

# 捷变频雷达信号分选及基准频率估计算法研究

杨健, 刘渝, 狄慧

(南京航空航天大学 电子信息工程学院, 江苏 南京 210016)

**摘要:** 现代雷达普遍采用频率捷变方式,传统的信号分选算法往往会造成增批问题。对接收到的信号进行高精度频率估计,利用相邻2个信号频率差相除,在一定的搜索范围内,通过比较相除结果的小数部分,来分选出不同雷达信号。根据分选出的来自同一部雷达信号,用相同方法可估计出信号的分频系数,从而估计出雷达的基准频率。仿真结果表明:该算法可有效地分选捷变频雷达信号,抑制增批问题的产生,可对特定辐射源进行准确识别。

**关键词:** 雷达工程; 信号分选; 频率捷变; 增批; 频率估计; 相除; 小数部分

**中图分类号:** TN971      **文献标志码:** A      **文章编号:** 1000-1093(2013)12-1506-08

**DOI:** 10.3969/j.issn.1000-1093.2013.12.004

## Research on the Algorithm of Signal Sorting and Reference Frequency Estimation of Frequency Agility Radar

YANG Jian, LIU Yu, DI Hui

(College of Electronics and Information Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics,  
Nanjing 210016, Jiangsu, China)

**Abstract:** Frequency agility mode is widely used in modern radar. Traditional algorithms often result in the increasing batch in signal sorting. This algorithm estimates the frequency of received signals with high precision firstly. The results can be got by dividing the frequency differences of two adjacent signals. Within a certain range, the signals from different radars are sorted by comparing the fractional part of the results. According to the signals from the same radar, frequency dividing coefficients are estimated by the same way. Finally, reference frequency can be gained. Simulation results show that this algorithm can sort the signals from frequency agility radar effectively. And, it can restrain the increasing batch in the signal sorting and recognize the specific emitters accurately.

**Key words:** radar engineering; signal sorting; frequency agility; increasing batch; frequency estimation; division; fractional part

收稿日期: 2012-11-08

基金项目: 国家自然科学基金项目(61201208); 江苏省高校优势学科建设工程项目(2011年); 南京航空航天大学基本科研业务费专项科研项目(NN2012068)

作者简介: 杨健(1986—),男,博士研究生。E-mail:james200586@163.com;

刘渝(1945—),男,教授,博士生导师。E-mail:liuyu\_buaa@aliyun.com

## 0 引言

在电子侦察和对抗中,信号分选具有极其重要的作用。只有正确分选出不同雷达的信号,才能对不同雷达辐射源信号参数进行估计和分析,才能对雷达类型进行识别,从而确定该雷达的威胁性质。在现代电子对抗中,信号分选的技术水平已成为衡量电子侦察技术先进程度的重要标志。在传统的辐射源信号分选方法中,利用信号的射频(RF)、到达时间(ToA)、幅度(PA)、脉冲重复间隔(PRI)等参数进行信号分选比较普遍<sup>[1]</sup>。而其中利用PRI分选是比较常用的一种方法<sup>[2-3]</sup>。近年来,又出现了模糊函数<sup>[4]</sup>、经验模态分解<sup>[5]</sup>、基于改进网格聚类<sup>[6]</sup>、小波变换<sup>[7]</sup>、利用相位差分估计本振频率<sup>[8]</sup>等多种信号分选方法。然而,随着现代电子战对抗激烈程度的不断上升,为了能提高雷达的抗干扰能力及抗截获能力军用雷达普遍采用频率捷变体制<sup>[9-11]</sup>。频率捷变雷达通过快速改变雷达信号频率通常是脉组随机变化来增宽射频的带宽,从而增加了接收机侦察的难度,同时迫使干扰机工作为宽带干扰,大大稀释干扰功率谱密度降低了其干扰能力。对于相同型号、不同个体的捷变频雷达(称为特定辐射源),其传统信号参数几乎相同,如脉冲宽度、重复周期、调制方式、信号功率等。如果采取传统的辐射源信号分选方法,往往会造成增批问题,无法对特定辐射源进行正确分选和识别。因此,针对捷变频体制的特定辐射源,如何准确、实时地分选出特定辐射源的信号是面临的一大难题。

由于雷达在制造过程中,不同个体雷达源中的晶振基准频率不同。根据特定辐射源的基准频率不同,本文提出了一种捷变频雷达信号分选及基准频率估计算法。

## 1 雷达变频信号模型

在现代雷达体制中,发射系统多数采用全相参体制<sup>[12-13]</sup>。随着数字化电路的迅速发展,为了满足捷变频雷达发射机变频速度的要求,现代捷变频雷达频率合成器多采用数字锁相技术<sup>[14-15]</sup>。为了分析雷达变频信号在产生、发射过程中的频率变化过程,以某雷达变频信号发射系统为例,其框架如图1所示。

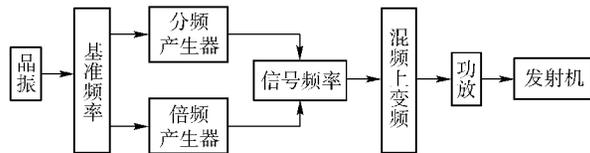


图1 某雷达变频信号发射系统框架图

Fig. 1 Framework of frequency-variable signal transmitter system in a radar

基准频率信号由晶振通过直接数字式频率合成器(DDS)产生,其频率比较稳定,记为 $f_b$ 。雷达发射系统的发射信号均是由基准频率经过不同的分频产生器、倍频产生器和混频上变频产生,其大小由分频系数和倍频系数决定。因此,雷达发射信号频率 $f$ 的表达式为

$$f = Mf_b + \frac{1}{N}f_b + f_c = \left(M + \frac{1}{N}\right)f_b + f_c, \quad (1)$$

式中: $f_b$ 为基准频率; $f_c$ 为上变频频率; $M$ 为倍频系数,取正整数; $N$ 为分频系数,取正整数。

## 2 变频信号分选及参数估计算法

由图1可知,同一部雷达发射信号产生过程中基准频率是相同的,而不同部雷达的基准频率不同。由于雷达基准频率间存在差异,因此生成的发射信号频率就存在差异,本文算法便是根据这种差异来分选不同部雷达信号。

### 2.1 信号分选算法

假设现已得到信号的精确频率估计,根据所得频率估计值对信号是否属于同一部雷达进行判别。

假设3个信号来自同一部雷达,频率产生表达式为

$$\begin{cases} f_1 = M_1 f_b + \frac{1}{N_1} f_b + f_c, \\ f_2 = M_2 f_b + \frac{1}{N_2} f_b + f_c, \\ f_3 = M_3 f_b + \frac{1}{N_3} f_b + f_c, \end{cases} \quad (2)$$

式中: $f_1, f_2, f_3$ 为信号的频率真实值; $M_1, M_2, M_3$ 为倍频系数,均取正整数; $N_1, N_2, N_3$ 为分频系数,均取正整数。

通过频率估计算法估计出3个信号的精确频率估计值。由于接收机与雷达之间存在多普勒频移,发射机在发射信号时对信号进行上变频处理,接收

机在接收信号时对信号进行下变频处理。因此,接收机对接收到的信号进行频率估计的值跟信号的原频率存在差异,如(3)式所示:

$$\begin{cases} \hat{f}_1 = f_1 + \Delta f_1 = \left(M_1 + \frac{1}{N_1}\right)f_0 + \Delta f_1 + \Delta F, \\ \hat{f}_2 = f_2 + \Delta f_2 = \left(M_2 + \frac{1}{N_2}\right)f_0 + \Delta f_2 + \Delta F, \\ \hat{f}_3 = f_3 + \Delta f_3 = \left(M_3 + \frac{1}{N_3}\right)f_0 + \Delta f_3 + \Delta F, \end{cases} \quad (3)$$

式中: $\hat{f}_1, \hat{f}_2, \hat{f}_3$ 为信号的频率估计值; $\Delta f_1, \Delta f_2, \Delta f_3$ 为信号的频率估计误差; $f_0$ 为基准频率与其多普勒频率之和; $\Delta F$ 为上、下变频引起的频差。

考虑到发射机上变频和接收机下变频的频差是一定的,而多普勒频移在短时间内不变化,故可对相邻 2 个信号频率进行相减处理,可得

$$\begin{cases} \Delta \hat{f}_1 = \hat{f}_1 - \hat{f}_2 = \left(M_1 + \frac{1}{N_1}\right)f_0 - \\ \quad \left(M_2 + \frac{1}{N_2}\right)f_0 + \Delta f_1 - \Delta f_2, \\ \Delta \hat{f}_2 = \hat{f}_2 - \hat{f}_3 = \left(M_2 + \frac{1}{N_2}\right)f_0 - \\ \quad \left(M_3 + \frac{1}{N_3}\right)f_0 + \Delta f_2 - \Delta f_3. \end{cases} \quad (4)$$

假设接收机接收到的信号频率跳变点比较完整,即几乎全部接收到各种分频系数、倍频系数组合产生的信号,且设  $M, N$  取值为  $1 \sim 8$  的整数,共有 64 个跳频点。按照从大到小排序,则接收到的信号系数为  $9, 8 \frac{1}{2}, 8 \frac{1}{3}, \dots, 8 \frac{1}{7}, 8 \frac{1}{8}, 8, 7 \frac{1}{2}, \dots, 1 \frac{1}{8}$ 。

分析以上系数,  $8 \frac{1}{7}$  和  $8 \frac{1}{8}$  的倍频系数为 8, 而 8 和  $7 \frac{1}{2}$  的倍频系数为 7。将两两系数相减,可看出 8 和  $7 \frac{1}{2}$  的差值明显要大于  $8 \frac{1}{8}$  和 8 的差值,而差值乘以基准频率得到信号频率差,2 个频差的大小就更加明显。因此,估计出信号的频率后从大到小排序,比较两两频率之间的差值即可得到倍频数的跳变点。

通过判别倍频数的跳变点,可得到倍频系数相同(即  $M_1 = M_2 = M_3$ ) 的 3 个信号,那么(4)式可变换为

$$\begin{cases} \Delta \hat{f}_1 = \hat{f}_1 - \hat{f}_2 = \left(\frac{1}{N_1} - \frac{1}{N_2}\right)f_0 + \Delta f_1 - \Delta f_2, \\ \Delta \hat{f}_2 = \hat{f}_2 - \hat{f}_3 = \left(\frac{1}{N_2} - \frac{1}{N_3}\right)f_0 + \Delta f_2 - \Delta f_3. \end{cases} \quad (5)$$

本文分选算法主要思想为将  $\Delta \hat{f}_1, \Delta \hat{f}_2$  进行相除运算,即

$$\frac{\Delta \hat{f}_1}{\Delta \hat{f}_2} = \frac{\left(\frac{N_2 - N_1}{N_1 N_2}\right)f_0 + \Delta f_1 - \Delta f_2}{\left(\frac{N_3 - N_2}{N_2 N_3}\right)f_0 + \Delta f_2 - \Delta f_3}, \quad (6)$$

对(6)式进行处理,乘以搜索因子  $\gamma, \gamma$  为正整数。当  $\gamma = (N_3 - N_2) \cdot N_1$ , 可得

$$\frac{\Delta \hat{f}_1}{\Delta \hat{f}_2} \cdot \gamma = \frac{\Delta \hat{f}_1}{\Delta \hat{f}_2} \cdot (N_3 - N_2) \cdot N_1 = \frac{(N_2 - N_1)N_3 + N_1 N_2 N_3 (\Delta f_1 - \Delta f_2) / f_0}{1 + \delta_f / f_0}, \quad (7)$$

式中: $\delta_f = \frac{N_2 N_3}{N_3 - N_2} (\Delta f_2 - \Delta f_3)$ 。

由于  $f_0$  一般为百兆赫兹数量级,而  $\Delta f_2, \Delta f_3$  可控制在赫兹数量级。因此  $\frac{\delta_f}{f_0} \ll 1$ , 对(7)式进行一阶近似处理有

$$\begin{aligned} \frac{\Delta \hat{f}_1}{\Delta \hat{f}_2} \cdot (N_3 - N_2) \cdot N_1 &\approx (N_2 - N_1) N_3 - \\ &(N_2 - N_1) N_3 \cdot \frac{\delta_f}{f_0} + \frac{N_1 N_2 N_3}{f_0} (\Delta f_1 - \Delta f_2) \cdot \\ \left(1 - \frac{\delta_f}{f_0}\right) &\approx (N_2 - N_1) N_3 + \left[N_1 N_2 N_3 (\Delta f_1 - \Delta f_2) - \right. \\ &\left. \frac{N_2 N_3^2 (N_2 - N_1)}{N_3 - N_2} (\Delta f_2 - \Delta f_3)\right] \cdot \frac{1}{f_0}, \end{aligned} \quad (8)$$

则(8)式中乘除运算结果的小数部分为

$$\beta = \left[ N_1 N_2 N_3 (\Delta f_1 - \Delta f_2) - \frac{N_2 N_3^2 (N_2 - N_1)}{N_3 - N_2} (\Delta f_2 - \Delta f_3) \right] \cdot \frac{1}{f_0}.$$

**命题** 当搜索因子  $\gamma$  取  $(N_3 - N_2) \cdot N_1$  时, (8)式得到乘除运算结果的小数部分为最小。

**证明** 令  $\gamma = (N_3 - N_2) \cdot N_1 + D$ , 则

$$\begin{aligned} \frac{\Delta \hat{f}_1}{\Delta \hat{f}_2} \cdot \gamma &= \frac{\Delta \hat{f}_1}{\Delta \hat{f}_2} \cdot [(N_3 - N_2) \cdot N_1 + D] \approx \\ &\left[ 1 + \frac{D}{(N_3 - N_2) \cdot N_1} \right] \cdot [(N_2 - N_1) N_3 + \beta]. \end{aligned} \quad (9)$$

1) 当  $D = 0$  时, (9)式即为(8)式,乘除运算结

果的小数部分为  $\beta$ 。

2) 当  $D = d \cdot [(N_3 - N_2) \cdot N_1]$  且  $d$  取正整数时, (9) 式即为

$$\frac{\Delta \hat{f}_1}{\Delta \hat{f}_2} \cdot \gamma \approx (1 + d) \cdot [(N_2 - N_1)N_3 + \beta], \quad (10)$$

乘除运算结果的小数部分为  $(1 + d) \cdot \beta$ 。

由于  $1 + d \geq 2$ , 故条件 2) 得到的乘除运算结果小数部分是条件 1) 得到小数部分的  $(1 + d)$  倍。

3) 当  $D \neq 0$  且  $D \neq d \cdot [(N_3 - N_2) \cdot N_1]$  时, (9) 式即为

$$\frac{\Delta \hat{f}_1}{\Delta \hat{f}_2} \cdot \gamma = (N_2 - N_1)N_3 + \frac{D}{(N_3 - N_2) \cdot N_1} \cdot (N_2 - N_1)N_3 + \left[1 + \frac{D}{(N_3 - N_2) \cdot N_1}\right] \cdot \beta. \quad (11)$$

令  $\frac{D}{(N_3 - N_2) \cdot N_1} \cdot (N_2 - N_1)N_3$  的小数部分为  $T$ , 则乘除运算结果的小数部分为  $T + \left[1 + \frac{D}{(N_3 - N_2) \cdot N_1}\right] \cdot \beta$ 。

根据数量级可看出  $T \gg \beta$ , 故条件 3) 得到的乘除运算结果的小数部分远大于条件 1) 得到的小数部分。

综上所述, 当  $D = 0$ , 即  $\gamma = (N_3 - N_2) \cdot N_1$  时, (8) 式得到乘除运算结果的小数部分为最小, 命题得证。

假设 3 个信号中有来自相同型号、不同部雷达的信号, 且来自不同雷达的信号在 3 个相邻信号的第 3 个, 其频率产生表达式为

$$\begin{cases} f_1 = M_1 f_b + \frac{1}{N_1} f_b + f_c, \\ f_2 = M_2 f_b + \frac{1}{N_2} f_b + f_c, \\ f_3 = \left(M_3 + \frac{1}{N_3}\right) (f_b + \alpha) + f_c, \end{cases} \quad (12)$$

式中:  $\alpha$  为 2 部雷达基准频率的差值。

同样, 通过频率估计算法估计出 3 个信号的精准确频率估计值, 并对 3 个频率值进行 (5) 式 ~ (8) 式运算得到

$$\frac{\Delta \hat{f}_1}{\Delta \hat{f}_2} \cdot \gamma \approx (N_2 - N_1)N_3 + \frac{(N_2 - N_1)N_2N_3}{N_3 - N_2} \cdot \left(M_3 + \frac{1}{N_3}\right) \cdot \frac{\alpha}{f_0} + \beta. \quad (13)$$

假设 3 个信号中有来自相同型号、不同部雷达, 且来自不同雷达的信号在选取 3 个相邻信号的第 2 个, 其频率产生表达式为

$$\begin{cases} f_1 = M_1 f_b + \frac{1}{N_1} f_b + f_c, \\ f_2 = \left(M_2 + \frac{1}{N_2}\right) (f_b + \alpha) + f_c, \\ f_3 = M_3 f_b + \frac{1}{N_3} f_b + f_c. \end{cases} \quad (14)$$

精确频率估计后对 3 个频率值进行进行 (5) 式 ~ (8) 式运算得到

$$\frac{\Delta \hat{f}_1}{\Delta \hat{f}_2} \cdot \gamma \approx (N_2 - N_1)N_3 - \frac{(N_3 - N_1)N_2^2N_3}{N_3 - N_2} \cdot \left(M_2 + \frac{1}{N_2}\right) \cdot \frac{\alpha}{f_0} + \beta. \quad (15)$$

从 (8) 式、(13) 式和 (15) 式可看出, 信号是否来自同部雷达, 2 个估计频率差相除结果的小数部分存在差异。如果信号来自同部雷达, 2 个估计频率差相除, 搜索得到的小数部分为  $\beta$ ; 如果信号来自不同部雷达, 2 个估计频率差相除, 搜索得到的小数部分为  $\frac{(N_2 - N_1)N_2N_3}{N_3 - N_2} \cdot \left(M_3 + \frac{1}{N_3}\right) \cdot \frac{\alpha}{f_0} + \beta$  或  $-\frac{(N_3 - N_1)N_2^2N_3}{N_3 - N_2} \cdot \left(M_2 + \frac{1}{N_2}\right) \cdot \frac{\alpha}{f_0} + \beta$ 。

因此, 2 个小数部分的差异为  $\frac{(N_2 - N_1)N_2N_3}{N_3 - N_2}$ 。

$\left(M_3 + \frac{1}{N_3}\right) \cdot \frac{\alpha}{f_0}$  或  $\frac{(N_3 - N_1)N_2^2N_3}{N_3 - N_2} \cdot \left(M_2 + \frac{1}{N_2}\right) \cdot \frac{\alpha}{f_0}$ 。即为本算法进行信号分选的依据。另由于  $\alpha$  为赫兹数量级,  $f_0$  为兆赫兹数量级, 故上述相除得到结果的小数部分值必小于 0.5。但由于上述相除得到结果的小数部分存在负数情况, 故取出结果中有部分值大于 0.5 并接近 1, 需进行修正, 将 1 减去取得相除结果的小数值得到真实的小数部分值。

本文算法分选准则: 选取接收到的信号脉冲, 估计出信号的频率值, 按照从大到小顺序排列, 且求出相邻 2 个信号频率差值。设置一个门限值, 将得到 2 个频率差值相除得到结果的小数部分与该门限进行比较。在搜索范围内, 如果小数部分大于门限值, 搜索因子自动增加 1, 继续做乘除运算后取小数部分与门限比较; 如果存在小数部分小于门限值, 就判断接收到的信号来自同一部雷达; 如果小数部分都

大于门限值,就判断接收到的信号来自不同部雷达。考虑到  $M_1, M_2, M_3, N_1, N_2, N_3$  都取正整数,搜索因子  $(N_3 - N_2) \cdot N_1$  最小值为 1。

分选门限的确定对于正确分选出有用信号至关重要。若信号来自同部雷达,小数部分为  $\beta$ ,那么门限即为该小数部分表达式的最大值,即  $N_1 N_2 N_3 (\Delta f_1 - \Delta f_2) - \frac{N_2 N_3 (N_2 - N_1)}{N_3 - N_2} (\Delta f_2 - \Delta f_3)$  最大值。因此,若要小数部分取最大值,必须满足

$$\begin{cases} \Delta f_1 = \max(\Delta f_1, \Delta f_2, \Delta f_3), \\ \Delta f_2 = \min(\Delta f_1, \Delta f_2, \Delta f_3), \\ \Delta f_3 = \max(\Delta f_1, \Delta f_2, \Delta f_3), \\ N_3 = \max\{N\}, \\ N_2 = \max\{N\} - 1, \\ N_1 = 1. \end{cases} \quad (16)$$

综合以上分析,本文算法的实现步骤为:

- 1) 选取接收到的信号脉冲,精确估计其频率值;
- 2) 将所估频率值从大到小顺序排列,并求出相邻 2 个频率差值;
- 3) 每次选取相邻的 2 个频率差值进行乘除运算,取出得到结果的小数部分,并对其进行修正取模;
- 4) 将小数部分的模值与门限值进行比较,如果大于该门限,搜索因子  $\gamma$  自动增加 1,继续进行步骤 3) 运算;
- 5) 在搜索范围内,如果存在小数部分小于门限值,就判断接收到的信号来自同部雷达;如果搜索不到小于门限值的小数部分,就判断接收到信号来自不同部雷达。

## 2.2 基准频率估计算法

通过以上信号分选算法,可分选出来自同部雷达发射出来的信号。根据分选出来的信号频率可估出信号的分频系数及基准频率值。本文算法先将估出信号频率值进行排序后,选取来自同部雷达的相邻 4 个频率估计值:  $M_1 = M_2 = M_3 = M_4$ 。用以上相除的算法得到关于分频系数的方程组,通过解方程得到信号的分频系数,继而得到雷达的基准频率。具体算法如下:

假设 4 个信号来自同部雷达,其频率产生表达式为

$$\begin{cases} f_1 = M_1 f_b + \frac{1}{N_1} f_b + f_c, \\ f_2 = M_2 f_b + \frac{1}{N_2} f_b + f_c, \\ f_3 = M_3 f_b + \frac{1}{N_3} f_b + f_c, \\ f_4 = M_4 f_b + \frac{1}{N_4} f_b + f_c. \end{cases} \quad (17)$$

对接收到的信号进行频率估计,得到信号的频率估计值  $\hat{f}_1, \hat{f}_2, \hat{f}_3, \hat{f}_4$ 。对相邻 2 个信号进行差频处理得

$$\begin{cases} \Delta \hat{f}_1 = \hat{f}_1 - \hat{f}_2 = \frac{N_2 - N_1}{N_1 N_2} \cdot f_0, \\ \Delta \hat{f}_2 = \hat{f}_2 - \hat{f}_3 = \frac{N_3 - N_2}{N_2 N_3} \cdot f_0, \\ \Delta \hat{f}_3 = \hat{f}_3 - \hat{f}_4 = \frac{N_4 - N_3}{N_3 N_4} \cdot f_0. \end{cases} \quad (18)$$

将(18)式相邻 2 个频率差值进行相除运算,分别乘以搜索因子  $\gamma$ 。当  $\gamma$  分别取  $(N_3 - N_2) \cdot N_1$ ,  $(N_4 - N_3) \cdot N_2$  时可得

$$\begin{cases} \frac{\Delta \hat{f}_1}{\Delta \hat{f}_2} \cdot (N_3 - N_2) N_1 = (N_2 - N_1) N_3, \\ \frac{\Delta \hat{f}_2}{\Delta \hat{f}_3} \cdot (N_4 - N_3) N_2 = (N_3 - N_2) N_4. \end{cases} \quad (19)$$

通过(19)式可得到方程

$$\begin{cases} (N_3 - N_2) \cdot N_1 = A, \\ (N_2 - N_1) \cdot N_3 = B, \\ (N_4 - N_3) \cdot N_2 = C, \\ (N_3 - N_2) \cdot N_4 = D. \end{cases} \quad (20)$$

由(20)式得

$$N_4^2 = \frac{\left(\frac{A+B+C}{1-\frac{A}{D}}\right)^2 + D \left(\frac{A+B+C}{1-\frac{A}{D}}\right)}{A+B+\frac{A}{D} \left(\frac{A+B+C}{1-\frac{A}{D}}\right)} \triangleq \frac{E^2 + DE}{A+B+\frac{A}{D}E}, \quad (21)$$

$$\text{式中: } E = \frac{A+B+C}{1-\frac{A}{D}}.$$

由于分频系数为正整数,故(21)式取正数解  $N_4$ ,从而得到  $N_1, N_2, N_3$ 。则根据(18)式得

$$f_0 = \Delta \hat{f}_1 / \frac{(N_2 - N_1)}{N_1 N_2} = \Delta \hat{f}_1 \cdot \frac{N_1 N_2}{(N_2 - N_1)} \quad (22)$$

由(22)式可估出信号基准频率值,其与分频系数  $N_1$ 、 $N_2$  有关。因此,在基准频率估计过程中,  $\frac{N_1 N_2}{N_2 - N_1}$  越小,  $f_0$  的估计误差就越小。

由于受到噪声及频率估计误差的影响,(19)式得到结果几乎不可能为一个整数,存在相应的小数部分。因此,在算法实现过程中,也需对结果的小数部分设置门限。只有当小数部分小于门限时,此时的搜索因子即为  $A$ 、 $C$ ,得到的结果去掉小数后的整数部分为  $B$ 、 $D$ 。根据得到的  $A$ 、 $B$ 、 $C$ 、 $D$  的值求解(20)式,从而得到信号基准频率估计值。

本文估计的基准频率是含有多普勒频移的。在电子侦察中,对于被动侦察信号的频率估计必定包含多普勒频移。要对消多普勒频移则需增加侦察站,对辐射源精确测向定位计算出多普勒频移。关于多普勒频率  $f_d = v f_0 / c$ ,当  $f_0 = 100 \text{ MHz}$ 、 $v = 100 \text{ m/s}$  时,  $f_d = 33 \text{ Hz}$ 。因此,估计的基准频率会有相应的多普勒误差,其大小与其径向速度有关。

### 3 仿真分析

#### 3.1 相参脉冲串频率估计算法仿真

精确估计接收到的信号频率为本文算法能精确分选不同部雷达信号的前提。目前雷达发射系统多数采用相参脉冲体制,发射信号为相参脉冲信号串(CPT)。在处理过程中,可利用CPT的相参特性对脉冲进行积累来提高信噪比,从而得到高精度的频率估计值<sup>[16]</sup>。

设置信号为单一重复频率、幅度不变的CPT,采样频率  $f_s = 1 \text{ GHz}$ ,信号频率  $f_c = 294 \text{ MHz}$ ,CPT脉冲个数为256,重复周期  $5 \mu\text{s}$ ,对脉冲宽度分别为  $0.5 \mu\text{s}$  和  $1.0 \mu\text{s}$  二种情况进行100次蒙特卡洛实验。在  $0 \sim 14 \text{ dB}$  信噪比范围内、以  $1 \text{ dB}$  为步长分别进行仿真,频率估计性能曲线如图2所示。

图中给出了本文算法对频率估计的均方根误差(RMSE)及克拉美—罗限(CRLB)。图2仿真结果表明,本算法能在较低的信噪比条件下实现相参脉冲串频率估计,并且性能接近CRLB。分析以上不同信噪比条件下频率估计的RMSE可看出,在输入中频信噪比  $0 \sim 14 \text{ dB}$  之间时,频率估计的RMSE都在  $1 \text{ Hz}$  以内。

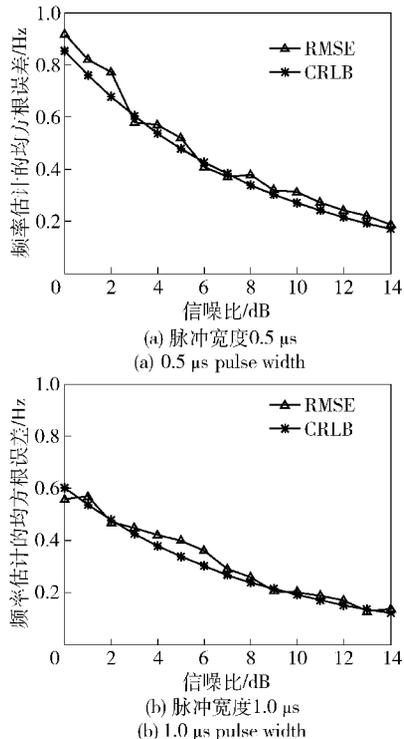


图2 正弦相参脉冲串频率估计性能曲线

Fig. 2 Estimated performance curves of coherent sinusoidal pulse train

#### 3.2 信号分选算法仿真

取一部雷达的基准频率为  $100 \text{ MHz}$ ,信噪比为  $10 \text{ dB}$ ,  $M_1$ 、 $M_2$ 、 $M_3$ 、 $N_1$ 、 $N_2$ 、 $N_3$  取  $1 \sim 8$  之间的正整数排列组合值。假设接收机接收到的信号频率跳变点比较完整,即几乎全部接收到各种分频系数、倍频系数产生的信号。采用相参脉冲串频率估计算法,频率估计误差在  $1 \text{ Hz}$  以内。使用 Matlab 进行仿真,经过系数不同组合共做 448 次实验,同一部雷达要判断出来的门限值为  $5 \times 10^{-5}$ 。另一部雷达基准频率分别取  $100.0001 \text{ MHz}$ 、 $100.0002 \text{ MHz}$ 、 $100.0003 \text{ MHz}$ 、 $100.0004 \text{ MHz}$  时,该算法在不同基准频率差值时分选误选率如表 1 所示。

表 1 不同基准频率差值时分选误选率对比

Tab. 1 Comparison of error sorting rates for the differences between the different frequencies

参数	基准频率差值			
	100	200	300	400
错误分选次数	32	11	5	0
误选率/%	7.1	2.5	1.1	0

表 1 说明要较为准确地识别不同部雷达信号,

主要受 2 部雷达基准频率差值的影响。基准频率差值越大,误选率越小,即正确分选的概率就越大。

### 3.3 基准频率估计算法仿真

取雷达的基准频率为 100 MHz,  $M$ 、 $N$  取 1~8 之间的正整数。采用相参脉冲串频率估计算法,频率估计误差在 1 Hz 以内。经过排序后,选取 3 组系数组合进行仿真:

- 1) (3,2), (3,3), (3,4), (3,5);
- 2) (5,1), (5,3), (5,7), (5,8);
- 3) (8,5), (8,6), (8,7), (8,8)。

在信噪比[5 dB, 14 dB]范围内以 1 dB 为步长分别对其进行 100 次蒙特卡洛实验,基准频率估计的性能曲线如图 3 所示。

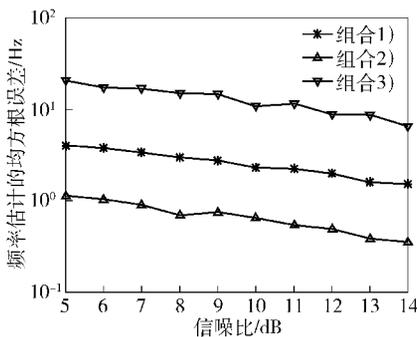


图 3 基准频率估计性能曲线

Fig. 3 Estimated performance curves of reference frequency

图 3 中仿真结果表明:组合 2) 基准频率估计的均方根误差比组合 1) 要小,但组合 3) 基准频率估计的 RMSE 比组合 1) 要大。因此分析 3 种组合分频系数  $N_1$ 、 $N_2$  可知,基准频率估计的 RMSE 跟信号的分频系数有一定的关系,如(22)式所示。

### 3.4 频率估计误差对分选算法的影响

仿真条件同 3.1,测频误差分别在 1 Hz、2 Hz、5 Hz、10 Hz 以内,该算法在不同基准频率差值时错误分选次数如表 2 所示。

在相同基准频率差值情况下,频率估计误差越大,错误分选次数越多。即频率估计误差越大,正确分选不同部雷达的信号所需基准频率差值越大。在雷达实际制造过程中,不同个体雷达源中的晶振基准频率存在差异,但差异不可能太大,一般在百赫兹数量级。因此,若要对不同个体雷达进行正确分选频率估计误差需在 1 Hz 以内。

经仿真验证,说明本算法可估出变频雷达发射信号的分频系数及基准频率,且基准频率的估计误

差也能达到较高的精度。

表 2 不同基准频率差值时频率估计误差对分选算法影响对比

Tab. 2 The effects of frequency estimation errors on sorting algorithm for the differences between the different frequencies

测频 误差/Hz	基准频率差值/Hz				
	100	200	300	400	800
1	32	11	5	0	0
2	81	32	19	11	0
5	166	97	68	48	18
10	238	166	128	98	47

## 4 结论

在特定辐射源的变频信号发射系统中,对于同部雷达发射出来的信号,虽是经过不同的分频产生器、倍频产生器和混频上变频产生,但基准频率是不会变的;对于不同部雷达,由于工艺的原因产生信号的基准频率一定存在差异。本文利用频率估计算法精确估出信号频率,后将频率值按照从大到小排序,选取相邻 2 个频率差值进行乘除运算,取出小数部分与门限比较,进而来判断接收到的信号是否来自同一部雷达。将信号分选出后,利用来自同一部雷达的信号,估计出信号的分频系数及雷达的基准频率。经仿真分析,该算法正确有效,可准确分选出捷变频雷达的信号,且基准频率的估计误差也能达到较高的精度。本文算法可有效抑制增批现象的出现,对于后期特定辐射源的识别具有重要意义,有利于提高电子侦察装备的性能。

## 参考文献 (References)

- [1] 李合生,韩宇,蔡英武,等. 雷达信号分选关键技术研究综述[J]. 系统工程与电子技术,2005,27(12):2035-2040.  
LI He-sheng, HAN Yu, CAI Ying-wu, et al. Overview of the crucial technology research for radar signal sorting[J]. Systems Engineering and Electronics,2005,27(12):2035-2040. (in Chinese)
- [2] 国强,张兴周,李铮. 一种新的雷达全脉冲信号特征提取方法[J]. 哈尔滨工业大学学报,2006,38(1):130-133.  
GUO Qiang, ZHANG Xing-zhou, LI Zheng. A new feature extraction method for radar pulse sequence[J]. Journal of Harbin Institute of Technology,2006,38(1):130-133. (in Chinese)
- [3] Nishiguchi K, Kobayashi M. Improved algorithm for estimating pulse repetition intervals[J]. IEEE Transactions on AES,2000,

- 36(2):407-421.
- [4] 普运伟,金炜东,朱明,等. 雷达辐射源信号模糊函数主脊切面特征提取方法[J]. 红外与毫米波学报,2008,27(2):133-137.  
PU Yun-wei, JIN Wei-dong, ZHU Ming, et al. Extracting the main ridge slice characteristics of ambiguity function for radar emitter signals[J]. Journal of Infrared and Millimeter Waves, 2008, 27(2):133-137. (in Chinese)
- [5] Hu H Y, Kang J, Guan L N. Instantaneous frequency estimation based on empirical mode decomposition[C]//Proceedings of the 7th World Congress on Intelligent Control and Automation. Chongqing: IEEE Conference Publication, 2008:3049-3051.
- [6] 何佃伟,杨承志,张荣,等. 一种基于改进网格聚类的雷达信号分选算法[J]. 雷达与对抗,2011,31(2):43-46.  
HE Dian-wei, YANG Cheng-zhi, ZHANG Rong, et al. A radar signal sorting algorithm based on improved grid clustering[J]. Radar & ECM, 2011, 31(2):43-46. (in Chinese)
- [7] Deipart N. Asymptotic wavelet and Gabor analysis: extraction of instantaneous frequencies[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1992, 38(3):644-664.
- [8] 赵葆昶,彭世蕤,郁春来,等. 一种解决雷达信号分选中“增批”问题的算法[J]. 电子信息对抗技术,2011,26(1):1-4.  
ZHAO Bao-chang, PENG Shi-rui, YU Chun-lai, et al. Research on the increasing-batch in the signal sorting based on coherency[J]. Electronic Information Warfare Technology, 2011, 26(1):1-4. (in Chinese)
- [9] 卢峰. 新的电磁环境下雷达信号分析与处理思考[J]. 电子信息对抗技术,2010,25(2):11-15.  
LU Feng. Thoughts on signal analysis and process of radar under new electromagnetism environment [J]. Electronic Information Warfare Technology, 2010, 25(2):11-15. (in Chinese)
- [10] 谭信. 捷变频雷达信号处理仿真[J]. 舰船电子对抗,2011,34(2):82-85.  
TAN Xin. Frequency agility radar signal processing simulation[J]. Shipboard Electronic Countermeasure, 2011, 34(2):82-85. (in Chinese)
- [11] 茅于海. 频率捷变雷达[M]. 北京:国防工业出版社,1981.  
MAO Yu-hai. Frequency agile radar [M]. Beijing: National Defense Industry Press, 1981. (in Chinese)
- [12] Hamish M. Modern radar systems [M]. 2nd ed. Boston: Artech House, 2008.
- [13] 张明友,汪学刚. 雷达系统[M]. 北京:电子工业出版社,2006.  
ZHANG Ming-you, WANG Xue-gang. Radar system [M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2006. (in Chinese)
- [14] Muhammad K, Zahid Y M, Mubashar Y, et al. A frequency agile fast switching hybrid synthesizer for radar applications [C]// Proceedings of International Bhurban Conference on Applied Sciences & Technology. Islamabad: IEEE Conference Publication, 2009:107-111.
- [15] Gao W Y. An X-band direct radar frequency source[C]//2009 IET International Radar Conference. Guilin: IEEE Conference Publication, 2009:1-4.
- [16] 张刚兵,刘渝,邓振森. 相参脉冲信号频率估计算法研究[J]. 电子学报,2009,37(9):2058-2061.  
ZHANG Gang-bing, LIU Yu, DENG Zhen-miao. Frequency estimation for coherent pulse train[J]. Acta Electronica Sinica, 2009, 37(9):2058-2061. (in Chinese)