物理层超高频射频识别标签信号分离中的信道估计

段汉俊 吴海锋* 曾 玉
(云南民族大学电气信息工程学院 昆明 650500)

摘 要：在被动式的超高频(UHF)射频识别(RFID)系统中，当多个标签选择同一个时隙向阅读器发送信息，标签间冲突就会产生，该冲突通常只在介质访问控制(MAC)层上解决。其实，若冲突信号在物理层上被分离，识别效率将能得到很大的提高。在物理层冲突信号分离中，信道估计是一项关键技术，因为好的信道估计有助于准确地恢复冲突信号。传统的信道估计方法在两个标签冲突的情况下具有较好的估计性能，但当冲突标签数超过 2 时，却会产生较高的误差。该文针对物理层的 UHF RFID 信号分离问题，提出一种新的信道估计方法。该方法利用已知的前缀信号，采用最小二乘方法对信道进行估计。从实验结果看，当标签冲突数超过 2 时，该文提出的信道估计方法的误差要小于传统的估计方法，而且估计的信道得到的分离效率也高于传统方法。

关键词：射频识别；标签冲突；信号分离；信道估计；最小二乘
中图分类号：TP391.45 **文献标识码**：A **文章编号**：1009-5896(2016)01-0119-08
DOI: 10.11999/JEIT150476

Channel Estimation for Recovery of UHF RFID Tag Collision on Physical Layer

DUAN Hanjun WU Haifeng ZENG Yu
(*School of Electrical and Information Technology*, *Yunnan Minzu University*, *Kunming* 650500, *China*)

Abstract: In a passive Ultra-High Frequency (UHF) Radio Frequency IDentification (RFID) system, when multiple tags choose a same time slot to send information to a reader, tag collision will occur. Generally, the collision is resolved only on a Medium Access Control (MAC) layer. In fact, the collision could be separated on a physical layer, and the efficiency of system identification could be advanced. In the physical layer separation, channel estimation is one of key techniques because good estimation could help to correctly recover the collided signals. Conventional channel estimates work well under the environment of two collided tags. When the number of collided tags is beyond two, however, the conventional channel estimates have more estimation errors. In this paper, a novel channel estimate method is proposed for the passive UHF RFID signal separation on physical layer. The proposed method uses the information of preambles which is a-priori known for a reader and applies a Least-Square (LS) criterion to estimate the channel parameters. From numerical results, the estimation errors of the proposed method are lower than the conventional methods under the number of collided tags is more than two. And, the separation efficiency of the proposed methods is also higher.

Key words: Radio Frequency IDentification (RFID); Tag collision; Signal separation; Channel estimation; Least-Square (LS)

1 引言

超高频(UHF)无线射频识别(RFID)技术是一种非接触式的电子识别技术，作为物联网中关键的传感技术之一，近年随着物联网的广泛应用得到了较快的发展。UHF RFID 采用被动式系具有价格低廉、构造简单等优点，因此在工程实际中得到了较广泛的应用[1]。在 UHF RFID 系统中，标签识别在共享信道下进行，因此多个标签间容易产生冲突[2]。传统的防冲突方法采用随机多址接入的思想，主要在介质访问控制(MAC)层进行[3–10]。在这些方法中，标签随机选择时隙与阅读器通信，若该时隙发生冲突，标签将再次选择，直到冲突不再发生。由于 MAC 层的防冲突方法视冲突时隙为无效时隙，其识别效率并不高。然而，在物理层上通过标签信号分离的方法可直接从冲突信号中恢复标签信号[11–15]。由于

收稿日期：2015-04-27；改回日期：2015-08-25；网络出版：2015-11-18
*通信作者：吴海锋 whf5469@gmail.com
基金项目：国家自然科学基金(61262091)，云南省第十七批中青年学术和技术带头人资助项目(2014HB019)，云南省教育厅科学基金重点项目(2014Z093)，云南民族大学研究生创新基金项目(2015YJCXY254)
Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (61262091), The 17th Batches of Young and Middle-aged Leaders in Academic and Technical Reserved Talents Project of Yunnan Province (2014HB019), The Project of Scientific Research Foundation of Yunnan Provincial Department of Education (2014Z093), The Project of Postgraduate Innovation Foundation of Yunnan Minzu University (2015YJCXY254)

这些方法不再将冲突时隙视为无效，因此识别效率得到了很大的提高。物理层的标签信号分离方法通常需要标签与阅读器间的通信信道信息，准确的信道估计将决定能否正确恢复出标签信息，因此信道估计对提高标签信号分离的性能具有重要意义。

星座映射(CM)算法[11]是一种物理层标签信号分离算法。该方法实质是一种盲方法，即没有通过信道系数来分离冲突标签信号。当标签数增多时，该算法计算复杂度随冲突标签数的增加而增大。单天线迫零(SAZF)算法[12]也是一种物理层的分离算法。该算法先估计了信道系数，因此具有较低的计算复杂度。然而，在单天线的情况下仅适用于两个冲突标签的分离。连续干扰消除信道估计(SCE)算法[13]可在物理层上恢复2个以上的标签冲突信号。该算法每一步干扰消除都需要估计信道系数。SCE算法采用内积的方法来估计信道，这会产生一个累积误差。随着标签数的增多，估计的性能会急剧恶化。

在大规模的标签识别环境下，传统算法在分离2个以上的标签时，信道估计性能并不能得到较好的保证。本文针对物理层的标签信号分离问题，提出了一种新的信道估计算法。该算法利用标签所发送的前缀信号来构造3种观测方程，根据这3个方程采用最小二乘法得到了3种信道估计结果。从实验结果看，本文提出的算法在2个以上标签冲突的情况下，估计误差要低于传统算法，相应的分离效率也高于传统算法。

2 系统模型和信道估计问题

在RFID系统中，标签通过耦合方式从阅读器获取能量，UHF RFID系统主要采用反向散射[13]。本文采用一个单接收天线的阅读器识别多个标签的UHF RFID系统。阅读器先发送一段连续载波信号，由于该载波信号包含能量，因此可提供能量给标签[16]。假定有N个标签在同一时隙应答，阅读器将接收到这N个标签的叠加信号，阅读器对叠加信号向下变频至基带信号，则该基带信号可表示为复数信号，记作[12,13]

$$z_L(t)=\sum_{n=0}^{N-1}h_n c_n(t)+L+\xi(t) \tag{1}$$

其中，$h_n=h_n^f h_n^b\sqrt{\Delta\sigma_n}$，通常该信道在很短的一个通信时间内可视为平坦性衰落的线性时不变信道[12]，h_n^f和h_n^b分别是前向信道(阅读器到标签n，$n=0,1,\cdots,N-1$)和后向信道(标签n到阅读器)系数，$\Delta\sigma_n$表示标准化的复雷达横截面系数；$\xi(t)$是叠加在阅读器接收端的加性高斯白噪声；$c_n(t)=\sum_{k=0}^{K-1}d_{n,k}g_{a_n}(t-ka_n-b_n)$是开关键控信号，$K$为符号块长，$a_n$和$b_n$分别代表符号周期和符号时延，通$b_n\neq b_m$ [11−14]；$d_{n,k}\in\{0,1\}$为发射的ID信息，通常为二进制序列；$g_{a_n}(t)$为调制的脉冲波形。

在ISO18000-6[17]和EPC C1 Gen2[18]标准中，标签在反射其信号之前有一段静默期，即所有标签都处于吸收状态时阅读器仅发生载波泄漏，此时$z_L\approx L$ ($d_{n,k}=0$)，因此在这个时候可估计L，由于L已在文献[12]中得到了较好的解决，因此，假定L已知。令$z(t)=z_L(t)-L$，则式(1)变为

$$z(t)=\sum_{n=0}^{N-1}h_n c_n(t)+\xi(t) \tag{2}$$

物理层的标签信号分离是从式(2)的冲突信号$z(t)$中获取$d_{n,k}$的过程，若h_n已知，则$d_{n,k}$比较容易获取。通常，h_n未知，因此估计h_n的问题就是本文所讨论的信道估计问题。在SAZF算法中，冲突信号被映射到I/Q平面上，图1(a)给出了2个冲突信号的I/Q平面映射图。此时，2个标签的信道系数可估计为[10]

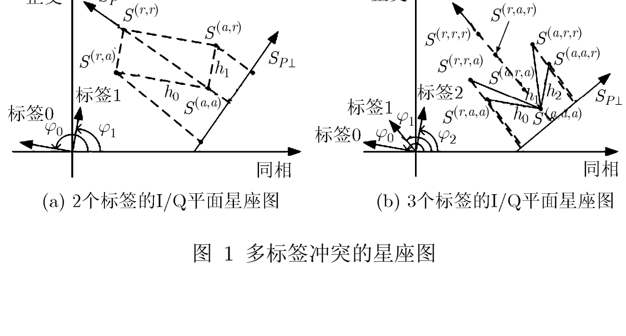
$$h_0=S^{(r,a)}-S^{(a,a)}=\min_k\{S_\perp[k]\}-S^{(a,a)} \tag{3}$$

$$h_1=S^{(a,r)}-S^{(a,a)}=\max_k\{S_\perp[k]\}-S^{(a,a)} \tag{4}$$

其中，$S^{(a,a)}=L$为两个标签均为吸收状态；$S^{(r,a)}=L+h_0$和$S^{(a,r)}=L+h_1$均表示一个标签为吸收状态，另一个标签为发射状态；$S^{(r,r)}=L+h_0+h_1$为两个标签均为发射状态。

$S_{P_\perp}$为信号空间S_P的正交子空间，其中S_P如图1(a)所示，通过式(3)和式(4)可知，SAZF可估计两个标签的信道系数。然而，当标签数大于2时，SAZF可能无法估计信道系数。图1(b)给出了3个标签冲突的情形，由式(3)可得，$\min_k\{S_\perp[k]\}-S^{(a,a,a)}=S^{(r,r,a)}-S^{(a,a,a)}=h_0+h_1$，其中$S^{(a,a,a)}$和$S^{(r,r,a)}$分别表示3个标签均为吸收和有两个标签反射、一个标签吸收的状态。该式得到的结果为2个标签信道系数的叠加，并不能有效估计任何一个标签的信道系数。

SCE算法通过连续干扰消除来估计信道，第n个标签信道可估计为[13]



(a) 2个标签的I/Q平面星座图　(b) 3个标签的I/Q平面星座图

图1 多标签冲突的星座图

$$\hat{h}_n = \left\langle z_n(t), \varphi_{a_n,b_n}(t) \right\rangle \Big/ \left\langle \varphi_{a_n,b_n}(t), \varphi_{a_n,b_n}(t) \right\rangle \tag{5}$$

$$z_n(t) = z_{n-1}(t) - h_{n-1}\varphi_{a_{n-1},b_{n-1}}(t) \tag{6}$$

初始值 $z_0(t) = z(t)$； $\left\langle x(t), y(t) \right\rangle = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)y(t)\mathrm{d}t$ 表示为 $x(t)$ 与 $y(t)$ 的内积；$\varphi(t)$ 是与前缀信号具有相同结构的母函数，通常，标签在发送ID信息之前会发送一段前缀信息，而且该前缀信号对于每个标签都是相同的，因此阅读器可预先知道前缀信号的信息，图2给出了EPC C1 Gen2标准中，TRext=0采用FM0调制的前缀信号波形[13,14,18]。

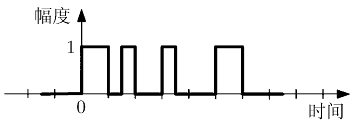


图 2 当TRext=0时FM0前同步码控制信号，二进制序列为{1,0,1,0,v,1}，其中v表示FM0偏移[13,18]

$\varphi_{a_n,b_n}(t)$ 为母函数 $\varphi(t)$ 的子函数，定义为

$$\varphi_{a_n,b_n}(t) = \varphi\left[(t-b_n)/a_n\right] \tag{7}$$

式(5)的估计还需要知道 a_n 和 b_n 的信息，可由式(8)得到[13]

$$(a_n, b_n) = \arg\max_{\alpha\in A,\beta\in B} \left\langle z_n(t), \varphi_{\alpha,\beta}(t) \right\rangle^2 \tag{8}$$

集合 A 和 B 表示符号周期 α 和时延 β 的搜索范围。在SCE算法中，由式(5)可得到第0个标签的信道系数

$$\hat{h}_0 = h_0 + \left\langle \sum_{n=1}^{N-1} h_n \varphi_{a_n,b_n}(t) + \xi(t), \varphi_{a_0,b_0}(t) \right\rangle \Big/ \left\langle \varphi_{a_0,b_0}(t), \varphi_{a_0,b_0}(t) \right\rangle \tag{9}$$

式(9)中的右边第2项为估计的误差项。由于SCE采用连续干扰消除，因此式(9)的误差项会连续引入到 $\hat{h}_1, \hat{h}_2, \cdots, \hat{h}_{N-1}$ 中，当标签数比较多时，误差项会不断累计，误差越来越大，致使估计性能逐渐恶化。

由以上分析可知，SAZF算法不适用于估计2个以上的标签冲突的信道系数，而SCE算法又会引入误差项，当标签数超过2时，估计误差会不断增大。下面，将介绍本文提出的算法，它在估计2个以上的冲突标签的信道时，有较少的估计误差。

3　前缀信号的最小二乘信道估计

3.1 高矩阵的最小二乘信道估计

由第2节分析可知，因为每个标签的前缀信号均是固定且相同的，因此阅读器认为该信号已知，利用该前缀信号可以估计信道。高矩阵的最小二乘信道估计(HLCE)算法直接通过标签的前缀信号来构造观测矩阵，然后，根据观测矩阵得到观测方程。最后，对观测方程采用最小二乘法估计信道系数。该观测方程为

$$z(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \varphi_{a_n,b_n}(t) h_n + \xi(t) \tag{10}$$

将式(10)写成矩阵形式，可得

$$\boldsymbol{Z} = \boldsymbol{\Phi}\boldsymbol{H} + \boldsymbol{\Xi}_{\mathrm{H}} \tag{11}$$

其中，

$$\boldsymbol{\Phi} = \begin{bmatrix} \varphi_{a_0,b_0}(t_0) & \varphi_{a_1,b_1}(t_0) & \cdots & \varphi_{a_{N-1},b_{N-1}}(t_0) \\ \varphi_{a_0,b_0}(t_1) & \varphi_{a_1,b_1}(t_1) & \cdots & \varphi_{a_{N-1},b_{N-1}}(t_1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \varphi_{a_0,b_0}(t_{q-1}) & \varphi_{a_1,b_1}(t_{q-1}) & \cdots & \varphi_{a_{N-1},b_{N-1}}(t_{q-1}) \end{bmatrix} \tag{12}$$

其中， t_i ， $i = 0,1,\cdots,q-1$ 为前缀信号的时间采样点， $\boldsymbol{\Phi}$ 就是要构造的观测矩阵，它是由各个标签前缀信号组成。各个标签的前缀信号对阅读器是已知的，因此，可直接构造出矩阵 $\boldsymbol{\Phi}$ 。$\boldsymbol{H}$ 为信道系数向量，$\boldsymbol{Z}$ 为接收端的前缀信号向量，$\boldsymbol{\Xi}_{\mathrm{H}}$ 为白噪声序列，它们分别表示为

$$\boldsymbol{H} = \left[h_0 h_1, \cdots, h_{N-1}\right]^{\mathrm{T}} \tag{13}$$

$$\boldsymbol{Z} = \left[z(t_0), z(t_1), \cdots, z(t_{q-1})\right]^{\mathrm{T}} \tag{14}$$

$$\boldsymbol{\Xi}_{\mathrm{H}} = \left[\xi(t_0), \xi(t_1), \ldots, \xi(t_{q-1})\right]^{\mathrm{T}} \tag{15}$$

若矩阵 $\boldsymbol{\Phi}$ 满足列满秩，则根据最小二乘法，信道系数可估计为

$$\widehat{\boldsymbol{H}}_{\mathrm{H}} = \boldsymbol{\Phi}^{+}\boldsymbol{Z} \tag{16}$$

式(16)成立的前提条件是矩阵 $\boldsymbol{\Phi}$ 应满足列满秩，因此必须保证 $q \ge N$ 。通常，q 值的大小将会决定估计性能的优劣，较大 q 值能得到较小的估计误差，但会导致计算矩阵 $\boldsymbol{\Phi}$ 伪逆的复杂度增加，而较小的 q 值又会使估计误差增大。该算法主要是构造观测矩阵 $\boldsymbol{\Phi}$ 并利用最小二乘法估计信道系数。该算法在利用较多的前缀信息时具有很高的估计精度，但计算复杂度较大，实现成本较高。

3.2 内积矩阵的最小二乘信道估计

由上一小节分析可知，较大的 q 值能保证较好的估计性能，这意味着时间采样点 t_i 增多，也就是要保证尽可能多地利用前缀信号的信息。然而，较大的 q 值又会使计算复杂度增大。为了解决这一矛盾，本文采用内积矩阵的最小二乘估计(ILCE)来尽可能地多利用前缀信号的信息，同时又可降低计算复杂度。该算法通过构造一个和前缀信号 $\varphi_{a_n,b_n}(t)$ 具有相同结构的子函数 $\varphi_{u_m,v_m}(t)$，其中 u_m, v_m 分别从集

合 A,B 中选取的。若 Y_m 表示为 $z(t)$ 与 $\varphi_{u_m,v_m}(t)$ 的内积，则可得

$$Y_m = \int_{-\infty}^{\infty} z(t)\varphi_{u_m,v_m}(t)\mathrm{d}t \tag{17}$$

将式(2)代入式(17)可得

$$\begin{aligned} Y_m &= \int_{-\infty}^{\infty}\left[\sum_{n=0}^{N-1} h_n c_n(t) + \xi(t)\right]\varphi_{u_m,v_m}(t)\mathrm{d}t \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} h_n \int_{-\infty}^{\infty}\varphi_{a_n,b_n}(t)\varphi_{u_m,v_m}(t)\mathrm{d}t \\ &\quad + \int_{-\infty}^{\infty}\xi(t)\varphi_{u_m,v_m}(t)\mathrm{d}t \end{aligned} \tag{18}$$

令

$$P_{m,n} = \int_{-\infty}^{\infty}\varphi_{a_n,b_n}(t)\varphi_{u_m,v_m}(t)\mathrm{d}t \tag{19}$$

$$\varXi_m = \int_{-\infty}^{\infty}\xi(t)\varphi_{u_m,v_m}(t)\mathrm{d}t \tag{20}$$

则式(18)可写为

$$Y_m = \sum_{n=0}^{N-1} h_n P_{m,n} + \varXi_m \tag{21}$$

将式(21)写成矩阵形式，可得

$$\boldsymbol{Y} = \boldsymbol{PH} + \boldsymbol{\varXi}_{\mathrm{I}} \tag{22}$$

其中

$$\boldsymbol{Y} = [Y_0, Y_1, \cdots, Y_{M-1}]^{\mathrm{T}} \tag{23}$$

$$\boldsymbol{\varXi}_{\mathrm{I}} = [\varXi_0, \varXi_1, \cdots, \varXi_{M-1}]^{\mathrm{T}} \tag{24}$$

$$\boldsymbol{P} = \begin{bmatrix} P_{0,0} & P_{0,1} & \cdots & P_{0,N-1} \\ P_{1,0} & P_{1,1} & \cdots & P_{1,N-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ P_{M-1,0} & P_{M-1,1} & \cdots & P_{M-1,N-1} \end{bmatrix} \tag{25}$$

若矩阵 $\boldsymbol{P}$ 满足列满秩，由最小二乘估计法可得到信道系数的估计向量为

$$\widehat{\boldsymbol{H}}_{\mathrm{I}} = \boldsymbol{P}^{+}\boldsymbol{Y} \tag{26}$$

由式(19)可知 $P_{m,n}$ 是通过与前缀信号求内积所得，因此在行数相等的情况下，相比式(12)，式(25)的矩阵 $\boldsymbol{P}$ 包含了更多的前缀信息。然而，为保证 $\boldsymbol{P}$ 满足列满秩，也应使 $M \ge N$，较大的 M 也会使计算 $\boldsymbol{P}$ 伪逆的复杂度增加。而且，式(19)求内积的过程也增加了计算量。该算法主要是利用内积的运算思想来构造观测矩阵 $\boldsymbol{P}$ 和观测方程式(21)，它可以利用到全部的前缀信息同时大大降低求伪逆的计算复杂度。

3.3 正交矩阵的最小二乘信道估计

由上一节分析，较大的 M 和求内积的过程均会使估计的计算复杂度增加，本节将采用正交矩阵的最小二乘信道估计(OLCE)来进一步减少复杂度，并保证估计性能。该算法是基于最小均方误差准则，通过构造观测矩阵使得信道系数的均方误差达到最小。首先，推导信道估计的均方误差。由式(11)可知 $\boldsymbol{H} = \boldsymbol{\varPhi}^{+}\boldsymbol{Z} - \boldsymbol{\varPhi}^{+}\boldsymbol{\varXi}_{\mathrm{H}}$，因此，信道系数的均方误差为

$$\begin{aligned} \mathrm{MSE} &= \mathrm{E}\left\{\left\|\widehat{\boldsymbol{H}}_{\mathrm{H}} - \boldsymbol{H}\right\|^2\right\}\Big/N \\ &= \mathrm{tr}\left[\boldsymbol{\varPhi}^{+}\mathrm{E}(\boldsymbol{\varXi}_{\mathrm{H}}\boldsymbol{\varXi}_{\mathrm{H}}^{\mathrm{H}})\boldsymbol{\varPhi}^{+\mathrm{H}}\right]\Big/N \\ &= \sigma^2\mathrm{tr}\left\{\left(\boldsymbol{\varPhi}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{\varPhi}\right)^{-1}\right\}\Big/N \end{aligned} \tag{27}$$

其中 $\boldsymbol{\varXi}_{\mathrm{H}}$ 为白噪声，噪声方差为 σ^2，$\mathrm{E}(\boldsymbol{\varXi}_{\mathrm{H}}\boldsymbol{\varXi}_{\mathrm{H}}^{\mathrm{H}}) = \sigma^2\boldsymbol{I}$。

若要 MSE 为最小，应使观测矩阵 $(\boldsymbol{\varPhi}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{\varPhi})^{-1} = \sigma_1^2\boldsymbol{I}$ 得到满足，其中 σ_1^2 为常量，此时的观测矩阵满足正交矩阵的特性，下面来构造此正交矩阵。首先构造一个复合信号：

$$\psi_{\mathrm{pre}}(t) = \sum_{n=0}^{N-1}\gamma_n\varphi_{a_n,b_n}(t) \tag{28}$$

其中，$\gamma_n, n = 0,1,\cdots,N-1$ 为匹配系数，γ_n 满足 $\gamma_{n_1} \ne \gamma_{n_2} \ne \gamma_{n_3} + \gamma_{n_4} \ne \gamma_{n_5} + \gamma_{n_6} + \gamma_{n_7} \ne \cdots$ 当 $n_1 \ne n_2 \ne n_3 \cdots$ 时，其中 $n_i \in \{0,1,\cdots,N-1\}$。由于 a_n 和 b_n 可通过式(8)估计得到，因此 $\psi_{\mathrm{pre}}(t)$ 为已知信号，分别检测 $\psi_{\mathrm{pre}}(t)$ 等于 $\gamma_0,\gamma_1,\cdots,\gamma_{N-1}$ 的时刻，并记录下对应的采样时间 t_j，$j = 0,1,\cdots,\eta-1$，其中 η 为正交序列的个数。根据式(10)中 $z(t)$ 对应的采样时间可得到一个新的观测方程

$$z(t_j) = \sum_{n=0}^{N-1}\varphi_{a_n,b_n}\left(t_j\right)h_n + \xi\left(t_j\right) \tag{29}$$

将式(28)写成矩阵形式，可得

$$\boldsymbol{Y}_{\mathrm{O}} = \boldsymbol{\varPhi}_{\mathrm{O}}\boldsymbol{H} + \boldsymbol{\varXi}_{\mathrm{O}} \tag{30}$$

其中

$$\boldsymbol{\varPhi}_{\mathrm{O}} = \begin{bmatrix} \varphi_{a_0,b_0}(t_0) & \varphi_{a_1,b_1}(t_0) & \cdots & \varphi_{a_{N-1},b_{N-1}}(t_0) \\ \varphi_{a_0,b_0}(t_1) & \varphi_{a_1,b_1}(t_1) & \cdots & \varphi_{a_{N-1},b_{N-1}}(t_1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \varphi_{a_0,b_0}(t_{\eta-1}) & \varphi_{a_1,b_1}(t_{\eta-1}) & \cdots & \varphi_{a_{N-1},b_{N-1}}(t_{\eta-1}) \end{bmatrix} \tag{31}$$

$$\boldsymbol{Y}_{\mathrm{O}} = \left[z(t_0), z(t_1), \cdots, z(t_{\eta-1})\right]^{\mathrm{T}} \tag{32}$$

$$\boldsymbol{\varXi}_{\mathrm{O}} = \left[\xi(t_0), \xi(t_1), \cdots, \xi\left(t_{\eta-1}\right)\right]^{\mathrm{T}} \tag{33}$$

由于对于任意 t_j，都有 $\psi_{\mathrm{pre}}(t_j) = \gamma_n$，$n = 1$ 或 $2,\cdots,N-1$，那么由式(28)可知，此时 $\varphi_{a_n,b_n}(t_j)$，$n = 1, 2,\cdots,N-1$ 中仅有1项为1，其余为0。即矩阵 $\boldsymbol{\varPhi}_{\mathrm{O}}$ 中任意第 j 行，仅有1项为1，其余均为0。因此，满足 $(\boldsymbol{\varPhi}_{\mathrm{O}}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{\varPhi}_{\mathrm{O}})^{-1} = \sigma_1^2\boldsymbol{I}$ 的正交条件，此时采用最小二乘法估计的信道系数具有最小均方误差，表示为

$$\widehat{\boldsymbol{H}}_{\mathrm{O}} = \boldsymbol{\varPhi}_{\mathrm{O}}^{+}\boldsymbol{Y}_{\mathrm{O}} \tag{34}$$

由式(29)~式(34)可知，矩阵 $\boldsymbol{\varPhi}_{\mathrm{O}}$ 可以只用到前缀信号的部分采样信息，因此 η 值可以取得较小，这

样在求 $\boldsymbol{\Phi}_{\mathrm{O}}$ 伪逆时就可以有较小的复杂度，同时，该算法也不需要求前缀信号的内积。该算法利用了最小均方误差的准则在保持较好的估计性能下具有较低的计算复杂度。

3.4 计算复杂度分析

本小节主要分析本文中几种算法的计算复杂度。其中CM采用的是无监督的聚类方法，该方法需要计算 Nqr 次欧氏距离，其中 N 为冲突标签个数，q 为聚类对象个数，r 为迭代次数。此外，该算法还需要进行 Nqr 次最值搜索。SAZF算法是将冲突信号投影到与信号正交的空间上，通过求极值的方法来估计信道系数。该算法需要进行 q 次最值搜索。SCE算法采用连续干扰消除的方法估计信道系数。该算法需要进行 $3N$ 次内积运算以及 $2N$ 次乘法运算。由于本文中的HLCE, ILCE和OLCE 3种算法均采用最小二乘估计信道，因此其计算复杂度主要集中在对观测矩阵求伪逆，而求伪逆的计算复杂度又主要由乘法构成。对一个 $X\times Y$ 维的矩阵求伪逆，共需要 XY^2+2Y^3 次乘法[19]。因此，HLCE算法在求伪逆时所用乘法次数为 qN^2+2N^3，ILCE算法在求伪逆时所用乘法次数为 MN^2+2N^3，OLCE算法在求伪逆时所用乘法次数为 ηN^2+2N^3，见表1。在以上3种算法中，参数满足 $q>>\eta>M\geq N$，因此HLCE算法的复杂度相最高，而ILCE算法和OLCE算法的复杂度相对较低。由于以上分析的几种算法的计算复杂度的衡量标准不一致，所以表1中只给出了本文中3种算法的计算复杂度比较。

表1 冲突标签数为 N 时HLCE算法、ILCE算法和OLCE算法的复杂度

算法	HLCE	ILCE	OLCE
复杂度	$O(qN^2+2N^3)$	$O(MN^2+2N^3)$	$O(\eta N^2+2N^3)$

4　数字实验结果分析

4.1 系统设置

这一节给出了DSFA算法、SAZF算法、SCE算法、HLCE算法、ILCE算法和OLCE算法共6种算法的计算机仿真系统设置，在仿真实验中，采用一个阅读器识别多个标签的模型。仿真中每种算法都是采用求5000次取平均值的蒙特卡洛法。首先对不同标签设置相同的前缀符号，但不同的标签有不同的时延和码元周期。仿真中采用已知的前缀符号去估计出不同标签信号的时延和码元周期，然后再估计信道参数。仿真系统的参数以EPC C1 Gen2标准[18]规定的参数为准，同时参考了文献[11-13]的设置方法，具体参数如下：

(1)信道：在一个识别周期中平坦性衰落的线性时不变信道[13]，同时依据文献[13]，各个标签的路径衰落系数并不相同，即 $\mathrm{E}(|h_i|^2)\neq\mathrm{E}(|h_j|^2)$，当 $i\neq j$。

(2)名义链路频率：$f_{lp}=50$ kHz[13,18]。

(3)符号率和时延：标签符号率 a_n 与名义频率 f_{lp} 之间的误差最大不超过±22%，且各个标签间的符号率之间的误差也不超过±22%，因此，实验在区间[$0.78f_{lp}$，$1.22f_{lp}$]中随机产生各个标签信号的符号率，同时保证 $|a_i-a_j|/a_j<22\%$；时延按文献[10,16]的规定，$b_n<24$ μs。

(4)对基带信号的采样频率：750 kHz。

(5)符号块长：标签信号的符号块长 K 与EPC C1 Gen2中规定的RN16的块长一致，即为16[18]。

(6)阅读器接收天线数为1。

(7)初始帧长为128。

(8)HLCE算法中的前缀信号时间采样点数 $q=1000$。

(9)ILCE算法中的 M 在2, 3和5个冲突标签时的取值分别为2, 3和5。在冲突标签数为4时的取值为4、20和100。

(10)OLCE算法中的 η 在2, 3, 4和5个冲突标签时的取值分别为270, 100, 60和20。这里只给出了 η 的均值，由于每次试验所得到的正交序列的个数是不确定的。

本文所涉及到的现存算法的具体执行过程如下：

(1)SAZF算法：采用文献[12]的方法，阅读器只采用一个接收天线，先将冲突标签信号映射至I/Q平面，然后构造信号空间的正交空间，将信号投射至正交空间，然后采用迫零算法分离冲突信号。

(2)SCE算法：采用文献[13]的方法，采用求内积的方法先将冲突标签信号中的信号强度最大的信号分离出来，然后采用串行干扰消除的方法依次将信号次强的信号分离，直至分离出所有信号。

(3)HLCE算法：直接通过前缀信号来构造观测矩阵式(13)，并对观测方程采用最小二乘法得到信道系数的估计向量。

(4)ILCE算法：通过前缀信号的内积来构造观测矩阵式(26)，并对观测方程采用最小二乘法得到信道系数的估计向量。

(5)OLCE算法：通过寻找正交序列来构造观测矩阵式(32)，并对观测方程采用最小二乘法得到信

道系数的估计向量。

(6)DSFA算法：动态帧时隙Aloha(DFSA)算法为纯MAC层算法，该算法根据标签数来调整帧长以提高识别效率。

4.2 估计误差

为了评价信道参数估计的性能，本文考虑在一定信噪比下的信道参数估计的相对误差为性能指标，其中相对误差表示为

$$e = \left\|\widehat{\boldsymbol{H}} - \boldsymbol{H}\right\| \Big/ \|\boldsymbol{H}\| \times 100\% \tag{35}$$

其中 $\|\bullet\|$ 表示欧式范数，$\widehat{\boldsymbol{H}}$ 是信道参数的估计值，$\boldsymbol{H}$ 是信道参数的设置值。信噪比SNR定义为

$$\mathrm{SNR} = \mathrm{E}\left(\sum_{n=0}^{N-1} \left|h_n c_n\right|^2\right) \Bigg/ \sigma_0^2 \tag{36}$$

其中 σ_0^2 表示噪声的方差。

图3给出了冲突标签数为3时、信噪比从0～20 dB时，SCE算法、SAZF算法、HLCE算法、ILCE算法和OLCE算法的相对误差结果对比图。由图中可看到，当信噪比小于6 dB时，SCE算法、SAZF算法和ILCE算法的相对误差都高于10^0，这表明在小信噪比的范围内这3种算法的信道估计性能都较低。然而，OLCE算法和HLCE算法信道估计的相对误差较小。OLCE算法的相对误差低于10^{-1}, HLCE算法的相对误差低于10^{-2}。当信噪比为20 dB时SAZF算法和SCE算法的相对误差都大于10^{-1}，然而，HLCE算法、OLCE算法和LCE算法的相对误差低于10^{-1}。从图中还可以看出，当信噪比为0～20 dB时HLCE算法的相对误差最小，这是因为它利用了全部的前缀信息，且计算复杂度很大。然而ILCE算法的复杂度远低于HLCE算法，但是它的相对误差比HLCE算法要高出很多。故此，本文又提出了一种折中的算法OLCE算法，它的相对误差较低而且算法的复杂度也远低于HLCE算法。OLCE算法的相对误差始终低于10^{-1}，HLCE算法的相对误差始终低于10^{-2}。虽然OLCE估计误差高于HLCE，然而由表1可知，其计算复杂度要低于HLCE，因此OLCE在估计的误差和计算复杂度上是一种折中。另外，结果还表明，在标签数为3时本文提出的HLCE算法、OLCE算法和LCE算法的性能要好于SAZF算法和SCE算法。

图4给出了在信噪比为16 dB下，标签数为2～5时，SCE算法、SAZF算法、ILCE算法、HLCE算法和OLCE算法的相对误差结果对比图。由图中可以看到，当标签数为2时OLCE算法和HLCE算法的相对误差都显著低于其它3种算法，它们的相对误差都低于10^{-3}。当标签数为3～5时，SCE算法的相对误差始终高于其它4种算法。SAZF算法随着标签数的增加趋于10^0，而ILCE算法始终低于10^0，OLCE算法始终低于10^{-1}，HLCE算法始终低于10^{-3}。结果表明，在标签数为2时，OLCE算法和HLCE算法的相对误差远低于其它3种算法。在标签数大于2时，ILCE算法、OLCE算法和HLCE算法的相对误差低于SAZF算法和SCE算法。

4.3 分离效率

本小节评价采用估计的信道来分离标签的性能，该性能通过分离效率来评价，定义为

$$P_e = n_s / n_t \times 100\,\% \tag{37}$$

其中 n_s 是成功分离的标签数，n_t 是冲突标签总数。在仿真实验中只要标签有一个码元识别错误就视为分离失败。分离标签信号通过以下方法实现[11]：首先，将冲突的标签信号映射到I/Q平面上得到冲突信号的星座图；其次，通过估计到的信道系数来确定星座图的聚类中心点；最后，通过计算星座图上的点到聚类中心之间的欧氏距离来聚类，以此分离标签信号。

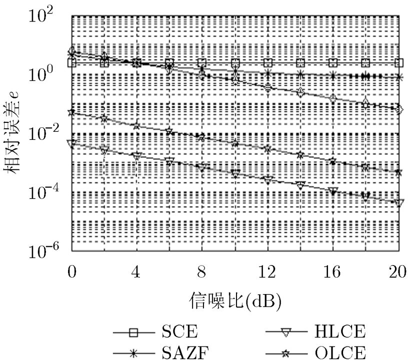


图 3 不同信噪比下5种算法估计出的信道参数的相对误差

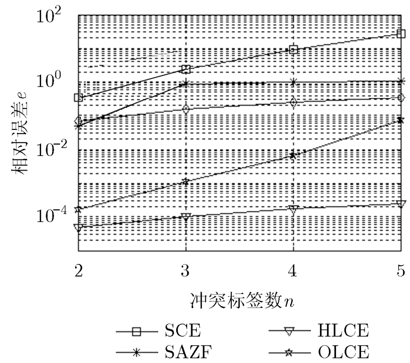


图 4 信噪比为16 dB时不同标签数下5种算法估计出的信道参数的相对误差

图5给出了冲突标签数为3时，不同信噪比下SCE算法、SAZF算法、ILCE算法、HLCE算法和OLCE算法的分离效率。从图中可以看出，在信噪比低于7 dB时，SCE算法、SAZF算法和ILCE算法的分离效率都低于20%，这表明在小信噪比下这3种算法的分离效率都较低，然而OLCE算法和HLCE算法的分离效率要高与其它3种算法。当信噪比大于7 dB时，ILCE算法的分离效率呈现增长趋势，在20 dB时高于75%，但是SCE算法和SAZF算法的分离效率没有得到太大的提高，在20 dB时都小于25%，然而OLCE算法和HLCE算法的分离效率在7 dB时都高于80%，在14 dB时都达到了100%的分离效率。结果表明HLCE算法和OLCE算法的分离效率要明显高于其它3种算法，ILCE算法在较大的信噪比下也具有较好的分离效率。

根据物理层的方法得到分离效率，利用分离技术可使识别性能大大提高。在本文中用成功识别标的签数与总时隙数比(STR)衡量识别性能。STR定义为

$$\mathrm{STR} = N_s/N_L \tag{38}$$

其中 N_s 是成功识别的标签数，N_L 是总时隙数。在仿真试验中，采用帧时隙Aloha的方法来识别标签，并将冲突的时隙中的冲突标签在物理层上分离，用物理层上成功分离的标签和MAC层上已识别的标签与总的时隙数比得到STR。由于MAC层中的方法一个时隙只能识别一个标签，所以STR不超过1。然而，在跨层的方法中一个冲突的时隙在物理层上可分离出两个或两个以上的标签，因此STR可能会大于1。

图6给出了信噪为20 dB时DFSA算法、SCE算法、SAZF算法、ILCE算法、HLCE算法和OLCE算法的STR。其中，DFSA算法为动态帧时隙Aloha算法，该算法是经典的MAC层标签防冲突算法。从图中可以看出，跨层的SCE算法、SAZF算法、ILCE算法、HLCE算法和OLCE算法的STR都要高于纯MAC层的DFSA算法。DFSA算法STR的最大值小于0.4，然而其它几种算法STR的最大值都大于0.75，SCE算法大于0.85, SAZF算法大于1.1, ILCE算法大于1.5, OLCE算法大于2, HLCE算法大于2.35。这与物理层上这几种算法的分离效率的性能相对应。DFSA算法的STR在标签数等于初始帧长128时达到最大，而SCE算法、SAZF算法、ILCE算法、OLCE算法和HLCE算法的STR最大时所对应的标签数依次增大，这是因为分离效率越大，可分离的标签数也越多，相应的STR增加。

5　结束语

通过数字实验的验证，本文提出的ILCE算法、HLCE算法和OLCE算法相比传统算法在信道估计上得到了较低的估计误差，特别在2个以上的标签的情形下估计误差将更低。在本文提出的3种算法中，OLCE的估计误差高于HLCE但低于ILCE，计算复杂度高于ILCE但低于HLCE，因此在估计性能和计算复杂度上是一种折中算法。本文还验证了，跨层的方法比经典的MAC层方法的STR有显著提高。

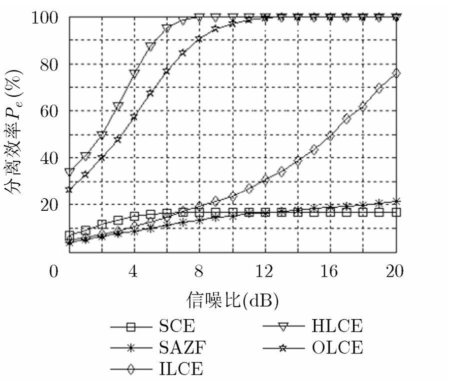


图 5 标签数为 3 时不同信噪比下 5 种算法的分离效率

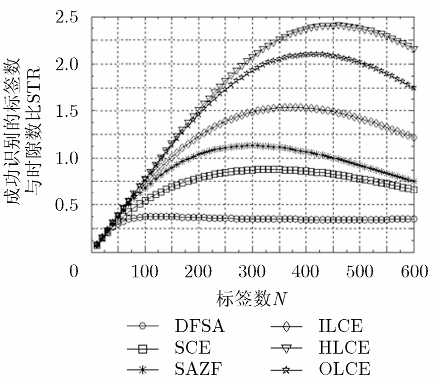


图 6 信噪为 20 dB 时 6 种算法的 STR

参 考 文 献

[1] FINKENZELLER K. RFID Handbook: Fundamentals and Applications in Contactless Smart Cards, Radio Frequency Identification and Near-Field Communications[M]. Hoboken: John Wiley & Sons, 2010: 1–22.

[2] KLAIR D K, CHIN K W, and RAAD R. A survey and tutorial of RFID anti-collision protocols[J]. *IEEE Communicaitons Surveys & Tutorial*, 2010, 12(3): 400–421.

[3] 李志坚，赖顺桥. 一种基于碰撞位指示的射频识别标签防碰

撞算法[J]. 电子与信息学报, 2014, 36(12): 2842-2847. doi: 10.3724/SP.J.1146.2013.01759.

LI Zhijian and LAI Shunqiao. An anti-collision algorithm based on collided bits indicator in radio frequency identification systems[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2014, 36(12): 2842-2847. doi: 10.3724/SP.J.1146.2013.01759.

[4] WU Haifeng, ZENG Yu, FENG Jihua, *et al*. Binary tree slotted aloha for passive RFID tag anti-collision[J]. *IEEE Transactions on Parallel and Distributed Systems*, 2013, 24(1): 19-31.

[5] 王云峰, 张斌, 刘洋, 等. 基于码分多址防碰撞的射频识别认证协议[J]. 电子与信息学报, 2014, 36(6): 1472-1477. doi: 10.3724/SP.J.1146.2013.01337.

WANG Yunfeng, ZHANG Bin, LIU Yang, *et al*. Radio frequency identification authentication protocol based on CDMA anti-collision algorithm[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2014, 36(6): 1472-1477. doi: 10.3724/SP.J.1146.2013.01337.

[6] ZHANG Lijuan, XIANG Wei, and TANG Xiao-hu. An adaptive anti-collision protocol for large-scale RFID tag identification[J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2014, 3(6): 601-604.

[7] SHAO Min, JIN Xiao-fang, and JIN Li-bao. An improved dynamic adaptive multi-tree search anti-collision algorithm based on RFID[C]. International Conference on Data Science and Advanced Analytics (DSAA), Shanghai, 2014: 72-75.

[8] LAI Yuancheng and HSIAO Ling-yen. General binary tree protocol for coping with the capture effect in RFID tag identification[J]. *IEEE Communications Letters*, 2010, 14(3): 208-210.

[9] WU Haifeng and ZENG Yu. Bayesian tag estimate and optimal frame length for anti-collision aloha RFID system[J]. *IEEE Transactions on Automation Science and Engineering*, 2010, 7(4): 963-969.

[10] 李青青, 刘洪武, 张小林. 一种基于不等长时隙的射频识别防碰撞算法[J]. 电子与信息学报, 2011, 33(11): 2628-2633. doi: 10.3724/SP.J.1146.2011.00303.

LI Qingqing, LIU Hongwu, and ZHANG Xiaolin. An anti-collision algorithm based on unequal timeslots in radio frequency identification system[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2011, 33(11): 2628-2633. doi: 10.3724/SP.J.1146.2011.00303.

[11] SHEN D, WOO G, REED D P, *et al*.. Separation of multiple passive RFID signals using software defined radio[C]. IEEE International Conference on RFID, Orlando, FL, 2009: 139-146.

[12] ANGERER C, LANGWIESER R, and RUPP M. RFID reader receivers for physical layer collision recovery[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2010, 58(12): 3526-3537.

[13] FYHN K, JACOBSEN R M, POPOVSKI P, *et al*. Multipacket reception of passive UHF RFID tags: a communication theoretic approach[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2011, 59(9): 4225-4237.

[14] BLETSAS A, KIMIONIS J, DIMITRIOU A G, *et al*. Single-antenna coherent detection of collided FM0 RFID signals[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2012, 60(3): 756-766.

[15] BENBAGHDAD M, FERGANI B, TEDJINI S, *et al*. Simulation and measurement of collision signal in passive UHF RFID system and edge transition anti-collision algorithm[C]. IEEE RFID Technology and Applications Conference (RFID-TA), Tampere, 2014: 277-282.

[16] NIKITIN P V, RAO K V S, and MARTINEZ R D. Differential RCS of RFID tag[J]. *Electronics Letters*, 2007, 43(8): 431-432.

[17] International Standard ISO/IEC 18000-6. Information technology Radio Frequency Identification (RFID) for item management Part 6: Parameters for air interface communications at 860 MHz to 960 MHz[S]. 2004.

[18] EPCglobal. Radio-frequency identification protocols class-1 generation-2 UHF RFID protocol for communications at 860 ~960 MHz Version 1.2.0[S]. 2008.

[19] 李益勇, 杨庆之. 广义逆矩阵几种算法的复杂度比较[J]. 南开大学学报, 2012, 45(5): 7-13.

LI Yiyong and YANG Qingzhi. The comparison of generalized inverse matrix algorithms complexity[J]. *Acta Scientiarum Naturalium Universitatis Nankaiensis*, 2012, 45(5): 7-13.

段汉俊： 男，1991 年生，硕士，研究方向为 RFID 中跨层标签防冲突算法.

吴海锋： 男，1977 年生，博士，教授，研究方向为 RFID 技术与通信信号处理.

曾　玉： 女，1981 年生，硕士，讲师，研究方向为多址接入通信.