

物理层的超高频 RFID 标签信号分离

吴海锋, 曾玉

(云南民族大学 电气信息工程学院, 云南 昆明 650500)

摘要: 提出一种分离冲突信号算法, 先用动尺度变换将冲突信号变换至时-尺域并得到变换矩阵, 然后由最小二乘和最小均方差准则将冲突信号分离以检测标签信号。仿真结果表明, 相比传统标签分离方法, 所提方法仅采用单接收天线就可分离 2 个以上冲突标签信号, 并在无捕获效应下也具有良好分离性能。

关键词: RFID; 冲突标签信号分离; 跨层方法; 超高频; 物理层

中图分类号: TP393.04

文献标识码: A

Passive UHF tag collision resolution on PHY layer

WU Hai-feng, ZENG Yu

(School of Electrical and Information Technology, Yunnan University of Nationalities, Kunming 650500, China)

Abstract: An algorithm was proposed to separate the collided signals on the PHY layer. The proposed algorithm firstly adopts a dynamic-scale transformation to transform the collided signals to time-scale domains. And then, a transforming matrix would be obtained from the transformation. Finally, least square and minimum mean square error criterion are utilized to separate the collided tag signals. Simulation results show that, in contrast to the conventional signal separation approaches, the proposed algorithm can separate more than two tag signals under single-antenna condition and have better performance of separation even without capture effect.

Key words: RFID; collided tag signal separation; cross layer; UHF; physical layer

1 引言

射频识别 (RFID) 是 20 世纪 90 年代兴起的一种非接触自动识别技术, 相比传统条形码识别技术, RFID 能够在短时间内识别多个标签, 因此具有较高的识别效率。在被动式 RFID 系统中, 多标签识别在一共享无线信道下进行, 因此当多个标签同时与阅读器通信时, 冲突将不可避免^[1]。RFID 标签冲突本质是多址接入问题, 但一些固定多址接入方法, 如 TDMA、FDMA、CDMA 和 OFDMA 却

不适用于被动式 RFID 系统^[2], 其原因在于: 第一, 被动 RFID 通信为突发通信模式 (bursty traffic), 即系统识别的标签数不固定, TDMA 和 FDMA 等固定多址方法用于突发通信不能使通信资源得到合理分配; 第二, 出于成本考虑, 被动式标签结构要尽可能简单, 因此 RFID 标签难以支持 OFDMA 等较为复杂的多址接入方法; 第三, 被动式 RFID 系统中标签并不带电, 而上述的接入方法, 如 CDMA 要求标签占用较多的带宽, 需要标签具有高效的供电控制。

收稿日期: 2013-10-09; 修回日期: 2014-03-15

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61262091); 云南省应用基础研究计划项目(2011FB083); 云南省教育厅科学重大基金资助项目(ZD2011009); 云南省教育厅科学重点基金资助项目(2014Z093); 云南民族大学创新团队建设基金资助项目; 云南省第十七批中青年学术和技术带头人后备人才资助项目(2014HB019)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (61262091); Applied and Basic Research Foundation of Yunnan Province (2011FB083); The Major Special Project of Scientific Research Foundation of Yunnan Provincial Department of Education (ZD2011009); The Scientific Research Foundation of Yunnan Provincial Department of Education(2014Z093); A Grant From Innovative Research Team in Yunnan University of Nationalities; The Youth of Seventeenth Batches of Leaders in Academic and Technical Talents Project of Yunnan Province(2014HB019)

相比固定多址接入方法, 随机多址接入方法^[3]更适合被动式 RFID 系统, 这些方法可分为单纯的介质访问(MAC)层和跨 MAC-物理层的随机多址接入^[4-9]。单纯 MAC 层方法主要有树和 ALOHA 类方法, 其中最常用的树类方法是二进制树算法, 在该算法中, 冲突的标签只分解为 2 个子集, 发送和等待^[10,11], 由于二进制树算法易于实现, 因此得到了广泛的应用, ISO18000-6B^[12]标准就采用了二进制树算法。ALOHA 类方法中最常用的是动态帧时隙 ALOHA 算法^[13,14], ISO18000-6A^[12]和 EPC C1 Gen2^[15]标准均采用该算法, 它把识别时间分为若干个帧, 并且还将若干个时隙组成一个帧, 每个标签在一个帧内随机选择时隙, 且在一个帧内只能选择一个时隙, 若标签发生冲突, 则冲突的标签将在下一个帧中继续选择时隙被识别。除了以上的随机 MAC 方法以外, 还有几种将树类方法和 ALOHA 类方法相结合的混合类 MAC 方法^[16,17], 标签仍随机选择时隙, 若发生冲突, 则冲突的标签立即进行树分解, 其余的标签将等待, 直到该树分解结束。

然而, 随机多址接入方法仅在介质访问(MAC)层上解决多标签识别, 其识别效率并不高。跨 MAC 层和物理层的方法不仅在 MAC 层上解决标签冲突, 而且还在物理层上对冲突标签信号进行分离。文献[5, 6, 8]的实验结果均表明, 跨层识别方法在识别效率上要高于 MAC 层的随机多址方法。如何在物理层中实现标签信号分离是跨层方法面临的一个重要问题。Shen 等在文献[8]中提出了一种把调制后信号投影到柱状图的标签信号分离方法, 然而, 该方法的计算复杂度以标签数的 2 指数幂增加, 当标签数增多时, 信号分离的计算度增加, 使信号难以被分离。Angerer^[6]提出了一种利用 I/Q 平面分离标签信号的方法, 然而, 该方法只适用于分离 2 个冲突标签, 当标签超过 2 时, 标签信号的分离方程将变成一个欠定方程。当然, 阅读器可使用多个接收天线或智能天线技术^[7]使方程变为超定方程, 然而这将增加阅读器的硬件结构复杂度。Bletsas^[9]在单天线情况下, 利用相关检测的方法来检测 FM0 编码的标签冲突信号, 然而, 该方法同样也只能分离 2 个标签信号。Fyhn^[5]提出了一种最大似然序列检测器(MLSD)来分离 FM0 和 Miller 编码的冲突标签信号, 然而, 这种技术假定冲突的标签信号存在捕获效应, 即每个标签信号经历的信道衰落不一样, 当接收的标签信号强度均相同时, MLSD 解码

方法的性能将迅速恶化。

本文采用跨层思想提出了一种可在物理层解决超高频(UHF)RFID 多标签冲突的算法。该算法利用了变换域理论^[18,19], 首先将标签冲突信号变换到时一尺域中, 并得到变换矩阵, 然后再通过最小二乘(LS)和最小均方误差(MMSE)准则将各个标签的冲突信号分离以检测冲突标签信号。本文的主要贡献如下。

1) 可在单天线条件下分离 2 个以上的标签冲突信号。在该方法中, 具有 2 个或以上标签的时隙都将变为可读时隙, 因此本文算法的识别效率将高于仅能分离 2 个冲突标签信号的现存算法。

2) 在非捕获效应下有较好的分离性能。当阅读器接收的各冲突标签信号的强度不一样时, 现存算法能分离强度最大的信号, 即捕获效应发生^[1]。然而, 当信号强度相同时, 现存方法的分离性能将迅速恶化, 而此时本文的算法却具有较好的分离性能。

2 信号与信道模型

在本模型中, 考虑一个阅读器阅读多个标签的超高频 RFID 系统, 其中阅读器只装有一个接收天线。阅读器与标签通信时先发送一段连续载波信号, 标签再把这些信号反射回阅读器。标签反射回的信号只具有吸收(0)和反射(1) 2 种状态的二进制信号, 这 2 种状态通过是否与标签天线的输入阻抗相匹配来得到。假定有 J 个标签选择同一个时隙, 那么阅读器在这个时隙内接收到的信号将是这 J 个标签信号的叠加, 阅读器再将这叠加信号向下变频至基带信号, 该基带信号可表示为复数信号, 记作^[5,6]

$$y_L(t) = \sum_{j=0}^{J-1} h_j^f h_j^b \sqrt{\Delta\sigma_j} a_j(t) + L + \xi(t) \quad (1)$$

其中,

$h_j^f = |h_j^f| e^{j\phi_j^f}$, $h_j^b = |h_j^b| e^{j\phi_j^b}$, 式中 $|h_j^f|$ 、 $|h_j^b|$ 、 ϕ_j^b 和 ϕ_j^f 分别是前、后向信道系数 h_j^f 、 h_j^b 的模和相位。

$\Delta\sigma_j = |\Delta\sigma_j| e^{j2\phi_j^{\Delta\sigma}}$ 表示标准化的复雷达横截面系数^[20], $\phi_j^{\Delta\sigma}$ 代表相应的相位。

$L = |L| e^{j\phi^L}$ 表示来自于阅读器发射天线的复载波信号泄露, ϕ^L 表示相应的相位。

$\xi(t)$ 是叠加在阅读器接收端的加性高斯白噪声, 其功率为 σ_0^2 。

$a_j(t) = \sum_{k=0}^{K-1} a_{j,k} p_{T_j}(t - kT_j - \tau_j)$ 是开关键控信号, K 为符号块长, T_j 和 τ_j 分别代表符号周期和符号时延, $a_{j,k} \in \{0,1\}$ 为发射的二进制符号, $p_{T_j}(t)$ 为调制的脉冲波形, 即 $p_{T_j}(t) = 1, 0 \leq t < T_j$, 对于式(1), 给出以下几点说明。

1) 给出等效的信道 $h_j = h_j^f h_j^b \sqrt{\Delta\sigma_j}$, 该信道在很短的一个通信时间内为平坦性衰落的线性时不变信道。关于该信道系数的估计问题已在文献[5~7]中得到了较好的解决, 因此在本文中 h_j 的估计问题将不再讨论。

2) 当 $a_{j,k} = 0$ 时, $y_L(t) = L + \xi(t)$, 因此载波泄露 L 可在所有标签均处于吸收状态(0)时进行估计。估计 L 也在文献[5~7]中得到了较好的解决, 所以本文也不作讨论。

3) 通常在超高频系统中, 当 $j \neq i$, 有 $T_j \neq T_i$ 和 $\tau_j \neq \tau_i$ [5~8]。在阅读器端, 标签 j 的 T_j 和 τ_j 并不知道。然而在 EPC C1 Gen2 标准中, 标签在发送其 ID 信号之前会先发送一段阅读器端已知的前缀信号, 利用该前缀信号通过求相关的方法可得到 T_j 和 τ_j [5]。在本文中, T_j 和 τ_j 的估计问题不再介绍。

由上分析, 可将式(1)变成

$$\hat{y}(t) = \sum_{j=0}^{J-1} \sum_{k=0}^{K-1} \hat{s}_{j,k} p_{T_j}(t - kT_j - \tau_j) + \xi(t) \quad (2)$$

其中,

$$\hat{s}_{j,k} = h_j a_{j,k} \quad (3)$$

因为 L 可估计出, 所以 $\hat{y}(t)$ 可由 $\hat{y}(t) = y_L(t) - L(t)$ 得到。又因为 h_j 也可估计出, 所以若得到 $\hat{s}_{j,k}$, 那么可由式(3)得到各标签信号 $a_{j,k} = \hat{s}_{j,k} / h_j$ 。这样标签分离的问题就转化成由信号 $\hat{y}(t)$ 去求解信号 $\hat{s}_{j,k}$, 下面将讨论如何求解 $\hat{s}_{j,k}$ 。

3 动尺度变换的标签信号分离

3.1 问题描述

令 V 和 W_j 是数域 G 上的有限维向量空间, 假定存在一线性变换 $F: s_j \in V \mapsto W_j$, 其中 s_j 为一列向量, 且 F 在数域 G 上是可逆的, 即 $F^{-1}[F(s_j)] = s_j$,

$\forall s_j \in V$ 。通常一叠加信号的向量可表示为

$$\mathbf{y} = \sum_{j=0}^{J-1} \mathbf{s}_j \quad (4)$$

对其进行 F 的线性变换后有

$$F(\mathbf{y}) = \sum_{j=0}^{J-1} F(\mathbf{s}_j) \quad (5)$$

假如该变换 F 又满足

$$F(\mathbf{s}_i) = \mathbf{0}, \forall \mathbf{s}_i \neq \mathbf{s}_j \quad (6)$$

其中, $\mathbf{0}$ 为一有限维零向量, 则可以通过

$$\mathbf{s}_j = F^{-1}[F(\mathbf{y})] \quad (7)$$

来分离出向量 s_j 。文献[19]采用式(7)的原理来分离信号, 当 s_j 是 MPSK 信号, 且信号个数 $J=2$ 时, 可找到一个时-尺变换 F 来使式(6)成立。然而, 文献[19]中的变换为一固定尺度上的变换, 若 $J>2$ 时, 难以使式(6)成立。文献[18]也采用式(7)的原理来分离信号, 其中, s_j 是语音信号。由于不同语音信号经短时傅里叶变换后在一定的时频域上近似满足 WDO, 即存在一线性变换使式(6)成立, 因此, 即使信号个数 $J \geq 2$ 也能成功分离信号。然而, RFID 标签信号为随机产生的开关键控信号, 在一定的时频域上并不能满足 WDO, 因此也难以通过式(7)来分离信号。

本文采用动尺度变换方法来分离 $J>2$ 个 RFID 标签信号, 即使式(6)不成立, 本文的方法也能成功分离标签信号。引入 I 个动态尺度因子, 并令 F_i , $i=0, 1, \dots, I-1$ 为第 i 个动态尺度因子上的线性变换, 那么可以找到一个变换矩阵 A_{ij} 使

$$F_i(\mathbf{s}_j) = A_{ij} \mathbf{s}_j \quad (8)$$

由式(5)和式(8)可得

$$F_i(\mathbf{y}) = \sum_{j=0}^{J-1} A_{ij} \mathbf{s}_j \quad (9)$$

写出矩阵形式, 则

$$\mathbf{Y} = \mathbf{A} \mathbf{S} \quad (10)$$

其中,

$$\mathbf{Y} = [\bar{\mathbf{y}}_0, \bar{\mathbf{y}}_1, \dots, \bar{\mathbf{y}}_{I-1}]^T \quad (11)$$

$$\bar{\mathbf{y}}_i = f_i(\mathbf{y}), i=0, 1, \dots, I-1 \quad (12)$$

$$\mathbf{S} = [\mathbf{s}_0^T, \mathbf{s}_1^T, \dots, \mathbf{s}_{J-1}^T]^T \quad (13)$$

$$A = \begin{bmatrix} A_{00} & A_{01} & \cdots & A_{0,J-1} \\ A_{10} & A_{11} & \cdots & A_{1,J-1} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ A_{I-1,0} & A_{I-1,1} & \cdots & A_{I-1,J-1} \end{bmatrix} \quad (14)$$

则信号向量 s_j , $j = 0, 1, \dots, J-1$ 可通过

$$S = A^+ Y \quad (15)$$

来进行分离。若式(15)成立，矩阵 A 应为列满秩。选择合适的动态尺度因子和尺度数 I 可保证 A 为列满秩，其选择方法将在下面做进一步介绍。

3.2 时一尺域变换

采用式(8)~式(15)分离信号应先寻找线性变换 F_i ，然后据此确定变换矩阵 A_{ij} 。在本节中，先介绍该变换。令 $\psi(t)$ 是一个具有实数值的母函数，它具备以下条件：

- 1) $\psi(t)$ 为有限能量，即 $\int_{-\infty}^{\infty} \psi^2(t) dt < \infty$ ；
- 2) $\psi(t)$ 是零均值的，即 $\int_{-\infty}^{\infty} \psi(t) dt = 0$ ；
- 3) $\psi(t)$ 是有界支集的函数，即对于一实数 c_1 和 c_2 ，假如 $t \notin [c_1, c_2]$ ，则 $\psi(t) = 0$ 。

相应地，定义 $s(t)$ 关于该母函数在第 i 个尺度因子 b_i 和时延因子 a 上的变换为

$$f_s(a, b_i) = b_i^{-1/2} \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \psi_{a, b_i}(t) dt \quad (16)$$

其中，

$$\psi_{a, b_i}(t) = \psi\left(\frac{t-a}{b_i}\right) \quad (17)$$

在本文中，选择 Harr 函数^[22]作为母函数，即

$$\psi(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t < 1/2 \\ -1, & 1/2 \leq t < 1 \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (18)$$

选择 Haar 为母函数，式(16)类似于小波变换，然而小波变换在许多信号处理应用中是一正交变换，例如文献[22]，式(16)变换中的尺度因子 b_i 动态变化，因此它并不一定保持正交。至此，式(8)中的线性变换 F_i 将由 $f_s(a, b_i)$ 给出。

3.3 变换矩阵

确定线性时尺域变换 F_i 后，将寻找式(8)中的变换矩阵 A_{ij} ，该矩阵可由以下定理得到。

定理 1 存在一个线性变换矩阵 A ，使

$$Y = AS$$

其中

$$Y = [\bar{y}_0^T, \bar{y}_1^T, \dots, \bar{y}_{I-1}^T]^T$$

$$\bar{y}_i = [f_y(0, b_i), f_y(b_i, b_i), \dots, f_y((K-1)b_i, b_i)]^T,$$

$$i = 0, 1, \dots, I-1 \quad (19)$$

$$S = [s_0^T, s_1^T, \dots, s_{J-1}^T]^T$$

$$s_j = [\hat{s}_{j,0}, \hat{s}_{j,1}, \dots, \hat{s}_{j,K-1}]^T, \quad j = 0, 1, \dots, J-1 \quad (20)$$

式(19)中的 y 由式(7)给出，式(20)中的 $\hat{s}_{j,k}$ 由式(3)给出。

证明 令 $s_j(t) = \sum_{k=0}^{K-1} \hat{s}_{j,k} p_{T_j}(t - kT_j - \tau_j)$ ，则 $s(t)$ 关于该母函数在尺度 b_i 和延迟因子 nb_i 上的变换为

$$\begin{aligned} f_{s_j}(nb_i, b_i) &= b_i^{-1/2} \int_{-\infty}^{\infty} s_j(t) \psi(b_i^{-1}t - n) dt, \\ n &= 0, 1, \dots, K-1 \\ &= b_i^{-1/2} \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{K-1} \hat{s}_{j,k} p_{T_j}(t - kT_j - \tau_j) \psi(b_i^{-1}t - n) dt \\ &= b_i^{-1/2} \sum_{k=0}^{K-1} \hat{s}_{j,k} \int_{-\infty}^{\infty} p_{T_j}(t - kT_j - \tau_j) \psi(b_i^{-1}t - n) dt \\ &= b_i^{-1/2} (a_{i,j}^n)^T s_j \end{aligned} \quad (21)$$

其中，

$$a_{i,j}^n = \begin{bmatrix} \int_{-\infty}^{\infty} p_{T_j}(t - \tau_j) \psi(b_i^{-1}t - n) dt \\ \int_{-\infty}^{\infty} p_{T_j}(t - T_j - \tau_j) \psi(b_i^{-1}t - n) dt \\ \vdots \\ \int_{-\infty}^{\infty} p_{T_j}(t - (K-1)T_j - \tau_j) \psi(b_i^{-1}t - n) dt \end{bmatrix} \quad (22)$$

因此，有

$$\bar{s}_{i,j} = A_{i,j} s_j \quad (23)$$

其中，

$$\bar{s}_{i,j} = [f_{s_j}(0, b_i), f_{s_j}(b_i, b_i), \dots, f_{s_j}((K-1)b_i, b_i)]^T \quad (24)$$

$$A_{i,j} = b_i^{-1/2} [a_{i,j}^0, a_{i,j}^1, \dots, a_{i,j}^{K-1}]^T \quad (25)$$

因为

$$\bar{y}_i = \sum_{j=0}^{J-1} \bar{s}_{i,j} \quad (26)$$

所以

$$\begin{bmatrix} \bar{y}_0 \\ \bar{y}_1 \\ \vdots \\ \bar{y}_{I-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{00} & A_{01} & \cdots & A_{0,J-1} \\ A_{10} & A_{11} & \cdots & A_{1,J-1} \\ \vdots & & & \vdots \\ A_{I-1,0} & A_{I-1,1} & \cdots & A_{I-1,J-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_0 \\ s_1 \\ \vdots \\ s_{J-1} \end{bmatrix} \quad (27)$$

$$A_{ij} = \begin{bmatrix} -\tau_j & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \delta_{ij} + \tau_j & -(\delta_{ij} + \tau_j) & 0 & \cdots & 0 \\ & \ddots & & & \\ & P\delta_{ij} + \tau_j & -(P\delta_{ij} + \tau_j) & 0 & 0 \\ & 0 & (N-P-1)\delta_{ij} & -(N-P-1)\delta_{ij} & 0 \\ & 0 & 0 & (N-P-2)\delta_{ij} & -(N-P-2)\delta_{ij} \\ & & & \ddots & \\ & & & & \delta_{ij} & -\delta_{ij} \end{bmatrix} \quad (28)$$

其中, $P\delta_{ij} + \tau_j \leq b_i/2 < (P+1)\delta_{ij} + \tau_j$ 。此时, 式(28)中的 A_{ij} 为列满秩矩阵。然而, 即使 A_{ij} 为列满秩并不能保证 $A_{ij'}$, $j' \neq j$ 一定为列满秩。通常 $T_{j'} \neq T_j$, $\tau_{j'} \neq \tau_j$, 若 j' 使

$$A_{j',k} \cap A_{i,n} = \emptyset \text{ 或者 } A_{j',k} \supset A_{i,n} \quad (29)$$

成立, 其中, $A_{j',k}$ 和 $A_{i,n}$ 分别表示为 $p_{T_{j'}}(t - kT_{j'} - \tau_{j'})$ 和 $\psi(b_i^{-1}t - n)$ 的支集, 有

$$\int_{-\infty}^{\infty} p_{T_j}(t - kT_j - \tau_j)\psi(b_i^{-1}t - n)dt = 0 \quad (30)$$

此时矩阵 $A_{ij'}$ 会产生较多 $\mathbf{0}$ 的行向量。若 $A_{ij'}$ 不是列满秩, 则 \mathbf{A} 将不能保证列满秩。因此, 应选择适当的 b_i 保证矩阵 \mathbf{A} 不会产生较多的 $\mathbf{0}$ 向量, 在本文中, 使 b_i 由区间 $[\min(T_i), \max(T_i)]$ 中随机产生, 同时, 选择 $I \gg J$, 则 \mathbf{A} 将为近似列满秩矩阵。

3.4 信号分离

得到变换矩阵 \mathbf{A} 后, 可以对标签信号进行分离, 下面分别介绍 LS 准则和 MMSE 准则来进行分离。令

$$\mathbf{Y}_{\Xi} = [\hat{y}_0^T, \hat{y}_1^T, \dots, \hat{y}_{I-1}^T]^T \quad (31)$$

$$\hat{y}_i = [f_{\hat{y}}(0, b_i), f_{\hat{y}}(b_i, b_i), \dots, f_{\hat{y}}((K-1)b_i, b_i)]^T, \quad i = 0, 1, \dots, I-1 \quad (32)$$

$$\Xi = [\xi_0^T, \xi_1^T, \dots, \xi_{I-1}^T]^T \quad (33)$$

$$\xi_i = [f_{\xi}(0, b_i), f_{\xi}(b_i, b_i), \dots, f_{\xi}((K-1)b_i, b_i)]^T \quad (34)$$

其中, $\hat{y}(t)$ 由式(2)给出, $\xi(t)$ 为加性白噪声, 则根

证毕

下面将分析动态因子 b_i 的选取对变换矩阵 \mathbf{A} 的影响。若通过式(20)进行信号分离, 矩阵 \mathbf{A} 应为列满秩。对于 A_{ij} , 若 $(K+1)b_i = KT_j + \tau_j$, $\delta_{ij} = T_j - b_i$, 那么有

据定理 1, 有

$$\mathbf{Y}_{\Xi} = \mathbf{A}\mathbf{S} + \Xi \quad (35)$$

因此, 由 LS 准则, 有

$$\mathbf{s}_{LS} = \mathbf{A}^+ \mathbf{Y}_{\Xi} \quad (36)$$

由 MMSE 准则, 有

$$\mathbf{s}_{MMSE} = \alpha + \beta \mathbf{Y}_{\Xi} \quad (37)$$

其中,

$$\alpha = 1/2(\mathbf{I} - \beta\mathbf{A})\mathbf{I} \quad (38)$$

$$\beta = \mathbf{A}^H(\mathbf{A}\mathbf{A}^H + 4\sigma_0^2\mathbf{I})^{-1} \quad (39)$$

\mathbf{I} 为 JK 各元素均为 1 的列向量, \mathbf{I} 为 $JK \times JK$ 的单位矩阵, 式(37)的证明见附录 1。注意到式(37)的信号分离需要知道噪声的方差统计量 σ_0^2 , 该统计量可以采用以下方式估计。在 EPC C1 Gen2 标准中, 标签在发送正式数据之前通常要发送一段前缀信号, 而这个前缀信号是固定不变的。例如, 采用 FM0 编码时, 其波形如图 1 所示^[5], 其对应序列为 $\{1, 0, 1, 0, v, 1\}$, 其中 v 为编码中断符。此时, 相当于式(2)中的 $\hat{s}_{j,k} p_{T_j}(t - kT_j - \tau_j)$ 为已知, 那么剩余噪声项 $\xi(t)$ 的方差就可求出。

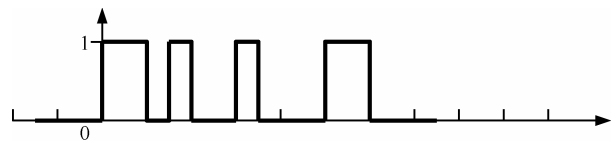


图 1 EPC C1 Gen2 标准中 FM0 编码的前缀信号波形

标签信号分离算法的主要步骤如下。

- 1) 确定 I 个动尺度因子 b_i , $i=0,1,\dots,I-1$, 其中, $I \geq K$, b_i 在区间 $[\min(T_j), \max(T_j)]$ 中随机产生。
- 2) 通过 b_i 和 I , 由定理 1 得到变换矩阵 A , 其中, A 为 $IK \times JK$ 的矩阵。
- 3) 对式(2)中的信号 $\hat{y}(t)$ 进行多尺度变换得到式(35)中的向量 Y_{Σ} , 其中, $\hat{y}(t)$ 可由 $y_L(t) - L(t)$ 求得。
- 4) 根据式(36)或(37)采用最小二乘准则或 MMSE 准则得到分离信号 $s_{j,k}$, 那么各个标签信号 $a_{j,k} = s_{j,k} / h_j$ 。

4 计算机仿真结果

4.1 仿真系统设置

本部分用计算机仿真的实验结果验证本文提出的多尺度标签信号分离算法, 在仿真实验中, 考虑一个阅读器识别多个标签的情形。当多个标签同时选择同一个时隙发生冲突时, 采用信号分离方法从冲突信号中检测标签信号。对每个实验重复执行 5 000 次, 最后的实验结果为 5 000 次结果的平均值。仿真系统的参数以 EPC C1 Gen2 标准^[15]规定的参数为准, 同时参考了文献[5, 6, 8]的设置方法, 具体参数如下。

- 1) 信道: 平坦性衰落的线性时不变信道, 同时各个标签有相同的路径衰落, 即 $E(|h_i|^2) = 1$ ^[6]。
- 2) 编码和解码: 编码采用 $M=1$ 的 FM0 码, 其中 M 是一个符号周期的乘积项^[5,15], 解码采用维特比解码^[5]。
- 3) 名义链路频率: $f_{lp} = 44.4 \text{ kHz}$ ^[15]。
- 4) 符号率和时延: 据文献[5,6]知, 标签符号率 T_j 与名义频率 f_{lp} 之间的误差最大不超过 $\pm 22\%$, 且各个标签符号率之间的误差也不超过 $\pm 22\%$, 因此在区间 $[0.78 f_{lp}, 1.22 f_{lp}]$ 中随机产生各个标签信号的符号率, 同时保证 $|T_i - T_j| / T_j < 22\%$; 时延按文献[5, 6]的规定, $\tau_j < 24 \mu\text{s}$ 。
- 5) 采样频率: 32 MHz ^[8]。
- 6) b_i : 从区间 $[\min(T_i), \max(T_i)]$ 随机产生。
- 7) 符号块长: 标签信号的符号块长与 EPC C1 Gen2 中规定的 RN16 块长一致^[15], 即 $K=32$ 。
- 8) 阅读器接收天线数: 1。

为了评价标签识别的性能, 考虑在一定信噪比下的误符号率性能指标, 其中误码率表示为

$$SER = \frac{n_e}{n_t} \times 100\% \quad (40)$$

其中, n_t 为总的符号数, n_e 为解码后错误符号数, 较低的误符号率将有较好的误符号率性能, 信噪比定义为

$$SNR = \frac{E(\sum_{j=0}^{J-1} |h_j a_{j,k}|^2)}{\sigma_0^2} \quad (41)$$

其中, σ_0^2 表示为噪声的方差。

把最终的仿真结果分为 2 个部分。第 1 部分给出本文的算法与现存算法的比较结果, 通过对信噪比和标签数的变化来比较算法的误码率性能。第 2 部分给出在尺度数 I 下本文算法的误码率性能, 通过结果说明 I 如何影响算法性能。

4.2 同现存方法的比较

图 2 给出了当标签数 $J=4$ 、尺度数 $I=20$ 时, PLCY^[6]、MLSD^[5]以及本文的 DST_LS 和 DST_MMSE 这 4 种算法的误符号率对比, 其中 DST_LS 为式(36)采用 LS 准则进行信号分离的算法, DST_MMSE 为式(37)采用 MMSE 的算法。从图中可以看到 PLCY 和 MLSD 2 种算法的误符号率都大于 10^{-1} , 而且这 2 种算法的曲线接近水平, 即随着信噪比的增大, 它们的误符号率也不会得到降低, 这表明了这 2 种算法并不能成功地分离出标签, 其原因如下。当 PLCY 方法采用单个接收天线时, 它只适用于分离 2 个标签的信号, 当标签数超过 2 时, 其信号分离方程将是一个欠定方程, 标签的信号将无法分离。MLSD 方法分离标签的前提是, 各个标签的信号不仅符号周期和时间延迟要不一样, 而且它们的信号强度也应不一样, 这时 MLSD 方法可以采用连续干扰消除的方法将标签信号分离, 然而当各个标签信号的强度均相同时, 该算法的性能会迅速恶化。而在本系统设置中, 由于假定各个标签具有相同的路径衰落, 即每个标签到达阅读器的信号强度是相同的, 因此 MLSD 方法将无法有效分离标签信号。

对于 DST_LS 和 DST_MMSE 2 种方法, 随着信噪比的增加, 其误符号率也下降, 特别当信噪比 $SNR=25$ 时, 2 种算法的误符号率都小于 10^{-2} 。该结果表明了本文提出的这 2 种算法, 对于标签数大于 2, 且各个标签信号到达阅读器的强度相同时, 其误符号率的性能要优于传统的 PLCY 和 MLSD

方法。其原因在于，本文构造的变换矩阵 A 采用了多个动态尺度，即使标签数大于 2，分离方程(7)也不是一个欠定的，因此对标签数大于 2 的情况分离也是有效的。同时，本文的算法并没有采用连续干扰消除的方法去分离标签，而是直接对变换矩阵求伪逆，因此保证了即使信号强度相同也能分离标签信号。

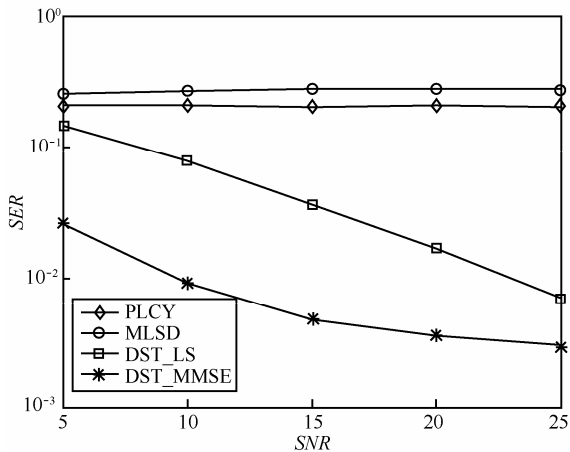


图2 当 $5 \leq SNR \leq 25$, $J=4$, $I=20$ 时的误符号率

另外，从图 2 还可以看出，MMSE 准则下的算法的误符号率性能要优于 LS 准则下算法的性能约 10 dB，其原因如下。在本仿真试验中，系统噪声为白噪声，附录 2 已证明，阅读器端叠加的白噪声信号经动态尺度变换后仍然是功率不变的白噪声信号，因此通过式(34)的 MMSE 准则可以较好地消除白噪声对分离信号的影响，因此其误符号率性能也要优于 LS 准则下的误符号率性能。

图 3 给出了这 4 种方法在信噪比 $SNR=10$ 、 $I=20$ ，标签数 J 从 2 变化到 6 的误符号率。从图中可以看到，对于 PLCY，当标签数为 2 时，其误符号率接近 10^{-3} ，要小于其余 3 种方法，而当标签数为 3~6 时，其误符号率迅速提高，均大于 10^{-1} ，该结果与图 2 分析的结果是一致的，即 PLCY 对于标签数为 2 的信号分离具有良好的性能，而当标签数大于 2 时，其误符号率性能将迅速恶化。

对于 MLSD 方法，无论标签数为多少，其误符号率均大于其余 3 种方法，特别地，当标签数大于 2 时，其误符号率将大于 10^{-1} ，该结果与图 2 的结果也是一致的，即当各个标签的信号到达阅读器的强度均相同时，MLSD 方法将难以保证较好的误符号率性能。

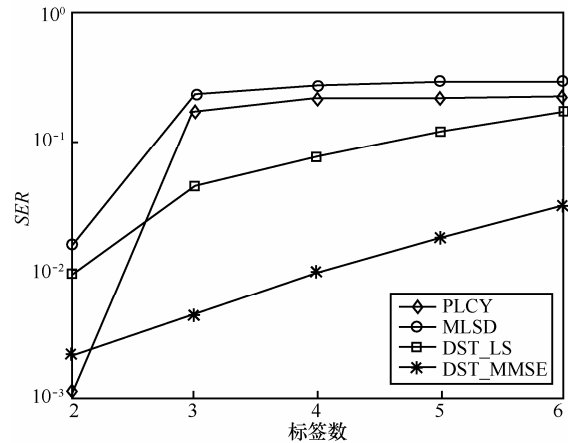


图3 当 $2 \leq J \leq 6$, $SNR=10$, $I=20$ 时的误符号率

对于 DST_LS 和 DST_MMSE 2 种方法，当标签数大于 2 时，其误符号率均小于其余 2 种方法，这表明当标签的信号强度相同，标签数大于 3 时，本文提出的 2 种方法的误符号率性能上要优于传统的 PLCY 和 MLSD 方法。特别地，MMSE 准则下的误符号率性能优于 LS 准则下的性能约 2 个标签，即 LS 在标签数为 2 的误符号率值仅相当于 MMSE 在标签数为 4 的误符号率值。这个结果与图 2 也是一致的，即 MMSE 相比于 LS 可较好地消除白噪声对分离信号的影响，因此误符号率也优于 LS。

4.3 I 对误符号率性能的影响

图 4 给出了在 $SNR=10$ ， I 从 5 变化到 40 时，DST_LS 和 DST_MMSE 2 种算法分离 4 个标签和 5 个标签的误符号率结果。从图中可以看到，随着 I 的值增大，2 种算法的误符号率均得到降低，这说明 I 的值取得越大，本文算法的分离效果越好，其原因可以从式(27)中分析出。

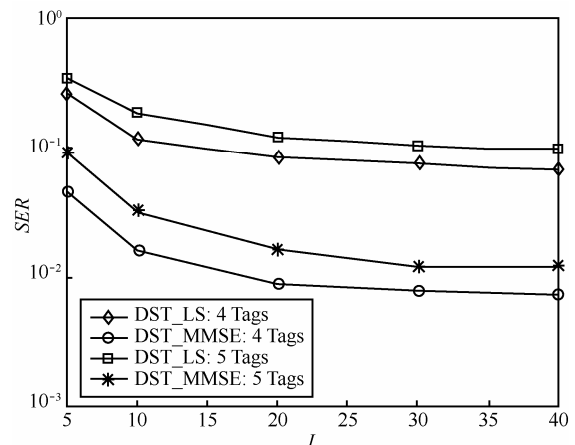


图4 当 $5 \leq I \leq 40$, $SNR=10$ 时的误符号率

若要采用 LS 或 MMSE 准则来准确分离标签信号, 式(27)中的变换矩阵 \mathbf{A} 应为列满秩, 由于 \mathbf{A} 为 $IK \times JK$ 的矩阵, 因此需保证 $I \geq K$ 。由于超高频 RFID 标签信号并非同步, 通常 $j \neq i$ 时, $T_j \neq T_i$ 和 $\tau_j \neq \tau_i$ 且 b_i 的值随机产生, 因此当 I 的值较小, 矩阵 \mathbf{A} 难以保证列满秩。表 1 给出了 I 与矩阵 \mathbf{A} 秩的关系。因为本仿真中取 $M=1$ 的 FM0 编码, 而标签信号的块长为 16, 所以 $K=32$, 矩阵 \mathbf{A} 的列数应为 $32J$, 从表中可以看到, 随着 I 的增大, 矩阵 \mathbf{A} 也越接近列满秩, 因此 DST_LS 和 DST_MMSE 的误符号率也越来越低。

表 1 变换矩阵的秩

J	$I=5$	$I=10$	$I=20$	$I=30$	$I=40$
$J=3$	92.48	94.02	94.98	95.15	95.16
$J=4$	117.18	123.54	125.05	125.45	125.58

当然, I 的取值也不能过大, I 的值越大会导致计算复杂度增加。无论是 LS 还是 MMSE 准则, 都需要对矩阵 \mathbf{A} 求伪逆, 而 $\mathbf{A}^+ = (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H$, 其中完成 $\mathbf{A}^H \mathbf{A}$ 的运算需要 IJ^2K^3 的乘法运算, $\mathbf{A}^* \mathbf{A}^H$ 又要完成 IJ^2K^3 次乘法运算, 其中 $\mathbf{A}^* = (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1}$ 。表 2 给出了 $\mathbf{A}^H \mathbf{A}$ 和 $\mathbf{A}^* \mathbf{A}^H$ 所需乘法的计算次数, 从表 2 可得, 当 J 和 K 固定时, I 增大, 则求 \mathbf{A}^+ 的计算复杂度也相应增大, 这会导致 DST_LS 和 DST_MMSE 算法的计算复杂度也相应增大。而且, 从图 4 还可以看到, 当 $I \geq 30$ 时, 4 条曲线趋于平缓, 这表明即使 I 值再取大, 其误码率也不能大幅降低, 其原因也从表 1 中得到。当 $I \geq 30$ 时, 矩阵 \mathbf{A} 秩的值也没有得到很大提高。这一结果也说明, I 的取值也没必要过大。

表 2 计算 \mathbf{A}^+ 的乘法次数

	$\mathbf{A}^H \mathbf{A}$	\mathbf{A}^*	$\mathbf{A}^* \mathbf{A}^H$
乘法次数	IJ^2K^3	J^2K^3	IJ^2K^3

其中, $\mathbf{A}^* = (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1}$ 。

另外, 从表 1 中还可以看到, 当 $I=30$ 时, \mathbf{A} 并不是列满秩, 但在图 4 中, 本文提出算法的误符号率却小于 10^{-1} , 其原因在于, 虽然通过 LS 或 MMSE 准则所分离的信号与期望信号会存在一定的误差, 然而通过解码以后也可以使误符号率得到进一步降低。

5 结束语

本文提出了一种在物理层解决标签冲突的理论算法, 该算法通过动尺度变换将冲突标签的信号变换到时一尺域, 然后通过 LS 和 MMSE 准则将冲突标签信号分离, 从而检测到各个标签信号。从实验结果看, 当分离 2 个以上的标签信号, 且各个标签信号强度均相同时, 本文所提出的算法取得了较好的误符号率性能。另外, 本文算法的性能与所取尺度的数目密切相关, 当尺读数越大时, 误符号率性能越好, 然而复杂度却会得到相应增大。

附录 1 MMSE 信号分离的证明

由文献[21]可知

$$\boldsymbol{\beta} = \mathbf{C}_s \mathbf{A}^H (\mathbf{A} \mathbf{C}_s \mathbf{A}^H + \mathbf{C}_\varepsilon)^{-1} \quad (42)$$

其中,

$$\mathbf{C}_\varepsilon = \mathbf{E}\{[\boldsymbol{\varepsilon} - \mathbf{E}(\boldsymbol{\varepsilon})][\boldsymbol{\varepsilon} - \mathbf{E}(\boldsymbol{\varepsilon})]^H\} = \sigma_0^2 \mathbf{I} \quad (43)$$

$$\mathbf{C}_s = \mathbf{E}\{[\mathbf{S} - \mathbf{E}(\mathbf{S})][\mathbf{S} - \mathbf{E}(\mathbf{S})]^H\} \quad (44)$$

可证明 $\boldsymbol{\varepsilon}$ 仍是功率为 σ_0^2 白噪声向量 (见附录 2), 所以

$$\mathbf{C}_\varepsilon = \sigma_0^2 \mathbf{I} \quad (45)$$

假设各个标签信号的强度均相同, 则

$$\mathbf{C}_s = 1/4 \mathbf{I} \quad (46)$$

所以

$$\boldsymbol{\beta} = \mathbf{A}^H (\mathbf{A} \mathbf{A}^H + 4\sigma_0^2 \mathbf{I})^{-1} \quad (47)$$

由文献[21]可知

$$\boldsymbol{\alpha} = (\mathbf{I} - \boldsymbol{\beta} \mathbf{A}) \mathbf{E}(\mathbf{S}) \quad (48)$$

因为

$$\mathbf{E}(\mathbf{S}) = 1/2 \mathbf{I} \quad (49)$$

所以

$$\boldsymbol{\alpha} = 1/2 (\mathbf{I} - \boldsymbol{\beta} \mathbf{A}) \mathbf{I} \quad (50)$$

证毕。

附录 2 白噪声向量证明

若 $\xi(t)$ 为白噪声, 有

$$\begin{aligned} \mathbf{E}[f_\xi(nb_i, b_i)] &= \mathbf{E}(b_i^{-1/2} \int_{-\infty}^{\infty} \xi(t) \psi(b_i^{-1}t - n) dt), n=0, 1, \dots, K-1 \\ &= b_i^{-1/2} \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{E}[\xi(t)] \psi(b_i^{-1}t - n) dt = 0 \end{aligned} \quad (51)$$

当 $n_1 \neq n_2$ 时

$$\begin{aligned} R_\xi(n_1 - n_2) &= \mathbf{E}[f_\xi(n_1 b_i, b_i) f_\xi(n_2 b_i, b_i)] \\ &= b_i^{-1} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{E}[\Xi(t_1) \Xi(t_2)] \psi(b_i^{-1}t_1 - n_1) \psi(b_i^{-1}t_2 - n_2) dt_1 dt_2 = 0 \end{aligned} \quad (52)$$

当 $n_1 = n_2 = n$ 时

$$R_{\xi}(n_1 - n_2) = E[f_{\xi}^2(nb_i, b_i)] = E[(b_i^{-1/2} \int_{-\infty}^{\infty} \xi(t)\psi(b_i^{-1}t - n)dt)^2] \\ = E[(b_i^{-1/2} \int_{nb_i}^{nb_i+b_i/2} \xi(t)dt)^2 + (b_i^{-1/2} \int_{nb_i+b_i/2}^{(n+1)b_i} \xi(t)dt)^2] = \sigma_0^2 \quad (53)$$

因此

$$R_{\xi}(n_1 - n_2) = \sigma_0^2 \delta(n_1 - n_2) \quad (54)$$

由式(51)和式(54),可知, $\xi_i = [f_{\xi}(0, b_i), f_{\xi}(b_i, b_i), \dots, f_{\xi}((K-1)b_i, b_i)]^T$ 是白噪声向量,因此 Ξ 也是白噪声向量。

参考文献:

- [1] FINKENZELLER K. RFID Handbook: Fundamentals and Applications in Contact less Smart Cards, Radio Frequency Identification and Near-Field Communications [M]. England: Wiley, 2010.
- [2] LIU X, KOUNTOURIOTIS J, PETROPULU A P. ALOHA with collision resolution (ALOHA-CR): theory and software defined radio implementation[J]. IEEE Transaction on Signal Processing, 2010, 58(8): 4396-4410.
- [3] KLAIR K, CHIN K W, RAAD R. A survey and tutorial of rfid anti-collision protocols[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorial, 2010, 12(3): 400 - 421.
- [4] 栗华, 贾智平, 王洪君等. 基于动态位隙分组盲分离的 UHF RFID 防碰撞算法[J]. 通信学报, 2012, 33(4): 47-53.
LI H, JIA Z P, WANG H J, *et al.* UHF RFID anti-collision algorithm based on blind separation and dynamic bit-slot grouping[J]. Journal on Communications, 2012, 33(4): 47-53.
- [5] FYHN K, JACOBSEN R M. Multipacket reception of passive UHF RFID tags: a communication theoretic approach[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2011, 59(9): 4225-4237.
- [6] ANGERER C, LANGWIESER R, RUPP M. RFID reader receivers for physical layer collision recovery[J]. IEEE Trans Commun 2010, 58(12): 3526-3537.
- [7] 陈伟峰. 基于智能天线技术的 RFID 信号提取方法研究[D]. 湖南: 湖南大学, 2009.
CHEN W F. The RFID signal extraction based on smart antenna[D]. Hunan: Master thesis of Hunan University, 2009.
- [8] SHEN D, WOO G, REED D P. Separation of multiple passive RFID signals using software defined radio[A]. Proc IEEE Int Conf RFID[C]. 2009.1567-1672.
- [9] BLETSAS A, KIMIONIS J, DIMITRIOU A G. Single-antenna coherent detection of collided FM0 RFID signals[J]. IEEE Trans Commun, 2012, 60(3): 756-766.
- [10] 冯波, 李锦涛, 郑为民. 一种新的 RFID 标签识别防冲突算法[J]. 自动化学报, 2008, 34(6):632-638.
FENG B, LI J T, ZHENG W M. A novel anti-collision algorithm for tag identification in RFID systems[J]. Acta Automatica Sinica, 2008, 34(6):632-638.
- [11] HUSH D R, WOOD C. Analysis of tree algorithm for RFID arbitration[A]. Proc IEEE International Symposium on Information Theory[C]. Cambridge, 1998. 107-107.

- [12] Information Technology—Radio Frequency Identification (RFID) for Item Management—Part 6: Parameters for Air Interface Communications at 860 MHz to 960 MHz[S]. International Standard ISO/IEC 18000-6, 2004.
- [13] VOGT H. Efficient object identification with passive RFID tags[A]. Proceedings of International Conference on Pervasive Computing[C]. Zurich: Springer-Verlag, 2002. 98-113.
- [14] WU H, ZENG Y. 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.
- [15] EPC Radio-Frequency Identification Protocols Class-1 Generation-2 UHF RFID Protocol for Communications at 860MHz-960MHz Version 1.1.0 Draft1[S]. EPCglobal Inc, 2005.
- [16] 李平, 孙利民, 吴佳英等. 基于可离散处理的 RFID 防碰撞混杂算法研究[J]. 通信学报, 2013, 34(8): 10-17.
LI P, SUN L M, WU J Y, *et al.* Research on RFID anti-collision hybrid algorithm based on discrete processing[J]. Journal on Communications, 2013, 34(8):10-17
- [17] WU H F, ZENG Y, FENG J. Binary tree slotted ALOHA for passive RFID tag anti-collision[J]. IEEE Trans Parallel and Distributed Systems, 2012, 99:1-14.
- [18] YILMAZ Ö., RICKARD S. Blind separation of speech mixtures via time-frequency masking[J]. IEEE Trans. Signal Processin, 2004, 52(7):1830-1847.
- [19] HEDDARI S, NIKIAS C L. Co-channel interference time-scale domain: the cimts algorithm[J]. IEEE Trans Signal Processing, 1996, 44(9): 2151-2162.
- [20] NIKITIN P V, RAO K V S, MARTINEZ R D. Differential RCS of RFID tag[J]. Electron Lett, 2007, 43(8):431-432.
- [21] KAY S M. Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation Theory[M]. Prentice Hall, 1993.
- [22] ADDISON P S. The Illustrated Wavelet Transform Handbook[M]. London, UK: IOP, 2002.

作者简介:



吴海锋 (1977-), 男, 云南昆明人, 博士, 云南民族大学教授, 主要研究方向为 RFID 技术、通信信号处理。



曾玉 [通信作者] (1981-), 女, 安徽无为, 云南民族大学讲师, 主要研究方向为多址接入通信。E-mail: yv.zeng@gmail.com。