

环境物联网中的信道估计

王若珩¹, 董岚¹, 刘铭¹, 王公仆¹, 艾渤^{2,3}

(1. 北京交通大学计算机科学与技术学院, 北京 100044 2. 北京交通大学电子信息工程学院, 北京 100044;
3. 北京交通大学轨道交通控制与安全国家重点实验室, 北京 100044)

摘要: 应用无源反向散射技术的环境物联网 (AIoT, ambient Internet of things) 是未来物联网的重要演进方向, 当前备受关注。环境物联网实际应用场景中会有相位噪声和杂散引起的强自干扰, 这对信道参数估计提出新的挑战。因此, 针对两节点 AIoT 系统提出了一种考虑相位噪声和杂散的有效信道估计迭代算法。该算法基于最小二乘法和复指数基扩展模型 (CE-BEM, complex exponential basis expansion model) 对信道系数和基变量进行估计, 而后利用迭代来提高估计精度。此外, 推导了信道估计参数的克拉美罗下界 (CRLB, Cramer-Rao lower bound), 以评估估计精度的理论极限。最后, 通过仿真证明了该估计算法的有效性。

关键词: 反向散射通信; 信道估计; 复指数基扩展模型; 克拉美罗下界; 物联网; 相位噪声; 杂散

中图分类号: TN929.5

文献标志码: A

doi: 10.11959/j.issn.2096-3750.2024.00404

Channel estimation for ambient Internet of things

WANG Ruoheng¹, DONG Lan¹, LIU Ming¹, WANG Gongpu¹, AI Bo^{2,3}

1. School of Computer Science and Technology, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China

2. School of Electronic and Information Engineering, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China

3. The State Key Laboratory of Rail Traffic Control and Safety, Beijing Jiaotong University, Beijing 100044, China

Abstract: Passive backscatter based ambient Internet of things (AIoT) was an important development direction for the future of IoT and currently attracted extensive attentions. In practical applications of AIoT, there existed strong self-interference caused by phase noise and spurs, which brought about new challenges for channel estimation. Therefore, an iterative channel estimator considering phase noise and spurs were designed for the AIoT system with two nodes. Specifically, the estimator was based on the least squares method and complex exponential basis expansion model (CE-BEM), and used iteration to improve estimation accuracy. The Cramér-Rao lower bound (CRLB) of channel estimation parameters was also derived to evaluate the theoretical limit of the estimation accuracy. Finally, simulation results were provided to corroborate the proposed studies.

Key words: backscatter communication, channel estimation, complex exponential basis expansion model, Cramér-Rao lower bound, Internet of things, phase noise, spurs

0 引言

物联网 (IoT, Internet of things)^[1] 技术蓬勃发展, 无源反向散射通信技术^[2] 作为一种新兴

的无线通信技术, 受到了广泛关注。标签将接收到的无线信号反向散射回发射端, 从而实现了低成本、低功耗的通信方案, 适用于各种物联网场景。

收稿日期: 2024-05-13; 修回日期: 2024-11-21

通信作者: 王若珩, 21281228@bjtu.edu.cn

基金项目: 国家重点研发计划和山东省重点研发计划联合资助项目 (No.2021YFB3901300); 国家自然科学基金资助项目 (No.U22B2004)

Foundation Items: The National Key Research and Development Program of China and Shandong Province (No. 2021YFB3901300), The National Natural Science Foundation of China (No. U22B2004)

相较于传统的无线通信技术，无源反向散射通信具有独特的优势，不需要标签自身携带能量源或电池，因而可以实现长期的无须维护的运行^[3]。这种“零能量”传输特性使得它在物联网的各种应用场景中备受青睐^[4]，如环境监测、智能农业、智慧城市、智能汽车等^[5]领域。

1948年，Stockman^[6]首次提出反向散射通信的概念。此后，学术界对无线电反向散射展开了广泛的研究，并在射频识别（RFID, radio frequency identification）^[7]系统中取得了重要进展。特别是在2000年，RFID系统在电子不停车收费（ETC, electronic toll collection）系统^[8]应用中取得了突破性的成果，备受关注。2013年，环境反向散射作为一种新型通信范式被提出，迅速受到了学术界的研究和讨论。基于反向散射技术的环境物联网（AIoT, ambient Internet of things）被认为是未来关键网络之一，并于2022年正式推出。值得一提的是，第三代合作伙伴计划（3GPP, the 3rd Generation Partnership Project）^[9]在2023年启动了对AIoT的研究项目，这表明了该领域的持续发展性和重要性。文献[10]提出融合主被动传输的互惠共生反向散射通信架构，有效地缓解了物联网频谱与能量受限问题，为未来的研究和应用提供了新的方向和解决方案。

然而，在实际应用中，无源反向散射通信技术仍然面临着一系列挑战，其中之一便是信道估计^[11]的准确性和可靠性。文献[12]提出了一种角旋转运算方法来有效地估计后向散射通信系统的多信道。2019年，文献[13]提出了基于深度学习的大规模MIMO系统信道估计方法。2022年，文献[14]提出了3种电路灵敏度约束下的环境反向散射通信系统信道估计器。

2024年，实测发现，对于采用了单站反向散射的工作模式，收发一体的AIoT系统，发射端的相位噪声和杂散对系统性能有很大影响^[15]。具体来说，在发射端发出的信号被标签调制后反向散射回接收端这种模式下，发射端产生相位噪声和杂散，对接收端确实构成了强自干扰^[16-17]，这对信道估计提出新的挑战。在全双工通信系统中，同样存在类似的自干扰问题^[18-19]。全双工系统采用先进的信号处理算法和硬件设计来有效消除自干扰^[20]。这些方法包括数字和模拟自干扰消除技术，以及基于机器学习的自适应滤波方法。这些技术可以帮助设计出

更优的信号处理算法和硬件架构，从而减少或消除发射端相位噪声和杂散对接收端性能的负面影响，提升系统的信道估计准确性和整体性能。

针对收发一体的AIoT系统中存在的强自干扰问题，建立两节点AIoT系统模型，并对其进行理论推导和分析，提出了一种基于最小二乘（LS, least squares）法和复指数基扩展模型（CE-BEM, complex exponential basis expansion model）的有效信道估计算法，旨在克服现有方法的局限性，并实现准确的信道估计。本文的研究方法主要包括对信道系数和基变量的估计，以及对信道参数克拉美罗下界（CRLB, Cramér-Rao lower bound）的计算。通过理论分析和仿真验证，验证本文所提算法在不同信噪比（SNR, signal to noise ratio）条件下的有效性和鲁棒性，并评估其与CRLB的接近程度。

本文的主要贡献如下。首先建立两节点AIoT系统模型，并对其进行理论推导和分析，其次详细介绍了信道估计算法及CRLB推导过程，并通过仿真实验验证了所提算法。

1 系统模型

典型的收发一体AIoT反向散射通信系统模型如图1所示，系统由读写器、环行器和标签3部分组成。其中，读写器^[21-22]承担双重角色，负责发射和接收功能，具有发射端和接收端。环行器用于隔离发射端和接收端的信号，从而避免发射信号直接干扰接收信号。

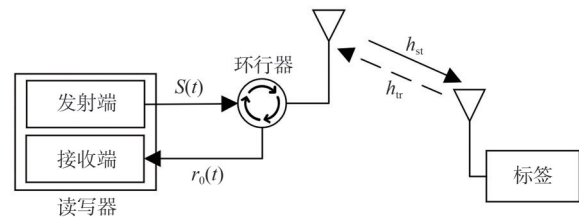


图1 收发一体AIoT反向散射通信系统模型

发射端发送无线信号，以供标签和接收端接收。标签在接收到信号后，通过自身信号与接收信号的相互作用进行调制，随后将调制后的信号反向散射到接收端，从而完成信息的传输。

这个系统引入3个关键的信道系数，发射端与接收端之间的信道系数为 h_{sr} ，发射端与标签之间的信道系数为 h_{st} ，标签与接收端之间的信道系数为 h_{tr} 。

发射端通常生成一个频率为 f_c 的载波波形的单

音信号 $s(t)$ ，假设功率为 P_s ，理想情况下可以把 $s(t)$ 表示为

$$s(t) = \sqrt{P_s} e^{j2\pi f_c t} s(t) = \sqrt{P_s} e^{j2\pi f_c t} \quad (1)$$

但在实际场景中，发射端中的锁相环（PLL, phase locked loop）^[23] 合成器会受到各种噪声的干扰，尤其是相位噪声和杂散，影响PLL产生的载波波形^[15]。因此将发送的连续载波信号建模为

$$s(t) = \sqrt{P_s} e^{j(2\pi f_c t + \phi_T(t) + p_T(t))} \quad (2)$$

其中， f_c 表示载波频率， $\phi_T(t)$ 表示相位噪声， $p_T(t)$ 表示杂散。

标签接收到相应的信号为

$$s(t) = h_{st} \sqrt{P_s} e^{j(2\pi f_c t + \phi_T(t) + p_T(t))} \quad (3)$$

其中， h_{st} 表示发射端和标签之间的信道系数。

和传统的RFID^[24]系统类似，标签通过动态调整反射系数 Γ 来实现信息传输。这一过程中，反射系数 Γ 的动态调整通过改变可变负载阻抗 Z_L 实现。通常将 Γ 定义为

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_A}{Z_L + Z_A} \quad (4)$$

其中， Z_A 和 Z_L 分别表示固定天线阻抗和可变负载阻抗。反射系数 Γ 是一个复数，可以表示为 $\Gamma = |\Gamma|e^{j\psi}$ ，其中 $|\Gamma|$ 和 ψ 分别表示反射系数的振幅和相位。

标签通过调整阻抗 Z_L 加载要传输的信息，所以反射系数 Γ 会随时间而变化。因此，假设标签的调制信号为

$$A(t) = \Gamma(t) = |\Gamma(t)|e^{j\psi} \quad (5)$$

其中， $|\Gamma|$ 和 ψ 分别表示信号的振幅和相位。

然后，标签将会对信号 $s(t)$ 进行反向散射调制。标签反向散射的信号为

$$x(t) = \alpha A(t) s(t) = \alpha A(t) h_{st} \sqrt{P_s} e^{j(2\pi f_c t + \phi_T(t) + p_T(t))} \quad (6)$$

其中， α 是标签内部的复数信号衰减。

最后，接收端通过信道 h_{sr} 和 h_{tr} 接收发射端信号和反向散射信号，并将二者叠加。接收端接收到的信号可以表示为

$$r_0(t) = (h_{st} h_{tr} \alpha A(t) + h_{sr}) \sqrt{P_s} e^{j(2\pi f_c t + \phi_T(t) + p_T(t))} + w(t) \quad (7)$$

其中， h_{sr} 和 h_{tr} 分别表示发射端和接收端、标签和接收端之间的信道系数， $w(t)$ 是均值为0、方差为 σ_w^2 的加性高斯白噪声。

为了更清晰地描述系统中接收端接收到的信号，引入以下定义

$$h_t = h_{st} h_{tr} \alpha \quad (8)$$

因此，接收端接收到的信号可被改写为

$$r_0(t) = (h_t A(t) + h_{sr}) \sqrt{P_s} e^{j(2\pi f_c t + \phi_T(t) + p_T(t))} + w(t) \quad (9)$$

接收端将用载波频率为 f_r 所对应的载波信号 $e^{-j(2\pi f_r t + \phi_R(t) + p_R(t))}$ 解调接收到的通带信号 $r_0(t)$ 。其中， $\phi_R(t)$ 和 $p_R(t)$ 分别表示读取器处的相位噪声和杂散。在本模型中，使用收发一体的读写器，因此接收端的载波频率与发射端的载波频率相同，即 $f_r = f_c$ 。

用载波信号 $e^{-j(2\pi f_c t + \phi_R(t) + p_R(t))}$ 解调接收到的通带信号 $r_0(t)$ 后，获得的基带信号如下

$$r_b(t) = r_0(t) e^{-j(2\pi f_c t + \phi_R(t) + p_R(t))} \quad (10)$$

其中， f_r 为接收端的载波频率。具有低频的杂散和相位噪声不能被接收端的低频滤波器滤波，因此保持在基带处。

将式(9)代入式(10)可以得到

$$r_b(t) = (h_t A(t) + h_{sr}) \sqrt{P_s} e^{j(\Delta_{\phi(t)} + \Delta_{p(t)})} + w_b(t) \quad (11)$$

其中，变量定义如下

$$\Delta_{\phi(t)} = \phi_T(t) - \phi_R(t)$$

$$\Delta_{p(t)} = p_T(t) - p_R(t)$$

$$w_b(t) = w(t) e^{-j(2\pi f_c t + \phi_R(t) + p_R(t))}$$

其中， $w_b(t)$ 是 $w(t)$ 具有相同方差的等效噪声。

接收信号可以近似地表达如下

$$r_b(t) \approx (h_t A(t) + h_{sr}) \sqrt{P_s} (1 + j(\Delta_{\phi(t)} + \Delta_{p(t)})) + w_b(t) \quad (12)$$

其中，因为杂散和相位噪声的幅度明显小于直流分量的幅度，在本次推导中使用等价无穷小公式 $\lim_{x \rightarrow 0} e^x \approx 1 + x$

$$r_b(t) \approx (h_t A(t) + h_{sr}) \sqrt{P_s} + j(\Delta_{\phi(t)} + \Delta_{p(t)}) h_{sr} \sqrt{P_s} + w_b(t) \quad (13)$$

其中，由于相位处的标签信号和噪声电平都非常小，因此省略了项 $j(\Delta_{\phi(t)} + \Delta_{p(t)}) h_{tr} \sqrt{P_s} A(t)$ 。

为了简化表达，进行了如下定义

$$m(t) \triangleq j(\Delta_{\phi(t)} + \Delta_{p(t)}) h_{sr} \sqrt{P_s} \quad (14)$$

接收信号的简化形式为

$$r_b(t) = (h_t A(t) + h_{sr}) \sqrt{P_s} + m(t) + w_b(t) \quad (15)$$

以采样周期 T_s 对基带信号进行采样，接收端采样后的基带信号表达式如下

$$r_b[nT_s] = r_b(t)|_{t=nT_s} = (h_t A[nT_s] + h_{sr}) \sqrt{P_s} + m[nT_s] + w_b[nT_s] \quad (16)$$

为了简化计算式，忽略式(16)中的 T_s ，得到

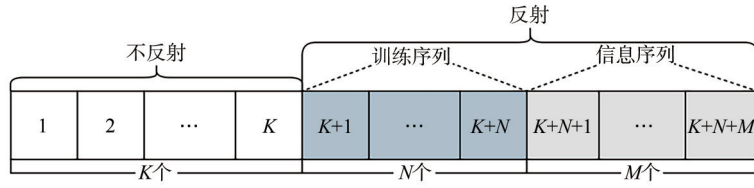


图2 发送序列

$$r_b[n] = (h_t A[n] + h_{sr})\sqrt{P_s} + m[n] + w_b[n] \quad (17)$$

2 信道估计

假设发射信号遵循如图2所示的结构。每个时隙包含 $L=N+M+K$ 个信号，其中前 K 个信号为不反射部分，后 $N+M$ 个信号为反射部分。反射部分中前 N 个信号为训练序列，后 M 个信号为数据序列。

2.1 系统模型

根据系统模型，可以得知，在没有标签反射，即标签不参与通信过程时，接收信号的基带形式受到信道系数 h_{sr} 的影响，系统的接收端采样后的基带信号可以简化为以下形式

$$y_b[n] = h_{sr}\sqrt{P_s} + m[n] + w_b[n] \quad (18)$$

当考虑标签反射时，系统的接收端采样后的基带信号如下

$$y_t[n] = (h_t A_1[n] + h_{sr})\sqrt{P_s} + m[n] + w_b[n] \quad (19)$$

2.2 信道估计

首先，对如下变量进行定义

$$y = \begin{bmatrix} y[1], \dots, y[K], \dots, y[K+N], \dots, y[L] \end{bmatrix}^H \quad (20)$$

$$w = \begin{bmatrix} w[1], \dots, w[K], \dots, w[K+N], \dots, w[L] \end{bmatrix}^H \quad (21)$$

$$c = \sqrt{P_s} \begin{bmatrix} \underbrace{1, \dots, 1}_{K \text{ 个}} & \underbrace{\dots, 1}_{N \text{ 个}} & \underbrace{\dots, 1}_{M \text{ 个}} \end{bmatrix}^H \quad (22)$$

$$A = \text{diag} \{ \underbrace{A[1], \dots, A[N]}_{A_1}, \dots, \underbrace{A[N+M]}_{A_d} \} \quad (23)$$

$$z = \begin{bmatrix} jz[1], \dots, jz[K], \dots, jz[K+N], \dots, jz[L] \end{bmatrix}^H \quad (24)$$

其中， $z[i] = \Delta_{\phi[i]} + \Delta_{p[i]}$

根据推导及定义可以将式(20)转换为

$$y = \begin{cases} h_{sr}c_b + h_{sr}\sqrt{P_s}z_b + w_b = y_b \\ h_t A_1 c_t + h_{sr}c_t + h_{sr}\sqrt{P_s}z_t + w_t = y_t \\ h_t A_d c_d + h_{sr}c_d + h_{sr}\sqrt{P_s}z_d + w_d = y_d \end{cases} \quad (25)$$

使用复指数基扩展模型^[25-26]，将未知向量 z 进行分解。CE-BEM^[27]是一种特定形式的傅里叶基，可以看作时变信道的傅里叶级数，CE-BEM可以用式(26)表示

$$z[n] = \sum_{d=0}^{D-1} \eta_d e^{j2\pi f_d \frac{n}{L}} \quad (26)$$

其中， $z[n]$ 是时变信道的输出， η_d 是CE-BEM中的系数， $e^{j2\pi f_d \frac{n}{L}}$ 是复指数基函数，用来描述时变信道的相位变化。 $f_d = d - \frac{D}{2}$ 是频率参数， L 是采样点的总数， n 是采样时间点，取值范围为 $[0, L-1]$ ， D 是基函数的个数。

根据CE-BEM，将式(25)中的未知向量 z 转换为如下形式

$$z = B\eta \quad (27)$$

其中，基矩阵 $B_{L \times D}$ 可以写成

$$B = \begin{bmatrix} e^{j2\pi f_0 \frac{0}{L}} & e^{j2\pi f_1 \frac{0}{L}} & \dots & e^{j2\pi f_{D-1} \frac{0}{L}} \\ e^{j2\pi f_0 \frac{1}{L}} & e^{j2\pi f_1 \frac{1}{L}} & \dots & e^{j2\pi f_{D-1} \frac{1}{L}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{j2\pi f_0 \frac{L-1}{L}} & e^{j2\pi f_1 \frac{L-1}{L}} & \dots & e^{j2\pi f_{D-1} \frac{L-1}{L}} \end{bmatrix} \quad (28)$$

η 向量为

$$\eta = [\eta_1 \quad \eta_2 \quad \dots \quad \eta_D]^H \quad (29)$$

其中， B 是已知的矩阵， η 是包含3个未知数的基向量。由于发送序列的结构分为3段不同情况，包括不反射阶段、训练序列和信息序列，因此，只需要3个未知数就能够还原出未知向量 z 。

通过定义，式(28)转换为如下形式

$$\mathbf{y} = \begin{cases} h_{sr} \mathbf{c}_b + h_{sr} \sqrt{P_s} \mathbf{B}_b \boldsymbol{\eta} + \mathbf{w}_b \stackrel{\Delta}{=} \mathbf{y}_b \\ h_t \mathbf{A}_t \mathbf{c}_t + h_{sr} \mathbf{c}_t + h_{sr} \sqrt{P_s} \mathbf{B}_t \boldsymbol{\eta} + \mathbf{w}_t \stackrel{\Delta}{=} \mathbf{y}_t \\ h_t \mathbf{A}_d \mathbf{c}_d + h_{sr} \mathbf{c}_d + h_{sr} \sqrt{P_s} \mathbf{B}_d \boldsymbol{\eta} + \mathbf{w}_d \stackrel{\Delta}{=} \mathbf{y}_d \end{cases} \quad (30)$$

\mathbf{B}_b 代表矩阵 \mathbf{B} 的前 k 行, \mathbf{B}_t 代表 $k+1$ 行到 $k+N$ 行, \mathbf{B}_d 代表 $k+N$ 行到 L 行。接下来, 选择在不同的反射条件下分别进行信道估计。因为标签反射对信道传播特性有显著影响, 分别估计能够更准确地捕捉信道的真实特性, 从而提高系统的性能表现。

2.2.1 不反射情况下的信道估计

在不反射的情况下, 将式(30)分解成如下形式

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_b &= h_{sr} \mathbf{c}_b + h_{sr} \sqrt{P_s} \mathbf{B}_b \boldsymbol{\eta} + \mathbf{w}_b = \\ & \left[\mathbf{c}_b \sqrt{P_s} \mathbf{B}_b \right] \left[h_{sr} \boldsymbol{\eta} \right]^H + \mathbf{w}_b = \\ & \mathbf{A}_0 \mathbf{x} + \mathbf{w}_b \end{aligned} \quad (31)$$

其中, 矩阵 \mathbf{A}_0 表达如下

$$\mathbf{A}_0 = \sqrt{P_s} \begin{bmatrix} 1 & e^{j2\pi f_0 \frac{0}{L}} & e^{j2\pi f_1 \frac{0}{L}} & e^{j2\pi f_2 \frac{0}{L}} \\ 1 & e^{j2\pi f_0 \frac{1}{L}} & e^{j2\pi f_1 \frac{1}{L}} & e^{j2\pi f_2 \frac{1}{L}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & e^{j2\pi f_0 \frac{1}{L}} & e^{j2\pi f_1 \frac{1}{L}} & e^{j2\pi f_2 \frac{K-1}{L}} \end{bmatrix} \quad (32)$$

向量 \mathbf{x} 表达如下

$$\mathbf{x} = [h_{sr} \quad h_{sr} \eta_1 \quad h_{sr} \eta_2 \quad h_{sr} \eta_3]^H \quad (33)$$

使用最小二乘法^[28-29]计算未知向量 \mathbf{x} 。最小二乘法的基本原理是找到一个信道估计值, 使得接收信号与无噪声数据之间差的平方最小。在这种情况下, 可以将问题转化为一个线性回归问题, 并依照文献[30]利用已知的数据去拟合信道系数和噪声。

根据式(31), 可以得到 \mathbf{x} 估计值

$$\hat{\mathbf{x}} = (\mathbf{A}_0^H \mathbf{A}_0)^{-1} \mathbf{A}_0^H \mathbf{y}_b \quad (34)$$

其中, $\hat{\mathbf{x}}$ 是 \mathbf{x} 的估计值。

由此, 可以获得 h_{sr} 的估计值 $\hat{h}_{sr} = \hat{x}_1$ 。然后, 根据求解结果进一步计算 $\boldsymbol{\eta}$

$$\hat{\boldsymbol{\eta}} = \frac{\hat{\mathbf{x}}_2}{\hat{h}_{sr}} = \begin{bmatrix} \hat{x}_2 & \hat{x}_3 & \hat{x}_4 \\ \hat{h}_{sr} & \hat{h}_{sr} & \hat{h}_{sr} \end{bmatrix}^H \quad (35)$$

其中, $\hat{\boldsymbol{\eta}}$ 是 $\boldsymbol{\eta}$ 的估计值, \hat{h}_{sr} 是 h_{sr} 的估计值。

2.2.2 反射情况下的信道估计

基于在不反射情况下求解得到的信道 \hat{h}_{sr} 和变量 $\hat{\boldsymbol{\eta}}$, 使用最小二乘法, 求解信道 h_t 的估计值为

$$\hat{h}_t = (\mathbf{g}_1^H \mathbf{g}_1)^{-1} \mathbf{g}_1^H (\mathbf{y}_t - \hat{h}_{sr} \mathbf{c}_t - \hat{h}_{sr} \sqrt{P_s} \mathbf{B}_t \hat{\boldsymbol{\eta}}) \quad (36)$$

其中, \hat{h}_t 是 h_t 的估计值, 为了简化表达式, 定义 $\mathbf{g}_1 = \mathbf{A}_t \mathbf{c}_t$ 。

2.2.3 迭代信道估计

在计算出 \hat{h}_t 后, 通过将反射部分的训练序列与不反射部分序列进行结合, 迭代求解发射端与接收端之间的信道系数 \hat{h}_{sr} , RFID与标签之间的信道系数 \hat{h}_t 和基变量 $\hat{\boldsymbol{\eta}}$, 求解方法同第2.2.1节和第2.2.2节, 其中式(31)转换为

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_{bt} &= [\mathbf{y}_b \mathbf{y}_t - \hat{h}_t \mathbf{A}_t \mathbf{c}_t]^H = \\ & \left[\mathbf{c}_{bt} \sqrt{P_s} \mathbf{B}_{bt} \right] \left[h_{sr} h_{sr} \boldsymbol{\eta} \right]^H + \mathbf{w}_{bt} = \\ & \mathbf{A}_1 \mathbf{x} + \mathbf{w}_{bt} \end{aligned} \quad (37)$$

求解 \hat{h}_{sr} 和 $\hat{\boldsymbol{\eta}}$, 对上次的值进行更新, 并进行反射情况下的信道估计 \hat{h}_t , 迭代实现上述操作, 逐步逼近真实的信道特性, 直到数据趋于固定值。

2.3 信息序列求解

进一步求解信息序列矩阵 \mathbf{A}_d 为

$$\mathbf{y}_{d1} = \mathbf{y}_d - \hat{h}_{sr} \mathbf{c}_d - \hat{h}_{sr} \sqrt{P_s} \mathbf{B}_d \hat{\boldsymbol{\eta}} = \mathbf{g}_2 \mathbf{a}_d + \mathbf{w}_b \quad (38)$$

其中, 为简便计算, 定义

$$\mathbf{a}_d = \frac{1}{\sqrt{P_s}} \mathbf{A}_d \mathbf{c}_t, \mathbf{g}_2 = \hat{h}_t \sqrt{P_s}$$

由此, 可以得到 \mathbf{a}_d 的估计值

$$\hat{\mathbf{a}}_d = (\mathbf{g}_2^H \mathbf{g}_2)^{-1} \mathbf{g}_2^H \mathbf{y}_{d1} \quad (39)$$

其中, $\hat{\mathbf{a}}_d$ 是 \mathbf{a}_d 的估计值。

2.4 信道参数的CRLB

本节将推导模型信道参数的CRLB^[31], 用于评估所提出估计方法的性能。

2.4.1 不反射情况下的信道参数的CRLB

根据先前的推导, 得到了变量 $\hat{\boldsymbol{\eta}}$ 、发射端与接收端之间的信道系数 \hat{h}_{sr} 的估计值。接下来, 将基于这些估计值, 顺序计算CRLB, 验证估计的无偏性。

根据式(30)和式(31), 依照文献[32-33], 可以得到费舍尔矩阵 (FIM, Fisher information matrix) 的计算公式如下

$$\mathbf{F} = \frac{2}{\sigma^2} \Re \left[\frac{\partial \mathbf{y}^H}{\partial \mathbf{x}} \frac{\partial \mathbf{y}}{\partial \mathbf{x}^H} \right] \quad (40)$$

其中, σ^2 是 \mathbf{w}_b 高斯白噪声的方差。

进而求得FIM为

$$\mathbf{F} = \frac{2}{\sigma^2} \begin{bmatrix} \mathbf{V} & \mathbf{S}^H \\ \mathbf{S} & \mathbf{H} \end{bmatrix} \quad (41)$$

其中,

$$\mathbf{V} = \begin{bmatrix} \Re(h_{sr}^2 P_s \mathbf{B}_{bt}^H \mathbf{B}_{bt}) & -\Im(h_{sr}^2 P_s \mathbf{B}_{bt}^H \mathbf{B}_{bt}) \\ \Im(h_{sr}^2 P_s \mathbf{B}_{bt}^H \mathbf{B}_{bt}) & \Re(h_{sr}^2 P_s \mathbf{B}_{bt}^H \mathbf{B}_{bt}) \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \Re(\mathbf{x}_1^H \mathbf{A}_1^H \mathbf{A}_1 \mathbf{x}_1) & -\Im(\mathbf{x}_1^H \mathbf{A}_1^H \mathbf{A}_1 \mathbf{x}_1) \\ \Im(\mathbf{x}_1^H \mathbf{A}_1^H \mathbf{A}_1 \mathbf{x}_1) & \Re(\mathbf{x}_1^H \mathbf{A}_1^H \mathbf{A}_1 \mathbf{x}_1) \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} \Re(\mathbf{x}_1^H \mathbf{A}_1^H \mathbf{B}_{bt} \sqrt{P_s} h_{sr}) & -\Im(\mathbf{x}_1^H \mathbf{A}_1^H \mathbf{B}_{bt} \sqrt{P_s} h_{sr}) \\ -\Im(\mathbf{x}_1^H \mathbf{A}_1^H \mathbf{B}_{bt} \sqrt{P_s} h_{sr}) & -\Re(\mathbf{x}_1^H \mathbf{A}_1^H \mathbf{B}_{bt} \sqrt{P_s} h_{sr}) \end{bmatrix}$$

通过求解FIM的逆, 获得变量的相应CRLB如下

$$\text{CRLB}(\boldsymbol{\eta}) = \frac{\sum_D \sigma^2}{2} [\mathbf{V} - \mathbf{S}^H \mathbf{H}^{-1} \mathbf{S}]^{-1} \quad (42)$$

$$\text{CRLB}(h_{sr}) = \frac{\sigma^2}{2} (2\mathbf{Z} + \boldsymbol{\gamma}^{-1} \boldsymbol{\beta} \boldsymbol{\beta}^H) \quad (43)$$

其中, 定义

$$\mathbf{Z} = (\mathbf{x}_1^H \mathbf{A}_1^H \mathbf{A}_1 \mathbf{x}_1)^{-1}, \boldsymbol{\gamma} = \mathbf{V} - \mathbf{S}^H \mathbf{H}^{-1} \mathbf{S},$$

$$\boldsymbol{\beta} = (\mathbf{x}_1^H \mathbf{A}_1^H \mathbf{A}_1 \mathbf{x}_1)^{-1} \mathbf{x}_1^H \mathbf{A}_1^H \mathbf{B}_{bt} \sqrt{P_s} h_{sr}.$$

2.4.2 反射情况下的信道参数的CRLB

根据先前的推导, 得到标签反射信道系数 \hat{h}_i 的估计值。根据式(30)和式(37), 可以得到FIM为

$$\mathbf{F} = \frac{2}{\sigma^2} \begin{bmatrix} \mathbf{F}_{11} & \mathbf{S}_1^H \\ \mathbf{S}_1 & \frac{\sigma^2}{2} \mathbf{F} \end{bmatrix} \quad (44)$$

其中, $\mathbf{F}_{11} = \frac{2}{\sigma^2} \begin{bmatrix} \Re(\mathbf{g}_1^H \mathbf{g}_1) & -\Im(\mathbf{g}_1^H \mathbf{g}_1) \\ \Im(\mathbf{g}_1^H \mathbf{g}_1) & \Re(\mathbf{g}_1^H \mathbf{g}_1) \end{bmatrix}$, $\mathbf{S}_1 =$

$$\begin{bmatrix} \Re(h_{sr} \sqrt{P_s} \mathbf{B}_{bt}^H \mathbf{g}_1) & -\Im(h_{sr} \sqrt{P_s} \mathbf{B}_{bt}^H \mathbf{g}_1) \\ -\Im(h_{sr} \sqrt{P_s} \mathbf{B}_{bt}^H \mathbf{g}_1) & -\Re(h_{sr} \sqrt{P_s} \mathbf{B}_{bt}^H \mathbf{g}_1) \\ \Re(\mathbf{x}_1^H \mathbf{A}_1^H \mathbf{g}_1) & -\Im(\mathbf{x}_1^H \mathbf{A}_1^H \mathbf{g}_1) \\ -\Im(\mathbf{x}_1^H \mathbf{A}_1^H \mathbf{g}_1) & -\Re(\mathbf{x}_1^H \mathbf{A}_1^H \mathbf{g}_1) \end{bmatrix}.$$

最终求解获得变量的相应CRLB为

$$\text{CRLB}(h_i) = \frac{\sigma^2}{2} \mathbf{F}_{11} - \mathbf{S}_1^H \mathbf{F}^{-1} \mathbf{S}_1 \quad (45)$$

3 仿真分析

为了验证所提出算法的有效性, 采用均方误差 (MSE, mean square error) [34-35] 评估信道和变量预测的准确性。计算信道和变量的CRLB, 以确定模型性能。此外, 计算误码率 (BER, bit error rate) [36-37] 以评估信息序列的准确性。

3.1 参数设置

在仿真实验中, 设置载波频率 f_c 为 900 bit/s, 符号速率 B_s 为 200 bit/s, 信号功率 P_s 为 100 bit/s, 仿真时间为 1 s, 比特能量 E_b 为 0.1 J/bit。

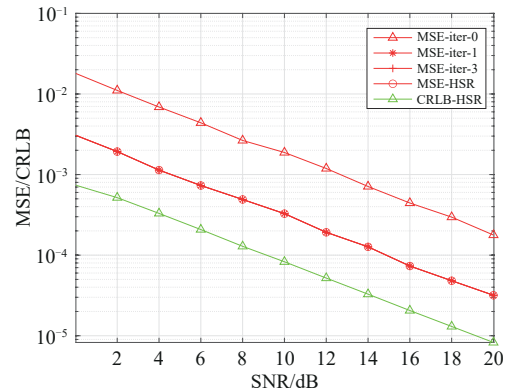
设置码元个数 L 为 200, 不反射部分前导符号个数 K 为 80, 反射部分信号训练序列 N 为 20, 数据序列 M 为 100, 基函数个数 D 为 3。

3.2 仿真结果

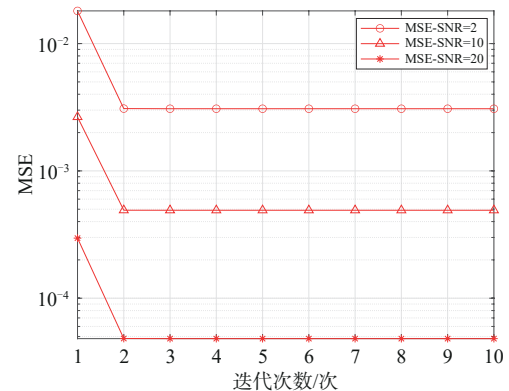
对不同信道系数、CE-BEM变量 η 以及信息序列进行了仿真与求解, 并根据评价指标, 对结果进行分析和评估。

图3、图4和图5分别展示了 h_{sr} 、 h_t 和 η 的仿真结果。其中, 从图3(a)、图4(a)及图5(a)中可以观察到随着信噪比^[38]的增加, MSE/CRLB逐渐下降的趋势。在低SNR条件下, MSE较高, 但随着SNR的增加, MSE显著下降, 并且接近CRLB, 验证了所提算法在高SNR条件下具有较高的精度。

图3(b)、图4(b)、图5(b)进一步展示了算法在不同迭代次数下的表现。从第一次到第二次迭代之间, MSE显著减小, 说明初始迭代对误差的



(a) h_{sr} 的MSE及CRLB



(b) h_{sr} 迭代下降过程

图3 h_{sr} 的均方误差与CRLB及迭代过程

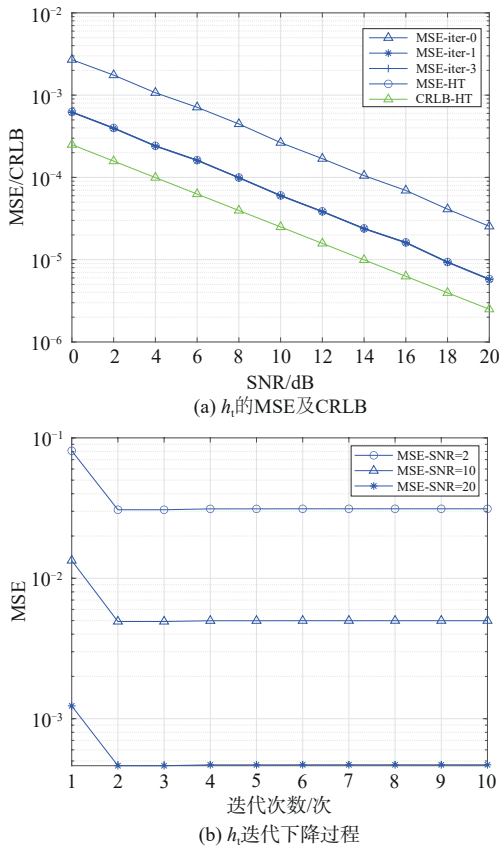


图4 h_t 的均方误差与CRLB及迭代过程

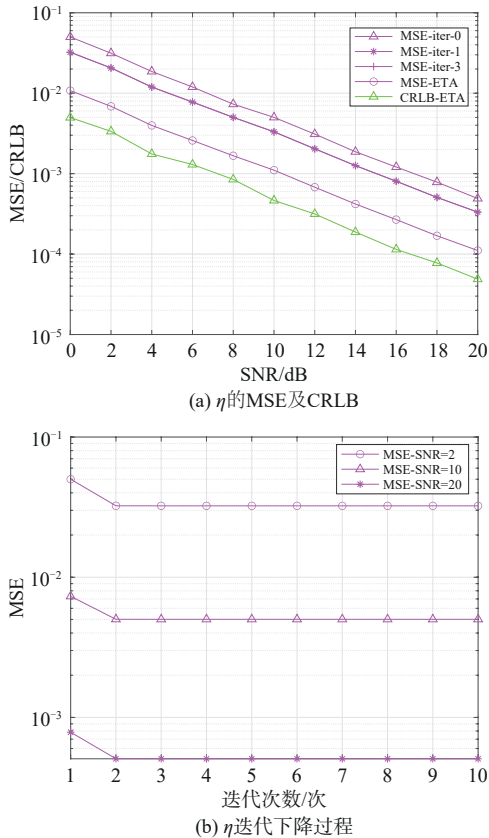


图5 η 的均方误差与CRLB及迭代过程

改善作用显著。随着迭代次数增加，MSE 逐渐趋于平缓，表明算法在收敛过程中逐步逼近最优解。这一结果证实了所提方法在各个迭代阶段的有效性。

纵向比对结果，可以发现反射情况下的 CRLB 优于不反射情况。分析可知，在不反射情况下，由于需要解决环境信道估计及相位噪声和杂散影响，因此 CRLB 受限变量较多，包括信道系数 h_{sr} 、CE-BEM 所分解出的基矩阵 \mathbf{B} 、变量 $\boldsymbol{\eta}$ 等。在反射情况下，只需要考虑反射情况下的信道系数，因此克拉美罗界主要受限于训练序列 \mathbf{A} 。因此，相比之下，在不反射情况下的 CRLB 更高。

4 结束语

本文针对 AIoT 系统中的信道估计问题进行了深入研究，对两节点 AIoT 系统提出了一种考虑相位噪声和杂散的有效信道估计迭代算法。理论分析和仿真验证了所提算法在不同信噪比条件下的准确性和可靠性。在仿真实验中，所提算法能够有效估计信道系数和基变量，并且与 CRLB 接近，验证了其在实际应用中的可行性。

参考文献:

- [1] MADAKAM S, RAMASWAMY R, TRIPATHI S. Internet of things (IoT): a literature review[J]. Journal of Computer and Communications, 2015, 3(5): 164-173.
- [2] 崔子琦, 王公仆, 魏旭昇, 等. 反向散射通信的未来应用与技术挑战[J]. 移动通信, 2021, 45(4): 29-36.
CUI Z Q, WANG G P, WEI X S, et al. Future applications and technical challenges of backscatter communications[J]. Mobile Communications, 2021, 45(4): 29-36.
- [3] PENG Y, TANG X G, ZHOU Y Q, et al. How to tame mobility in federated learning over mobile networks?[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2023, 22(12): 9640-9657.
- [4] 郭颖, 王公仆, 李宗辉, 等. 基于无源反向散射技术的智能标签: 应用与挑战[J]. 物联网学报, 2020, 4(3): 20-29.
GUO Y, WANG G P, LI Z H, et al. Smart tags based on the batteryless backscatter technology: applications and challenges[J]. Chinese Journal on Internet of Things, 2020, 4(3): 20-29.
- [5] ZHANG Y X, ZHOU Y, ZHANG S Y, et al. An efficient caching and offloading resource allocation strategy in vehicular social networks[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2024, 73(4): 5690-5703.
- [6] STOCKMAN H. Communication by means of reflected power[J].

- Proceedings of the IRE, 1948, 36(10): 1196-1204.
- [7] XU J R, LI Z, ZHANG K, et al. The principle, methods and recent progress in RFID positioning techniques: a review[J]. *IEEE Journal of Radio Frequency Identification*, 2023, 7: 50-63.
- [8] ABDULLA R, ABDILLAHI A, ABBAS M K. Electronic toll collection system based on radio frequency identification system[J]. *International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE)*, 2018, 8(3): 1602-1610.
- [9] 3GPP. 3GPP TR 38.848 V18.0.0. Study on ambient Iot (Internet of things) in RAN (Release 18)[S]. 2023.
- [10] 叶迎晖, 田雨佳, 卢光跃, 等. 基于能量收集的互惠共生无线电中断性能分析[J]. *电子与信息学报*, 2023, 45(7): 2350-2357.
YE Y H, TIAN Y J, LU G Y, et al. Outage performance of commensal symbiotic radio based on energy harvesting[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2023, 45(7): 2350-2357.
- [11] VAN DE BEEK J J, EDFORS O, SANDELL M, et al. On channel estimation in OFDM systems[C]//*Proceedings of the 1995 IEEE 45th Vehicular Technology Conference. Countdown to the Wireless Twenty-First Century*. Piscataway: IEEE Press, 1995: 815-819.
- [12] ZHAO W J, WANG G P, ATAPATTU S, et al. Channel estimation for ambient backscatter communication systems with massive-antenna reader[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2019, 68(8): 8254-8258.
- [13] CHUN C J, KANG J M, KIM I M. Deep learning-based channel estimation for massive MIMO systems[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2019, 8(4): 1228-1231.
- [14] CUI Z Q, WANG G P, WEI X S, et al. Channel estimation and optimal training design for ambient backscatter communication systems under sensitivity constraint[C]//*Proceedings of the 2022 IEEE 96th Vehicular Technology Conference (VTC2022-Fall)*. Piscataway: IEEE Press, 2022: 1-5.
- [15] CUI Z Q, WANG G P, LIU M, et al. Wavy signals and striped constellations for backscatter communications: origins and solutions[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2024, PP(99): 1.
- [16] SULTAN R, SHAMSELDEEN A. Managing self-interference cancellation and IoT connectivity in full-duplex massive MIMO networks[C]//*Proceedings of the 2021 IEEE Conference on Standards for Communications and Networking (CSCN)*. Piscataway: IEEE Press, 2021: 59-64.
- [17] 陆文健, 刘三军, 来国红. 基于同频同时全双工自干扰消除的有线保密通信系统[J]. *科学技术与工程*, 2023, 23(24): 10379-10386.
LU W J, LIU S J, LAI G H. Wire-line secure communication system based on CCFD self-interference cancellation[J]. *Science Technology and Engineering*, 2023, 23(24): 10379-10386.
- [18] KWAK J W, SIM M S, KANG I W, et al. A comparative study of analog/digital self-interference cancellation for full duplex radios[C]//*Proceedings of the 2019 53rd Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers*. Piscataway: IEEE Press, 2019: 1114-1119.
- [19] ELSAYED M, EL-BANNA A A A, DOBRE O A, et al. Machine learning-based self-interference cancellation for full-duplex radio: approaches, open challenges, and future research directions[J]. *IEEE Open Journal of Vehicular Technology*, 2024, 5: 21-47.
- [20] 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.
YE Y H, XU R, TIAN Y J, et al. Research and development of backscatter communications technology[J]. *Telecommunications Science*, 2024, 40(1): 1-23.
- [21] COSTA F, GENOVESI S, BORGESE M, et al. A review of RFID sensors, the new frontier of Internet of Things[J]. *Sensors*, 2021, 21(9): 3138.
- [22] IBRAHIM A A A, NISAR K, HZOU Y K, et al. Review and analyzing RFID technology tags and applications[C]//*Proceedings of the 2019 IEEE 13th International Conference on Application of Information and Communication Technologies (AICT)*. Piscataway: IEEE Press, 2019: 1-4.
- [23] CHARY P P, SHAIK PEERLA R, DUTTA A. A simplified gm-C filter technique for reference spur reduction in phase-locked loop[J]. *Journal of Low Power Electronics and Applications*, 2024, 14(1): 17.
- [24] LANDALUCE H, ARJONA L, PERALLOS A, et al. A review of IoT sensing applications and challenges using RFID and wireless sensor networks[J]. *Sensors*, 2020, 20(9): 2495.
- [25] GIANNAKIS G B, TEPEDELENLIOGLU C. Basis expansion models and diversity techniques for blind identification and equalization of time-varying channels[J]. *Proceedings of the IEEE*, 1998, 86(10): 1969-1986.
- [26] LEUS G. Semi-blind channel estimation for rapidly time-varying channels[C]//*Proceedings of the IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*. Piscataway: IEEE Press, 2005: 773-776.
- [27] WANG G P, GAO F F, CHEN W, et al. Channel estimation and training design for two-way relay networks in time-selective fading environments[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2011, 10(8): 2681-2691.
- [28] DING F. Least squares parameter estimation and multi-innovation least squares methods for linear fitting problems from noisy data[J]. *Journal of Computational and Applied Mathematics*, 2023, 426: 115107.
- [29] ARIF S, KHAN M A, REHMAN S U. Wireless channel estimation for low-power IoT devices using real-time data[J]. *IEEE Access*, 2024, 12: 17895-17914.
- [30] JU X, GONG S Q, ZHAO N, et al. A framework on complex matrix derivatives with special structure constraints for wireless systems[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2024, 72(8): 5145-5161.
- [31] ARIF M, NASEEM I, MOINUDDIN M, et al. Improved optimum error nonlinearities using cramer-Rao bound estimation[J]. *Circuits, Systems, and Signal Processing*, 2019, 38(11): 5169-5186.
- [32] WANG G P, GAO F F, TELLAMBURA C. Joint frequency offset

and channel estimation methods for two-way relay networks[C]// Proceedings of the GLOBECOM 2009 - 2009 IEEE Global Telecommunications Conference. Piscataway: IEEE Press, 2009: 1-5.

- [33] STOICA P, BESSON O. Training sequence design for frequency offset and frequency-selective channel estimation[J]. IEEE Transactions on Communications, 2003, 51(11): 1910-1917.
- [34] FADALI M S. Minimum mean-square error estimation[M]//Introduction to Random Signals, Estimation Theory, and Kalman Filtering. Singapore: Springer Nature Singapore, 2024: 233-270.
- [35] LI G S, ZHAO S S, WU J H, et al. DV-hop localization algorithm based on minimum mean square error in Internet of Things[J]. Procedia Computer Science, 2019, 147: 458-462.
- [36] ALDABABSA M, GÖZTEPE C, KURT G K, et al. Bit error rate for NOMA network[J]. IEEE Communications Letters, 2020, 24(6): 1188-1191.
- [37] DU C, YU J, ZHANG R, et al. Orthcatter: High-throughput In-band OFDM Backscatter with Over-the-Air Code Division[C]// 21st USENIX Symposium on Networked Systems Design and Implementation (NSDI 24). Berkeley: USENIX Association, 2024: 1301-1314.
- [38] TANDRA R, SAHAI A. SNR walls for signal detection[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, 2008, 2(1): 4-17.

[作者简介]



王若玢(2002-), 女, 北京交通大学计算机科学与技术学院在读, 主要研究方向为移动互联网。



董岚(1976-), 女, 博士, 北京交通大学计算机科学与技术学院副教授, 主要研究方向为并行与分布式系统。



刘铭(1982-), 男, 博士, 北京交通大学计算机科学与技术学院副教授, 主要研究方向为5G移动通信关键技术、物理层安全技术等。



王公仆(1980-), 男, 博士, 北京交通大学计算机科学与技术学院教授, 主要研究方向为无线信号处理与移动互联网。



艾渤(1974-), 男, 博士, 北京交通大学电子信息工程学院院长、教授, 主要研究方向为移动通信。