2 t_0 - s_1 t_1}{\Delta}. \tag{28}$$

由式（27）可从正规方程解中分离出较小的残余相位斜率分量。因此，通过将一阶系数相对于直流项归一化并取其虚部，定义一个诊断性估计量，

$$\hat{\phi}_1 = \Im\left(\frac{\hat{\theta}_1}{\hat{\theta}_0}\right) = \Im\left(\frac{s_0 t_1 - s_1 t_0}{s_2 t_0 - s_1 t_1}\right), \tag{29}$$

其中，I(·)表示该比值的虚部，用于分离与帧内相位变化相关的贡献。该分量值得单独分析，因为即使残余斜率很小，也会破坏相位平稳性、降低相干合并效果，并可能增大估计误差中的相位贡献。如果忽略该相位并使用传统最小二乘估计器 $\tilde{\mathrm{h}}_{\mathrm{OLS}} = t_0/s_0$，对 $e^{j\phi_1 n}$ 进行一阶展开可得

$$\tilde{h}_{\mathrm{OLS}} \approx h_{eq} + j\phi_1 h_{eq}\frac{s_1}{s_0} + \frac{1}{s_0}\sum_{n\in\mathcal{P}_k} x_p^*[n]w[n], \tag{30}$$

因此，只要导频索引在时间上非居中，估计值就会受到项 $j\phi_1 \mathrm{h}_{eq}\, s_1/s_0$ 的系统性偏差。该偏差会作为幅度和相位误差共同传递至迫零均衡器，即使名义信噪比较高也不会消失。所提出的双参数最小二乘 formulation 消除了这一问题，因为第二列 $\mathbf{n}\odot\mathbf{x_p}$ 显式地对导频间较小的线性相位进行建模，而上述闭式解中的交叉项会抵消s_1 的影响，适用于满足$\Delta > 0$的任意导频位置。

估计精度可直接由标准的最小二乘协方差分析得出。对于方差为 σ_w^2 的零均值噪声，

$$\mathrm{Cov}\left(\hat{\boldsymbol{\theta}}_{\mathrm{LS}}\right) = \sigma_w^2\left(\mathbf{X_p^H X_p}\right)^{-1} = \frac{\sigma_w^2}{\Delta}\begin{bmatrix} s_2 & -s_1 \\ -s_1 & s_0 \end{bmatrix}, \tag{31}$$

最小二乘估计的方差可表示为：

$$\sigma_{e,\mathrm{LS}}^2 = \frac{\sigma_w^2 s_2}{\Delta}. \tag{32}$$

这些表达式揭示了帧设计中的权衡。对于固定的导频能量 s_0，$s_1 = 0$，将导频索引居中可使$\mathrm{Var}\left(\hat{\mathrm{h}}_{\mathrm{LS}}\right)$最大化和最小化。扩大导频的时间跨度会增加 s_2，并通过 $\Delta = s_0 s_2 - s_1^2$改善条件性，前提是 s_1 仍接近于零。这些关系为在帧内分配训练时间时选择导频位置提供了指导。

2）线性最小均方误差估计方法：当已知二阶信道统计量时，可通过对观测向量 $\mathbf{y}_\mathrm{p}$ 的仿射函数进行均方误差最小化来获得估计器：

$$(\mathbf{M},\mathbf{c})^\star=\widehat{\boldsymbol{\theta}}_{\mathrm{LM}}=\arg\min_{\mathbf{M}\in\mathbb{C},\mathbf{c}\in\mathbb{C}}\mathbb{E}\left[\left|\boldsymbol{\theta}-\left(\mathbf{M}^H\mathbf{y}_\mathbf{p}+\mathbf{c}\right)\right|^2\right],\quad(33)$$

其中，期望是针对信道、残余相位项和接收机噪声求取的。采用高斯先验来概括跨帧的慢变统计量：$\boldsymbol{\theta}\sim\mathcal{CN}(\boldsymbol{\mu}_{\boldsymbol{\theta}},\boldsymbol{\Lambda}_{\boldsymbol{\theta}})$，其中 $\boldsymbol{\mu}_{\boldsymbol{\theta}}=[\mu_h\ \mu_1]^T$ 和 $\boldsymbol{\Lambda}_{\boldsymbol{\theta}}=\mathrm{diag}(\sigma_h^2,\sigma_1^2)$，并且 $\mu_1\approx0$，因为假设残余斜率围绕零值波动。

在此线性高斯模型下，式 (33) 的解即为后验均值，

$$\widehat{\boldsymbol{\theta}}_{\mathrm{LM}}=\boldsymbol{\mu}_{\boldsymbol{\theta}}+\boldsymbol{\Lambda}_{\boldsymbol{\theta}}\mathbf{X}_\mathbf{p}^{\boldsymbol{H}}\left(\sigma_w^2\mathbf{I}_k+\mathbf{X}_\mathbf{p}\boldsymbol{\Lambda}_{\boldsymbol{\theta}}\mathbf{X}_\mathbf{p}^{\boldsymbol{H}}\right)^{-1}\times\left(\mathbf{y}_\mathbf{p}-\mathbf{X}_\mathbf{p}\boldsymbol{\mu}_{\boldsymbol{\theta}}\right).\quad(34)$$

从式 (21) 中的提升模型 (22) 出发，正规方程仅取决于格拉姆矩阵 $\mathbf{X}_\mathbf{p}^{\boldsymbol{H}}\mathbf{X}_\mathbf{p}$（已在式 (25) 中求得）以及数据-先验相关向量$\mathbf{X}_\mathbf{p}^{\boldsymbol{H}}\left(\mathbf{y}_\mathbf{p}-\mathbf{X}_\mathbf{p}\boldsymbol{\mu}_{\boldsymbol{\theta}}\right)$。利用最小二乘中已定义的$s_0$、 s_1、 s_2、 t_0和t_1，可将表达式写为：

$$\mathbf{X}_\mathbf{p}^{\boldsymbol{H}}\left(\mathbf{y}_\mathbf{p}-\mathbf{X}_\mathbf{p}\boldsymbol{\mu}_{\boldsymbol{\theta}}\right)=\begin{bmatrix}t_0-\mu_hs_0-\mu_1s_1\\t_1-\mu_hs_1-\mu_1s_2\end{bmatrix},\quad(35)$$

它将来自接收匹配滤波器（t_0,t_1）的信息与先验 $\boldsymbol{\mu}_{\boldsymbol{\theta}}$ 所预期的减项分离开来。为使代数表达简洁，并明确体现导频能量、导频扩展、先验和噪声的作用，引入以下标量：$b_{00}\triangleq\sigma_h^{-2}+\sigma_w^{-2}s_0$ $b_{11}\triangleq\sigma_1^{-2}+\sigma_w^{-2}s_2$ 、 、$b_{01}\triangleq\sigma_w^{-2}s_1$ $a_0\triangleq\sigma_w^{-2}t_0+\sigma_h^{-2}\mu_h$ $a_1\triangleq\sigma_w^{-2}t_1+\sigma_1^{-2}\mu_1$ 、 、 ；正行列式可简化为：

$$\Delta_\mathrm{B}\triangleq b_{00}b_{11}-b_{01}^2>0.\quad(36)$$

系数 b_{00}、 b_{11}、 b_{01} 分别将先验精度和经噪声加权的导频矩汇总到一个二乘二正规矩阵中，而 a_0、 a_1 则汇总先验–数据相关性。根据这些定义，线性最小均方误差问题的后验均值可简化为一次二乘二求逆，

$$\widehat{\boldsymbol{\theta}}_{\mathrm{LM}}=\left(\boldsymbol{\Lambda}_{\boldsymbol{\theta}}^{-1}+\sigma_w^{-2}\mathbf{X}_\mathbf{p}^{\boldsymbol{H}}\mathbf{X}_\mathbf{p}\right)^{-1}\left(\sigma_w^{-2}\mathbf{X}_\mathbf{p}^{\boldsymbol{H}}\mathbf{y}_\mathbf{p}+\boldsymbol{\Lambda}_{\boldsymbol{\theta}}^{-1}\boldsymbol{\mu}_{\boldsymbol{\theta}}\right)=\frac{1}{\Delta_B}\begin{bmatrix}b_{11}&-b_{01}\\-b_{01}&b_{00}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}a_0\\a_1\end{bmatrix}.\quad(37)$$

因此，可从第一项得到线性最小均方误差估计的等效信道增益，

$$\hat{h}_{\mathrm{LM}}=\left(\widehat{\boldsymbol{\theta}}_{\mathrm{LM}}\right)_1=\frac{b_{11}a_0-b_{01}a_1}{\Delta_\mathrm{B}}.\quad(38)$$

后验协方差由同一个正规矩阵得到，并表示为：

$$\mathrm{Cov}\left(\widehat{\boldsymbol{\theta}}_{\mathrm{LM}}\right)=\left(\boldsymbol{\Lambda}_{\boldsymbol{\theta}}^{-1}+\sigma_w^{-2}\mathbf{X}_\mathbf{p}^{\boldsymbol{H}}\mathbf{X}_\mathbf{p}\right)^{-1}=\frac{1}{\Delta_B}\begin{bmatrix}b_{11}&-b_{01}\\-b_{01}&b_{00}\end{bmatrix},\quad(39)$$

线性最小均方误差估计的方差表示为：

$$\sigma_{e,\mathrm{LM}}^2=\frac{b_{11}}{\Delta_B}\quad(40)$$

这些公式准确地表明了哪些设计参数会产生影响。分母 Δ_B 和 b_{11} 随导频能量 s_0 以及导频的时间扩展 s_2 增大，而这两者都会改善条件性；交叉项 s_1 则只出现在 b_{01} 中，并通过 Δ_B 抵消。因此，提升后的线性最小均方误差估计仍不受非中心导频位置的影响，而这种位置偏移会使标量线性最小均方误差估计 [34] 产生偏差。

作为对比，忽略 $\mathbf{X}_\mathbf{p}$ 第二列的传统标量线性最小均方误差估计器将求解提升后的问题 $\mathbf{y}_\mathbf{p}=\mathrm{h}_{eq}\mathbf{x}_\mathbf{p}+\mathbf{w}$，并得到熟悉的收缩形式，

$$\tilde{h}_{\mathrm{OLM}}=\frac{\sigma_h^2s_0}{\sigma_h^2s_0+\sigma_w^2}\frac{t_0}{s_0}+\frac{\sigma_w^2}{\sigma_h^2s_0+\sigma_w^2}\mu_h.\quad(41)$$

如果导频中存在微小的线性相位，且导频的索引集未居中（$s_1\neq0$），则对样本进行一阶展开可知，$\tilde{\mathrm{h}}_{\mathrm{OLM}}$ 会包含确定性偏差项 $j\phi_1\mathrm{h}_{eq}s_1/s_0$。本文提出的提升式线性最小均方误差估计器通过联合估计残余相位系数与信道来消除该偏差；当导频长度较短或信噪比较低时，它仍能提供向校准先验收缩的贝叶斯收缩。

这两种估计器均采用简单的基展开进行设计，从而在减弱残余相位分量的同时避免显著的计算开销。

C. 迫零均衡在每一帧中，最优

的指定导频区间持续时间为 τ_e，可为前向链路和反向散射链路提供估计的标量信道增益 $\hat{\mathrm{h}}$。随后，对同一帧的有效载荷样本应用单一复增益进行均衡，该增益定义为迫零均衡器 $p\triangleq\hat{\mathrm{h}}^{-1}$，并逐符号应用于样本，在仅针对有效载荷索引进行判决之前，形成归一化信道序列。目标是抑制由乘积信道导致的主要单帧帧间符号间干扰。当信息数据满足以符号为单位的平坦单输入单输出模型时，可表示为 $y_d=\mathrm{h}_{eq}x_d+w_d$，此时均衡符号定义为 $z_d\triangleq py_d$。利用该数据模型，均衡数据流可分解为：

$$z_d=x_d+\left(\frac{h_{eq}}{\hat{h}}-1\right)x_d+\frac{w_d}{\hat{h}}.\quad(42)$$

一个与传输符号相同的期望项、一个与失配$\mathrm{h}_{eq}-\hat{\mathrm{h}}$成正比的自干扰项，以及一个被因子$1/|\hat{\mathrm{h}}|$放大的噪声分量。这种分解是单基地反向散射链路所特有的

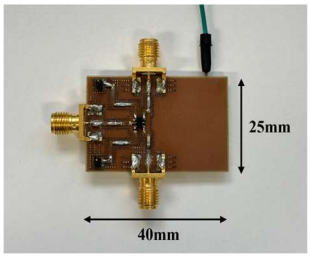
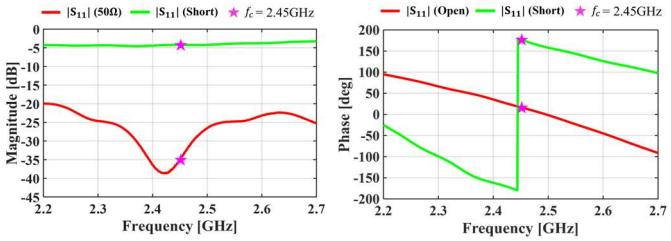


图 3。　用于负载调制的半无源标签设计。



(a) (b)

图 4。所提出的负载调制器（半无源标签）的实测 S_{11}，(a) 幅度和 (b) 相位。

因为帧内的端到端失真是一个单独的相量；因此，零迫（ZF）是唯一能够消除该相量且不改变定时或带宽的线性操作 [35]。性能与式 (6)–(14) 中的资源分配变量直接相关。若将所选估计器产生的估计误差功率 $\sigma_e^2(\tau_e)$ 和 τ_e 代入式 (8) 的均衡后信噪比表达式重新计算，得到的平均有效信噪比将遵循用于设计该帧的相同规律。

V. 硬件实现

A. 标签设计和调制方案

反向散射标签通过低功耗负载调制技术将信息编码到入射载波波上，发挥着关键作用。所提出的标签采用单个天线，并与可控单刀双掷开关连接，以在两个不同的复负载 Z_{L1} 和 Z_{L2} 之间切换，从而实现二进制调制。标签的反射行为由天线阻抗 Z_a 与所选负载 Z_L 之间的阻抗失配决定，从而产生由 ξ_i 定义的反射系数：

$$\xi_i = \frac{Z_{Li} - Z_a^*}{Z_{Li} + Z_a}, \qquad i = 1, 2, \tag{43}$$

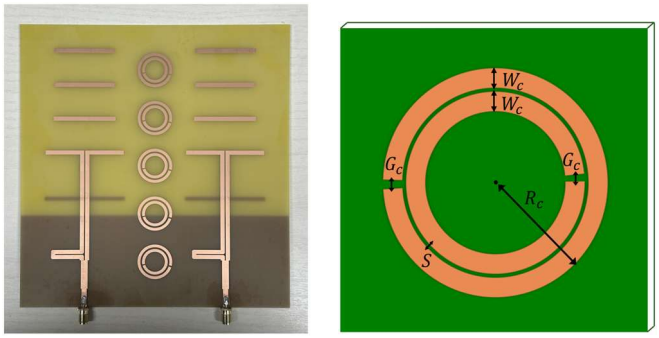
其中，Z_a^* 表示天线阻抗的复共轭。调制方案通过在两种不同的阻抗状态之间切换来实现，每种状态对应一个独特的负载反射系数。对于开关键控调制，其中一种阻抗与天线阻抗匹配，因此 $\xi_i \approx 0$。另一种阻抗则刻意设置为失配，以产生强反射，此时 $|\xi_i| \approx 1$。这种基于幅度的方案实现简单，非常适合能量受限标签。对于二进制相移键控调制，两种阻抗状态的选择需满足其反射系数符合 $\xi_{i1} = -\xi_{i2}$。由此可实现恒包络反向散射，且相位差为 π。

为实现这种调制方案，设计并实现了一种超低功耗单刀双掷开关，以便在反向散射标签中对二进制调制进行有效的阻抗控制。该开关采用亚德诺半导体的HMC221BE器件，其典型插入损耗为0.7 dB，有助于降低电路的整体损耗。所制造的电路功耗仅为5 μW，采用0.2 mm厚的FR-4基板，构建于尺寸紧凑的40 mm × 25 mm印制电路板上；该基板的相对介电常数（ε_r）为4.14，损耗角正切（tan δ）为0.02，如图3所示。使用经过校准的矢量网络分析仪（VNA）测量所提出开关的反射特性，结果如图4所示。测得的反射幅度 $|S_{11}|$ 在两种负载状态之间表现出明显的区分度，如图4(a)所示。当以代表反射模式的标准50 Ω负载端接时，$|S_{11}|$ 在2.45 GHz中心频率处达到约–35.0 dB，表明具有很强的反射。相比之下，短路端接的幅度为–4.2 dB，对应于更强的吸收。这些结果证实了两种状态之间预期的阻抗对比，这是实现可靠的基于幅度的调制所必需的。另一方面，图4(b)显示了开路和短路负载条件下相应的相位响应。在2.45 GHz处，测得的反射相位在短路状态下约为16.8°，在开路状态下约为177.5°，从而产生160.7°的差分相位。

因此，需要进一步分析导致相位偏离理想的180°相移且未能实现完全吸收的非理想因素（$|S_{11}| \approx 0$）。具体而言，吸收状态下的−4.2 dB反射归因于单刀双掷开关的插入损耗（~1.1 dB）、SMA连接器和电缆的损耗（~1.5 dB）、短路终端本身固有的插入损耗，以及开关布局和测量设置所产生的寄生电容。在工作频率下，电容元件不可忽略的电抗会因部分能量吸收而进一步降低反射系数。至于相位偏差，开关电路中的寄生电容和电感会造成信号失真，因此短路到开路的反射相位差无法达到完美的180°。即使测得的相位差为 ~161°，在实际反向散射条件下仍能保持稳健的反极性调制。这些测量结果证实，所提出的开关电路在反向散射标签中实现的开关键控和二进制相移键控调制性能接近理想水平。

B. 发射/接收高隔离天线设计

所设计的天线如图 5 和图 6 所示。该天线主要用于增强有用的反向散射信号，同时抑制紧凑型读写器中的自干扰。在所提出的平台中，软件定义无线电同时发射连续波信号，并通过间距很近的端口接收标签的调制响应。天线间距较小会导致发射和接收馈线之间产生强电耦合，使载波泄漏到接收路径中。这种泄漏迫使前端以有限增益运行，从而降低有效信噪比，经过下变频后产生强确定性分量，并扭曲用于直流偏置去除和导频辅助信道估计的统计特性。因此，



(a) (b)

图 5. (a) 制作完成的 2×1 平面八木-宇田天线阵列，以及 (b) 用于改善隔离度的开口谐振环几何结构。

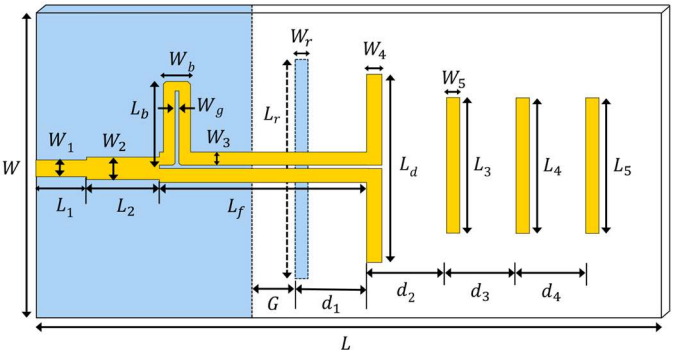


图 6. 所提出的天线的结构。

表 I 天线与开口谐振环的设计参数（单位：mm）

W	76	W_b	5.5	L_3	37	L_r	48
W_1	3	W_g	0.5	L_4	36	d_1	28
W_2	4	W_r	2.5	L_5	36	d_2	20.5
W_3	2.5	L	170	L_b	17	d_3	20.5
W_4	2.5	L_1	11	L_d	46.5	d_4	20.5
W_5	2.5	L_2	17	L_f	63.75	G	8.75
G_c	1	R_c	11.5	W_c	1.5	S	0.5

必须采用高隔离天线系统，才能确保整个信号处理链可靠运行。所提出天线的详细设计参数列于表 I。

SRR阵列集成在天线板的发射和接收区域之间，以抑制主要的近场电耦合。SRR在间隙中储存电能，在环路中储存磁能。在谐振时，该结构对切向电场呈现高表面阻抗，从而有效抑制横向场线，避免能量从发射馈电耦合到接收馈电。$|S_{21}|$ 的幅度呈现深传输陷波，而$|S_{11}|$ 则在2.4~2.5 GHz附近呈现伴随谐振，如图7所示。首先在单元层面对谐振器进行调谐，然后将其制作为FR-4基板上的阵列，并放置在两个孔径之间。图中的实测S参数

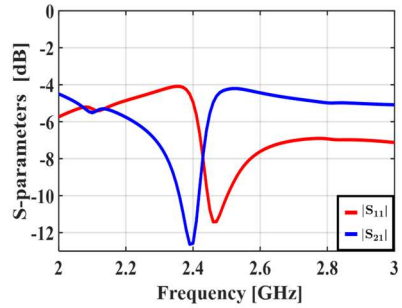


图 7. 所设计开口谐振环的频率响应：$|S_{11}|$ 和 $|S_{21}|$。

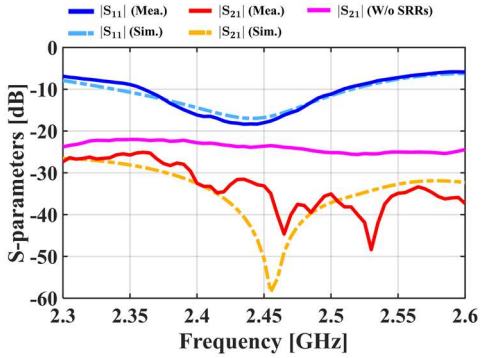


图 8. 所提出的天线的仿真与实测 S参数：$|S_{11}|$ 和 $|S_{21}|$。

8表明，加入谐振器后，端口间耦合$|S_{21}|$ 降至低于−30 dB，比未使用谐振器时约改善10 dB。同时，输入匹配$|S_{11}|$ 仍优于−10 dB，证实隔离度的提升并未以牺牲匹配或带宽为代价。

然而，仅靠隔离并不能保证可靠运行。为抵消显著的双跳路径损耗和较低的反向散射信号功率，读写器和标签应使用沿视距方向对准的高增益天线，以最大限度地提高链路可靠性。为此，标签和读写器均采用平面八木–宇田天线。该天线的几何结构可将照射能量集中到标签上，增强前后比，并选择性地接收来自目标方向的能量，从而直接改善信噪比并增加通信距离。如图 9 所示，测得的辐射方向图表明，在 2.45 GHz 时实现增益为 7 dBi，且两个主平面上的测量结果均与仿真结果吻合良好，从而验证了阵列的端射辐射特性。实验性能表征在微波暗室中进行，如图 10 所示。

C. 软件定义无线电作为读写器：预处理

读写器采用 SDR平台，其中现场可编程门阵列（现场可编程门阵列）统一控制发射和接收信号路径，如图 11 所示。数据传输期间，数字控制器组装帧序列，并驱动数字上变频器和数模转换器（DAC），继而为射频链路 [36], [37] 供电。

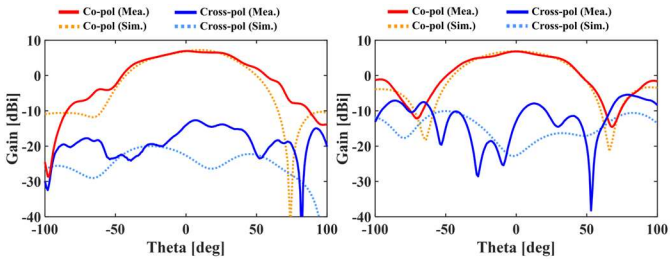


图 9. 2.45 GHz 下（a）$\phi = 0°$ 的 xz 平面和（b）$\phi = 90°$ 的 yz 平面内，仿真与实测的增益方向图。

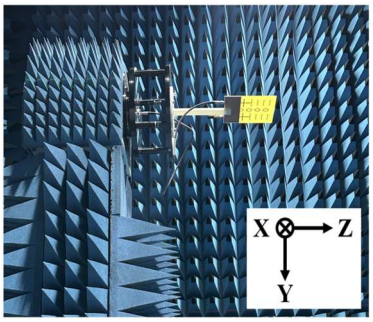


图 10. 微波暗室中的天线测量装置。

第一步操作是去除单站背散射读取器固有的大直流分量。在零差接收机中，由于采用直接变频，本地振荡器频率与射频载波频率相同。本地振荡器信号或射频载波泄漏到混频器输入路径中，都会产生自混频分量，并在基带信号中形成确定性的直流项。同时，混频器前端的低噪声放大器（LNA）还会进一步放大这一分量。结果是在频谱中出现显著的直流尖峰，并在时域中形成恒定偏置。现场可编程门阵列会跟踪并去除整段录制信号中的这一项，因此这次性校正可消除中心频率附近的载波谱线，并调整星座图的位置。数据接收期间，校正前的频谱如图 12(a) 所示，可在 2.45 GHz 附近看到载波泄漏和其他杂散峰。对接收数据进行初始处理后，直流尖峰被抑制，如图 12(b) 所示。剩余的窄带频谱谐波源自标签开关。随着数据速率提高，开关中更陡峭的电流和电压跃变会产生更强的谐波成分并引发非线性混频，表现为载波频率两侧对称分布的小峰。

抑制直流偏置后，从模数转换器输出的复基带仍表现出星座图快速旋转。在所提出的系统中，这种旋转是由向标签照射载波的发射机与接收机之间本地振荡器载波的微小频率失配造成的。尽管发射机和接收机均锁定至同一参考时钟，但它们的锁相环（PLL）频率合成器独立运行。这种失配会引入载波频率偏移（CFO）Δf ，使相位项在每一帧内线性增长，并破坏相干检测所需的相位参考。残余载波频率偏移会造成

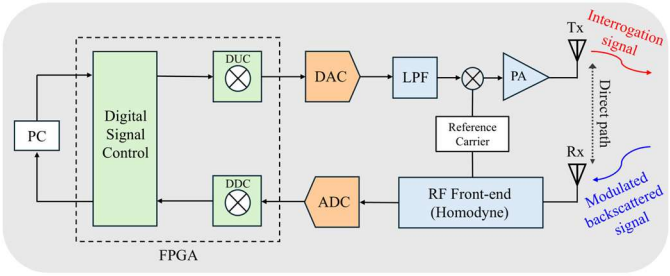


图 11. 在现场可编程门阵列上通过数字信号控制实现预处理的软件定义无线电读写器框图。

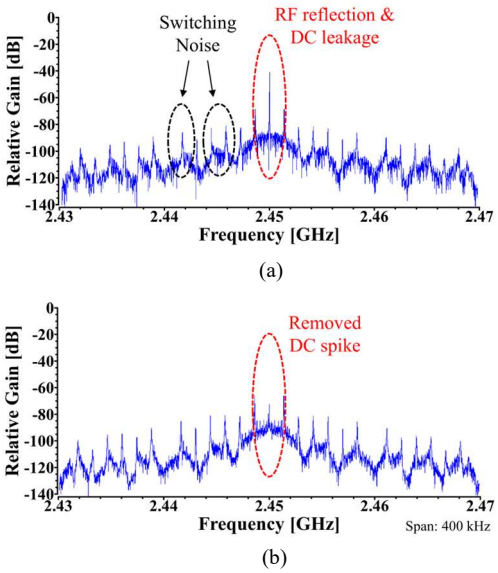


图 12. 接收机在中心频率 2.45 GHz 下进行数据接收时的频谱：(a) 直流偏移消除前；(b) 直流偏移消除后。

连续的相位旋转，如图 13(a) 所示。为补偿这一效应，原始离散时间复基带信号建模如下：

$$y_0[n] = \left(h_{eq}x_0[n] + d_0\right)e^{j(2\pi\Delta f n T_s + \Phi_0)} + w_0[n], \qquad (44)$$

其中，$x_0[n]$ 为背散射样本，d_0 为确定性直流分量，$w_0[n]$ 为圆对称复高斯噪声，T_s 为采样周期，Φ_0 为任意初始相位。采样后，残余相位表现为一个共同的复数旋转因子，同时乘以所需的反向散射分量和直达路径泄漏。

接收机计算原始样本的一阶延迟自相关，$u[n] = y_0[n]y_0^*[n-1]$。随后，在从索引 n_0 开始的 W 个连续样本组成的短窗口内求得平均统计量 $\bar{u}[n]$ ，以分离出载波频偏引起的相位增量。在标准假设下，相邻数据样本在一阶延迟处近似不相关；对于超额带宽适中的开关键控和二进制相移键控，这一条件成立。此时交叉项消失，得到 $\mathbb{E}\{u[n]\} = p_0 e^{j2\pi\Delta f T_s}$。因此，$\bar{u}[n]$ 的相位直接揭示载波频偏的相位推进量 $2\pi\Delta f T_s$，且不受未知数据符号和恒定泄漏幅度的影响。载波频偏估计如下：

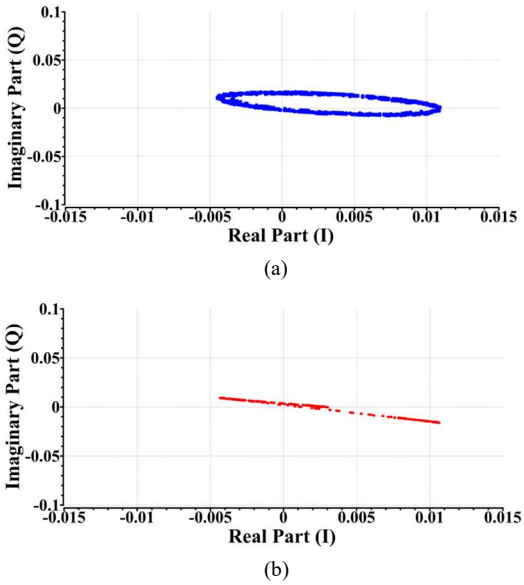


图 13. 接收数据的星座图：(a) 补偿 CFO 前；(b) 为实现相干检测而进行 CFO 补偿后。

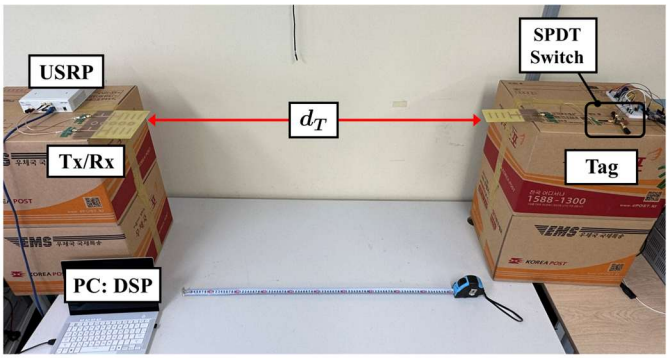


图 14 d_T = 1 m。所提出 BMC 系统的室内实验装置：

$$\widehat{\Delta f} = \frac{1}{2\pi T_s}\arg(\bar{u}[n]), \tag{45}$$

其中，arg(·) 表示复变量的相位角，单位为弧度。利用估计得到的 $\widehat{\Delta f}$，将接收样本乘以一个旋转方向相反的复正弦波。由此，校正信号表示为：

$$y[n] = y_0[n]e^{\{-j(2\pi\widehat{\Delta f}(n-n_0)T_s)+\widehat{\Phi}_0\}}, \tag{46}$$

其中，$\widehat{\Phi}_0 = \arg(y_0[n_0])$用作帧内绝对相位的参考。该去旋转过程将星座图从旋转环变换为相位对齐直线，从而实现载波同步，如图 13(b) 所示。补偿后，数据流符合式（16）中的预处理模型。因此，载波频偏校正使星座图保持稳定，使后续信道估计和零迫均衡能够处理相位稳定的记录，进而实现可靠解码。图 13(b) 中观测到的星座图清晰地展现了这一改进。

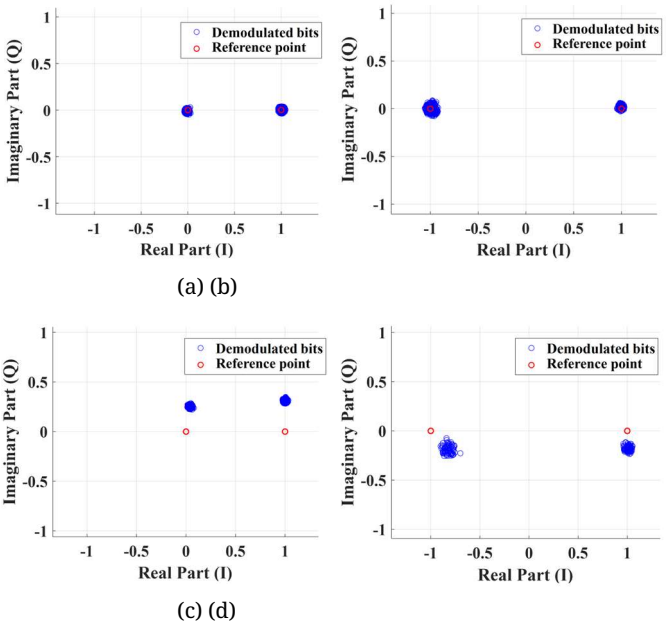


图 15. 集成和未集成开口谐振环时，OOK 和 BPSK 经过信号处理链后的星座图：(a) 集成开口谐振环的 OOK，(b) 集成开口谐振环的 BPSK，(c) 未集成开口谐振环的 OOK，(d) 未集成开口谐振环的 BPSK。

VI. 实验结果

本节讨论在室内实验装置（图 14）中对单基地反向散射链路的整个信号处理链进行性能评估。首先，评估 OOK 和二进制相移键控经过完整信号处理链后的误差矢量幅度（EVM）。误差矢量幅度用于量化均衡后的残余调制误差，其计算方式为均衡后样本与理想星座图之间距离的均方根（RMS），并以参考符号功率归一化，结果以百分比表示。

$$\mathrm{EVM_{RMS}}[\%] = 100\sqrt{\frac{\frac{1}{N}\sum_{k=1}^{N}|y_{ks}-s_{ks}|^2}{\frac{1}{N}\sum_{k=1}^{N}|s_{ks}|^2}}. \tag{47}$$

此处，s_{ks} 表示参考符号，y_{ks} 表示经过完整处理链后在判决时刻得到的均衡样本。将开口谐振环集成到天线后，测得的误差矢量幅度在开关键控下为 2.97%，在二进制相移键控下为 4.02%。这些结果表明，单基地读写器的发射路径与接收路径之间具有更高的隔离度。二进制相移键控下误差矢量幅度略高，这与其相位敏感性相符，因为残余相位误差会直接扰动判决边界，而开关键控主要由幅度驱动。不过，这种差异仍在可接受的误差裕度内。未使用开口谐振环时，开关键控和二进制相移键控下的误差矢量幅度分别升至 34% 和 22%。在此配置下，天线处的发射泄漏主导了接收机输入；即使经过数字抑制，基带中仍存在残余载波。对于高阶调制方案，由于其对幅度精度和相位精度的要求更严格，这种影响会更加严重；在给定误差矢量幅度下，符号错误概率

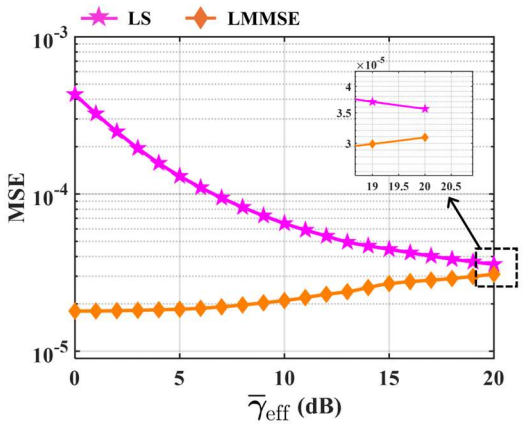


图 16. 不同信噪比下 LS 和线性最小均方误差估计的均方误差性能（$\overline{\gamma}_{\text{eff}}$）。

会显著增加。图 15 展示了所提出的 BMC 系统在使用和未使用开口谐振环时的星座图。

如图 16 所示，我们通过均方误差（MSE）评估最小二乘（LS）和线性最小均方误差（LMMSE）的估计精度。当 $\overline{\gamma}_{\text{eff}} > 5$ dB 时，两种估计器的均方误差均低于 10^{-4}，表明反向散射链路能够获得可靠的信道状态信息（CSI）。在低至中等 $\overline{\gamma}_{\text{eff}}$ 范围内，式 (38) 中的 LMMSE 估计器比式 (28) 中的 LS 方法性能高出一至两个数量级。这一优势源于收缩效应：LMMSE 将 LS 与先验信道统计信息有效结合，以抑制导频匹配滤波统计量的方差，从而在导频能量相同的情况下减小估计误差。随着 $\overline{\gamma}_{\text{eff}}$ 增大，LS 误差持续下降，因为 LS 是无偏的，误差仅由噪声主导；而 LMMSE 曲线则逐渐趋于平缓，这是由于收缩效应引入了较小的残余偏差。因此，在 $\overline{\gamma}_{\text{eff}}$ 较高或导频序列足够长时，LMMSE 权重趋近于 1，两种估计器的性能趋于一致，此时 LS 同样有效且计算复杂度更低。

因此，尽管均方误差（MSE）是一个有用的综合指标，但其传统形式 $\mathbb{E}\left\{\left|\hat{\mathrm{h}}-\mathrm{h}_{eq}\right|^2\right\}$ 实际上混淆了两个不同的误差来源：（i）幅度失配和（ii）相位模糊。将这两种误差来源混在一起时，性能不佳究竟是由幅度误差还是残余相位旋转引起的，可能难以判断；即使幅度估计准确，恒定的相位偏移也会人为地增大报告的均方误差。为解决这一问题，可以将误差分解为独立的幅度和相位分量。具体而言，令 $r \triangleq |\hat{\mathrm{h}}|$，并令 $\Delta\psi \triangleq \arg(\hat{\mathrm{h}}) - \arg(\mathrm{h}_{eq})$，使得 $\Delta\psi$ 表示估计信道与真实信道之间的残余相位差。根据余弦定理，瞬时平方误差可表示为：

$$\left|\hat{h}-h_{eq}\right|^2 = (\hat{r}-r)^2 + 4\hat{r}r\sin^2\left(\frac{\Delta\psi}{2}\right). \tag{48}$$

取期望并利用期望算子的线性性质，可得如下分解：

$$\mathbb{E}\left\{\left|\hat{h}-h_{eq}\right|^2\right\} = \underbrace{\mathbb{E}[(\hat{r}-r)^2]}_{\text{Magnitude term}} + \underbrace{\mathbb{E}\left[4\hat{r}r\sin^2\left(\frac{\Delta\psi}{2}\right)\right]}_{\text{Phase term}}. \tag{49}$$

请注意，该关系对 $(r, r, \Delta\psi)$ 的每一种实现都恒成立，因此在取期望后也成立。该分解在保持与传统均方误差整体可比性的同时，还能提供诊断性见解：例如，同步或相位跟踪方面的改进会体现为相位分量的降低，而导频能量、导频长度和估计器设计则主要影响幅度分量 [38]。

为了分析误码率性能，推导了式（5）中 OOK 和 BPSK 的误码率概率表达式。基于瞬时信噪比，OOK 的误码率定义为 $P_e^{\text{OOK}}(\gamma) = Q\left(\sqrt{\frac{\gamma}{2}}\right)$。代入式（5）后，可得到关于乘积莱斯包络 [39] 的单重积分。平均误码率为

$$\bar{P}_b^{\text{OOK}} = \int_0^{\infty} Q\left(\sqrt{\frac{E_s}{2N_0}}r\right) p_h(r)\,dr\,. \tag{50}$$

然而，由于 $p_h(r)$ 的复杂性，无法得到其闭式表达式，因此采用 Meijer-G 函数 $\mathbf{G}_{p,q}^{m,n}$，将其表示为 $\overline{\gamma}_{\text{eff}}$ 的近似形式。式（50）可简化为：

$$\bar{P}_b^{\text{OOK}} \approx \frac{1}{12}\mathbf{G}_{1,3}^{3,0}\left(\frac{\overline{\gamma}_{\text{eff}}}{4}\middle|\begin{matrix}1\\ 1,\ \frac{1}{2},\ 0\end{matrix}\right). \tag{51}$$

对于相干二进制相移键控，

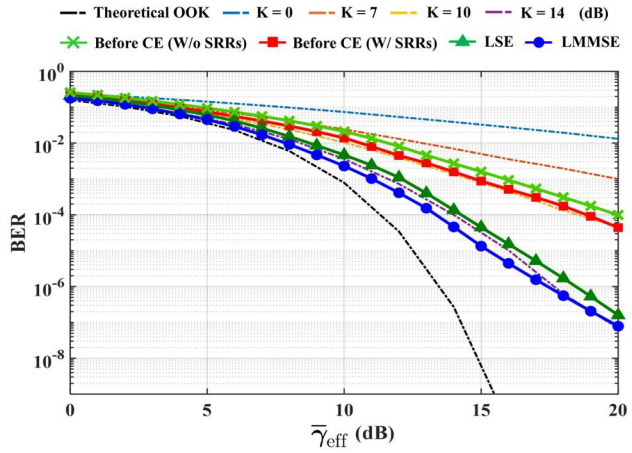
$$P_e^{\text{BPSK}}(\gamma) = Q\left(\sqrt{2\gamma}\right) \qquad Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_x^{+\infty}\left(-\frac{t^2}{2}\right)dt \text{，其中 } Q(\cdot)$$

exp 表示高斯 Q 函数。同样，使用式（5）和 $p_h(r)$ 时，无法得到闭式表达式；因此采用文献 [40] 中作者提出的紧凑高斯Q函数近似，相干二进制相移键控的平均误码率可写为：

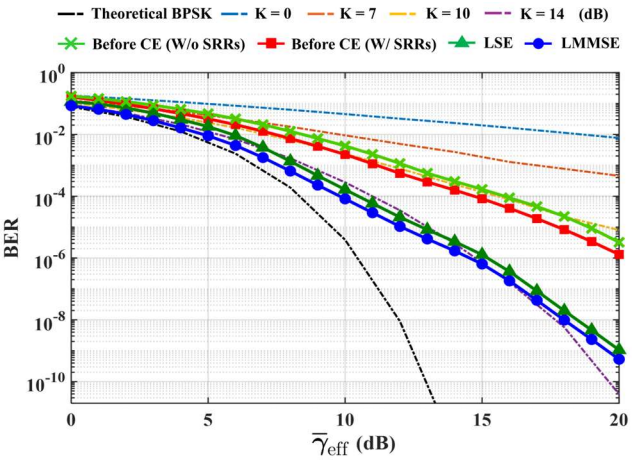
$$\bar{P}_b^{\text{BPSK}} \approx \frac{1}{12}\mathbf{G}_{1,3}^{3,0}\left(\overline{\gamma}_{\text{eff}}\middle|\begin{matrix}0\\ 1,\ 1,\ 1\end{matrix}\right) + \frac{1}{4}\mathbf{G}_{1,3}^{3,0}\left(\frac{4}{3}\overline{\gamma}_{\text{eff}}\middle|\begin{matrix}0\\ 1,\ 1,\ 1\end{matrix}\right). \tag{52}$$

公式 (51) 和 (52) 在附录中推导。

蒙特卡洛仿真结果表明，由于信道具有乘性特征，两种调制方式的误码率均显著高于加性高斯白噪声基准。因此，误码率曲线相较于理论极限向右偏移。莱斯分布的 K 因子表示镜面分量与散射分量之间的功率比，取值为 0、7、10 和 14 dB，其中 $K = 0$ 对应瑞利衰落。随着 K 增大，镜面分量增强，性能随之提升；但与加性高斯白噪声基准之间的差距依然存在，因为两条链路必须同时保持较强状态。对于两种调制方案，均纳入一个参考基准进行比较：在信道状态信息已知的情况下进行最大似然（ML）检测，作为 K 的取值。



(a)



(b)

图 17. 莱斯 K 因子对应的反向散射衰落信道下误码率性能与 $\overline{\gamma}_{\mathrm{eff}}$ 的关系：(a) 开关键控和 (b) 二进制相移键控。

为量化信道估计的收益，对信息传输阶段可实现的信噪比进行了估算。反向散射信噪比取决于可用信道知识的准确性。实际应用中会采用信道估计方法，但所得估计总是包含误差。因此，可实现的信噪比无法直接用闭式形式表示，必须利用相应估计器的误差方差进行近似。

利用式（4）中的信道状态信息，可以定义式（8）中身份识别期间的反向散射信噪比。参数 α 定义为 $\alpha \triangleq \overline{\gamma}_{\mathrm{eff}} N_0 / p_0 \sigma_h^2 = \overline{\gamma}_{\mathrm{eff}} / \overline{\gamma}_e$，表示信息信噪比与导频信噪比之比，其中 $\overline{\gamma}_e = p_0 \sigma_h^2 / N_0$。将最小二乘估计误差方差（32）代入式（8），可得身份识别期间可实现的有效信噪比：

$$\overline{\gamma}_{\mathrm{eff}}^{\mathrm{LS}} = \overline{\gamma}_{\mathrm{eff}} \frac{\overline{\gamma}_e \Delta / s_2}{\overline{\gamma}_e \Delta / s_2 + \alpha}. \tag{53}$$

根据线性最小均方误差，信道增益的后验误差方差由式（40）给出。因此，

$$\overline{\gamma}_{\mathrm{eff}}^{\mathrm{LM}} = \overline{\gamma}_{\mathrm{eff}} \frac{\overline{\gamma}_e \Delta_{\mathrm{B}} / b_{11}}{\overline{\gamma}_e \Delta_{\mathrm{B}} / b_{11} + \alpha}. \tag{54}$$

对于开关键控，误码率取决于因子 $\sqrt{\gamma_{\mathrm{eff}}^{\mathrm{CE}}/2}$，这使系统可靠性与可实现的有效信噪比直接相关。若不进行信道估计，误差方差会维持在较高水平，从而显著降低有效信噪比。采用最小二乘或线性最小均方误差估计后，误差的影响会大幅减小，从而有效提升 $\gamma_{\mathrm{eff}}^{\mathrm{CE}}$，并使误比特率曲线平移约 4~5 dB，如图17(a)所示。加入开口谐振环后，性能还会进一步提升，因为它们增强了前向链路和反向散射链路。这种增强提高了整体信道功率，进而同时缩放 $\overline{\gamma}_{\mathrm{eff}}$ 和 $\overline{\gamma}_e$，带来额外 2 dB 的增益。此外，由于线性最小均方误差利用了信道统计特性的先验知识，其估计误差小于最小二乘，因此还能进一步提升约 2 dB。综上，这些因素解释了为何随着信道估计和开口谐振环的引入，以及采用更先进的估计方法，开关键控系统的性能会逐层提升。

对于二进制相移键控，误码率中包含 $\sqrt{2\gamma_{\mathrm{eff}}^{\mathrm{CE}}}$，这会增大其对估计质量的敏感度。此时，信道估计的作用更加关键：通过最小二乘或线性最小均方误差抑制估计误差，可提升可实现的信噪比，使固定误码率下所需的信噪比降低 ≈ 5 dB，如图17(b)所示。开口谐振环带来的增益在作用机制上与开关键控的情况相似，但影响幅度不同；通过提高有效信道方差，开口谐振环使误码率曲线整体改善 1~2 dB。最小二乘与线性最小均方误差之间的差异同样明显：借助统计先验最小化均方误差，线性最小均方误差估计相比最小二乘可额外带来约 2 dB 的增益。因此，尽管其改善来源在结构上与开关键控的情况相似，但由于相干检测过程，这些改善在二进制相移键控中会进一步放大，使有无信道估计时的性能差距更加显著。

图18(a)~(f)所示的视觉重建图像进一步证实了这些分析结果。未进行信道估计时，开关键控和二进制相移键控下恢复的图像出现严重失真，这与误码率曲线中观察到的有效信噪比下降相一致。

表 II 对已有反向散射通信系统进行了系统级比较。[42] 中的单基地幅移键控系统在 5 m 距离下以 100 nJ/bit 的能耗实现了 67 kbps 的吞吐量，而 [43] 中的双基地开关键控/频移键控系统支持在 130 m 距离下实现 1 kbps，但需要 20 μJ/bit 的能耗，因此不适用于能量受限的物联网节点。环境反向散射方案展现出不同的权衡：[44] 中的四相相移键控系统在未采用基于导频的估计的情况下，仅能在 0.76 m 距离下实现 20 kbps；而 [45] 中的差分二进制相移键控（DBPSK）设计则支持更高的 1 Mbps 吞吐量，传输距离达 15 m，但能耗也高得多，为 1.8 nJ/bit。相比之下，所提出的平台展现了均衡且可扩展的设计，在 1 m 距离下实现了 500 kbps 的吞吐量，能效达到 320 pJ/bit。所提出的设计集成了最小二乘和线性最小均方误差估计器，使系统能够在衰落和残余相位漂移条件下实现鲁棒运行。这些结果证明了所提出平台的实用性，使其成为首批同时具备以下能力的多媒体反向散射物联网系统之一：

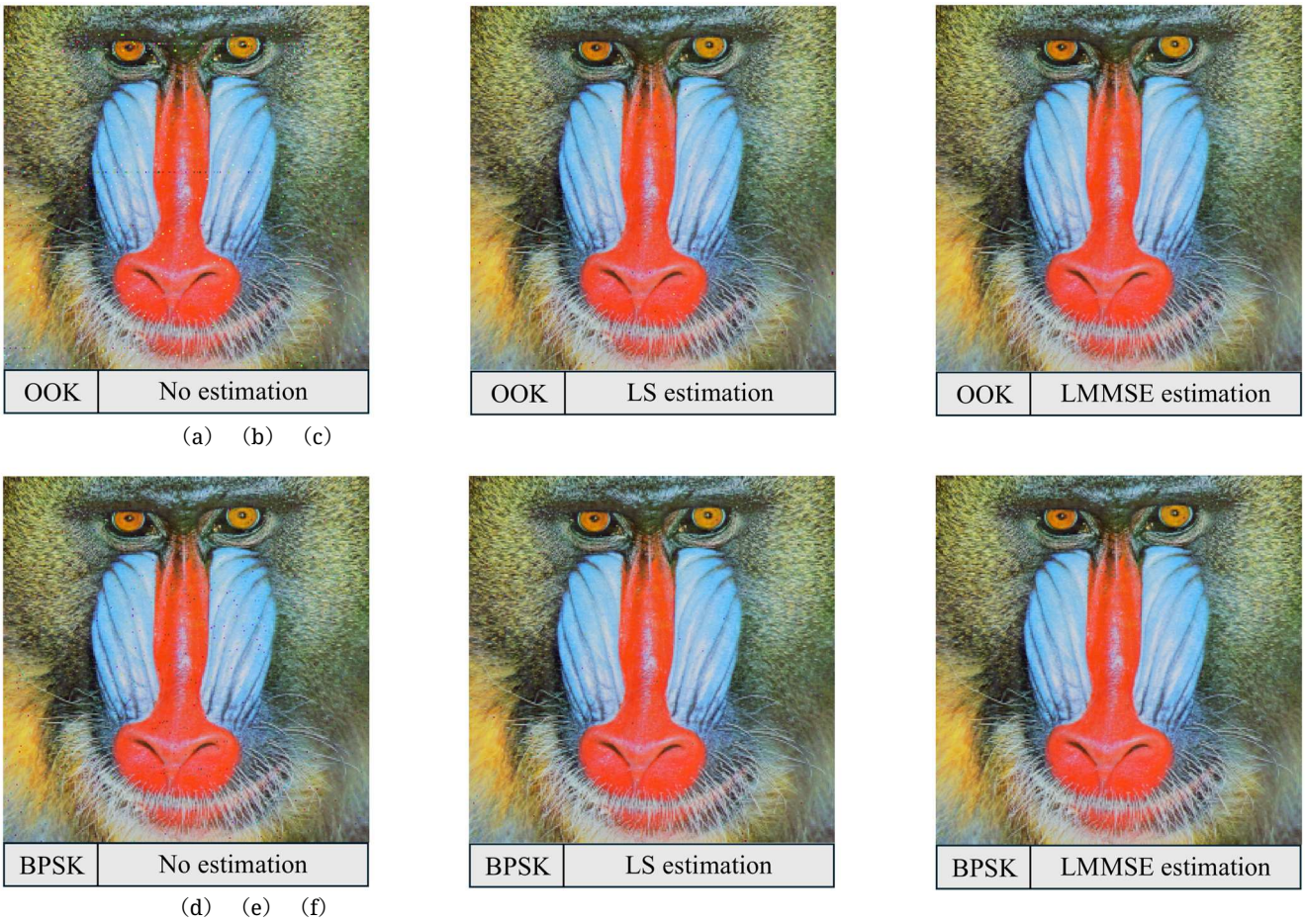


图 18 $\gamma_{\text{eff}} = 15\ dB$ $= 9.3 \times 10^{-7}$ =。所提出的 BMC 系统的空中演示：（a）未进行信道估计的 5.1×10^{-5} $< 10^{-9}$ $= 9.1 \times 10^{-5}$ $= 1.4 \times 10^{-6}$ OOK，误码率为 .；（b）采用最小二乘信道估计的 OOK，误码率为 .；（c）采用线性最小均方误差信道估计的 OOK，误码率为；（d）未进行信道估计的二进制相移键控，误码率为 .；（e）采用最小二乘信道估计的二进制相移键控，误码率为 .；（f）采用线性最小均方误差信道估计的二进制相移键控，误码率为 $< 10^{-9}$。

表 II 系统级反向散射系统性能对比表

Ref.	Config.	Modulation scheme	Energy efficiency	Max. Data rate	Max. Range	Channel estimation
[41]	Monostatic (MIMO)	BPSK	~ pJ/bit	N. A.	13 cm	LS
[42]	Monostatic	ASK	100 nJ/bit	67 kbps	5 m	✗
[43]	Bistatic	OOK, FSK	20 μJ/bit	1 kbps	130 m	✗
[44]	Ambient	4-PSK	N. A.	20 kbps	0.76 m	✗ (Variance est.)
[45]	Ambient	DBPSK	1.8 nJ/bit	1 Mbps	15 m	✗
This work	Monostatic	OOK, BPSK	320 pJ/bit	500 kbps	1 m	LS, LMMSE

实现高吞吐量、超低能耗和鲁棒的估计性能。

VII. 结论

本研究表明，在现代物联网应用所要求的超低功耗反向散射环境中，实现可靠的多媒体数据通信是可行的。本文提出了一种兼具成本效益和能效的单基地系统，集成了定制标签、单天线软件定义无线电读写器、平面八木–宇田天线，以及一种能够增强隔离度而不降低辐射性能的谐振器网络。信号链经过严格推导，并在实践中得到完整实现：读写器端的预处理可稳定载波并抑制确定性偏移，主机端的后处理则在身份识别和信息检索之前应用优化的信道估计和迫零算法。针对双莱斯衰落信道定制的估计器可减轻每帧中的残余相位斜率，从而

即使在低信噪比下，也能实现稳健的开关键控和二进制相移键控操作。端到端实验证实，理论模型、硬件设计和软件流水线相互吻合，能够实现稳定的多媒体恢复。该架构也自然指向若干扩展方向。标签端的能量采集可免除电池需求，并在实际功率预算下支持持续的多媒体链路。多天线读写器和标签则可通过空间选择性、分集和干扰抑制进一步提升性能，在保持读写器紧凑的同时，实现通常与多输入多输出相关的可靠性和吞吐量。这些方向延续了当前设计兼顾成本效益与能效的理念，同时拓展其在更广泛物联网部署中的适用性。

附录

A. 公式 *(51)* 的推导

令 $r = |\mathrm{h}_{eq}| \triangleq |\mathrm{h}_{tt}\mathrm{h}_{tr}|$ 表示一个帧内的莱斯包络乘积。对于采用最优阈值的开关键控误码率性能，瞬时信噪比 γ 下的条件误码率为

$$P_e^{\mathrm{OOK}}(\gamma) = Q\left(\sqrt{\frac{\gamma}{2}}\right), \tag{55}$$

其中 $\gamma = E_s/N_0\, r^2$。对包络取平均可得

$$\bar{P}_b^{\mathrm{OOK}} = \int_0^\infty Q\left(\sqrt{\frac{E_s}{2N_0}}r\right) p_h(r)dr\,. \tag{56}$$

令 $\alpha \triangleq E_s/(2N_0)$，则由 Craig恒等式可得一个简洁形式

$$Q\left(\sqrt{\alpha}r\right) = \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi/2} \exp\left(\frac{\alpha r^2}{2\sin^2\theta}\right)d\theta\,. \tag{57}$$

将（57）代入（56），并交换期望与积分的顺序，可得

$$\bar{P}_b^{\mathrm{OOK}} = \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi/2} \mathbb{E}[\exp(-s(\theta)r^2)]d\theta\,, \tag{58}$$

其中 $s(\theta) = \alpha\ 2\sin/\ \ ^2\theta$，$\bar{P}_b^{\mathrm{OOK}}$ 是
$r^2\qquad\quad _{r^2}\ s\ = 1 - s\mathbb{E}[r^2] + \mathcal{O}\ s^2\qquad s\to$的拉普拉斯变换的$\theta$平均
0
值。由于，当时 L ( ) ( )，低信噪比展开变为

$$\bar{P}_b^{\mathrm{OOK}} = \frac{1}{2} - \frac{\alpha}{4}\mathbb{E}[r^2] + \mathcal{O}(\alpha^2) = \frac{1}{2} - \frac{1}{4}\overline{\gamma}_{\mathrm{eff}} + \mathcal{O}\left(\overline{\gamma}_{\mathrm{eff}}{}^2\right). \tag{59}$$

在高信噪比下，该积分继承了拉伸指数尾部$\sim z^{1/4}e^{-2\sqrt{z}}$，其参数为 $z = \overline{\gamma}_{\mathrm{eff}}/4$，$^{\ 3}_{3,}$ $^{}_{0}\left(z\middle|\begin{matrix}1\\1\end{matrix}\right.,\ \ \begin{matrix}1\\-\\2\end{matrix},\ \ 0\Big)$ 恰好具有相同的一阶低信噪比项和相同的高信噪比尾部。通过匹配低信噪比斜率确定尺度因子，从而得到紧凑近似式

$$\bar{P}_b^{\mathrm{OOK}} \approx \frac{1}{12}\mathbf{G}_{1,3}^{3,0}\left(\frac{\overline{\gamma}_{\mathrm{eff}}}{4}\middle|\begin{matrix}1\\1,\ \ \frac{1}{2},\ \ 0\end{matrix}\right). \tag{60}$$

这个单参数表达式保留了对 $\overline{\gamma}_{\mathrm{eff}}$ 的主导依赖关系。

B. 方程（*52*）的推导对于相干二进制相移键控，条件

误差概率定义为：

$$P_e^{\mathrm{BPSK}}(\gamma) = Q\left(\sqrt{2\gamma}\right). \tag{61}$$

因此，平均误码率可简化为：

$$\begin{aligned}\bar{P}_b^{\mathrm{BPSK}} &= \int_0^\infty Q\left(\sqrt{2\gamma}\right) f_\gamma(\gamma)d\gamma \\ &= \int_0^\infty Q\left(\sqrt{\frac{2E_s}{N_0}}r\right) p_h(r)dr,\end{aligned} \tag{62}$$

其中 $p_h(r)$ 是双瑞利衰落包络的概率密度函数。
由于 Q 函数的自变量为 $x = \sqrt{2\gamma} \geq 0$，因此可以使用 Chiani、Dardari 和 Simon 提出的高斯 Q 函数近似，如下所示：

$$Q(x) \approx \frac{1}{12}e^{-\frac{x^2}{2}} + \frac{1}{4}e^{-\frac{2x^2}{3}}, \qquad x \geq 0. \tag{63}$$

他们的双项指数拟合在所有非负自变量范围内都具有很高的精度，相对误差极小。因此，它将 $Q\left(\sqrt{2\gamma}\right)$ 在双瑞利衰落包络上的平均值转化为 r^2 的拉普拉斯变换的加权和：

$$\bar{P}_b^{\mathrm{BPSK}} \approx \frac{1}{12}\mathbb{E}\left[e^{-\frac{E_s}{N_0}r^2}\right] + \frac{1}{4}\mathbb{E}\left[e^{-\frac{4E_s}{3N_0}r^2}\right]. \tag{64}$$

拉普拉斯变换 $\mathrm{L}_{r^2}(s) = \mathbb{E}\left[e^{-sr^2}\right]$ 拟合效果良好，同时匹配低信噪比斜率
L $\qquad\qquad\qquad

参考文献

[1] V. Talla、M. Hessar、B. Kellogg、A. Najafi、J. R. Smith 和 S. Gollakota，“LoRa反向散射：实现泛在连接的愿景”，*ACM*交互式、移动、可穿戴与泛在技术会议论文集，第1卷，第3期，第1–24页，2017年9月。[2] J. Hanna 等人，“用于连续血糖监测的无创、可穿戴、可调谐电磁多传感系统：模拟血管解剖结构”，科学进展，第6卷，第24期，2020年6月。[3] M. Ayaz、M. Ammad-Uddin、Z. Sharif、A. Mansour 和 E.-H. M. Aggoune，“基于物联网（IoT）的智慧农业：让田野开口说话”，*IEEE Access*，第7卷，第129551–129583页，2019年。[4] R. Correia、A. Boaventura 和 N. B. Carvalho，“面向物联网应用中无源无线传感器的正交幅度反向散射调制器”，*IEEE*微波理论与技术汇刊，第65卷，第4期，第1103–1110页，2017年4月。[5] H. Jeong 和 S. Kim，“面向反向散射通信应用的基于迁移学习的晶体管调制器建模技术”，载于*IEEE*国际微波研讨会论文集，2023年，第93–96页。[6] Y. Chae、K. Bae、P. Pathak 和 S. Kim，“利用商用802.11ad 60 GHz无线电设备进行毫米波反向散射的可行性研究”，载于*ACM WiNTECH*论文集，英国伦敦，2020年9月，第56–63页。[7] J. Kimionis、A. Georgiadis、S. N. Daskalakis 和 M. M. Tentzeris，“用于千兆比特数据速率反向散射通信的印刷式毫米波调制器与天线阵列”，自然电子学，第4卷，第6期，第439–446页，2021年。[8] H. Jeong、N. Ha、A. Georgiadis、M. M. Tentzeris 和 S. Kim，“面向高速双通道MIMO反向散射通信的极化分集与基于迁移学习的调制优化”，*IEEE*物联网期刊，第11卷，第12期，第21857–21871页，2024年6月15日。[9] D. Kim、M. A. Ingram 和 W. W. Smith，“长距离射频标签小尺度衰落与路径损耗的测量”，*IEEE*天线与传播汇刊，第51卷，第8期，第1740–1749页，2003年8月。[10] M. Alhassoun 和 G. D. Durgin，“反向散射信道中的空间衰落：理论与模型”，载于第*16*届*IEEE*年度消费者通信与网络会议（*CCNC*）论文集，2019年1月，第1–6页。[11] M. Alhassoun 和 G. D. Durgin，“回射式反向散射信道中空间衰落的理论信道模型”，*IEEE*无线通信汇刊，第18卷，第12期，第5845–5854页，2019年12月。[12] W. Zhao、G. Wang、S. Atapattu、R. He 和 Y.-C. Liang，“面向配备大规模天线读写器的环境反向散射通信系统的信道估计”，*IEEE*车辆技术汇刊，第68卷，第8期，第8254–8258页，2019年8月。[13] D. Mishra 和 E. G. Larsson，“ 基于互易性的反向散射系统中采用全双工 MIMO 读写器的最优信道估计”，*IEEE*信号处理汇刊，第67卷，第6期，第1662–1677页，2019年3月。[14] D. Mishra 和 H. Johansson，“无源智能表面辅助MISO无线能量传输的信道估计与低复杂度波束成形设计”，载于*IEEE*声学、语音与信号处理国际会议论文集，2019年，第4659–4663页。[15] T. Brauner 和 X. Zhao，“一种新颖的RFID载波抑制方法”，*IEEE*微波与无线元件快报，第19卷，第3期，第128–130页，2009年3月。[16] T. Ding、L. Zhang、S. Zhang 和 Y. Liu，“利用可调谐屏幕提升紧邻放置的同极化天线之间的自适应高隔离度”，*IEEE*天线与无线传播快报，第16卷，第1016–1019页，2017年。[17] H. Zhao、Y. Shuang、M. Wei、T. J. Cui、P. D. Hougne 和 L. Li，“利用商用Wi-Fi信号实现超表面辅助的大规模反向散射无线通信”，自然通信，第11卷，第1期，第1–10页，2020年8月。[18] Q. Tao、Y. Li、C. Zhong、S. Shao 和 Z. Zhang，“一种面向双基地反向散射通信系统的新型干扰消除方案”，IEEE通信快报，第25卷，第6期，第2014–2018页，2021年6月。[19] W. Guo、H. Zhao、C. Song、S. Shao 和 Y. Tang，“环境DVB信号反向散射通信中的直达链路干扰消除设计”，*IEEE*广播汇刊，第68卷，第2期，第317–330页，2022年6月。[20] A. Kaplan、J. Vieira 和 E. G. Larsson，“分布式MIMO中双基地反向散射通信的直达链路干扰抑制”，*IEEE*无线通信汇刊，第23卷，第2期，第1024–1036页，2024年2月。[21] S. Guruacharya、X. Lu 和 E. Hossain，《环境反向散射通信系统的最优非相干检测器》，IEEE通信汇刊，第69卷，第12期，第16197–16201页，2020年12月。[22] C. Song 等，《无线供能反向散射通信的进展：从天线/RF电路设计到印刷柔性电子学》，IEEE会刊，第110卷，第1期，第171–192页，2022年10月。[23] J. Kimionis、A. Bletsas 和 J. N. Sahalos，《采用软件定义无线电的RFID系统设计与实现》，载于欧洲天线与传播会议（EUCAP）论文集，2012年3月，第3464–3468页。[24] A. Bletsas、P. N. Alevizos 和 G. Vougioukas，《反向散射无线电信号处理的艺术：用于 μW（或更低功耗）物联网的智能信号处理与反向散射无线电，实现无电池连接》，IEEE信号处理杂志，第35卷，第5期，第28–40页，2018年9月。[25] J. Manco、I. Dayoub、A. Nafkha、M. Alibakhshikenari 和 H. B. Thameur，《认知无线电网络中利用软件定义无线电进行频谱感知：综述》，IEEE Access，第10卷，第131887–131908页，2022年。[26] G. Taricco 和 G. Coluccia，《采用导频辅助检测的相关莱斯衰落 MIMO 信道最优接收机设计》，IEEE通信领域精选期刊，第25卷，第7期，第1311–1321页，2007年9月。[27] J. K. Devineni 和 H. S. Dhillon，《环境反向散射系统：衰落信道下的精确平均比特误码率》，IEEE绿色通信与网络汇刊，第3卷，第1期，第11–25页，2019年3月。[28] M.K.Simon，《涉及高斯随机变量的概率分布：工程师与科学家手册》。美国马萨诸塞州诺威尔：Kluwer，2002年。[29] J. D. Griffin 和 G. D. Durgin，《反向散射信道中的链路包络相关性》，IEEE通信快报，第11卷，第9期，第735–737页，2007年9月。[30] J. S. Evans，《瑞利衰落CDMA信道中导频符号辅助多用户接收机的最优资源分配》，IEEE通信汇刊，第50卷，第1316–1325页，2002年8月。[31] Y. Li、C. Tao、G. Seco-Granados、A. Mezghani、A. L. Swindlehurst 和 L. Liu，《一比特大规模MIMO系统的信道估计与性能分析》，IEEE信号处理汇刊，第65卷，第15期，第4075–4089页，2017年8月。[32] J. A. Ansere、G. Han、L. Liu、Y. Peng 和 M. Kamal，《不完美CSI条件下节能物联网网络中的最优资源分配》，IEEE物联网期刊，第7卷，第6期，第5401–5411页，2020年6月。[33] S. N. Daskalakis、J. Kimionis、A. Collado、G. Goussetis、M. M. Tentzeris 和 A. Georgiadis，《利用FM广播的环境反向散射器：面向低成本、低功耗无线应用》，IEEE微波理论与技术汇刊，第65卷，第12期，第5251–5262页，2017年12月。[34] C. Wei、H. Jiang、J. Dang、L. Wu 和 H. Zhang，《部分相干相位偏移条件下毫米波大规模MIMO的精确信道估计》，IEEE通信快报，第26卷，第9期，第2170–2174页，2022年9月。[35] D. Li，《由选择性中继供能的反向散射通信》，IEEE车辆技术汇刊，第69卷，第11期，第14037–14042页，2020年11月。[36] G. Vannucci、A. Bletsas 和 D. Leigh，《用于反向散射传感器网络的软件定义无线电系统》，IEEE无线通信汇刊，第7卷，第6期，第2170–2179页，2008年6月。[37] J. Kimionis、A. Bletsas 和 J. N. Sahalos，《用于扩展标签读取距离的双基地反向散射无线电》，载于IEEE RFID技术与应用国际会议论文集，2012年11月，第356–361页。[38] C. Zhou 和 J. D. Griffin，《反向散射RFID标签的精确基于相位的测距测量》，IEEE天线与无线传播快报，第11卷，第152–155页，2012年，[39] A. Bekkali、S. Zou、A. Kadri、M. Crisp 和 R. V. Penty，《级联衰落信道和干扰效应下无源超高频RFID系统的性能分析》，IEEE无线通信汇刊，第14卷，第3期，第1421–1433页，2015年3月。[40] M. Chiani、D. Dardari 和 M. K. Simon，《用于计算衰落信道中误差概率的新指数界与近似》，IEEE无线通信汇刊，第2卷，第4期，第840–845页，2003年7月。[41] H. Jeong、H. Kim、N. Ha 和 S. Kim，《用于MIMO反向散射通信的空间复用技术》，载于IEEE国际微波研讨会论文集，2024年，第281–283页。[42] S. Naderiparizi、A. N. Parks、Z. Kapetanovic、B. Ransford 和 J. R. Smith，《WISPCam：无电池RFID摄像机》，载于IEEE RFID国际会议论文集，美国加利福尼亚州圣迭戈，2015年，第166–173页。[43] J. Kimionis、A. Bletsas 和 J. N. Sahalos，《增程双基地散射无线电》，IEEE通信汇刊，第62卷，第3期，第1091–1104页，2014年3月。

[44] J. Qian、A. N. Parks、J. R. Smith、F. Gao 和 S. Jin，《采用M进制相移键控调制环境反向散射的物联网通信：算法、分析与实现》，*IEEE*物联网期刊，第6卷，第1期，第844–855页，2019年2月。[45] X. Tang、Y. Cui、Y. She、G. Xie、X. Liu 和 S. Zhang，《无电池Wi-Fi：让Wi-Fi传输更简单、更实用》，载于*IEEE*工业电子国际研讨会论文集，温哥华，不列颠哥伦比亚省，加拿大，2019年6月，第1575–1582页。