

归一化窗 S 变换和 TT 变换联合时频滤波^{*}

王娟¹, 何怡刚¹, 方葛丰^{1,2}, 樊晓腾^{1,2}

(1. 湖南大学 电气与信息工程学院, 长沙 410082; 2. 中国电子科技集团公司第 41 研究所 电子测试技术国防科技重点实验室, 山东 青岛 266555)

摘要: 基于雷达信号特性及归一化窗 S 变换与 TT 变换原理, 提出一种新的雷达回波信号二维时频滤波方法。通过对雷达信号进行归一化窗 S 变换时频滤波, 滤除高频杂波和随机噪声; 再利用 TT 变换滤除低频杂波。实验结果表明, 相较于传统滤波, 所提方法的滤波算子随时间及频率同步变化, 克服了传统方法受使用条件限制的缺点; 有效滤除杂波的同时保留原信号特征, 增强了检测及识别能力。

关键词: 雷达回波信号; S 变换; 归一化窗 S 变换; TT 变换; 二维时频滤波

中图分类号: TN911.7 **文献标志码:** A **文章编号:** 1001-3695(2012)11-4254-03

doi: 10.3969/j.issn.1001-3695.2012.11.064

NWST and TT-transform joint time-frequency filtering

WANG Juan¹, HE Yi-gang¹, FANG Ge-feng^{1,2}, FAN Xiao-teng^{1,2}

(1. College of Electrical & Information Engineering, Hunan University, Changsha 410082, China; 2. China National Key Laboratory of Science & Technology on Electronic Test & Measurement, The 41st Research Institute of China Electronics Technology Group Corporation, Qingdao Shandong 266555 China)

Abstract: Based on the characteristics of radar signal and principle of the normalized window S transform (NWST) and TT-transform, this paper proposed a new two-dimensional time-frequency filtering method for radar echo signal. First, this method used time-frequency filtering based on NWST to filter out high frequency noise and random noise radar signal. Then, it used TT-transform to filter out low frequency noise. The experimental results show that, compared to traditional filter, the filter operator of the proposed method synchronously changes with the time and frequency to overcome the shortcomings of traditional method by the use of conditions. At the same time, this method can effectively filter out the noise while retaining the original signal characteristics, so that enhance detection and recognition ability.

Key words: radar echo signal; S transform; NWST; TT-transform; 2D time-frequency filter

0 引言

雷达信号因电磁干扰、内部噪声等影响而变得复杂, 为了研究需要, 对信号去噪和减少失真程度是非常重要的一步。传统滤波器在滤波时常受到使用条件的限制, 如 F-k 域滤波只能滤除与有效信号视速度不同的干扰信号, 且存在假频问题^[1]; 一维滤波只能滤掉与有效信号频带不同的干扰信号等, 有些假设条件不能完全地满足, 这使滤波出现去噪不完全或损失有效成分, 导致结果不理想。小波变换降噪可取得好的效果, 但小波函数很多, 采用不同小波导致结果差异性大, 同时面临降噪过程阈值选取这一难题^[2,3]。Stockwell 等人^[4,5]、Pinnegar 等人^[6]提出的 S 变换是介于短时傅里叶变换(STFT)与小波变换(WT)之间的一种非平稳信号分析和处理方法, 其兼具 STFT 及 WT 的优点, 同时避免了 STFT 分辨率固定的缺点, 且具有相位信息和基本小波不必满足容许性条件的优势。由于 S 变换

中基本小波函数形态固定, 使得其实际应用受到限制。为了克服这一缺点, 许多学者提出了一些改进的 S 变换方法, 提高了其实用性及灵活性。基于广义 S 变换的时频滤波器具有较好的信号滤波效果^[7], 但随着频率增高, 亦产生严重加权效应, 无法客观反映信号的能量分布特征。Robert 等人^[8]提出的 TT 变换, 通过一尺度窗函数可获得一维时间信号的二维局部时间性质。在实际应用中笔者最感兴趣的是 TT 变换对角线元素, Simon 等人从数学角度直接计算非平稳尺度窗函数可获得一维时间信号的二维局部时间性质。在实际应用中笔者最感兴趣的是 TT 变换对角线元素, Simon 等人^[9]从数学角度直接计算非平稳信号 TT 变换后矩阵对角线元素, 提高了计算效率, 实用性更强。S 变换将一维时间信号变换到二维时间-频率域, TT 变换将一维时间信号变换到二维时间-时间域。Pinnegar^[10]、Fan 等人^[11]利用 TT 变换对非平稳时变信号滤波取得了良好效果, 但在提取高频及压制低频时漏掉一些有用的低频信号同时保留了一些高频杂波。

收稿日期: 2012-04-20; **修回日期:** 2012-05-14 **基金项目:** 国家杰出青年科学基金资助项目(50925727); 国家自然科学基金资助项目(60876022); 湖南省科技计划资助项目(2011JJ4, 2011JK2023); 国防预研重大资助项目(C1120110004); 广东省教育部产学研计划资助项目(2009B090300196); 中央高校基本科研业务费计划资助项目

作者简介: 王娟(1988-), 女, 湖南永州人, 硕士研究生, 主要研究方向为复杂电磁场信号分析(wangjuan20071988@126.com); 何怡刚(1966-), 男, 湖南邵阳人, 教授, 博导, 曾担任 IEEE Int. RTL ATPG&DFT/IEEE Int. SCI 等国际学术会议程序委员会委员及分会主席, 主要研究方向为模拟集成电路与故障诊断等; 方葛丰(1964-), 男, 工程师, 博士研究生, 主要研究方向为电子测试与诊断; 樊晓腾(1975-), 男, 工程师, 硕士研究生, 主要研究方向为微波信号发生技术。

本文介绍了 S 变换、归一化窗 S 变换及 TT 变换的基本原理,并设计基于归一化窗 S 变换的时频滤波器,把高频杂波滤除,再利用 TT 变换的对角线性质滤除低频杂波。

1 基本原理

S 变换相比 FT 及 WT 等时-频域方法有其独特的优点,如信号 S 变换时频谱分辨率与频率相关,不但有多尺度聚焦性,而且与其傅里叶谱直接相联系,保持频率的绝对相位等。

函数 $u(t)$ 的 S 变换(ST)定义为

$$S(\tau, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} u(t) w(\tau - t, f) \exp(-i2\pi ft) dt \quad (1)$$

其中: τ, t 是时间变量; f 是频率变量; τ 是高斯窗口中心。

对 S 变换时间积分可得到傅里叶谱为

$$\int_{-\infty}^{+\infty} S(\tau, f) d\tau = \int_{-\infty}^{+\infty} u(t) \left[\int_{-\infty}^{+\infty} w(\tau - t, f) d\tau \right] e^{-i2\pi ft} dt = U(f) \quad (2)$$

S 变换与 FT 互为逆变换,具有无损可逆性,即在时域与频域相互变换过程中没有任何信息损失。

信号经 S 变换后的结果是一个复时频矩阵(S 矩阵),列向量包含信号在某一时刻不同频率成分的幅值和相位等变化信息,而行向量包含信号在某一频率上不同时刻的幅值和相位等变化信息。

S 变换窗函数 $w(\tau, f)$ 不满足能量归一化条件,随着频率增加,它会对时频分布能量产生愈发明显加权效应,不能很好地描述实际信号在时频平面的分布特征。为了解决这一问题,定义一种满足能量归一化条件并且与频率有关的窗函数 $w_1(t)$ 为

$$w_1(t) = \frac{|bf|^{0.5}}{\pi^{0.25}} e^{-\frac{\beta^2 t^2}{2}} \quad (3)$$

其中: $w_1(t)$ 时宽与 f 成反比, $\int_{-\infty}^{+\infty} |w_1(t)|^2 dt = 1$ 可定义基于式(3)归一化窗 S 变换为

$$S_1(\tau, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} u(t) \frac{|bf|^{0.5}}{\pi^{0.25}} e^{-\frac{\beta^2(t-\tau)^2}{2}} e^{-i2\pi ft} dt \quad (4)$$

通过改变 β 值能加快或减慢时窗宽度随频率呈反比变化速度,调整时频分辨率大小,更能适应具体信号处理要求。归一化窗 S 变换同时具备标准 S 变换的优点,如时频窗口随频率自适应变化及与 FT 存在直接联系等。

令 $t = kT, \tau = jT, f = \frac{n}{NT}, f_1 = \frac{m}{NT}, T$ 是时间序列的采样周期, N 是时间序列长度,可得到离散归一化窗 S 变换为

$$S_1 \left[jT, \frac{n}{NT} \right] = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} U \left[\frac{m+n}{NT} \right] \pi^{\frac{1}{4}} \sqrt{\frac{2NT}{\beta n}} e^{-\frac{2\pi^2 m^2}{\beta^2 n^2}} e^{\frac{2\pi m j}{N}} \quad (5)$$

TT 变换源于 S 变换,能更深入研究 S 变换谱图。与 S 变换相比,TT 变换能更好地理解信号时域特性,TT 变换表达式为

$$TT(t, \tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} S(\tau, f) \exp(i2\pi f\tau) df \quad (6)$$

$$\int_{-\infty}^{+\infty} TT(t, \tau) dt = h(\tau) \quad (7)$$

由式(7)可知,TT 变换是完全可逆的。当 t 是一个定值,考虑所有 τ ,结果是一个时间局部方程。把 $S(\tau, f)$ 计算式代入式(6)中,TT 变换可变为

$$TT(t, \tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{|f|}{k \sqrt{2\pi}} U(\alpha) e^{-(j^2(\alpha-\tau)^2/2k^2)} e^{-i2\pi f(\alpha-t)} d\alpha df \quad (8)$$

$$w_k(t, \tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{|f|}{k \sqrt{2\pi}} e^{-(j^2\tau^2/2k^2)} e^{-i2\pi ft} df =$$

$$\begin{cases} \sqrt{\frac{2}{\pi}} \frac{k}{\tau^2} - 2\pi k^2 \frac{t}{\tau^3} e^{-2(\pi k t / \tau)^2} \text{Er}(k\pi \sqrt{2} \frac{t}{\tau}) & \tau \neq 0 \\ -\sqrt{\frac{2}{\pi}} \frac{1}{k t^2} & \tau = 0 \end{cases} \quad (9)$$

定义 $p_k(x) = k \sqrt{\frac{2}{\pi}} - 2\pi k^2 x e^{-2(\pi k x)^2} \text{Er}(k\pi \sqrt{2} x)$, 则有

$$w_k(t, \tau) = \frac{1}{\tau^2} p_k \left(\frac{t}{\tau} \right) \quad \tau \neq 0$$

当 $t/\tau = 1$ 时是 TT 变换谱对角线位置,即

$$TT(t, \tau = t) = p_k(1) \int_{-\infty}^{+\infty} h(\alpha) \frac{1}{(\alpha - \tau)^2} d\alpha \quad (10)$$

式(10)是一个褶积方程,根据时间域褶积和频率域褶积的关系可得到

$$TT(t, t) = F^{-1} \{ U(f) G(f) \} \quad (11)$$

式中: $F\{\cdot\}$ 是 FT, $F^{-1}\{\cdot\}$ 是傅里叶反变换 (IFT), U 是信号 u 的 FT, G 是 g 对角线元素的 FT。由积分变换得

$$G(f) = F\{g(t, t)\} = -2p_k(1) \pi^2 |f| \quad (12)$$

式(12)表明,在信号 u 有效频带范围内, G 与 $|f|$ 成正比, $|f|$ 越大, G 就越大,即信号 u 的 TT 变换谱对角线元素值就越大。这是使 S 变换尺度性质在 $t = \tau$ 附近高频部分比低频部分聚集能力更强、分布范围更小、振幅更高的原因。

图 1 中, (a) 是由一个低频和两个高频的合成信号; (b) 是合成信号的 S 变换时频图, 有较好的时频分辨率, 可以清楚地看出频率成分; (c) 是合成信号的归一化窗 S 变换时频图, 可看出其时频分辨率比 S 变换高, 且克服了 S 变换加权效应; (d) 是合成信号的 TT 变换谱, 图中色带越宽代表频率越高, 颜色越深表示能量越高, TT 变换谱对角线位置的能量比远离对角线位置的能量高; (e) 是合成信号的 TT 逆变换, 可知逆变换后的信号与原信号一致, 证明了 TT 逆变换的无损可逆性; (f) ~ (i) 是某个确定时间的局部时间序列, 可以看出当 $k = j$ (对角线位置) 时幅值最大, 同时在对角线附近高频成分比低频成分的聚集能量更强, 即高频成分以对角线为中心的分布范围比低频成分更窄, 证明了越接近对角线位置。频率越高、振幅越大的理论。

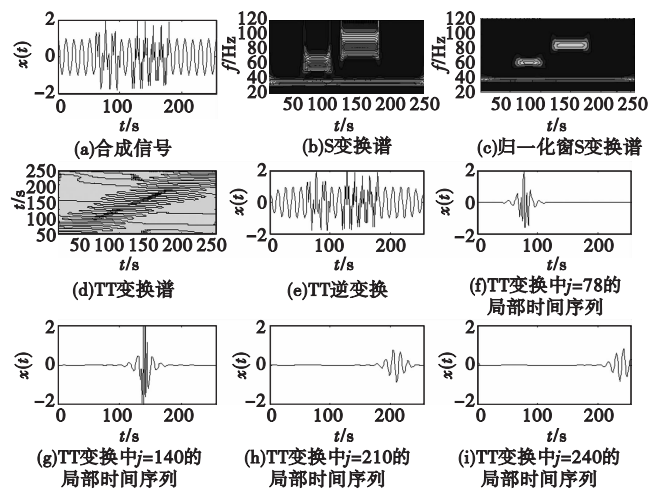


图1 信号变换

2 雷达信号滤波

TT 变换能将高频信号聚集在 TT 变换域对角线位置, 通过提取 TT 变换域对角线附近元素可以滤除低频杂波, 同时 TT 变换用快速傅里叶来实现, 计算效率很高。但是在滤除低频的同时, 也保留了部分高频干扰, 本文先利用基于归一化窗 S 变换时频滤波器将高频干扰滤除, 再用 TT 变换滤除低频杂波。图 2 是滤波流程。

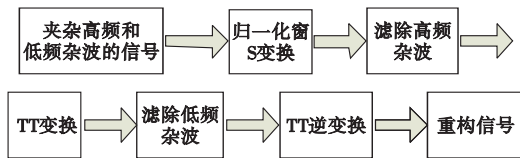


图2 滤波流程

2.1 基于归一化窗S变换的时频滤波

2.1.1 瞬时频率

估计瞬时频率的算法很多,有 Prony 算法、希尔伯特—黄变换算法、相位法、谱峰检测法等。S 变换含有相位信息,可以直接从信号的 S 变换结果计算瞬时频率,大大减少了计算量。对信号进行 S 变换,得到复时频谱 $S(\tau, f)$ 为

$$S(\tau, f) = |A(\tau, f)| \exp[i\beta(\tau, f)] \quad (13)$$

式中: $A(\tau, f)$ 为瞬时振幅, $\beta(\tau, f)$ 为瞬时相位, 而且

$$A(\tau, f) = \sqrt{\{ \operatorname{Re}[S(\tau, f)] \}^2 + \{ \operatorname{Im}[S(\tau, f)] \}^2} \quad (14)$$

$$\beta(\tau, f) = \arctan \left\{ \frac{\operatorname{Im}[S(\tau, f)]}{\operatorname{Re}[S(\tau, f)]} \right\} \quad (15)$$

由相位可以得到瞬时频率为

$$F(\tau, f) = \frac{\partial \beta(\tau, f)}{\partial \tau} \quad (16)$$

2.1.2 二维时频滤波器

二维时频滤波克服了传统一维时频滤波只能在时域或频域滤波的局限性,能更精确地滤波。归一化窗 S 变换时频分布用于非平稳信号的滤波,可以滤除信号在某一时间段和频带内的信号分量。先对原信号作归一化窗 S 变换,获得该信号的时频分布,然后根据特定信号分量在时频平面中的位置(即时频通域)设计时频滤波器。

$$\int_{-\infty}^{+\infty} S_1(\tau, f) d\tau = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} u(t) \frac{|Bf|^{0.5}}{\pi^{0.25}} e^{-\frac{\beta^2 f^2 (\tau-t)^2}{2}} e^{-i2\pi ft} dt d\tau \quad (17)$$

令 $\delta = \tau - t$, 则

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \frac{|Bf|^{0.5}}{\pi^{0.25}} e^{-\frac{\beta^2 f^2 \delta^2}{2}} d\delta = \pi^{0.25} \sqrt{\frac{2}{|Bf|}} \quad (18)$$

把式(18)代入式(17)中得到

$$\int_{-\infty}^{+\infty} S_1(\tau, f) d\tau = \int_{-\infty}^{+\infty} u(t) \pi^{0.25} \sqrt{\frac{2}{|Bf|}} e^{-i2\pi ft} dt = \pi^{0.25} \sqrt{\frac{2}{|Bf|}} U(f) \quad (19)$$

即

$$U(f) = \pi^{-0.25} \sqrt{\frac{|Bf|}{2}} \int_{-\infty}^{+\infty} S_1(\tau, f) d\tau$$

所以时频滤波器为

$$u'(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \pi^{-0.25} \sqrt{\frac{|Bf|}{2}} \int_{-\infty}^{+\infty} S_1(\tau, f) H(\tau, f) d\tau \times e^{i2\pi ft} df \quad (20)$$

$$H(n, k) = \begin{cases} 1 & k \in \left[\frac{f_i(n) - B(n)}{2}, \frac{f_i(n) + B(n)}{2} \right] \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (21)$$

其中: $H(\tau, f)$ 是时频滤波算子; $f_i(n)$ 为瞬时频率; $B(n)$ 为滤波器带宽, 根据信号能量在时频平面上沿瞬时频率聚集程度来确定。通过对归一化窗 S 变换矩阵二维时频分析, 可以确定不同时间段信号所包含频率成分, 运用时频滤波器把高频杂波和噪声滤除掉。仿真数据: 雷达的脉冲持续时间 $t = 10 \mu\text{s}$, 调制带宽 30 MHz, 雷达目标有效截面 $\text{RCS} = [1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1]$, 采样频率 150 MHz。图 3 中, (a) 是夹杂着低频和低频杂波的雷达回波信号, 信噪比是 0.6 dB; (b) 是信号的归一化窗 S 变换谱; (c) 是滤除高频杂波和噪声后的归一化窗 S 变换谱, 对比 (b) 可

知, 很有效地滤除了高频杂波。

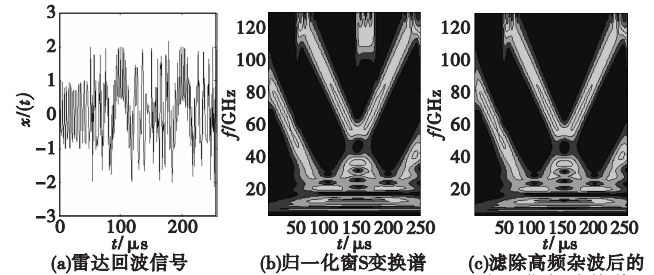


图3 雷达回波变换

2.2 基于 TT 变换的时频滤波

图 4 中, (a) 是基于图 3(c) 的 TT 变换谱; (b) 是提取对角线附近元素后的 TT 变换谱; (c) 是 TT 变换滤波后的归一化窗 S 变换时频谱, 对比图 3(c) 可知, 有效滤除了低频波, 同时保留了高频的有效信号。图 5 中, (a) 是本文方法滤波后重构信号与原信号的误差值; (b) 是单独用 TT 变换滤波后重构信号与原信号的误差值; (c) 是 S 变换时频滤波后重构信号与原信号的误差值。从图 5 可以看出, S 变换与 TT 变换滤波后重构信号与原信号误差的均方差比本文方法大, 也就是说, 本文方法更有效地保留了原信号的特征。表 1 是 S 变换、TT 变换及本文方法具体结果对比, 可知相较于其他两种方法, 本文方法能更好地滤除杂波和保留信号的特征。

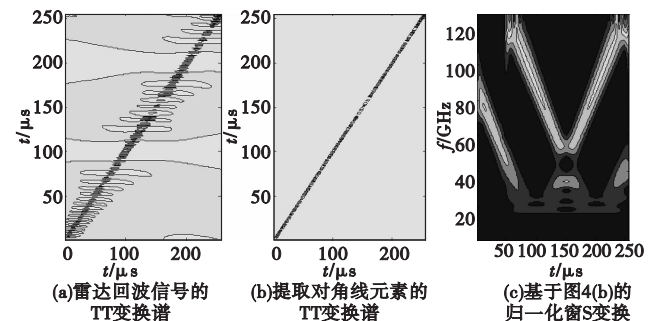


图4 对图3信号的TT变换

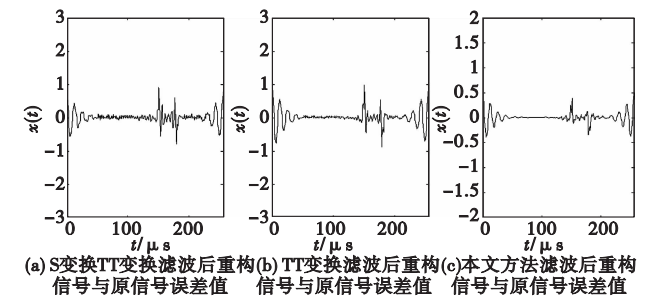


图5 重构信号与原信号误差

表1 滤波结果对比

测试项目	滤波后信噪比/dB	均方误差
TT 变换	1.76	0.135 1
S 变换	1.83	0.101 1
归一化窗 S 变换和 TT 变换	1.92	0.084 4

3 结束语

本文提出一种基于归一化窗 S 变换和 TT 变换的时频滤波方法, 该方法利用归一化窗 S 变换滤除高频杂波, TT 变换滤除低频面波, 克服了单独使用 TT 变换滤波的不足, 又没有使用条件的限制, 同时有适用范围广、计算简便等 (下转第 4268 页)

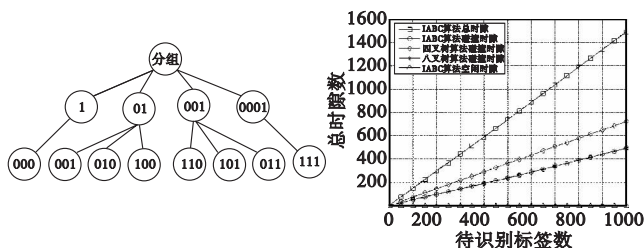


图3 分组码与标签识别码分布图

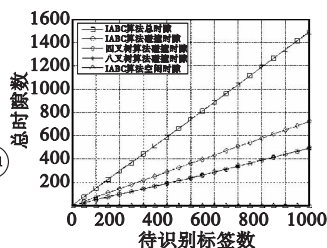


图4 IABC算法性能仿真

图5中对IABC算法、二叉树算法、四叉树算法和八叉树算法识别标签的总时隙进行了比较,可以看出,IABC算法的总时隙数明显要比二叉树、四叉树和八叉树算法少。当待识别标签数达到1000时,IABC算法比二叉树和四叉树算法少用了46.4%的时隙,比八叉树算法少用了62.5%的时隙。IABC算法采用分组码,将空闲时隙数降为零,使得总的时隙数也同时减少,所以IABC算法整体性能都要优于其他三种算法。

图6对IABC算法、二叉树算法、四叉树算法及八叉树算法的吞吐率进行了比较。可以看出,八叉树算法的吞吐率最低,在0.25~0.28;二叉树和四叉树算法的吞吐率基本相同,维持在0.35附近;而IABC算法的吞吐率能达到0.67左右,明显要比其他算法高。

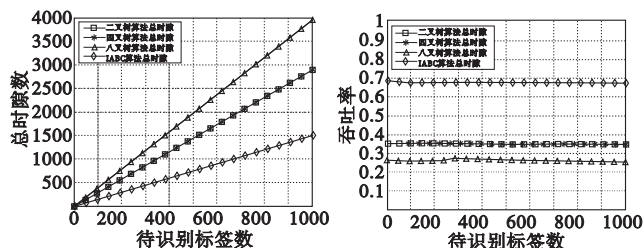


图5 四种算法性能仿真

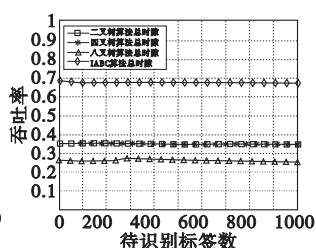


图6 四种算法吞吐率比较

5 结束语

本文采用分组码的方法去除了八叉树算法中的空闲时隙,提出的IABC算法的标签识别总时隙大大减少,识别效率明显提高。但分组码也仅在一层应用,在后续研究工作中将对标签识别码进行多层分类的算法研究,即将分组码再进行分类,或者是采用更有唯一性、更易分类的编码方式,进一步提高标签防撞算法的识别效率。

参考文献:

- [1] 张学军,蔡文琦,王锁萍.改进型自适应多叉树防撞算法研究[J].电子学报,2012,40(1):193-198.
- [2] ALI K, HASSANEIN H, TAHA A E M. RFID anti-collision protocol for dense passive tag environments[C]//Proc of the 32nd IEEE Conference on Local Computer Networks. Washington DC: IEEE Computer Society, 2007: 819-824.
- [3] 朱军,张元,卢小冬.基于分段搜索的多RFID标签抗冲突方法[J].计算机应用研究,2011,28(3):1031-1033.
- [4] 张学军,王娟,王锁萍.基于标签识别码分组的连续识别防撞算法研究[J].电子与信息学报,2011,33(5):1159-1165.
- [5] ZHEN B, KOBAYASHI M, SHIMIZU M. Framed ALOHA for multiple RFID objects identification[J]. IEICE Trans on Communications, 2005, E88-B(3): 991-999.
- [6] LEE S R, JOO S D, LEE C W. An enhanced dynamic framed slotted ALOHA algorithm for RFID tag identification[C]//Proc of the 2nd International Conference Mobile and Ubiquitous Systems: Networking and Service. Washington DC: IEEE Computer Society, 2005: 166-174.
- [7] 崔沂峰,陈平,张景元. RFID电子标签防撞算法的研究[J].微计算机信息,2007,23(8-2):233-234.
- [8] CHOI J H, LEE D, JEON H, et al. Enhanced binary search with time-divided responses for efficient RFID tag anti-collision[C]//Proc of IEEE International Conference on Communications. 2007: 3853-3858.
- [9] KIM Y H, KIM S S, LEE S J. Improved 4-ary query tree algorithm for anti-collision in RFID system[C]//Proc of International Conference on Advanced Information Networking and Applications. Washington DC: IEEE Computer Society, 2009: 699-704.
- [10] LAI Yuan-cheng, LIN C C. Two blocking algorithms on adaptive binary splitting: single and pair resolutions for RFID tag identification[J]. IEEE/ACM Trans on Networking, 2009, 17(3): 962-975.
- [11] CHEN Y H, HORNG S J, TUN R S. A novel anti-collision algorithm in RFID systems for identifying passive tags[J]. IEEE Trans on Industrial Informatics, 2010, 6(1): 105-121.
- [12] MYUNG J, LEE W, SHIH T K. An adaptive memory-less protocol for RFID tag collision arbitration[J]. IEEE Trans on Multimedia, 2006, 8(3): 1096-1101.
- [13] HUSH D R, WOOD C. Analysis of tree algorithms for RFID arbitration[C]//Proc of IEEE Symposium on Information Theory. 1998: 107-116.
- [14] ZEIN-ELABDEEN W, SHAABAN E. An enhanced binary tree anti-collision technique for dynamically added tags in RFID systems[C]//Proc of the 2nd International Conference on Computer Engineering and Technology. 2010: V7349-V7353.
- [6] PINNEGAR C, MANSINHA L. The bi-Gaussian S-transform[J]. SIAM Journal on Scientific Computing, 2003, 24(5): 1678-1692.
- [7] 陈学华,贺振华.广义S变换及其时频滤波[J].信号处理,2008,24(1):28-32.
- [8] ROBERT C, PINNEGAR C, MANSINHA C. An method of time-time analysis: the TT-transform digital[J]. Digital Signal Processing, 2003, 13(4): 588-593.
- [9] SIMON C, SCHIMMEL M, DANOBEITIA J. On the TT-transform and its diagonal elements[J]. IEEE Trans on Signal Processing, 2008, 56(11): 5709-5714.
- [10] PINNGAR C R. Time-frequency and time-time filtering with the S-transform and TT-transform[J]. Digital Signal Processing, 2005, 15(10): 604-620.
- [11] FAN Xian-feng, ZUO Ming. Gearbox fault detection using Hilbert and TT-transform[J]. Key Engineering Materials, 2005, 293(7): 79-86.

(上接第4256页)特点。仿真实验表明,相比S变换滤波与TT变换滤波,该方法滤波后信号信噪比更高,重构信号与原信号误差更小。

参考文献:

- [1] 李桂元. f-k域滤波假频的消除方法[J].石油地球物理勘探, 1994, 29(S1): 86-92.
- [2] 周知进,文泽军,卜英勇.小波降噪在超声回波信号处理中的应用[J].仪器仪表学报,2009,30(2):237-241.
- [3] 刘宝亮,姚慧,郑海荣.小波去噪在瞬时弹性成像估计中的应用[J].计算机仿真,2011,28(8):246-249.
- [4] STOCKWELL R G, MANSINA L, LOWE R P. Localization of the complex spectrum: the S transform[J]. IEEE Trans on Signal Processing, 1996, 44(4): 998-1001.
- [5] STOCKWELL R G. A basis for efficient representation of the S-transform[J]. Digital Signal Processing, 2007, 17(1): 371-393.