

## 高分辨雷达的目标自动检测器<sup>1</sup>

陆林根

(北京无线电测量研究所 北京 100854)

**摘 要** 本文研究了高分辨雷达 (HRR) 的目标自动检测器。由于 HRR 的分辨距离已可以与目标电尺寸相比拟, 因此目标回波信号在时间上应表示为散射中心在径向上投影分布的函数。本文研究的是把目标回波信号通过变换后与门限作比较, 如超过门限, 则判为有目标, 否则就判为无目标。文中列出各种变换方法, 介绍了 HRR 技术实现和波形分析, 最后还给出一个实际雷达目标自动检测器实现框图和其仿真性能结果。

**关键词** 高分辨雷达, 信号检测, 目标自动检测器

**中图分类号** TN957, TN911.7

### 1 前 言

信号检测的理论基础是假设检验<sup>[1,2]</sup>。在二元假设检验条件下, 原假设和备选假设 ( $H_0, H_1$ ) 的先验概率分别为  $P(H_0)$  和  $P(H_1)$ 。设系统在两种假设条件下的观察值为  $X(x_1, x_2, \dots, x_m)$ , 其概率密度函数分别为  $p_0(X)$  和  $p_1(X)$ 。研究下列的假设问题:

$$\left. \begin{aligned} H_1 : X &= S + N_0, \\ H_0 : X &= N_0, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

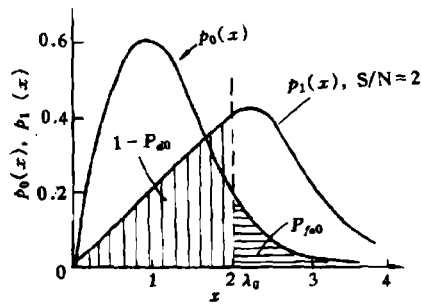
式中  $X$  是信号观察样本,  $S$  为已知信号,  $N_0$  为噪声样本。 $S$  和  $N_0$  均为  $m$  维矢量。信号检测就是依据  $X$  的观察值判决  $H_1$  假设是真, 还是  $H_0$  假设是真。在进行判决时, 会产生两类误差  $\alpha$  和  $\beta$ 。 $\alpha$  是输入为  $H_0$  假设时, 输出误判为  $H_1$  假设的概率 (虚警概率)。 $\beta$  则是输入为  $H_1$  假设时输出误判为  $H_0$  假设的概率 (漏警概率)。

对低分辨雷达 (LRR) 的目标检测, 由于其分辨率大于目标电尺寸,  $x_i, i = 1, 2, \dots, m$  是雷达不同重复周期同一距离单元的观察值。对于不同假设的概率密度函数  $p_0(x)$  和  $p_1(x)$  设置门限  $\lambda_0$ , 并假设  $x_i$  是独立同分布; 则其发现概率  $P_{d0}$  和虚警概率  $P_{fa0}$  可表示如下 (见图 1):

$$\left. \begin{aligned} P_{d0} &= \int_{\lambda_0}^{\infty} p_1(x) dx, \\ P_{fa0} &= \int_{\lambda_0}^{\infty} p_0(x) dx. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

而在 HRR 中目标被宽带信号照射<sup>[3]</sup>, 由于目标的电尺寸远大于雷达距离的分辨率, 所以雷达目标回波信号在时间上波形为目标多散射中心在径向距离上的投影分布。回波信号并不是只存在于某一个距离单元内而在许多距离单元内。假如, 仍沿用 LRR 所用的检测方法, 则 HRR

<sup>1</sup> 1995-03-06 收到, 1995-07-07 定稿

图1  $P_{d0}, P_{fa0}$  确定示意图

只能依据某个散射中心的投影作为整个目标检测, 因此, 其检测性能是很差的。本文将讨论宽带的 HRR 的信号检测。

## 2 HRR 的目标信号检测

在 HRR 中, 由于许多距离单元都会出现一个目标的回波信号, 因此其观察值应表示为

$$X(i, j), \quad i = 1, 2, \dots, m, \quad j = 1, 2, \dots, n. \quad (3)$$

在同一个重复周期中共有  $m$  个分辨单元均出现信号, 在  $n$  个重复周期中会出现同一目标的信号。在不同假设时的分布分别表示为

$$p_1[X(i, j)] \rightarrow H_1 \text{ 假设}, \quad p_0[X(i, j)] \rightarrow H_0 \text{ 假设}.$$

如只取  $i = \text{const}$  判决有无目标, 其效果是很差的。而要考虑同一目标在不同  $i$  值的分布, 才能得到好的效果。由 (3) 式可见, 所得观察值是一个二维矢量 (距离和方位), 将此观察值经过变换得:

$$T_0 = f[X(i, j)], \quad (4)$$

式中  $f[\cdot]$  为一变换函数, 所得的  $T_0$  和门限  $\lambda_0$  作比较, 如  $T_0 < \lambda_0$ , 则为  $H_0$  假设, 否则判为  $H_1$  假设, 这样判别必然会引起误差, 这误差的概率可表示为  $\alpha$  和  $\beta$ 。

由 (4) 式可知,  $f[\cdot]$  函数是目标检测的关键, 有以下几种形式可供选择。

(1) 各信号单元的均值:

$$T_{01} = \sum_{j=1}^n \sum_{i=1}^m X(i, j). \quad (5)$$

这种方法将距离单元值用平均值运算, 然后乘以系数后与门限  $\lambda_{02}$  作比较, 如  $T_{01} \cdot K \geq \lambda_{02}$ ,  $K$  为常数, 则判为有目标, 否则就判为无目标。将二次实际测试的宽带信号回波信号计算后得  $T_{01} = 33.147$ ,  $T_{01} = 53.93594$ 。同样条件下噪声值  $N_0 = 8.941$  (以上所得值均为电压值, 因此第一次观察值的  $S/N_0 = 27\text{dB}$ , 而第二次为  $33\text{dB}$ 。

(2) 各信号单元的均方差:

$$T_{02} = \sum_{i=1}^m [x(i, j) - T_{01}]^2. \quad (6)$$

经过证明, 信号回波的分布绝大多数属于正态分布<sup>[1]</sup>, 其概率密度函数的特征可以用均值或均方差值表示。有信号的诸单元中, 其均方差值肯定是与单元内纯噪声的均方差值有很大的不同, 据此判决有无目标。也可以同时应用方法(1)和(2)判决。

(3) 用信号单元中最大值或峰值点数判决有无目标<sup>[4]</sup>。

$$T_{03} = \text{Rank}[x(i, j)], \quad (7)$$

式中  $\text{Rank}[\cdot]$  取  $x(i, j)$  序列中最大值加以判决。如  $x(i, j)$  序列是由 1, 3, 8, 12, 5, 16, 21, 2 等数列组成, 在这序列中 21 显然是最大数。用最大值加以处理后判决有无目标。

(4) 用各信号单元之间相关系数:

$$T_{04} = \sum_{j=1}^n \sum_{i=1}^m \sum_{k=1}^m x(i, j) \cdot x[(i-k), j]. \quad (8)$$

采用这种方法是把本周期的信号值作适当延迟后用相关处理方法得  $T_{04}$ , 取一定门限  $\lambda_0$  作比较得出判决。

(5) 用各信号单元相关滤波<sup>[5,6]</sup>:

$$T_{05} = \sum_{i=1}^m \sum_{k=1}^m x(i, j) \cdot x[(i-k), j-1]. \quad (9)$$

作完相关滤波后再用方法(1)、(2)或(3)加以判别, 将输入接收信号与前一周期作相关处理。这时的接收信号由于目标机动不够, 而姿态角还没有大的变化, 其输出又为匹配滤波器输出, 因而信噪比较处理前有较大的提高。

采取 HRR 时目标信号检测有以下特点<sup>[7]</sup>

(1) 概率密度函数  $p_1[x(i, j)]$  的特性不是独立同分布的, 而是相关的、不同分布的。(其中相关是由于各散射中心都是同一个目标的回波波形, 而不同分布是由各散射中心的差别形成的)。

(2)  $f[\cdot]$  折合函数是 HRR 目标检测的关键, 确定  $T_0$  后才能与一个门限作比较, 最终确定有无目标。

(3) 不同重复周期非相参积累要考虑目标的运动。因而要有运动补偿。

(4)  $p_1[x(i, j)]$  与目标形状、速度、运动方向等因素有关, 是一个很复杂的函数。

### 3 高分辨雷达目标回波波形

众所周知, 目标的距离分辨率可由下式表示:

$$\delta_r = c/(2B), \quad (10)$$

式中  $c$  为光速,  $B$  为发射和接收信号带宽。由上式可见, 信号带宽越宽, 则距离分辨率越高。这宽带信号可以由线性调频信号获得<sup>[8]</sup>。设信号持续时间为  $\tau$ , 信号的调频斜率为  $B/\tau$ , 发射信号可表示为

$$U_T = U_0 \cdot \text{rect}(t/\tau) \cdot \cos(2\pi f_0 t + \pi B t^2/\tau), \quad (11)$$

式中  $U_0$  为发射信号幅度,  $f_0$  为载频, 而

$$\text{rect}(t/\tau) = \begin{cases} 1, & -\tau/2 < t < \tau/2; \\ 0, & \text{其他.} \end{cases} \quad (12)$$

此发射信号经过目标的某一个散射中心反射后, 雷达接收此散射中心回波信号, 其表达式为

$$U_{ri} = K_i \cdot U_0 \cdot \text{rect}[(t - \tau_i)/\tau] \cdot \cos[2\pi(f_0 - f_{di}) \cdot (t - \tau_i) + (\pi B/\tau) \cdot (t - \tau_i)^2 + \varphi_0], \quad (13)$$

式中  $K_i$  是目标的散射系数,  $\tau_i$  是目标相对于雷达距离的延迟,  $f_{di}$  是目标的多普勒频率,  $\varphi_0$  是固定相移。回波信号经全去斜率的混频器混频, 再经正交鉴相输出其正交回波信号, 其实现的方框图如图 2。

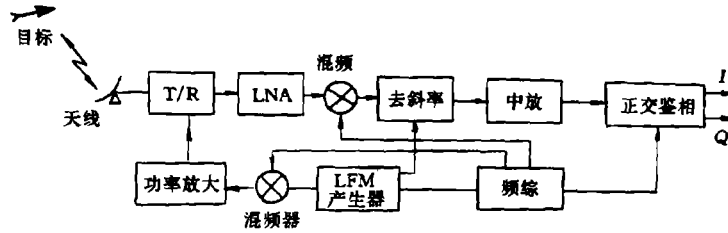


图 2 高分辨雷达实现方框图

进行混频后的输出信号为

$$U_{mi} = K_i U_0^2 \cdot \text{rect}[(t - \tau_i)/(\tau - 2|\tau_i - \tau_0|)] \cdot \sin\{2\pi f_0 |\tau_i - \tau_0| + 2\pi f_{di}(t - \tau_i) + [\pi B/(\tau - 2|\tau_i - \tau_0|)] \times [(\tau_i - \tau_0) \cdot (2t + \tau_i + \tau_0)]\}, \quad (14)$$

式中  $\tau_0$  为本振去斜率延迟时间。设  $\Delta\tau = \tau_i - \tau_0$ , 则

$$U_{mi} = K_i \cdot U_0^2 \cdot \text{rect}\left[\frac{t - \tau_i}{\tau - 2\Delta\tau}\right] \cdot \sin\left\{2\pi f_0 \Delta\tau + 2\pi f_{di}(t - \tau_i) + \frac{\pi B}{\tau - 2\Delta\tau} \cdot [\Delta\tau(2t + \tau_i + \tau_0)]\right\}, \quad (15)$$

式中  $\text{rect}[(t - \tau_i)/(\tau - 2\Delta\tau)]$  表示脉冲延迟了  $\tau_i$  而宽度减少了  $2\Delta\tau$ 。相位中与  $t$  有关的有以下两项, 可表示为

$$\varphi_0(t) = 2\pi f_{di} t + 2[\pi B/(\tau - 2\Delta\tau)] t \cdot \Delta\tau. \quad (16)$$

这时 (15) 式可改写为

$$U_{mi} = K_i U_0^2 \cdot \text{rect}[(t - \tau_i)/(\tau - 2\Delta\tau)] \cdot \sin(\varphi_0(t) + \varphi_i) \quad (17)$$

式中  $\varphi_i$  为

$$\varphi_i = 2\pi f_0 \Delta\tau - 2\pi f_{di} \tau_i + [\pi B/(\tau - 2\Delta\tau)] \cdot \Delta\tau \cdot (\tau_i + \tau_0). \quad (18)$$

由于

$$f_{di} \ll B \cdot \Delta\tau / (\tau - 2\Delta\tau), \quad (19)$$

所以

$$\varphi_0(t) \approx [2\pi B / (\tau - 2\Delta\tau)](t \cdot \Delta\tau). \quad (20)$$

(17) 和 (18) 式中都包含有  $\Delta\tau$  的信息。对 (17) 式进行傅里叶变换 (FFT)，则每一个散射中心的距离信息都可以得出。如目标中包含有多个散射中心，则合成信号为具有 (17) 式形式的多个信号的线性叠加。通过对其信号进行 FFT，则目标空间被划分为不同距离的分辨单元。

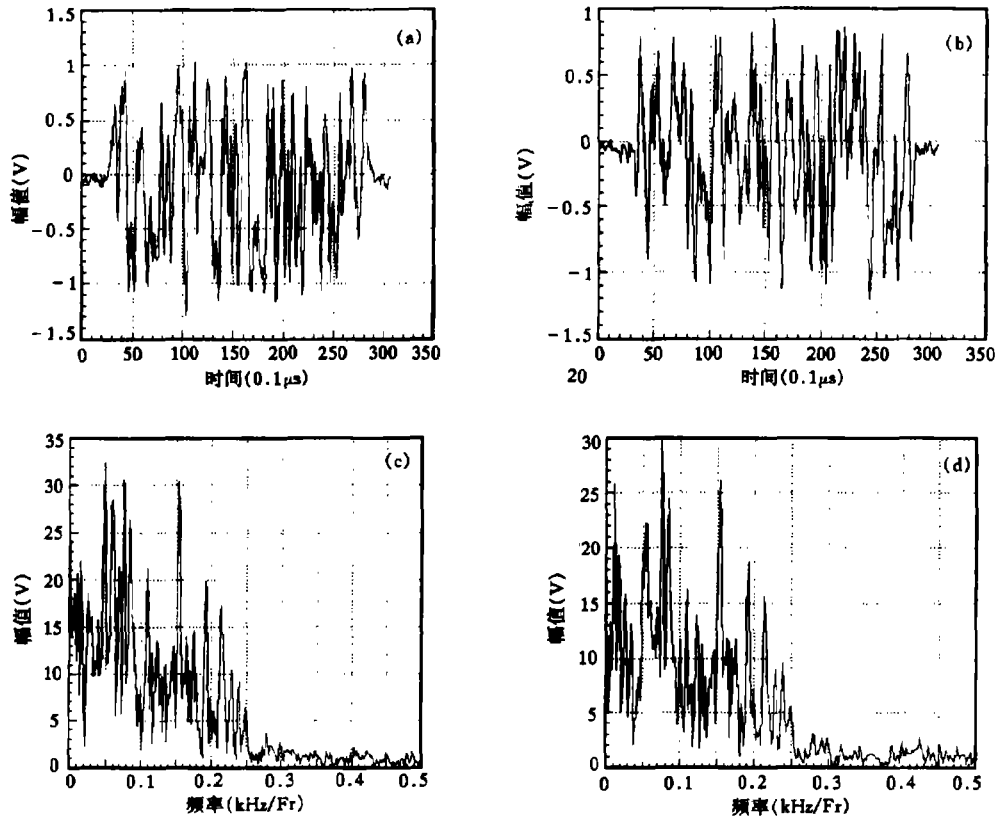


图 3 HRR 实测波形图

(a) I 支路信号, (b) Q 支路信号, (c) I 支路 FFT 后的信号, (d) Q 支路 FFT 后的信号

由 (16) 式微分得频率:

$$f_1 = 2 \cdot B \cdot \Delta\tau / (\tau - 2\Delta\tau). \quad (21)$$

经 FFT 后的信号频率为  $\Delta f = 1/\tau$ , 距离分辨率为

$$\delta_r = [c/(2B)] \cdot (\tau - 2\Delta\tau) / \tau. \quad (22)$$

由于  $\tau \gg \Delta\tau$ , 所以  $\delta_r$  为

$$\delta_r \approx c/(2B).$$

图 3 表示实测波形, 经 FFT 后的距离成象。

## 4 HRR 目标自动检测器

HRR 自动检测器依照上述应有以下部分组成, 其组成的方框图如图 4。

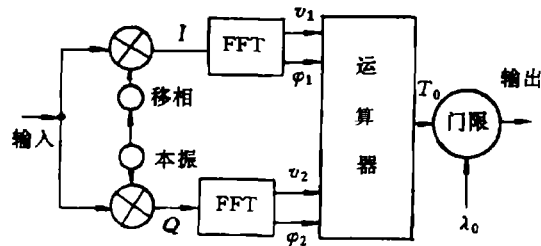


图 4 HRR 自动检测器方框图

运算器首先要完成求模运算, 然后再按第 2 节所述方法进行目标回波进行变换得  $T_0$ , 将变换值与门限  $\lambda_0$  作比较, 如  $T_0 > \lambda_0$ 。则判为有目标, 否则就判为无目标。实测的几次目标回波数据示于表 1。

表 1 实测所得均值和均方差值

序号	1	2	3	4
均值 (V)	10.823	33.14216	48.859	53.936
均方差值 ( $V^2$ )	8.786	8.1354	6.15178	4.3775

测量时, 噪声平均值  $N_0 = 8.94V$ , 而采用相关滤波方法时, 由于进行匹配滤波方法, 所以在滤波输出端的信噪比较滤波前有很大的改善。其改善值可表示为

$$I = (S/N_0)_{\text{输出}} / (S/N_0)_{\text{输入}} \quad (23)$$

不同的目标模型、不同的检测方法, 其  $I$  值也会有所不同。经实测数据, 用相关滤波所得  $I$  列于表 2。

表 2 不同样本相关滤波所得  $I$  值

目标模型	B-52	F-117	样本 1	样本 2	样本 3	样本 4
$I(\text{dB})$	9.5	11.5	10.8	13.1	10.3	12.3

## 5 结 论

本文总结了 HRR 目标自动检测器的检测方法, 由于雷达目标的电尺寸已与距离分辨率可以相比, 所以回波信号已是一个时间上的函数。为提高目标检测能力, 本文总结一个时间变换函数, 用此函数与一个门限作比较, 以确定目标存在与否。本文最后有一些实现框图和一些计算结果。结果表明, 本文所提的方法是合理的和可用的。

## 参 考 文 献

- [1] Schwartz M. Shaw L. Signal Processing. New York: McGraw Hill, 1975, 216-264.

- [2] 陆林根. 电子学报, 1991, 19(1): 7-14.
- [3] Wehner D R. High Resolution Radar. Norwood MA: Artech House, 1987, 135-180.
- [4] 孙以平, 陆林根. 系统工程与电子技术, 1994, (8): 36-45.
- [5] 陆林根. 系统工程与电子技术, 1995, (7): 45-49.
- [6] Hudson S, Pscaltis D. IEEE Trans on AES. AES-29(3): 741-748.
- [7] Farine A, Studer F A. Detection with HRR; Adveanced Topics & Potential Application. Chinese Journal of System Engineering and Electronics, 1992, 3(1): 1-11.
- [8] Barton D K. Radar Evaluation Handbook. Norwood MA: Artech House. 1991, 55-66.

## AUTOMATIC TARGET DETECTOR FOR HIGH RESOLUTION RADAR

Lu Lingen

*(Beijing Institute of Radio Measurement, Beijing 100854)*

**Abstract** The automatic target detector for High Resolution Radar(HRR) is considered. The detection performance of HRR is very important for target recognition and imaging. Due to the size of the target is larger than the range resolution cell of the radar, the backscattered power of the target is recorded as a function of time. So a mapping from the function into a point of the real line or numerical value  $T_0$  is done. If  $T_0$  is greater than  $\lambda_0$  (threshold), then  $H_1$  is accepted, otherwise  $H_0$  is accepted. In this paper, the method of conversion is also considered.

**Key words** High resolution radar, Signal detection, Automatic target detector

陆林根：男，1936年生，研究员，从事雷达系统，雷达信号和信号检测。