

## 脉冲重复间隔估计与去交织的方正弦波插值算法

姜勤波<sup>①②</sup> 马红光<sup>①</sup> 杨利锋<sup>②</sup>

<sup>①</sup>(第二炮兵工程学院 西安 710025)

<sup>②</sup>(中国电子科技集团 29 研究所 成都 610036)

**摘要:** 在高密度复杂信号环境中, 根据脉冲到达时间提取脉冲重复间隔并去交织是一个常用方法。但由于存在严重的倍周期干扰和脉冲重叠现象, 传统的脉冲重复间隔估计算法在高密度复杂信号环境中性能急剧下降。为了克服上述缺点, 该文提出了一种的新算法——方正弦波插值算法(SSWIA)。其核心是把不等间隔的到达时间序列变换成连续信号; 然后利用快速傅里叶算法提取重复周期并用滤波技术和过零检测形成检测波门提取周期序列。该算法能够适应固定重频、参差重频、抖动重频和滑变重频交织的高密度复杂信号环境。仿真结果表明: 该算法提取重复频率精度高, 速度快并且抗丢失和虚警脉冲的能力强; 其综合性能优于现有其它方法, 具有很好的工程应用价值。

**关键词:** 脉冲重复间隔; 信号分选; 去交织

中图分类号: TN971.1

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2007)02-0350-05

## Estimation of Pulse Repetition Interval and Deinterleaving Based on the Square Sine Wave Interpolating Algorithm

Jiang Qin-bo<sup>①②</sup> Ma Hong-guang<sup>①</sup> Yang Li-feng<sup>②</sup>

<sup>①</sup>(The Second Artillery Engineering Institute, Xi'an 710025, China)

<sup>②</sup>(No.29 Research Institute, China Electronic Technology Group, Chengdu 610036, China)

**Abstract:** In the dense complex signal radar environment, the estimation of the parameters Pulse Repetition Interval (PRI) and deinterleaving is a tedious problem. This paper presents a new method, named Square Sine Wave Interpolating Algorithm (SSWIA) for deinterleaving based on a Time-Of-Arrival (TOA) analysis, which works well in the dense complex signal radar environment. The core of this method is that it turns the unequal interval TOA sequence into a continuous signal. Then the periodic TOA sequence in the mixed TOA sequence will be extract by using FFT, filtering and zero-cross detection technology. This algorithm is very successful in high-pulse-density radar environments and for complex signal types. The simulation results show that it has better precision of the estimation of parameter PRI, more quick speed of deinterleaving the mixed TOA sequence, less sensitive to interfering pulse, more robust to missed pulses than the conventional published techniques.

**Key words:** Pulse repetition interval; Signal sorting; Deinterleaving

### 1 前言

交织脉冲信号的去交织是信号分选的一个关键环节。其含义就是要在多部雷达脉冲串交织的情况下, 利用脉冲参数提取每部雷达的脉冲序列。脉冲参数一般包括载频(RF)、脉宽(PW)、脉幅(PA)、到达时间(TOA)、相位差( $\Delta\varphi$ )或到达角(DOA)和脉内调制类型(MOP)。现在的信号分选方法都是在利用某些参数进行预分选的基础上再利用到达时间(TOA)来进行脉冲序列的再分选, 从而完成脉冲序列的完全去交织。这种分选的方法是顺序型的, 其基本假设是前面的预分选是正确的, 显然这种分选方法不是最优的。然而随着雷达抗干扰和低截获技术的发展, 其基本假设是很难保证的。所以为了在高密度复杂信号环境中提高脉冲序列分选的效率 and 准确性, 必须提出综合信号分选方法而不是现有的顺序型

分选方法。综合信号分选方法是把可供信号分选的参数都一起使用, 但这样做的前提就是能够在高密度复杂信号环境中, 根据脉冲到达时间提取脉冲重复间隔并独立完成去交织。本文正是在这种背景下提出脉冲重复间隔估计和去交织的方正弦波插值算法的。

利用到达时间进行脉冲重复间隔估计和去交织, 现已有几种方法。传统直方图法是对任意两个时间间隔都进行统计的一种方法, 该方法的缺点是计算量大, 并会产生严重的倍频干扰信号, 在多脉冲交叠情况下难以得到正确结果。序列搜索法<sup>[1]</sup>同样在多信号环境下或没有先验信息的情况下很难被使用。累积差直方图法(CDIF)<sup>[2]</sup>是现在使用最多的方法, 该方法是传统直方图方法和序列搜索法的结合。该方法在一定程度上压制了传统直方图法的倍周期干扰信号。但其基础仍然是直方图法, 所以没有从根本上解决倍频干扰的问题。

该方法在低复杂信号(指到达时间序列个数少和每个序列简单)情况下,一般能够完成信号分选工作。但在高密度复杂信号环境中性能急剧下降,以至于不能够使用。序列差直方图法(SDIF)<sup>[3]</sup>是累积差直方图法的一种改进,它只对同阶时间间隔进行直方图分析,而不像累积差直方图法那样对不同阶时间间隔进行累积直方图分析,这样做的目的是想减少计算量和尽量压制倍周期信号,然而又带来一个如何确定不同阶检测阈值的问题。这个阈值是和交织信号的复杂性有关的,在没有先验信息的情况下确定阈值是不可能的,所以这种改进方法基本不可用。以上方法都是基于统计特性的,而没有考虑序列之间的相位关系,所以统计结果必然出现倍周期信号。平面变换技术<sup>[4,5]</sup>是一种全新的思路。其基本想法是把重频变化规律转换成二维图形显示,然后希望通过图形处理的方法来提取重频规律从而完成信号分选。但其中有几个关键问题不好解决,一是二维图形插值问题;二是根据图形如何提取重频参数的问题;三是如何根据参数进行去交织。而且在复杂信号情况下,信号的特征在二维图形上是杂乱的,所以一般难以使用。

在分析了未来信号分选的需求和对现有方法全面分析的基础上,本文提出了一种新的算法——方正弦波插值算法(SSWIA)。其基本思路是利用了傅里叶变换的思想,因为傅里叶变换能够很好地检测周期信号而不会出现倍频信息;并且傅里叶变换是一种全局变换,不会因为个别点的畸变而改变估计参数的精度,这一点对于抗数据丢失和虚警数据特别重要;更加重要的一点是傅里叶变换反映了相位信息,这就意味着不会出现虽然间隔相同但相位随机的信号叠加的情况(此情况等同于相位受随机噪声调制的谐波信号,在谐波频率处的频谱幅度会大大下降),这就大大地压制了由于序列复杂而引起的交叉干扰的问题。这些特点就决定了该方法特别适合高密度复杂信号环境下信号分选问题;同时该方法使用了快速傅里叶变换(FFT),所以速度很快;而且该算法抗数据丢失和虚警的能力非常强。该方法的核心是方正弦波插值算法(SSWIA),主要思想是把不等间隔的到达时间序列变换成连续信号;然后利用快速傅里叶算法提取强周期成分并利用滤波技术和过零检测形成波门提取周期序列。本文主要分以下几部分进行论述。第1节是前言,主要分析了提出问题的背景和现有技术现状和不足,最后给出了方正弦波插值算法的出发点和主要内容。第2节主要论述方正弦波插值算法。第3节讨论了各种重频调制下的方正弦波的谱特征。第4节论述了进行序列去交织的波门形成技术。第5节是仿真实例。最后是结束语。

## 2 方正弦波插值函数及其性质

到达时间序列就是脉冲前沿到达的时刻。

$$T = \{t_1, t_2, \dots, t_i, \dots, t_N\}, \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (1)$$

上式表示了一共有  $N$  个脉冲,第  $i$  个脉冲到达的时刻是  $t_i$  时

刻,  $T$  序列是递增序列,一般可设  $t_1 = 0$ 。给出如下函数:

$$\left. \begin{aligned} s_0(t_1) &= t_1 \delta(t - t_1) \\ s_i(t) &= (t_{i+1} - t_i) \delta(t - t_i), \quad t_i < t \leq t_{i+1}, \quad i = 1, 2, \dots, N-1 \\ s(t) &= \sum_{i=0}^{N-1} s_i(t) \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

通过简单的计算可知

$$T = \int_{t_1}^t s(t) dt, \quad t = t_1, t_2, \dots, t_i, \dots, t_N \quad (3)$$

通过式(3)完成了从函数  $s(t)$  到  $T$  的线性映射,就可以通过研究函数  $s(t)$  的特性来研究到达时间序列  $T$  的特性。然而  $s(t)$  的特性并不理想,主要表现在其不连续不光滑,而且存在直流分量,这样就给信号的离散化和频谱分析带来严重问题。

为了构建利于离散化和频谱分析的光滑连续且没有直流分量的映射函数,本文提出了方正弦波插值算法。函数定义如下:

$$\left. \begin{aligned} s_0(t_1) &= 0 \\ s_i(t) &= (t_{i+1} - t_i) \sin\left(\frac{2\pi}{t_{i+1} - t_i}(t - t_i)\right), \\ & \quad t_i < t \leq t_{i+1}, \quad i = 1, 2, \dots, N-1 \\ s(t) &= \sum_{i=0}^{N-1} s_i(t), \quad i = 1, 2, \dots, N-1 \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

由于函数  $s_i(t)$  的幅度和周期的量值相等,故称其为方正弦波,算法称为方正弦波插值算法。函数  $s(t)$  和到达时间序列  $T$  的映射关系是

$$T = \{t \mid s(t) = 0, s(t)' > 0, t_1 \leq t \leq t_N\} \quad (5)$$

方正弦函数具有如下性质:(1)连续;(2)一阶导函数连续(光滑)和积分为零(没有直流分量)。简单的证明如下:由于在  $t_i < t < t_{i+1}, i = (1, 2, \dots, N-1)$  中  $s(t)$  显然是连续和光滑的,所以下面只证明在  $T = \{t_1, t_2, \dots, t_i, \dots, t_N\}, i = 1, 2, \dots, N$  序列中的时刻点是连续和光滑的。不妨证明在  $t_i$  时刻:

$$\left. \begin{aligned} \lim_{t \rightarrow t_i^-} s(t) &= s(t_i) = (t_i - t_{i-1}) \sin\left(\frac{2\pi}{t_i - t_{i-1}}(t - t_{i-1})\right) \Big|_{t=t_i} = 0 \\ \lim_{t \rightarrow t_i^+} s(t) &= \lim_{t \rightarrow t_i^+} (t_{i+1} - t_i) \sin\left(\frac{2\pi}{t_{i+1} - t_i}(t - t_i)\right) = 0 \\ \therefore \lim_{t \rightarrow t_i^-} s(t) &= \lim_{t \rightarrow t_i^+} s(t) = s(t_i) = 0 \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

$$\left. \begin{aligned} \lim_{t \rightarrow t_i^-} s(t)' &= s(t_i)' = 2\pi \cos\left(\frac{2\pi}{t_i - t_{i-1}}(t - t_{i-1})\right) \Big|_{t=t_i} = 2\pi \\ & \quad (t_{i+1} - t_i) \sin\left(\frac{2\pi}{t_{i+1} - t_i}(t - t_i)\right) - s(t_i) \\ \lim_{t \rightarrow t_i^+} s(t)' &= \lim_{t \rightarrow t_i^+} \frac{(t_{i+1} - t_i) \sin\left(\frac{2\pi}{t_{i+1} - t_i}(t - t_i)\right) - s(t_i)}{t - t_i} = 2\pi \\ \therefore \lim_{t \rightarrow t_i^-} s(t)' &= \lim_{t \rightarrow t_i^+} s(t)' = s(t_i)' = 2\pi \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} \int_{t_1}^{t_N} s(t) dt &= \sum_{i=1}^{N-1} \int_{t_i}^{t_{i+1}} s(t) dt \\ &= \sum_{i=1}^N \int_{t_i}^{t_{i+1}} (t_{i+1} - t_i) \sin\left(\frac{2\pi}{t_{i+1} - t_i}(t - t_i)\right) dt = 0 \end{aligned} \quad (8)$$

式(6), 式(7)和式(8)分别证明了函数  $s(t)$  连续性、光滑性和零直流分量。正是由于正弦函数  $s(t)$  有这种特性, 才保证了在频谱分析过程中的倍频压制特性和没有杂波分量的优良特性。

### 3 各种重频调制下的正弦波的谱特征

设到达时间序列为  $T = \{t_1, t_2 \dots t_i \dots t_N\}, i = 1, 2, \dots, N$ , 则定义间隔时间序列为  $\Delta t_i = t_{i+1} - t_i, i = 1, 2, \dots, N-1$ 。

(1) 固定重频 即间隔时间序列  $\Delta t_i, i = 1, 2, \dots, N-1$  都相等, 不妨设为  $\Delta t$ , 则正弦插值函数为

$$\begin{aligned} s_i(t) &= \Delta t \sin\left(2\pi \frac{1}{\Delta t}(t - t_i)\right) \\ &= \Delta t \sin\left(2\pi \frac{1}{\Delta t}(t - (i-1)\Delta t)\right) \\ &= \Delta t \sin\left(2\pi \frac{1}{\Delta t}t\right), \quad t_i < t \leq t_{i+1} \\ \therefore s(t) &= \Delta t \sin\left(2\pi \frac{1}{\Delta t}t\right), \quad t_1 \leq t \leq t_N \end{aligned} \quad (9)$$

可见  $s(t)$  是频率为  $1/\Delta t$  的单一正弦信号, 故其只有在  $1/\Delta t$  处出现谱线(见图1(a)), 因此极易检测。

(2) 抖动重频 其特征为间隔时间序列元素不相等, 而是在一个区间内变化。定义抖动序列为  $\Delta t'_i = \Delta t_i - \bar{\Delta t}, i = 1, 2, \dots, N-1$ , 其中  $\bar{\Delta t} = \frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^{N-1} \Delta t_i$ , 则抖动量一般可定义为  $\frac{\max(\text{abs}(\Delta t'_i))}{\bar{\Delta t}}$ , 其量值一般不超过10%。正弦插值函数为

$$\begin{aligned} s_i(t) &= (\bar{\Delta t} + \Delta t'_i) \sin\left(2\pi \frac{1}{(\bar{\Delta t} + \Delta t'_i)}(t - t_i)\right) \\ &= (\bar{\Delta t} + \Delta t'_i) \sin\left(2\pi \frac{1}{(\bar{\Delta t} + \Delta t'_i)}\left(t - \left((i-1)\bar{\Delta t} + \sum_{j=1}^i \Delta t'_j\right)\right)\right) \\ &\approx (\bar{\Delta t} + \Delta t'_i) \sin\left(2\pi \frac{1}{\bar{\Delta t}}t - \frac{2\pi}{\bar{\Delta t}} \sum_{j=1}^i \Delta t'_j\right), \quad t_i < t \leq t_{i+1} \end{aligned} \quad (10)$$

当抖动序列的抖动量小于10%, 式(10)可进一步近似为

$$\begin{aligned} s_i(t) &\approx \bar{\Delta t} \sin\left(2\pi \frac{1}{\bar{\Delta t}}t\right), \quad t_i < t \leq t_{i+1} \\ \therefore s(t) &\approx \bar{\Delta t} \sin\left(2\pi \frac{1}{\bar{\Delta t}}t\right), \quad t_1 \leq t \leq t_N \end{aligned} \quad (11)$$

从式(10)可以看出: 在抖动重频调制下方正弦波函数是幅度和相位都受抖动序列调制的函数。当抖动量小于10%时, 反映在频谱上就是该函数会在频谱上略有展宽, 谱峰幅度比固定重频有所下降, 谱峰位置出现在  $1/\bar{\Delta t}$  处(见图1(b))。在实际中, 还有一种特殊的抖动重频就是滑动重频, 其特点是抖动序列按照一定规律变化而非随机抖动, 但其谱特性和随

机抖动重频没有本质区别, 谱线仍然会出现在  $1/\bar{\Delta t}$  处。

(3) 参差重频 即连续的  $K$  个间隔不等但其会大周期重复。一般称大的重复周期为帧周期  $\Delta T_{\text{total}}$ ,  $K$  为参差数。一帧中的间隔时间序列为  $\{\Delta t_1, \Delta t_2, \dots, \Delta t_K\}$ , 且有  $\Delta T_{\text{total}} = \sum_{i=1}^K \Delta t_i$ ,  $\bar{\Delta t} = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K \Delta t_i = \frac{\Delta T_{\text{total}}}{K}$ 。参差量一般定义为  $\frac{\max(\text{abs}(\Delta t_i - \Delta T_{\text{total}}/K))}{\Delta T_{\text{total}}/K} = \frac{\max(\text{abs}(\Delta t_i - \bar{\Delta t}))}{\bar{\Delta t}}$

其量值一般不会超过10%。由于到达时间序列的重复周期是  $\Delta T_{\text{total}}$ , 故  $s(t)$  也是以  $\Delta T_{\text{total}}$  为周期的周期函数, 所以  $s(t)$  的谱是离散的, 且谱线只会在  $1/\Delta T_{\text{total}}$  及其倍频处。而且参差重频也是一类特殊的抖动重频, 参差量就是抖动量, 所以可得其最强的谱线为:  $1/\bar{\Delta t} = \frac{1}{\Delta T_{\text{total}}/K} = K/\Delta T_{\text{total}}$ 。见(图1(c))。

下面给出了3类重频调制序列的正弦波的谱图。图1(a)是固定重频, PRI = 0.1ms; 图1(b)是抖动重频, PRI = 0.1ms, 抖动量10%, 抖动序列为均匀分布随机抖动序列; 图1(c)是参差重频, 帧周期  $\Delta T_{\text{total}} = 0.1\text{ms}$ , 参差数  $K = 2$ , 一帧中的间隔为  $\{\Delta t_3 = 0.06\text{ms}, \Delta t_4 = 0.04\text{ms}\}$ 。从图1可看出正弦波信号对各种重频调制信号有很强的适应能力和极高的参数估计精度。

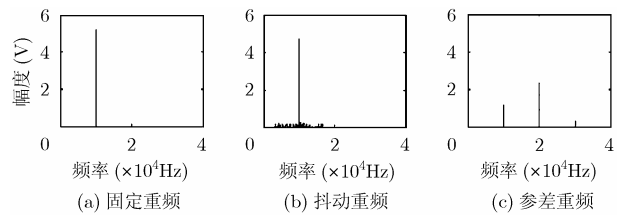


图1 3种重频调制下  $s(t)$  函数的频谱图

然而其突出的性能还在于其对高密度复杂信号的交叉相的干扰压制。在这一方面的优势可以与累积差直方图法(CDIF)性能做一下比较。下面给出的序列是有5个序列叠加的结果。S1(PRI =  $0.1 \pm 0.1 \times 5\%$ ms), S2(PRI =  $0.2 \pm 0.2 \times 5\%$ ms), S3(PRI =  $0.3 \pm 0.3 \times 5\%$ ms), S4(PRI =  $0.4 \pm 0.4 \times 5\%$ ms), S5(PRI =  $0.5 \pm 0.5 \times 5\%$ ms), 各个信号的抖动都是在抖动范围内均匀分布, 同时各个信号的初始相位随机。考虑到实际系统接收到的序列在间隔小于  $3\mu\text{s}$  时可能丢失, 因此实际序列中已经去掉了间隔小于  $3\mu\text{s}$  的点; 另外还在序列中随机丢失5%的数据点, 以此来考察数据丢失对方正弦波函数频谱的影响。采样时间共为0.1s, 因此各个时间序列的个数分别为  $N_1 = 1000$ ,  $N_2 = 500$ ,  $N_3 = 333$ ,  $N_4 = 250$ ,  $N_5 = 200$ 。其中小于  $3\mu\text{s}$  的数据丢失为76, 因此总的序列个数为  $(N_1 + N_2 + N_3 + N_4 + N_5 - 76) \times 95\% = 2096$ 。

从图2(a)中可看出明显看出在  $f = 10^4\text{Hz}$  处出现了最强

的谱线, 由于在该方法中是使用的最大值提取方法, 因此不需要设置阈值, 因而很容易提取出最大值。从图2(b)中可见, CDIF方法基本失效。

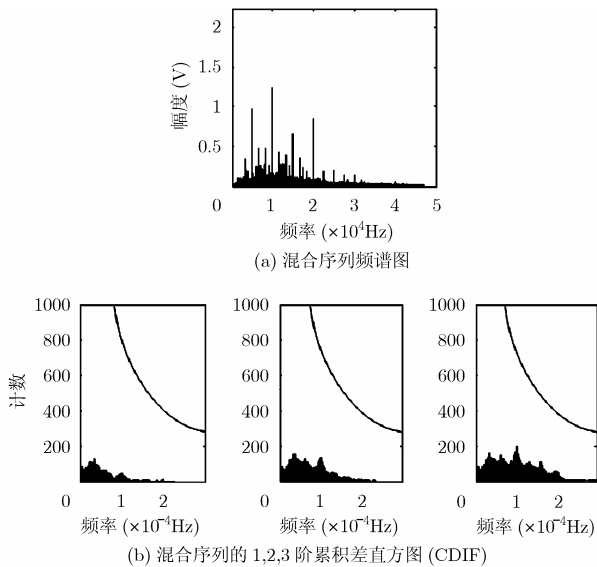


图2 正弦波插值算法与累积差直方图CDIF的检测比较图

综上所述, 通过正弦波插值算法能够精确提取重频参数, 并且能够在高密度复杂序列情况下有效地压制交叉干扰项。

#### 4 波门形成技术

波门形成技术是指在检测出重频的情况下, 如何设置检测窗口从混合到达时间序列中提取服从该重频的到达时间子序列。其中主要分成以下3个部分: 一是从正弦波插值信号  $s(t)$  频谱中寻找最强的谱线; 二是形成带通滤波器对方正弦波插值信号  $s(t)$  进行滤波; 三是根据到达时间序列和正弦波插值信号的映射关系式(5)确定检测点和检测窗口。

正弦波插值信号  $s(t)$  频谱中最强的谱线是由交织的混合序列中重复周期最小的到达时间序列决定的, 这是因为在同等时间内, 重复周期小意味着相应的间隔时间序列数目最多且在混合序列中间隔最大, 所以会在频谱中积累最大的能量, 反应在频谱中会在重复频率处出现最强谱。因为各个序列的正弦波函数与混合序列的正弦波函数不是线性相加关系, 所以混合序列的频谱和各到达时间序列的频谱不满足叠加原理, 只有混合频谱的最强谱线代表了当前序列中可能存在的重复周期最小到达时间序列。这样就决定了在完成一次提取后必须重新进行正弦波插值和频谱分析, 再找出最大值, 依次进行序列提取。带通滤波器是以检测出最强的谱线为中心频率的, 其带宽必须要根据分选的到达时间序列重频的最小间隔来确定。对方正弦波进行滤波完之后要对信号进行相位补偿, 这是由于滤波器的延时造成的。最后根据公式(5)找到检测点, 再根据系统要求确定检测门的宽度。

图3给出仿真实例的一个波门形成过程图。

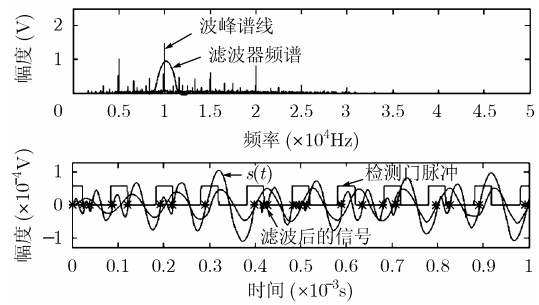


图3 波门形成过程图

#### 5 仿真实例

仿真实例选择的参数如表1和表2中。仿真时没有选用参差重频序列和固定重频序列, 因为它们都是抖动重频序列的一个特例, 所以这里所用的都是抖动重频信号。工程中会出现由于信号幅度变化引起的干扰、脉冲重叠引起的干扰、到达时间测量抖动等多种情况, 因此仿真中把间隔小于  $3\mu\text{s}$  的序列点剔除。在高密度复杂信号环境下, 宽脉冲信号会对窄脉冲信号的严重遮蔽, 可能使得脉冲丢失达到5%, 因此在仿真2时另加了5%的人为随机丢失, 以便检验算法的抗数据丢失能力。其中仿真1是没有人为数据丢失的仿真结果。仿真是在5%的人为随机丢失情况下的仿真结果。

从表1和表2中可以看出, 在高密度复杂信号条件下, 正弦波插值算法能够高精度估计混合序列中的各个PRI值, 并且能够高效的分选出各个到达时间序列。从表1与表2的对比可看出, 在加入人为的5%数据丢失的情况下, 性能没有明显变化, 可见其具有极强的抗数据丢失能力。其中两个表中都有一项错误的分选, 这主要是在最后分选中, 由于原始数据的丢失和上次分选数据遗漏数据的虚警数据造成了原有信号的极大失真, 从而造成了分选错误。在表2中, 第4次分选失败而第5次分选成功的原因是在具体程序中采用了容错措施, 即在前一次分选失败, 用强度为第二的谱继续分选, 只有当两次分选都失败才停止分选。

#### 6 结束语

本文在分析了未来信号分选的需求和面临的主要问题基础上, 提出正弦波插值算法。正弦信号具有连续, 光滑和零均值3大优点。利用正弦对到达时间序列进行插值, 再利用快速傅里叶算法对插值信号进行快速检测, 从而完成了在高密度复杂信号环境下对混叠到达时间序列的分选。该算法能够高精度完成对PRI参数的估计和高效的完成混合到达时间的去交织。由于使用了FFT算法, 其速度极快。更重要的一点是其有极好抗数据丢失能力。仿真显示, 其综合性能已优于了现有其它方法, 具有很好的工程应用前景。

表1 仿真1数据( $\Delta t \geq 3\mu\text{s}$ )

混合序列	原始参数			分选结果		评价	
	PRI(ms)	抖动量(ms)	个数 $N$	PRI(ms)	个数	PRI精度	分选效率
S1	0.1	0.01	1000	0.0999	983	99.9%	98.3%
S2	0.2	0.02	500	0.1996	494	99.8%	98.8%
S3	0.3	0.03	333	0.2987	327	99.6%	98.2%
S4	0.4	0.04	250	0.3991	231	99.8%	92.4%
S5	0.5	0.05	200	0	0	错误	错误
混合到达时间序列	$N1 + N2 + N3 + N4 + N5 - N(\Delta t < 3\mu\text{s}) = 2210$				2035		92.1%

表2 仿真2数据( $\Delta t \geq 3\mu\text{s}$  和5%人为随机数据丢失)

混合序列	原始参数			分选结果		评价	
	PRI(ms)	抖动量(ms)	个数 $N$	PRI(ms)	个数	PRI精度	分选效率
S1	0.1	0.01	1000	0.0999	936	99.9%	93.6%
S2	0.2	0.02	500	0.1995	490	99.8%	98.0%
S3	0.3	0.03	333	0.2987	310	99.6%	93.1%
S4	0.4	0.04	250	0	0	错误	错误
S5	0.5	0.05	200	0.4963	200	99.3%	100%
混合到达时间序列	$(N1 + N2 + N3 + N4 + N5 - N(\Delta t < 3\mu\text{s})) \times 95\% = 2116$				1936		91.49%

## 参 考 文 献

- [1] 林象平. 雷达对抗原理[M]. 西安: 西北电讯工程学院出版社, 1985, 第4章2节.
- [2] Mardia H K. New techniques for the deinterleaving of repetitive sequences [J]. *IEE Proc.-F*, 1989, 136(4): 149-154.
- [3] Milojevic D J and Popovic B M. Improved algorithm for the deinterleaving of radar pulses [J]. *IEE Proc. -F*, 1992, 139(1): 98-104.
- [4] 胡来招. 信号平面显示变换技术要求. 电子部29所资料, 1991.
- [5] 赵仁健, 龙德浩, 熊平等. 密集信号分选的平面变换技术[J].

电子学报, 1998, 26(1): 77-82.

Zhao Ren-jian, Long De-hao, and Xiong Ping. Plane transformation for signal deinterleaving in dense signal environment. *Acta Electronica Sinica*, 1998, 26(1): 77-82.

姜勤波: 男, 1976年生, 博士生, 研究的方向为信号处理, 电子对抗.

马红光: 男, 1959年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为信号处理、电子对抗、电子测量技术等.

杨利锋: 男, 1960年生, 高级工程师, 研究方向为电子信息系统、电子测量技术等.