

引用格式: 田威, 黄高明, 余立志. 旋转调谐磁控管捷变频雷达频率预测方法[J]. 电光与控制, 2018, 25(1): 83-87. TIAN W, HUANG G M, YU L Z. A frequency prediction method for frequency-agile radar of rotary-tuned magnetron[J]. Electronics Optics & Control, 2018, 25(1): 83-87.

旋转调谐磁控管捷变频雷达频率预测方法

田威^{1,2}, 黄高明¹, 余立志²

(1. 海军工程大学电子工程学院, 武汉 430033; 2. 中国人民解放军91715部队, 广州 510450)

摘要: 针对旋转调谐磁控管捷变频雷达的频率预测问题, 定义了频率变化趋势转折向量, 在此基础上将调谐参数估计的非线性方程组转化为线性方程组, 提出了基于调谐参数最小二乘估计的频率预测方法。相较于已有工作, 所提方法放松了对数据采集质量的要求, 具有更强的适应复杂应用环境的能力。实测数据测试结果验证了所提方法的有效性。

关键词: 捷变频雷达; 频率预测; 旋转调谐磁控管; 最小二乘

中图分类号: O213.2 文献标志码: A doi:10.3969/j.issn.1671-637X.2018.01.018

A Frequency Prediction Method for Frequency-Agile Radar of Rotary-Tuned Magnetron

TIAN Wei^{1,2}, HUANG Gao-ming¹, YU Li-zhi²

(1. College of Electronic Engineering, Naval University of Engineering, Wuhan 430033, China;

2. No. 91715 Unit of PLA, Guangzhou 510450, China)

Abstract: In order to predict the frequency of the frequency-agile radar of rotary-tuned magnetron, the transition vector of frequency variation trend is defined. Then, the nonlinear equation set for estimating the tuning parameters are transformed into linear equation set. Finally, a frequency prediction method based on the least squares estimation is proposed. Compared with the existing methods, the proposed method has lower requirements on the data quality, and is more adaptive to the complicated application environment. Experiment results based on the measured data indicate the effectiveness of the proposed approach.

Key words: frequency-agile radar; frequency prediction; rotary-tuned magnetron; least squares

0 引言

近年来,捷变频雷达一直是雷达及其对抗领域的关注热点^[1-2],它能够按照某种预定或随机的方式逐个脉冲地改变发射频率。捷变频雷达具有很强的抗瞄准式有源干扰能力^[3-6],同时实现了雷达目标回波的去相关,有效提升了雷达系统的探测性能^[7-9]。对捷变频雷达的频率预测是对其实施预置窄带瞄准式干扰的前提条件,在工程实践中具有重要意义^[10-13]。捷变频雷达分相参及非相参两种,本文重点讨论旋转调谐磁控管非相参频率捷变频雷达的频率预测问题。

1 问题描述及相关工作

1.1 问题描述

理论上,旋转调谐磁控管非相参频率捷变频雷达发

射频率的变化曲线为^[10]

$$f_n = f_0 + \frac{1}{2}B\sin[2\pi f_m \cdot T \cdot (n-1) + \varphi] \quad (1)$$

式中: n 为脉冲序号, $n=1,2,\dots$; f_n 为第 n 个脉冲的发射频率; f_0 为磁控管中心频率; B 为最大频率捷变频带宽; f_m 为磁控管旋转调谐频率; T 为脉冲重复间隔(PRI); φ 为初始相位。

实际中,接收设备侦察到的旋转调谐磁控管捷变频雷达的工作频率可表示为

$$f_n = f_0 + \frac{1}{2}B\sin[2\pi f_m(t_n - t_k) + \varphi_k] \quad (2)$$

式中: t_n 为侦察截获的第 n 个脉冲的到达时间, t_k 为第 k 个脉冲的到达时间, $t_n > t_k$,不考虑测量误差的影响, $t_n - t_k$ 通常是 T 的整数倍; φ_k 为第 k 个脉冲的相位。

定义由脉冲频点、到达时间构成的样本集为

$$\Phi = \begin{bmatrix} f_1 & f_2 & \dots & f_N \\ t_1 & t_2 & \dots & t_N \end{bmatrix} \quad (3)$$

基于集合 Φ ,可对式(2)中 f_0, B, f_m 或 φ_k 进行参数反演。

收稿日期:2017-03-03

修回日期:2017-09-22

作者简介:田威(1984—),男,河北深州人,博士,工程师,研究方向为雷达电子战及多源信息融合。

1.2 相关工作

针对非相参捷变频雷达的频率预测问题,文献[11]提出了一种基于径向基函数网络的频率预测方法,该方法将频率预测问题等效为伪随机序列预测问题,并采用结合人工免疫聚类和进化规划的混合算法确定RBF网络的隐层参数。然而,该方法要求预先获得高质量的训练样本,在实际应用中常常难以满足。

文献[12]首先基于三角恒等变换构建了捷变频雷达相邻4个脉冲发射频率之间的关系式,即

$$f_N = a(f_{N-1} - f_{N-2}) + f_{N-3} \quad (4)$$

式中, $a = 1 + 2\cos(2\pi f_m T)$ 。在已知4个相邻脉冲的频点 $f_N, f_{N-1}, f_{N-2}, f_{N-3}$ 的前提下,从式(4)可解算出 a ,即

$$a = (f_N - f_{N-3}) / (f_{N-1} - f_{N-2}) \quad (5)$$

进而得出向前一步的频率预测方程

$$\hat{f}_{N+1} = a(f_N - f_{N-1}) + f_{N-2} \quad (6)$$

文献[13]证明了重频为常数,磁控管调谐曲线为谐波函数时,可用维纳-霍夫方程(Weiner-Hopf Equation)求得频率预测器为二阶契比雪夫恒等式,即

$$\hat{f}_{N+1} = 2\cos(2\pi f_m) f_N - f_{N-1} + 2f_0(1 - \cos(2\pi f_m)) \quad (7)$$

式(4)~式(7)已按本文的符号定义进行了调整。文献[12-13]提出的方法简单易行,能根据捷变频雷达的调谐规律,比较准确地预测未来时刻的发射频率。然而,在复杂应用环境中,接收设备侦获的全脉冲数据常常发生丢脉冲现象。文献[12]依靠连续相邻3个脉冲预测第4个脉冲的方法,容易出现失效的情形。文献[13]降低了对数据的要求,仅依靠连续相邻的2个脉冲来预测第3个脉冲,在漏侦脉冲严重时,也容易失效。本文提出的频率预测方法进一步放松了对脉冲数据连贯性的要求,对复杂环境的适应性更强。

2 频率预测方法

本文讨论对旋转调谐磁控管捷变频雷达工作频率的预测方法,重点是确定式(2)中 f_0, B, f_m 和 φ_k 的参数值。

2.1 调谐参数的最小二乘估计

利用确认目标的初期积累数据,容易确定

$$f_0 = \frac{\max\{\Phi(1, \cdot)\} + \min\{\Phi(1, \cdot)\}}{2} \quad (8)$$

$$B = \max\{\Phi(1, \cdot)\} - \min\{\Phi(1, \cdot)\} \quad (9)$$

上两式不采用加和平均的原因在于:实际侦察过程中,常常发生丢脉冲现象,采用加和平均计算出的 f_0 和 B 容易出现较大的估计偏差。在频率预测过程中,可不断地对 f_0 和 B 进行校验,以确认磁控管调谐曲线是否发生改变。

为保证预测结果的有效性,使用新近接收的 $K+1$

个雷达脉冲频点参与调谐参数估计,称 (f_{N-K}, t_{N-K}) 为基准脉冲,令

$$\Delta\varphi_i = 2\pi(t_{N-K+i} - t_{N-K}) \quad (10)$$

$$\Delta f_i = \frac{2(f_{N-K+i} - f_0)}{B} \quad (11)$$

得到求解 f_m 和 φ_k 的非线性方程组

$$\begin{cases} \sin(f_m \Delta\varphi_1 + \varphi_{N-K}) = \Delta f_1 \\ \sin(f_m \Delta\varphi_2 + \varphi_{N-K}) = \Delta f_2 \\ \vdots \\ \sin(f_m \Delta\varphi_K + \varphi_{N-K}) = \Delta f_K \end{cases} \quad (12)$$

为便于表述,定义

$$\theta_i = \arcsin\left[\frac{2(f_{N-K+i} - f_0)}{B}\right] \quad (13)$$

$$\mathbf{b} = [b_1 \quad b_2 \quad \cdots \quad b_K]^T \quad (14)$$

基于反正弦函数,可将非线性方程组(12)转化为线性方程组,即

$$\begin{cases} f_m \Delta\varphi_1 + \varphi_{N-K} = b_1 \\ f_m \Delta\varphi_2 + \varphi_{N-K} = b_2 \\ \vdots \\ f_m \Delta\varphi_K + \varphi_{N-K} = b_K \end{cases} \quad (15)$$

令 $\mathbf{x} = [f_m \quad \varphi_{N-K}]^T$ 为待估向量,记

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \Delta\varphi_1 & \Delta\varphi_2 & \cdots & \Delta\varphi_K \\ 1 & 1 & \cdots & 1 \end{bmatrix}^T \quad (16)$$

可得到向量形式的超定线性方程组

$$\mathbf{A}\mathbf{x} = \mathbf{b} \quad (17)$$

矩阵 \mathbf{A} 列满秩,可得 \mathbf{x} 的最小二乘估计为

$$\hat{\mathbf{x}} = (\mathbf{A}^T \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^T \mathbf{b} \quad (18)$$

选定基准脉冲,并将式(18)估计结果代回式(2)中,即可进行后续频率预测。

2.2 向量 \mathbf{b} 的计算

由于反正弦角度变换存在周期性,式(15)中 $b_i = \theta_i$ 一般不成立。式(15)是基于同一正弦调谐曲线上不同时间点的观测数据而构建的,因此,角度向量 \mathbf{b} 的元素 $\{b_i\}$ 构成的序列是单调递增的,即有 $b_1 < b_2 < \cdots < b_N$ 。鉴于此,为了确定 \mathbf{b} 的具体取值,首先构建频率变化趋势向量 \mathbf{c} ,对 $i = 1, \cdots, K$,有

$$c_i = \begin{cases} 1 & f_{N-K+i} > f_{N-K+i-1} \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (19)$$

然后构建频率变化趋势转折向量 \mathbf{d} ,通常认为第1个频点未发生变化趋势转折,令 $d_1 = 0$ 。对 $i = 2, \cdots, K$,有

$$d_i = d_{i-1} + \text{xor}(c_i, c_{i-1}) \quad (20)$$

式中, $\text{xor}(\cdot)$ 为取异或运算。 d_i 的物理意义是从 f_{N-K} 到第 f_{N-K+i} 的变化过程中共发生了 d_i 次频率变化趋势转折。

最后,根据 c_1 的取值,分两种情况讨论,来确定 b 的具体取值。

情况 1 如图 1 所示,参与计算的头脉冲 f_{N-K+1} 处于频率上升方向(即 $c_1 = 1$),有

$$b_1 = \theta_1 \tag{21}$$

当 $i \neq 1$ 且 d_i 为奇数时,有

$$b_i = d_i \pi - \theta_i \tag{22}$$

当 $i \neq 1$ 且 d_i 为偶数时,有

$$b_i = d_i \pi + \theta_i \tag{23}$$

情况 2 头脉冲 f_{N-K+1} 处于频率下降方向($c_1 = 0$)时,有

$$b_1 = \pi - \theta_1 \tag{24}$$

当 $i \neq 1$ 且 d_i 为奇数时,有

$$b_i = (d_i + 1) \pi + \theta_i \tag{25}$$

当 $i \neq 1$ 且 d_i 为偶数时,有

$$b_i = (d_i + 1) \pi - \theta_i \tag{26}$$

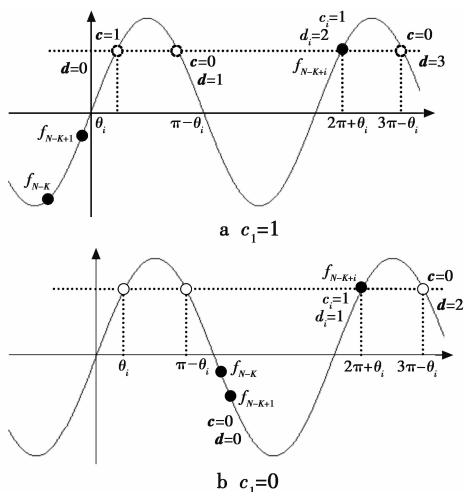


图 1 计算向量 b 的基本原理

Fig. 1 Basic principle for determining vector b

在复杂应用环境中,经常发生丢脉冲现象,此时本文所提方法的有效性依赖于向量 b 解算的正确性。在所提方法框架下, b 计算出错的基本情形包括以下 4 种,如图 2 所示。图中:虚线为漏侦脉冲,箭头左侧为丢脉冲造成的计算错误,箭头右侧为正确值,其余情形为这 4 种情形的组合或周期性扩展。

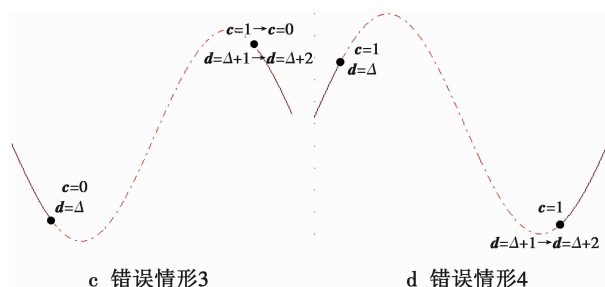
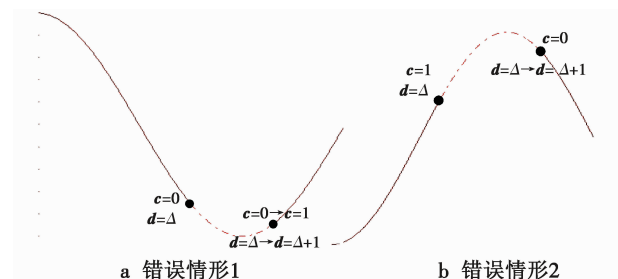


图 2 向量 b 计算出错的 4 种情形

Fig. 2 Four cases of vector b miscalculation

考虑到旋转调谐磁控管捷变频雷达发射频率出现的概率密度函数呈反正弦状,雷达在调谐函数波峰与波谷附近会发射更多的脉冲^[9],错误情形 1 和 2 发生的概率通常不会太高。错误情形 3 和 4 对应于连续漏侦大段数据的情形(超过半个调谐周期)。与式(6)、式(7)进行对比,本文所提方法对数据的连贯性要求更低,零散的丢脉冲对所提方法影响不大。

3 基于实测数据的仿真验证

本文仿真实验基于某接收设备实际采集到的某机载雷达数据来完成。简单分析一小段全脉冲数据,容易获得雷达 PRI 微小量级的估计 \hat{T} 。实测数据中包含了许多因丢脉冲造成的 PRI 翻倍脉冲,这些脉冲也是可以参与到参数估计过程中的。为此,提出干扰数据的判定公式

$$|\text{mod}(T_n, \hat{T})| > \varepsilon \tag{27}$$

式中: T_n 表示第 n 个脉冲的 PRI 值; $\text{mod}(T_n, \hat{T})$ 表示 T_n 除以 \hat{T} 的余数; ε 为判定 PRI 翻倍脉冲的门限。 ε 数值越小,由式(27)排除的干扰数据越多;反之亦然。仿真实验中设置 ε 为 $2 \mu\text{s}$ 。不满足式(27)的数据为有效数据。图 3 所示为实测 6170 个有效脉冲的频率时间关系,其中发生了大量丢脉冲现象,文献[11]和文献[12]的方法无法应用于当前的数据集。

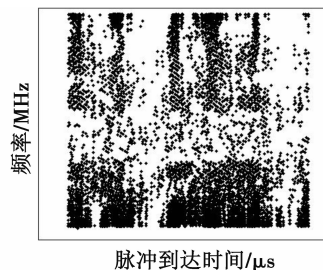


图 3 实测数据 6170 个脉冲的频率时间关系

Fig. 3 Frequency-time relation of the measured 6170 pulses

本文从 2 个角度评估预测方法的性能:1) 自校误差,即基于参数估计结果对参与估计过程的脉冲进行

频率解算,并通过与脉冲频率实测值进行比较得到的均方根误差 (Root-Mean-Square Error, RMSE); 2) 预测误差,即基于参数估计结果对未参与估计的脉冲进行频率预测,并通过与实测频率进行比较而得到的预测 RMSE。需要说明的是,仿真实验得到的 RMSE 要高于所提方法的真实误差水平,这是因为在预测非合作目标频率过程中,用实测数据代替真实数据而引入了可能存在的干扰数据造成的偏差和额外的电子侦察测量误差。

3.1 自校验 RMSE

为测试所提频率预测方法的自校验精度,设计以下 3 个实验。

实验 1 参与估计数据从第 1 号脉冲开始。样本数量 K 从 5 开始以 5 为步长变化至 200。具体来讲,当 $K=5$ 时,参与估计的样本集合是第 1 至第 6 号脉冲数据段;当 $K=200$ 时,样本集合是第 1 至第 201 号脉冲数据段。将参数估计结果代回式(2),对参与估计的样本计算自校验 RMSE。图 4 给出了 $K \leq 200$ 时,频率预测自校验 RMSE 随 K 的变化关系。当 K 过小时,自校验 RMSE 很大,最高达 90 MHz 以上,随着 K 超过 40 之后,所提方法的自校验 RMSE 逐渐下降至 20 MHz 以下。

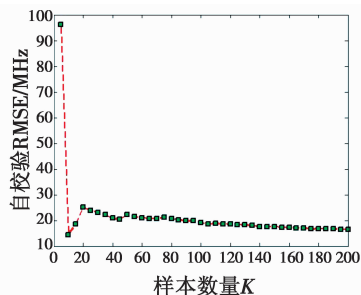


图 4 自校验 RMSE 随样本数量 K 的变化关系 ($K \leq 200$)

Fig. 4 Self-checking RMSE versus K ($K \leq 200$)

实验 2 参与计算数据从第 1 号脉冲开始。样本数量 K 从 100 开始以 100 为步长变化至 6100。具体来讲,当 $K=100$ 时,参与计算的样本集合是第 1 至第 101 号脉冲数据段;当 $K=6100$ 时,样本集合是第 1 至第 6101 号脉冲数据段。图 5 给出了 $100 \leq K \leq 6100$ 时,频率预测自校验 RMSE 随样本数量 K 的变化关系。

当 K 小于 1800 时,自校验 RMSE 略低于 20 MHz,并且随着 K 的增大没有改善。这表明,所提预测方法只需要使用最新收到的几百个脉冲,便于保持预测结果的时效性,可减轻调谐曲线变化对预测结果的不利影响。当 $1800 < K \leq 2100$ 时,自校验 RMSE 陡然上升。原因可能在于:1) 雷达调谐曲线模型在发射此段区间内脉冲时可能发生了改变;2) 此段区间内的脉冲数据质量差,丢脉冲太多,有可能混杂了一些式(27)无法排除的干扰数据。从图 3 中取第 1750 至第 2150 段脉冲数据放大如图 6 所示,该段数据丢脉冲过多,正弦周

期性显现不均匀,容易参数估计结果恶化。

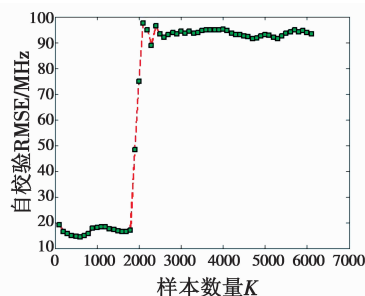


图 5 自校验 RMSE 随样本数量 K 的变化关系 ($100 \leq K \leq 6100$)

Fig. 5 Self-checking RMSE versus K ($100 \leq K \leq 6100$)

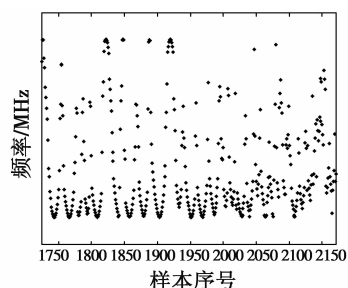


图 6 第 1750 至第 2150 号脉冲数据情况

Fig. 6 Pulses of 1750 to 2150

实验 3 参与计算数据从第 2300 号脉冲开始,样本数量 K 从 100 开始以 100 为步长变化至 3800。具体来讲,当 $K=100$ 时,参与计算的样本集合是第 2300 至第 2400 号脉冲数据段;当 $K=3800$ 时,参与计算的样本集合是第 2300 至第 6100 号脉冲数据段。预测方法自校验 RMSE 随 K 的变化关系如图 7 所示。自校验 RMSE 在 15 MHz 附近。当 $K > 3500$ 时,自校验 RMSE 出现陡然上升。这是因为样本数据在第 5800 号脉冲附近质量较差,限于篇幅,这里不再对该段数据进行放大显示,此时为保证预测结果的有效性,应该重新积累脉冲数据,利用新数据展开参数估计。

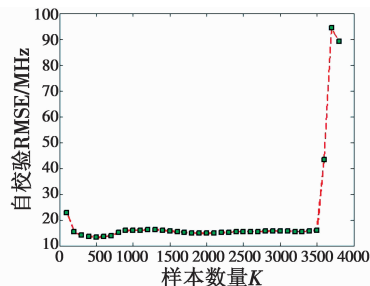


图 7 自校验 RMSE 随样本数量 K 的变化关系 (从第 2300 号脉冲开始, $100 \leq K \leq 3800$)

Fig. 7 Self-checking RMSE versus K (begins from pulse 2300, $100 \leq K \leq 3800$)

3.2 预测 RMSE

为测试所提方法的预测精度,设计以下实验。

实验 4 参与计算数据以第 4500 号脉冲为尾,样

本数量 K 从 10 开始以 10 为步长变化至 1000, 预测第 4501 至第 4601 号脉冲频点。将预测频点与实测频点进行比较, 得到预测 RMSE 随 K 的变化关系, 如图 8 所示。当 K 较小时, 预测 RMSE 较大, 但随着 K 的增大, 预测 RMSE 稳定在 20 MHz 以下。

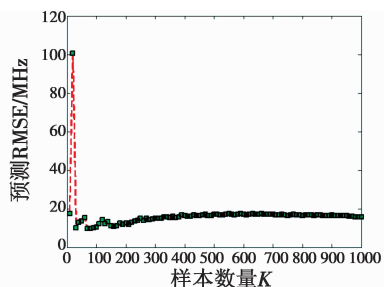


图 8 预测 RMSE 随样本数量 K 的变化曲线

Fig. 8 Prediction RMSE versus K

实验 5 参与估计数据为第 4001 至第 4500 号脉冲, 待预测脉冲从第 4501 号开始, 预测脉冲数目从 10 开始以 10 为步长变化至 1000。图 9 为预测 RMSE 随预测脉冲数目之间的变化关系, 从趋势上看, 随着预测脉冲数目的增多, 预测 RMSE 渐渐增大, 这与直觉相符。当预测长度过长时, 基于历史数据解算的旋转调谐模型与实际情况匹配度变差, 造成预测 RMSE 增大。最初若干脉冲呈现较大的预测 RMSE, 可能与实测脉冲数据中存在仅依靠 PRI(见式(27))排除不掉的干扰数据有关。

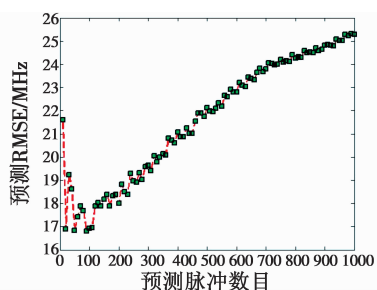


图 9 预测 RMSE 随预测脉冲数目的变化曲线

Fig. 9 Prediction RMSE versus the number of predicted pulses

综上, 本文提出的频率预测方法与文献[11]方法的预测精度大体相当, 但对数据的容忍度更好。

4 结束语

本文在最小二乘框架下, 提出了一种新的针对旋转调谐磁控管捷变频雷达的频率预测方法。相较于已有工作, 所提方法降低了对数据连贯性的要求, 具有更强的适应复杂环境的能力。实测数据仿真实验验证了所提方法的有效性。未来工作主要包括以下 3 个方面: 1) 自校验 RMSE 评估机制, 仿真实验表明(见图 5 和图 7), 根据自校验 RMSE 的变化, 可以有效检测数据质量的变化或调谐模型的变化, 当数据质量不满足要求或

调谐模型发生变化时, 应该开始重新积累数据, 展开新的参数估计, 一个难以确定的问题是, 应该跳过多长的一段数据窗口或应该从什么地方开始累积数据, 这是未来的一个研究方向; 2) 复杂环境下干扰数据的识别机制, 本文对实测数据的预处理仅依靠 PRI 来衡量(见式(27)), 在工程实践中, 全脉冲数据中难免混入各种干扰数据, 比如因信号分选错误引入的其他雷达的脉冲数据, 丢脉冲造成的 4 种错误情形也是限制算法性能的一个关键, 如何对这些干扰数据进行有效识别与剔除, 是进一步提升所提方法性能的一个重要研究内容; 3) 基于更多的实测数据, 更加全面地评测所提方法的性能。

参考文献

- [1] 茅于海. 频率捷变雷达[M]. 北京: 国防工业出版社, 1981.
- [2] LI N J, ZHANG Y T. A survey of radar ECM and ECCM [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1995, 31(3): 1110-1120.
- [3] 张巨泉, 李潮. 频率捷变雷达抗干扰效能评估研究[J]. 航天电子对抗, 2003(5): 23-26.
- [4] 冯涛, 王永明, 贺齐辉. 对频率捷变雷达的干扰及效果分析[J]. 电子信息对抗技术, 2015, 30(5): 55-58.
- [5] 龚后继, 黄文韬, 白巧红, 等. 捷变频雷达被干扰概率分析[J]. 舰船电子对抗, 2011, 34(2): 14-16.
- [6] BERGKVIST B. Analysis of ECCM characteristics of frequency agile radar systems [C]//Proceedings of the 1st Conference Military Microwaves'78, 1979: 51-56.
- [7] ZHOU R X, XIA G F, YUE Z, et al. Coherent signal processing method for frequency-agile radar [C]//The 12th IEEE International Conference on Electronic Measurement & Instruments (ICEMI), 2015: 431-434.
- [8] WANG D, LIN C, BAO Q, et al. Long-time coherent integration method for high-speed target detection using frequency agile radar [J]. Electronics Letters, 2016, 52(11): 960-962.
- [9] HUANG T, LIU Y M. Compressed sensing for a frequency agile radar with performance guarantees [C]//The 3rd IEEE China Summit and International Conference on Signal and Information Processing, Chengdu, 2015: 1057-1061.
- [10] 刘德树. 雷达反对抗的基本理论与技术[M]. 北京: 北京理工大学出版社, 1989.
- [11] 宫新保, 臧小刚, 范晔, 等. 基于一种新型 RBF 网络的捷变频雷达频率预测技术[J]. 信号处理, 2004, 20(3): 315-310.
- [12] 崔炳福, 吕连元. 捷变频雷达干扰技术(一)[J]. 电子对抗技术, 1989(3): 1-12.
- [13] 郑万照, 余杭棣. 一种易实现的非相参捷变频雷达射频频预测器[J]. 航天电子对抗, 1987(2): 30-42.