

环境反向散射中面向能量检测门限的迭代参数估计方法

屈文锋 叶迎晖* 施丽琴 卢光跃

(西安邮电大学通信与信息工程学院 西安 710121)

摘要: 在环境反向散射通信(AmBC)中,阅读器利用能量检测器恢复出标签信号,其检测门限所需参数由含有标签未知符号“1”和“0”的接收信号平均功率确定。现有参数估计方法假设标签以等概率发送符号“1”和“0”,因此直接对排序后的接收信号样本功率进行等分。但标签发送的符号数有限,因此符号“1”和“0”的数量并非严格相等,而等分会导致样本错分,使得检测门限偏离最优值。为此,设计了一种基于迭代更新的检测门限参数估计方法,其核心思想是利用已有的判决结果对排序样本进行重新分组,并对门限参数进行迭代更新,实现检测门限的逐步修正。为了验证所提方法的有效性,在复高斯源、PSK源和QAM源三种典型环境射频源条件下进行了仿真。仿真结果表明,该方法能有效降低门限参数估计偏差,相较于现有排序分组的参数估计方法,仅需一次迭代更新,其检测误码率在复高斯源、PSK源和QAM源下即可实现约0.1、1.5和1.3个数量级的性能提升。

关键词: 环境反向散射通信; 符号检测; 能量检测器; 迭代方法

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2026)00-0001-09

DOI: 10.11999/JEIT260418

CSTR: 32379.14.JEIT260418

1 引言

环境反向散射通信(Ambient Backscatter Communication, AmBC)是一种变革性的绿色通信技术范式,已被3GPP纳入Release18/19^[1-3]。在AmBC中,标签将自身信息调制到广泛存在的环境射频信号(如蜂窝信号、Wi-Fi信号等)上,并将已调信号反射至阅读器,从而完成通信^[4-6]。然而,AmBC中存在双重路径损耗,导致标签符号极其微弱,且被直射链路干扰,这使得在阅读器上实现高可靠信号检测成为该技术实用化进程中面临的难题之一^[7,8]。

考虑到能量检测器(Energy Detector, ED)实现简单且具备低功耗特性,3GPP已经建议阅读器采用ED来检测标签符号^[9,10]。因此,基于ED的标签符号检测方法已成为目前的研究热点。例如, Lu等人^[11]考虑了一个典型的AmBC系统,利用最大似然准则推导了ED的最优检测门限,并给出了ED的误码率表达式。Chen等人^[12]提出了一种改进的ED,其检验统计量为接收信号模的 p 次幂,通过优化 p 值显著提升了检测性能。上述研究均假设环境射频源持续发射信号。然而,在实际动态场景中,环境射频源的随机中断会导致阅读器接收的信

号中混入纯噪声样本,进而干扰符号检测。为此, Chen等人^[13]提出了截断能量检测器,通过设定截断门限有效剔除了这些纯噪声干扰。为进一步提高符号检测的可靠性, Wang等人^[14]将差分编码引入标签处,并面向阅读器提出了基于能量差分的检测器,并推导了平衡误码率(Bit Error Rate, BER)下的检测门限。此外, Tao等人^[15]在标签处采用曼彻斯特编码和差分曼彻斯特编码对原始信息比特进行编码,并证明了采用上述编码无需精确估计功率参数和检测门限即可实现可靠符号检测。考虑到编码会引入较大的开销从而降低有效数据的传输速率, Qian等人^[16]提出了一种半盲能量检测方案,通过阅读器接收到的含有标签未知符号的信号来估计功率参数。Cheng等人^[17]采用了相同的门限估计方法,并将AmBC的单天线场景拓展到了多天线场景。此外, Ye等人^[18]还将上述门限估计方法用于估计收发机时间同步不完美场景下的ED检测门限。

在已有ED中,如何对ED检测门限进行盲估计是关键难点之一。目前,相关参数估计方法主要分为两类:一类依赖导频符号对ED检测门限所需参数进行估计^[19];另一类则利用阅读器接收到的含有标签未知符号的信号直接估计相关参数,该方法因无需大量导频开销而被认为是一种有效的盲估计手段^[16-18,20]。在这类方法中,阅读器通过对含有标签未知符号的接收信号样本功率进行升序排列并分组,以估算标签发送“1”和“0”两种状态下的平均功率,从而快速估算门限参数。然而,这种参数估计方法存在固有局限性,虽然标签以等概率发送符号“1”和“0”,但是由于发送的符号数有限,

收稿日期: 2026-04-08; 改回日期: 2026-06-29; 网络出版: 2026-07-13

*通信作者: 叶迎晖 connectyuh@126.com

基金项目: 国家自然科学基金(62571430, 62471388, 62301421), 陕西省创新能力支撑计划项目(No.2024ZC-KJXX-016)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China(62571430, 62471388, 62301421), The Innovation Capability Support Program of Shaanxi(No.2024ZC-KJXX-016)

并不能保证符号“1”和“0”的数量严格相等，而在对接收信号功率进行排序分组时是严格等分的。因此，必然会有部分符号错误划分到另一组中，将不可避免地引入样本错分偏差，从而导致参数估计偏差，使检测门限偏离其最优值，从而降低检测性能。

为了解决上述问题，本文提出了一种基于迭代更新的检测门限参数估计方法，并将其用于ED，并在复高斯、PSK及QAM三种环境射频源下验证了所提方法的优越性。主要贡献如下：

(1) 针对门限参数估计偏差问题，设计了一种基于迭代更新的检测门限参数估计方法。该方法首先基于已有参数估计并完成符号判决，随后依据判决结果对接收信号样本进行重分类，更新参数估计值，并据此重新计算检测门限。通过迭代，不断修正由初始错分引起的参数估计偏差，使估计结果逐步逼近最优值。

(2) 为了量化不同环境射频源下所提的基于迭代更新的检测门限参数估计方法性能，推导了环境射频源采用QAM信号时ED的检测门限和BER表达式¹⁾。

(3) 仿真结果表明，对于三种类型的环境射频源，所提出的基于迭代更新的检测门限参数估计方法仅需一次迭代更新即可有效提高检测门限精度，显著降低系统BER。

2 系统模型与已有方法

考虑一个如图1所示的典型AmBC系统。该系统由环境射频源、标签和阅读器组成，其中每个设备均配备一根天线。假设系统中的信道均为平坦衰落信道，则环境射频源到标签、标签到阅读器以及环境射频源到阅读器链路的复信道增益系数 h_{st} 、 h_{tr} 和 h_{sr} 在信道相干时间保持不变。

2.1 能量检测模型

由于标签的符号传输速率远低于环境射频源，因此假设在标签发送一个符号的持续时间内，环境射频源发送了 N 个符号。标签采用OOK调制方式将自身符号信息调制到环境射频源信号上。阅读器接收到的信号由环境射频源的直射链路信号与标签

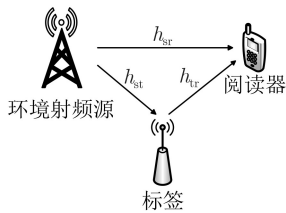


图1 AmBC系统模型图

的反向散射链路信号叠加而成，在标签第 k 个符号周期内，第 n 个采样时刻的接收信号可表示为^[19]

$$y_k[n] = h_{sr}s[n] + h_{tr}(\alpha d_k h_{st}s[n]) + w[n] \\ = (h_{sr} + \alpha h_{st}h_{tr}d_k)s[n] + w[n] \quad (1)$$

其中， $s[n] \sim \mathcal{CN}(0, P_s)$ 为环境射频源， n 为采样时刻 $n = (k-1)N + 1, (k-1)N + 2, \dots, kN$ ， $w[n] \sim \mathcal{CN}(0, N_w)$ 为复高斯白噪声， α 为标签的复反射系数。

在标签发送符号 $d_k \in \{0, 1\}$ 的两种假设 $\mathcal{H}_0$ 和 $\mathcal{H}_1$ 下，接收信号 $y_k[n]$ 可表示为

$$y_k[n] = \begin{cases} h_0s[n] + w[n], & \mathcal{H}_0 \\ h_1s[n] + w[n], & \mathcal{H}_1 \end{cases} \quad (2)$$

其中， $h_0 = h_{sr}$ ， $h_1 = h_{sr} + \alpha h_{st}h_{tr}$ 。

阅读器利用ED估计 $\mathcal{H}_0$ 和 $\mathcal{H}_1$ ，因此其判决准则定义如下

$$\begin{cases} Z_k \geq T_h, \sigma_0^2 > \sigma_1^2 \\ Z_k \leq T_h, \sigma_0^2 < \sigma_1^2 \end{cases} \quad (3)$$

其中， $Z_k = \sum_{n=(k-1)N+1}^{kN} |y_k[n]|^2$ 为ED的检验统计量， T_h 为ED的符号检测门限， $\sigma_i^2 = |h_i|^2 P_s + N_w$ ， σ_0^2 为 $\mathcal{H}_0$ 时接收信号的功率， σ_1^2 为 $\mathcal{H}_1$ 时接收信号的功率， σ_0^2 与 σ_1^2 的相对大小关系可通过极少量的导频符号($M_t = 4$)确定。

现有文献大多将环境射频源理想化为复高斯信号或PSK信号，并在此基础上推导了ED的最优检测门限与BER表达式^[21]。当环境射频源为复高斯信号时，其最优检测门限和BER可依次表示为

$$T_h^{\text{CG}} = \frac{2N\sigma_0^2\sigma_1^2}{\sigma_0^2 + \sigma_1^2} \quad (4)$$

$$P_{\text{BER}}^{\text{CG}} = \frac{1}{2} - \frac{1}{2}Q\left(\frac{T_h^{\text{CG}} - N\sigma_{\max}^2}{\sqrt{N}\sigma_{\max}^2}\right) \\ + \frac{1}{2}Q\left(\frac{T_h^{\text{CG}} - N\sigma_{\min}^2}{\sqrt{N}\sigma_{\min}^2}\right) \quad (5)$$

其中， $\sigma_{\max}^2 = \max\{\sigma_0^2, \sigma_1^2\}$ 和 $\sigma_{\min}^2 = \min\{\sigma_0^2, \sigma_1^2\}$ ， $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-t^2/2} dt$ 为Q函数。

当环境射频源为PSK信号时，其最优检测门限和BER可依次表示为

$$T_h^{\text{PSK}} = N\sigma_0\sigma_1 \quad (6)$$

$$P_{\text{BER}}^{\text{PSK}} = \frac{1}{2} - \frac{1}{2}Q\left(\frac{T_h^{\text{PSK}} - N\sigma_{\max}^2}{\sqrt{2NN_w\sigma_{\max}^2}}\right) \\ + \frac{1}{2}Q\left(\frac{T_h^{\text{PSK}} - N\sigma_{\min}^2}{\sqrt{2NN_w\sigma_{\min}^2}}\right) \quad (7)$$

¹⁾针对复高斯源和PSK源的检测门限及理论误码率，文献[16]已给出完整推导。

2.2 基于能量排序的参数估计方法

从上述系统模型中可以看出，ED的检测性能主要取决于检测门限的准确设定，由式(5)和式(7)可得，检测门限由 σ_0^2 与 σ_1^2 决定。因此，对 σ_0^2 与 σ_1^2 的准确估计是实现可靠能量检测的关键前提。通过极少量导频符号，可以较为可靠地判断 σ_0^2 与 σ_1^2 的相对大小关系，并据此确定判决准则。然而，若直接利用导频符号对功率参数进行精确估计，则需要大量的导频符号以保证估计精度，这将显著增加系统开销，在实际系统中往往难以实现。

因此，本节提出利用接收信号的样本功率进行参数估计，通过对接收信号样本功率进行升序排列和分组来完成参数估计。假设在一个相干时间内，标签发送了 M 个符号，且标签发送符号“1”和“0”的概率相等。具体估计方法如下：

步骤1 计算每个标签符号周期内接收信号样本的平均功率为

$$A_k = \frac{1}{N} \sum_{n=(k-1)N+1}^{kN} |y_k[n]|^2, k = 1, 2, \dots, M \quad (8)$$

步骤2 将集合 $\{A_k\}_{k=1}^M$ 按功率大小进行升序排列，得到排序后的样本序列 $\{A_{(k)}\}$ 。由于 N 通常较大，当标签在发送符号“1”和“0”时，接收信号的样本功率分布通常呈现出双峰结构，说明“1”和“0”两种状态下的功率分布存在差异。因此，通过计算前 $M/2$ 个样本和后 $M/2$ 个样本的平均功率可以得到两个功率参数的估计值为

$$A_{\min} = \frac{2}{M} \sum_{k=1}^{M/2} A_{(k)} \quad (9)$$

$$A_{\max} = \frac{2}{M} \sum_{k=M/2+1}^M A_{(k)} \quad (10)$$

步骤3 若 $\sigma_0^2 < \sigma_1^2$ ，则参数初始化为： $\hat{\sigma}_1^2 = A_{\max}$ ， $\hat{\sigma}_0^2 = A_{\min}$ ；反之，则参数初始化为： $\hat{\sigma}_1^2 = A_{\min}$ ， $\hat{\sigma}_0^2 = A_{\max}$ 。

通过这一门限参数估计方法，即可获得检测门限参数估计值 $\hat{\sigma}_0^2$ 与 $\hat{\sigma}_1^2$ ，将参数估计值代入相应的最优检测门限表达式中。利用该门限对接收信号进行初步检测判决，即可得到符号判决序列 $\hat{b}_k^{(0)}$ 。

3 迭代参数估计方法及其应用

3.1 基于迭代参数估计的能量检测

在现有基于排序分组的门限参数估计方法中，通常将接收信号功率升序排列后的前 $M/2$ 个样本划分为一类，后 $M/2$ 个样本划分为另一类，从而分别估计标签发送符号“1”和“0”时对应的接收信号

平均功率。然而，该方法隐含了一个较强的理想化假设，标签发送符号“1”和“0”的数量严格相同。但在实际 AmBC 系统中，即使标签发送符号“1”和“0”的先验概率相同，由于发送的符号数有限，两类符号的实际数量仍然会发生随机波动。即标签发送符号“1”和“0”的数量通常并不会严格相等，而更可能呈现随机分布。因此，传统排序方法中固定按 $M/2$ 进行样本划分的方式会不可避免地引入错分，即部分实际属于高功率状态的样本被错误划入低功率集合，或反之。

为了解决上述问题，本文提出了一种基于迭代更新的检测门限参数估计方法。在实际可用的 Am-BC 系统中，ED 的 BER 通常要求在 $10^{-2} \sim 10^{-4}$ 量级，尽管已有参数估计方法得到的 BER 性能受限，但其检测门限仍能有效判决符号。相比之下，所提出的迭代参数估计方法不再强制要求两类样本数量固定相等，而是利用当前检测门限对接收信号进行判决，并依据判决结果动态构建样本集合。由于集合大小能够随实际数据统计特性自适应变化，因此该方法能够更真实地反映有限样本条件下两类符号的实际分布情况，从而在一定程度上减小传统固定比例分组所导致的偏差，有效提高检测门限参数估计精度。

具体地，迭代方法的步骤可以阐述如下：设第 i 次迭代($i \geq 0$)输出的判决符号序列为 $\hat{b}_k^{(i)} = [\hat{b}_1^{(i)}, \hat{b}_2^{(i)}, \dots, \hat{b}_M^{(i)}]$ ，第 $i+1$ 次迭代的参数更新与检测流程为

步骤1 利用第 i 次迭代的判决结果作为分类依据，对所有接收信号样本功率 $\{A_k\}_{k=1}^M$ 重新划分为两个集合 $\Omega_0^{(i)}$ 和 $\Omega_1^{(i)}$ 为

$$\Omega_0^{(i)} = \{A_k \mid \hat{b}_k^{(i)} = 0\} \quad (11)$$

$$\Omega_1^{(i)} = \{A_k \mid \hat{b}_k^{(i)} = 1\} \quad (12)$$

相较于基于排序的分组，此时集合 $\Omega_0^{(i)}$ 和 $\Omega_1^{(i)}$ 的大小 $|\Omega_0^{(i)}|$ 和 $|\Omega_1^{(i)}|$ 是动态变化的，能够更真实地反映接收信号的实际统计分布。

步骤2 对重分组后的样本集合分别计算其样本均值，即可实现参数估计值的更新

$$(\hat{\sigma}_0^2)^{(i+1)} = \frac{1}{|\Omega_0^{(i)}|} \sum_{A_k \in \Omega_0^{(i)}} A_k \quad (13)$$

$$(\hat{\sigma}_1^2)^{(i+1)} = \frac{1}{|\Omega_1^{(i)}|} \sum_{A_k \in \Omega_1^{(i)}} A_k \quad (14)$$

步骤3 将更新后的参数 $(\hat{\sigma}_0^2)^{(i+1)}$ 和 $(\hat{\sigma}_1^2)^{(i+1)}$ 代入推导的检测门限公式中，得到更新后的门限为

$\tilde{T}_h^{(i+1)} = \tilde{T}_h \left((\hat{\sigma}_0^2)^{(i+1)}, (\hat{\sigma}_1^2)^{(i+1)} \right)$ 。利用新门限 $\tilde{T}_h^{(i+1)}$ 对接收信号能量 Z_k 进行新一轮判决, 得到更新后的判决符号序列 $\hat{b}_k^{(i+1)}$ 为

$$\hat{b}_k^{(i+1)} = \begin{cases} 0, & Z_k > \tilde{T}_h^{(i+1)}, (\hat{\sigma}_0^2)^{(i+1)} > (\hat{\sigma}_1^2)^{(i+1)} \text{ 或} \\ & Z_k < \tilde{T}_h^{(i+1)}, (\hat{\sigma}_0^2)^{(i+1)} < (\hat{\sigma}_1^2)^{(i+1)} \\ 1, & Z_k < \tilde{T}_h^{(i+1)}, (\hat{\sigma}_0^2)^{(i+1)} > (\hat{\sigma}_1^2)^{(i+1)} \text{ 或} \\ & Z_k > \tilde{T}_h^{(i+1)}, (\hat{\sigma}_0^2)^{(i+1)} < (\hat{\sigma}_1^2)^{(i+1)} \end{cases} \quad (15)$$

根据式(8)至式(15)可得, 迭代参数估计下 ED 的计算复杂度为 $O(MN + M \log_2 M + KM)$, 其中 K 为迭代次数。

3.2 QAM源下的检测门限与误码率分析

上述3.1节所提方法的性能分析依赖于接收信号能量统计模型, 而现有研究主要针对复高斯源或 PSK 源给出了相应的检测门限与误码率表达式。而对于 QAM 源, 其检测性能的分析尚未得到充分研究。因此, 有必要在 QAM 源条件下对 ED 的统计特性及检测性能进行进一步推导。

在假设 $\mathcal{H}_i$ 条件下, 第 k 个标签符号周期内的接收信号能量统计量为

$$\begin{aligned} Z_k | \mathcal{H}_i &= \sum_{n=(k-1)N+1}^{kN} \left(|h_i|^2 |s[n]|^2 + 2\Re \{h_i s[n] w^*[n]\} \right. \\ &\quad \left. + |w[n]|^2 \right) \\ &= \sum_{n=(k-1)N+1}^{kN} Z_k | \mathcal{H}_i \end{aligned} \quad (16)$$

其中, $\Re \{\cdot\}$ 表示复数的实部。

$$T_h^{\text{QAM}} = \frac{\mu_1^{\text{QAM}} \varsigma_0^{\text{QAM}} - \mu_0^{\text{QAM}} \varsigma_1^{\text{QAM}} + \sqrt{\varsigma_0^{\text{QAM}} \varsigma_1^{\text{QAM}} \left[(\mu_1^{\text{QAM}} - \mu_0^{\text{QAM}})^2 + (\varsigma_1^{\text{QAM}} - \varsigma_0^{\text{QAM}}) \ln \left(\frac{\varsigma_1^{\text{QAM}}}{\varsigma_0^{\text{QAM}}} \right) \right]}}{\varsigma_1^{\text{QAM}} - \varsigma_0^{\text{QAM}}} \quad (23)$$

由式(3)可得 BER 表达式分为两种情况, 当 $\sigma_0^2 > \sigma_1^2$ 时

$$\begin{aligned} P_{\text{BER}}^{\text{QAM}} &= \Pr(\mathcal{H}_0) \Pr(Z_k < T_h^{\text{QAM}} | \mathcal{H}_0) \\ &\quad + \Pr(\mathcal{H}_1) \Pr(Z_k > T_h^{\text{QAM}} | \mathcal{H}_1) \\ &= \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{T_h^{\text{QAM}}} \tilde{f}_{Z_k}(z | \mathcal{H}_0) dz \\ &\quad + \frac{1}{2} \int_{T_h^{\text{QAM}}}^{\infty} \tilde{f}_{Z_k}(z | \mathcal{H}_1) dz \\ &= \frac{1}{2} - \frac{1}{2} Q \left(\frac{T_h^{\text{QAM}} - \mu_0^{\text{QAM}}}{\sqrt{\varsigma_0^{\text{QAM}}}} \right) \\ &\quad + \frac{1}{2} Q \left(\frac{T_h^{\text{QAM}} - \mu_1^{\text{QAM}}}{\sqrt{\varsigma_1^{\text{QAM}}}} \right) \end{aligned} \quad (24)$$

由于信号与噪声统计独立, 因此式(16)中信号与噪声交叉项的均值和方差分别为

$$\mathbb{E} \{ \Re \{ h_i s[n] w^*[n] \} \} = 0 \quad (17)$$

$$\text{Var} \{ \Re \{ h_i s[n] w^*[n] \} \} = |h_i|^2 P_s N_w / 2 \quad (18)$$

由此可得 $Z_k | \mathcal{H}_i$ 的均值和方差为

$$\mathbb{E} \{ Z_k | \mathcal{H}_i \} = |h_i|^2 P_s + N_w = \sigma_i^2 \quad (19)$$

$$\begin{aligned} \text{Var} \{ Z_k | \mathcal{H}_i \} &= |h_i|^4 \left(\mathbb{E} \left[|s[n]|^4 \right] - P_s^2 \right) \\ &\quad + 2|h_i|^2 P_s N_w + N_w^2 \end{aligned} \quad (20)$$

基于中心极限定理, $Z_k | \mathcal{H}_i$ 的分布可以近似为 $Z_k | \mathcal{H}_i \sim \mathcal{N}(\mu_i^{\text{QAM}}, \varsigma_i^{\text{QAM}})$, 其概率密度函数为

$$\tilde{f}_{Z_k}(z | \mathcal{H}_i) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\varsigma_i^{\text{QAM}}}} \exp \left[-\frac{(z - \mu_i^{\text{QAM}})^2}{2\varsigma_i^{\text{QAM}}} \right] \quad (21)$$

其中, $\mu_i^{\text{QAM}} = N\sigma_i^2$, $\varsigma_i^{\text{QAM}} = N \left(|h_i|^4 \left(\mathbb{E} \left[|s[n]|^4 \right] - P_s^2 \right) + 2|h_i|^2 P_s N_w + N_w^2 \right)$ 。

通过求解 $\tilde{f}_{Z_k}(T_h^{\text{QAM}} | \mathcal{H}_0) = \tilde{f}_{Z_k}(T_h^{\text{QAM}} | \mathcal{H}_1)$, 转换为二次似然方程为

$$\begin{aligned} &(\varsigma_1^{\text{QAM}} - \varsigma_0^{\text{QAM}})(T_h^{\text{QAM}})^2 + 2 \left[\mu_1^{\text{QAM}} \varsigma_0^{\text{QAM}} - \mu_0^{\text{QAM}} \varsigma_1^{\text{QAM}} \right] \\ &\cdot T_h^{\text{QAM}} + (\mu_0^{\text{QAM}})^2 \varsigma_1^{\text{QAM}} - (\mu_1^{\text{QAM}})^2 \varsigma_0^{\text{QAM}} \\ &- \varsigma_0^{\text{QAM}} \varsigma_1^{\text{QAM}} \ln \left(\frac{\varsigma_1^{\text{QAM}}}{\varsigma_0^{\text{QAM}}} \right) = 0 \end{aligned} \quad (22)$$

求解式(22)可得 QAM 源的检测门限为

当 $\sigma_0^2 < \sigma_1^2$ 时

$$\begin{aligned} P_{\text{BER}}^{\text{QAM}} &= \frac{1}{2} Q \left(\frac{T_h^{\text{QAM}} - \mu_0^{\text{QAM}}}{\sqrt{\varsigma_0^{\text{QAM}}}} \right) + \frac{1}{2} \\ &\quad - \frac{1}{2} Q \left(\frac{T_h^{\text{QAM}} - \mu_1^{\text{QAM}}}{\sqrt{\varsigma_1^{\text{QAM}}}} \right) \end{aligned} \quad (25)$$

综上, 可得理论 BER 为

$$\begin{aligned} P_{\text{BER}}^{\text{QAM}} &= \frac{1}{2} - \frac{1}{2} Q \left(\frac{T_h^{\text{QAM}} - \mu_{\max}^{\text{QAM}}}{\sqrt{\varsigma_{\max}^{\text{QAM}}}} \right) \\ &\quad + \frac{1}{2} Q \left(\frac{T_h^{\text{QAM}} - \mu_{\min}^{\text{QAM}}}{\sqrt{\varsigma_{\min}^{\text{QAM}}}} \right) \end{aligned} \quad (26)$$

其中, $\mu_{\max}^{\text{QAM}} = \max \{ \mu_0^{\text{QAM}}, \mu_1^{\text{QAM}} \}$, $\mu_{\min}^{\text{QAM}} = \min$

$$\left\{ \mu_0^{\text{QAM}}, \mu_1^{\text{QAM}} \right\}, \varsigma_{\max}^{\text{QAM}} = \max \left\{ \varsigma_0^{\text{QAM}}, \varsigma_1^{\text{QAM}} \right\}, \varsigma_{\min}^{\text{QAM}} = \min \left\{ \varsigma_0^{\text{QAM}}, \varsigma_1^{\text{QAM}} \right\}.$$

当 N 较大时, 式 (23) 中 $(\mu_1^{\text{QAM}} - \mu_0^{\text{QAM}})^2 \propto N^2 \gg (\varsigma_1^{\text{QAM}} - \varsigma_0^{\text{QAM}}) \ln(\cdot) \propto N$ 。因此, 忽略对数项后式(23)退化为

$$\tilde{T}_h^{\text{QAM}} \approx \frac{\mu_1^{\text{QAM}} \sqrt{\varsigma_0^{\text{QAM}}} + \mu_0^{\text{QAM}} \sqrt{\varsigma_1^{\text{QAM}}}}{\sqrt{\varsigma_0^{\text{QAM}}} + \sqrt{\varsigma_1^{\text{QAM}}}} \quad (27)$$

进一步考虑高信噪比条件下, 信号与噪声交叉项 $2|h_i|^2 P_s N_w$ 与噪声项 N_w 可被忽略。因此, QAM 源的方差可近似为

将此关系代入式(27)中即可得到近似最优检测门限为

$$\tilde{T}_h^{\text{QAM}} = \frac{\mu_1^{\text{QAM}} \sqrt{\frac{(\mathbb{E}[|s[n]|^4] - P_s^2)}{NP_s^2}} \mu_0^{\text{QAM}} + \mu_0^{\text{QAM}} \sqrt{\frac{(\mathbb{E}[|s[n]|^4] - P_s^2)}{NP_s^2}} \mu_1^{\text{QAM}}}{\sqrt{\frac{(\mathbb{E}[|s[n]|^4] - P_s^2)}{NP_s^2}} \mu_0^{\text{QAM}} + \sqrt{\frac{(\mathbb{E}[|s[n]|^4] - P_s^2)}{NP_s^2}} \mu_1^{\text{QAM}}} = \frac{2N\sigma_0^2\sigma_1^2}{\sigma_0^2 + \sigma_1^2} \quad (30)$$

将式(29)和式(30)代入到式(26)中, 即可得到近似BER表达式为

$$\begin{aligned} \tilde{P}_{\text{BER}}^{\text{QAM}} &\approx Q \left(\sqrt{\frac{NP_s^2}{\mathbb{E}[|s[n]|^4] - P_s^2}} \cdot \frac{|\sigma_1^2 - \sigma_0^2|}{\sigma_1^2 + \sigma_0^2} \right) \\ &= Q \left(\sqrt{\frac{NP_s^2}{(\mathbb{E}[|s[n]|^4] - P_s^2)}} \cdot \frac{\Delta}{\Sigma + 2/\gamma} \right) \end{aligned} \quad (31)$$

其中, $\Delta = ||h_1|^2 - |h_0|^2|$, $\Sigma = |h_1|^2 + |h_0|^2$, $\gamma = P_s/N_w$ 。

随着 γ 趋于无穷大, 式(31)收敛于

$$\tilde{P}_{\text{BER}}^{\text{QAM}} = Q \left(\sqrt{\frac{NP_s^2}{(\mathbb{E}[|s[n]|^4] - P_s^2)}} \cdot \frac{\Delta}{\Sigma} \right) \quad (32)$$

其中, $\frac{\Delta}{\Sigma}$ 定义为相对信道差(Relative Channel Difference, RCD)。

此外, 式(32)中可以明显看出, $\tilde{P}_{\text{BER}}^{\text{QAM}}$ 随着

$\sqrt{\frac{NP_s^2}{(\mathbb{E}[|s[n]|^4] - P_s^2)}} \cdot \frac{\Delta}{\Sigma}$ 的增加而降低, 即更大的 N 、更大的 Δ 和更小的 Σ 都会带来更好的检测性能。

4 仿真结果与分析

系统的仿真参数设置如下: $h_{\text{st}}, h_{\text{sr}}, h_{\text{tr}} \sim \mathcal{CN}(0, 1)$, $M = 50$, $M_t = 4$, $\alpha = 0.5$, $w[n] \sim \mathcal{CN}(0, 1)$ 。

$$\begin{aligned} \varsigma_i^{\text{QAM}} &\approx N \left(\mathbb{E}[|s[n]|^4] - P_s^2 \right) |h_i|^4 \\ &= N \left(\frac{\mathbb{E}[|s[n]|^4] - P_s^2}{P_s^2} \right) \sigma_i^4 \end{aligned} \quad (28)$$

由 $\mu_i^{\text{QAM}} = N\sigma_i^2$ 从而得到方差与均值的近似线性关系为

$$\begin{aligned} \sqrt{\varsigma_i^{\text{QAM}}} &\approx \sqrt{N \left(\frac{\mathbb{E}[|s[n]|^4] - P_s^2}{P_s^2} \right) \sigma_i^2} \\ &= \sqrt{\frac{(\mathbb{E}[|s[n]|^4] - P_s^2)}{NP_s^2}} \mu_i^{\text{QAM}} \end{aligned} \quad (29)$$

图2所示为 $N = 40$ 下, 复高斯源、PSK源、QAM源下BER随 γ 的变化曲线。观察图2的三幅子图可知, 在不同信源条件下, 与未迭代的排序分组方法相比, 所提出的迭代方法均能显著降低其BER且逐渐逼近完美参数下界。在相同 γ 下, 与基于排序分组的参数估计方法相比, 其检测BER在复高斯源、PSK源和QAM源下分别实现了约0.1、1.5和1.3个数量级的性能提升。该结果表明, 所提迭代方法能够有效的降低由参数估计偏差引起的性能损失, 从而显著提升系统检测性能。此外, 第1次迭代相比于未迭代取得了显著的性能提升, 这说明通过引入迭代方法, 迅速校准了检测门限。随后, 第2至3次迭代下的BER已非常逼近完美参数下的BER。这一收敛行为证明了该方法的高效性, 仅需极低的计算开销即可完成对门限参数的精确估计。

图3所示为 $\gamma = 10\text{dB}$ 下, 复高斯源、PSK源、QAM源下的BER随采样点数 N 的变化。仿真结果表明, 随着 N 的增大, 与未迭代的排序分组方法相比, 引入迭代方法后, 其BER在复高斯源、PSK源和QAM源下分别实现了约0.5、1.6和1.1个数量级的性能提升。这是因为当 N 较小时, 接收信号能量统计量的方差较大, 导致 $\mathcal{H}_0$ 与 $\mathcal{H}_1$ 下的统计分布发生严重混叠。此时, 传统的排序分组方法不仅难以区分重叠样本, 而且等比例分组会导致严重的样本错分, 产生参数估计偏差。引入迭代方法后, 系统利用初始判决结果作为新的分类依据, 实现了对接收样本的自适应动态分组。通过动态调整

分组边界,最大程度地剔除了由强制等分带来的系统性偏差。这种机制在有限的样本中实现了误差的有效抑制,从而显著“补偿”了由采样点不足带来的性能损失。

图4所示为 $\gamma = 10$ dB, $N = 40$ 下,复高斯源和QAM源下BER随RCD的变化曲线。仿真结果表明,随着RCD的增大,与未迭代的排序分组方法相比,引入迭代方法后,其BER在复高斯源和QAM源下分别实现了约0.56和0.7个数量级的性能提升。在低RCD区域,由于 $\mathcal{H}_0$ 与 $\mathcal{H}_1$ 下的样本功率

分布高度重叠,基于排序的分组过程容易产生严重错分,导致初始参数估计存在较大偏差,从而限制了迭代方法的有效启动,其性能提升较为有限。随着RCD进一步增大,接收信号两种状态下的功率分布的分离度提升,初始参数估计精度得到提高,使得系统BER降低。迭代方法利用得到的判决结果对接收信号功率重新分组,避免了排序等分造成的样本错分,因此反馈给参数估计的分组依据准确性提高,形成稳定的迭代更新过程,逐渐降低了由参数估计偏差引起的性能损失。

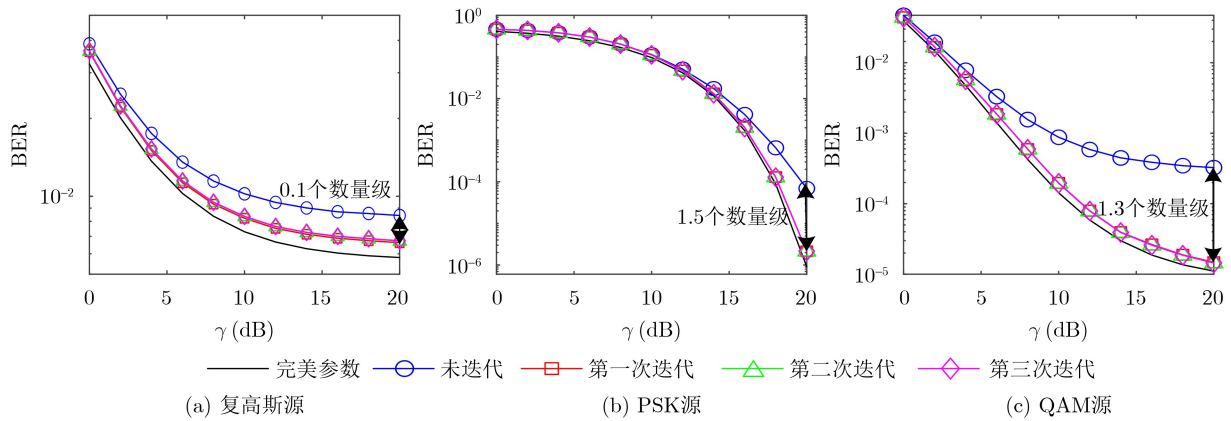


图2 不同环境射频源下BER随 γ 的变化

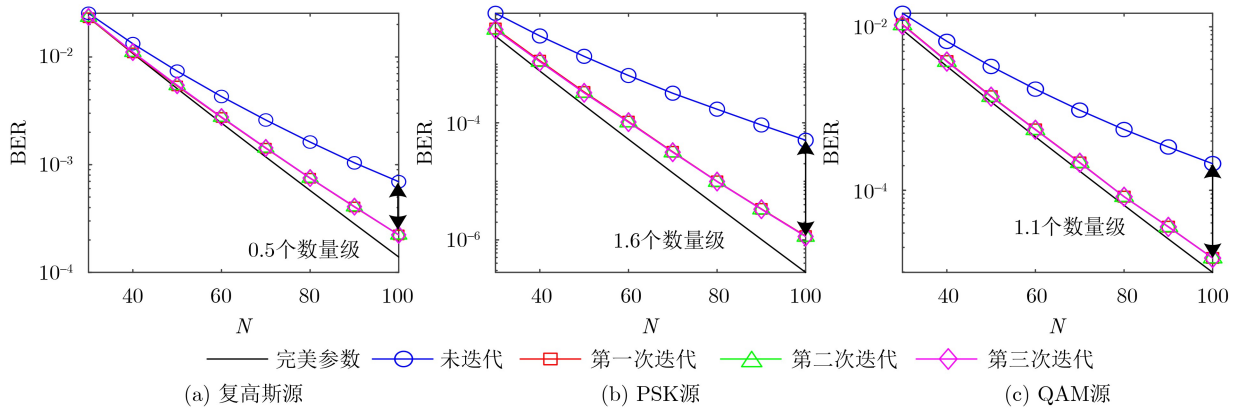


图3 不同环境射频源下BER随 N 的变化

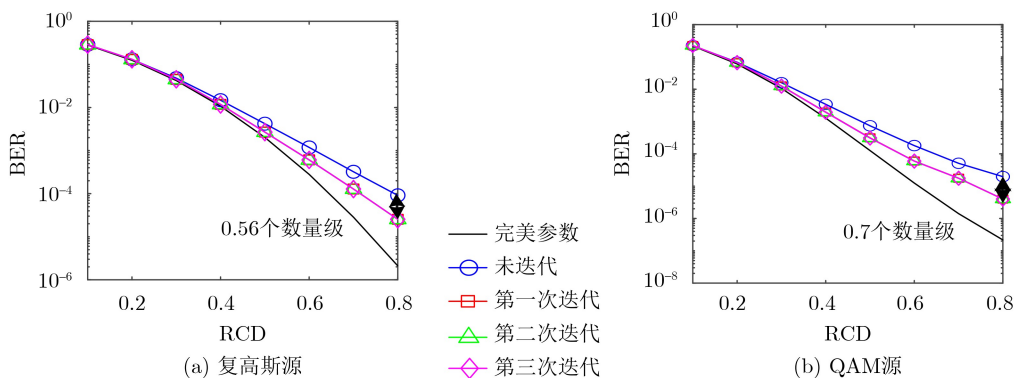


图4 不同环境射频源下BER随RCD的变化

5 结论

针对传统ED中基于排序分组的门限参数估计方法默认标签发送符号“1”和“0”的数量严格相等，从而在有限符号数条件下易产生错分偏差并降低检测性能的问题，设计了一种基于迭代更新的检测门限参数估计方法。该方法在已有参数估计方法的基础上，利用得到的判决结果对接收信号样本进行重新分类，实现检测门限迭代更新。并推导了QAM源下ED的检测门限及理论误码率表达式。为了验证所提方法的优越性，对复高斯源、PSK源及QAM源三类典型环境射频源下的检测性能进行了仿真验证。仿真结果表明，所提方法仅需一次迭代更新即可减小门限参数估计偏差，有效降低系统BER，具有较快的收敛性。此外，在不同系统参数条件下，该迭代方法均能够稳定提升系统的检测性能。

论文相关开源数据网址：<https://www.scidb.cn/detail?dataSetId=eb2c85b687164b74b94e55fe3daedf50&version=V1&code=j00173>

参考文献

- [1] 3GPP. Study on solutions for ambient IoT (internet of things) in NR[R]. TR 38.769, 2024. (查阅网上资料, 请核对文献类型及格式是否正确).
- [2] ZHANG Zhuo, YANG Liang, LEI Hongjiang, *et al.* Covert communication in RSMA-assisted ambient backscatter communication systems[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2025, 24(8): 6566–6579. doi: [10.1109/TWC.2025.3554667](https://doi.org/10.1109/TWC.2025.3554667).
- [3] 叶迎晖, 徐瑞, 田雨佳, 等. 反向散射通信技术的研究与发展[J]. *电信科学*, 2024, 40(1): 1–23. doi: [10.11959/j.issn.1000-0801.2024001](https://doi.org/10.11959/j.issn.1000-0801.2024001).
YE Yinghui, XU Rui, TIAN Yujia, *et al.* Research and development of backscatter communications technology[J]. *Telecommunications Science*, 2024, 40(1): 1–23. doi: [10.11959/j.issn.1000-0801.2024001](https://doi.org/10.11959/j.issn.1000-0801.2024001).
- [4] CHAO Hua, TAO Tao, WANG Yonggang, *et al.* Architecture evolution for ambient power-enabled IoT in 5G-A and future cellular networks[J]. *IEEE Internet of Things Magazine*, 2025, 8(3): 48–54. doi: [10.1109/IOTM.001.2400128](https://doi.org/10.1109/IOTM.001.2400128).
- [5] LI Xingwang, WANG Qunshu, ZENG Ming, *et al.* Physical-layer authentication for ambient backscatter-aided NOMA symbiotic systems[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2023, 71(4): 2288–2303. doi: [10.1109/TCOMM.2023.3245659](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2023.3245659).
- [6] AL-NAHARI A, JÄNTTI R, MISHRA D, *et al.* Ambient IoT: Backscatter-based connectivity topologies and outage behavior[J]. *IEEE Transactions on Cognitive Communications and Networking*, 2026, 12: 2369–2382. doi: [10.1109/TCCN.2025.3586219](https://doi.org/10.1109/TCCN.2025.3586219).
- [7] LI Xingwang, ZHAO Mengle, ZENG Ming, *et al.* Hardware impaired ambient backscatter NOMA systems: Reliability and security[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2021, 69(4): 2723–2736. doi: [10.1109/TCOMM.2021.3050503](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2021.3050503).
- [8] CUI Ziqi, WANG Gongpu, XU Rongtao, *et al.* Backscatter communications for green internet of things: Practical prototypes, open challenges, and standardization[J]. *IEEE Internet of Things Magazine*, 2025, 8(3): 32–39. doi: [10.1109/IOTM.001.2400127](https://doi.org/10.1109/IOTM.001.2400127).
- [9] 3GPP. Study on solutions for ambient IoT (internet of things) in NR[R]. TR 38.769, 2024. (查阅网上资料, 请核对文献类型及格式是否正确)(查阅网上资料, 本条文献与第1条文献重复, 请确认).
- [10] 3GPP. NR; Ambient IoT device radio transmission and reception[R]. TS 38.191, 2025. (查阅网上资料, 请核对文献类型及格式是否正确).
- [11] LU Kang, WANG Gongpu, QU Fengzhong, *et al.* Signal detection and BER analysis for RF-powered devices utilizing ambient backscatter[C]. 2015 International Conference on Wireless Communications & Signal Processing, Nanjing, China, 2015: 1–5. doi: [10.1109/WCSP.2015.7341107](https://doi.org/10.1109/WCSP.2015.7341107).
- [12] CHEN Yunfei and FENG Wei. Novel signal detectors for ambient backscatter communications in internet of things applications[J]. *IEEE Internet of Things Journal*, 2024, 11(3): 5388–5400. doi: [10.1109/JIOT.2023.3305645](https://doi.org/10.1109/JIOT.2023.3305645).
- [13] CHEN Jixiang, GUAN Quansheng, RONG Yue, *et al.* Detections for ambient backscatter communications systems with dynamic sources[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2025, 73(9): 7941–7951. doi: [10.1109/TCOMM.2025.3548758](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2025.3548758).
- [14] WANG Gongpu, GAO Feifei, FAN Rongfei, *et al.* Ambient backscatter communication systems: Detection and performance analysis[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2016, 64(11): 4836–4846. doi: [10.1109/TCOMM.2016.2602341](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2016.2602341).
- [15] TAO Qin, ZHONG Caijun, LIN Hai, *et al.* Symbol detection of ambient backscatter systems with Manchester coding[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2018, 17(6): 4028–4038. doi: [10.1109/TWC.2018.2819188](https://doi.org/10.1109/TWC.2018.2819188).
- [16] QIAN Jing, GAO Feifei, WANG Gongpu, *et al.* Semi-coherent detection and performance analysis for ambient backscatter system[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2017, 65(12): 5266–5279. doi: [10.1109/TCOMM.2017.2738001](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2017.2738001).
- [17] CHENG Diancheng, WU Fan, ZHANG Cong, *et al.* Design

- and performance of passive virtual MIMO in ambient backscatter communication[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2024, 13(3): 612–616. doi: [10.1109/LWC.2023.3336864](#).
- [18] YE Yinghui, LI Ying, CHU Xiaoli, *et al.* Symbol detection in ambient backscatter communications under residual time synchronization errors[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2026, 74: 1669–1685. doi: [10.1109/TCOMM.2025.3635733](#).
- [19] LI Yuxin, LU Guangyue, YE Yinghui, *et al.* Timing synchronization and symbol detection in ambient backscatter communication[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2026, 25: 14212–14225. doi: [10.1109/TWC.2026.3675785](#).
- [20] 李莹, 叶迎晖, 施丽琴, 等. 残余时间同步误差下基于分数阶矩的AmBC检测方法[J]. 北京邮电大学学报, 2026, 49(1): 76–82, 106. doi: [10.13190/j.jbupt.2025-030](#).
- LI Ying, YE Yinghui, SHI Liqin, *et al.* Fractional-order moment-based AmBC detection method under residual time synchronization errors[J]. *Journal of Beijing University of Posts and Telecommunications*, 2026, 49(1): 76–82, 106. doi: [10.13190/j.jbupt.2025-030](#).
- [21] QIAN Jing, GAO Feifei, WANG Gongpu, *et al.* Noncoherent detections for ambient backscatter system[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2017, 16(3): 1412–1422. doi: [10.1109/TWC.2016.2635654](#).
- 屈文锋: 男, 硕士生, 研究方向为环境反向散射通信.
叶迎晖: 男, 副教授, 硕士生导师, 研究方向为无线供能通信、背向散射通信以及移动边缘计算等.
施丽琴: 女, 副教授, 硕士生导师, 研究方向为无线供能通信、背向散射通信以及移动边缘计算等.
卢光跃: 男, 教授, 研究方向为通信信号处理、多天线技术以及高效频谱利用等.
- 责任编辑: 余 蓉

Iterative Parameter Estimation Method for Energy Detection Threshold in Ambient Backscatter

QU Wenfeng YE Yinghui SHI Liqin LU Guangyue

(School of Communication and Information Engineering, Xi'an University of Posts and Telecommunications, Xi'an 710121, China)

Abstract:

Objective In Ambient Backscatter Communication (AmBC) systems, a low-complexity energy detector is typically employed by the reader to recover the unknown symbols transmitted by the tag. However, achieving optimal energy detection performance critically depends on the precise setting of the detection threshold. The specific parameters of this threshold are determined by the average powers of the received signals when symbols “1” and “0” are respectively transmitted by the tag. Existing parameter estimation methods assume an equal transmission probability for symbols “1” and “0”; therefore, the sorted received signal powers are directly divided into two equal groups. Nevertheless, due to the finite number of transmitted symbols, the actual quantities of symbols “1” and “0” are not strictly equal. Consequently, this equal division introduces sample misclassification, causing the estimated threshold to deviate from its optimal value and thereby degrading the overall detection performance of the system. Given that an absolute parity between transmitted symbols “1” and “0” cannot be guaranteed in practical AmBC systems, the traditional sorting-based grouping method fails to satisfy the accuracy requirements of highly reliable communications. Therefore, a parameter estimation method capable of eliminating sample misclassification bias is proposed, which is of paramount importance for breaking through the performance bottlenecks of existing energy detection and facilitating the practical application of AmBC technology.

Methods To address the misclassification defect inherent in traditional sorting-based grouping parameter estimation methods, a detection threshold parameter estimation method based on iterative updating is proposed. Given that the detection threshold obtained via the sorting-based grouping method can already effectively determine the majority of correct symbols, these initial decision results are extracted as a highly reliable classification basis. Subsequently, the received signal sample set is reclassified to iteratively update the parameters, thereby achieving a progressive correction of the detection threshold. To comprehensively verify the

effectiveness and applicability of the proposed iterative estimation method, simulation analyses are conducted under three typical ambient radio frequency source conditions: complex Gaussian, phase-shift keying (PSK), and quadrature amplitude modulation (QAM) sources.

Results and Discussions Simulation results indicate that under various signal-to-noise ratio (SNR) conditions, compared with the traditional non-iterative sorting-based grouping method, the bit error rate (BER) is significantly reduced and the theoretical lower bound under perfect parameters is approached by the proposed iterative method. At a given SNR, significant performance improvements of approximately 0.1, 1.5, and 1.3 orders of magnitude are achieved by the iterative method under complex Gaussian, phase-shift keying (PSK), and quadrature amplitude modulation (QAM) sources, respectively (Fig. 2). It is demonstrated by this result that misclassified samples are effectively corrected, and the performance loss caused by estimation deviations is reduced by the proposed iterative method. Most importantly, an extremely fast convergence speed is exhibited; a significant performance improvement is obtained with merely the first iteration, which proves that high-precision parameter estimation can be accomplished with extremely low computational overhead. Secondly, under varying numbers of sampling points, BER performance improvements of approximately 0.5, 1.6, and 1.1 orders of magnitude are obtained by the iterative method under complex Gaussian, PSK, and QAM sources, respectively (Fig. 3). It is demonstrated that by utilizing the decision results as a classification basis, the sample size used for parameter estimation is equivalently expanded in a statistical sense. The irreplaceable “compensation” value of the iterative method in small-sample constrained scenarios is thereby strongly confirmed. Finally, under different relative channel difference (RCD) conditions, performance improvements of approximately 0.56 and 0.7 orders of magnitude are realized by the iterative method under complex Gaussian and QAM sources, respectively (Fig. 4). It is revealed by the analysis that as the RCD increases, the degree of separation between the received signal power distributions is enhanced; thus, a solid basis for iterative grouping is provided by the high accuracy of the initial decision. Consequently, a stable positive feedback updating process is formed, and the system detection performance is effectively improved.

Conclusions To address the issue that the traditional sorting-based grouping parameter estimation method in energy detectors is prone to introducing misclassification bias and degrading detection performance, an iterative updating-based detection threshold parameter estimation method is innovatively proposed. By this method, the decision results obtained from initial parameter estimation are utilized as a reliable classification basis to regroup the received samples, thereby realizing the iterative updating of the detection threshold. Concurrently, the exact theoretical closed-form expressions for the detection threshold and bit error rate under quadrature amplitude modulation sources are derived. It is demonstrated by simulation results that an extremely fast convergence speed is achieved by the proposed method, whereby the parameter estimation bias is effectively eliminated with merely a single iteration. Moreover, excellent robustness is exhibited under small-sample constraints and varying channel conditions. With extremely low additional computational overhead, BER performance improvements by orders of magnitude are achieved by this iterative method. Consequently, a solution with significant engineering application value is provided for the physical layer design of future high-performance and highly reliable practical ambient backscatter communication systems.

Key words: Ambient backscatter communications (AmBC); Symbol detection; Energy detector; Iterative method