

多基地雷达检测性能研究

王晓锋, 朱荣新, 周杰

(空军工程大学 电讯工程学院, 陕西 西安 710077)

摘要:以分布式雷达检测理论为依据,采用计算机仿真技术,讨论了多基地雷达的检测性能。检测对象为 Swerling I、II、III、IV型起伏目标。本地接收机的输入端信噪比分布及中央判决器的判决策略可按需要输入。编制了全系统检测的仿真软件。并在 IBM-4381 计算机上对 5 个多基地雷达的联合检测作了仿真实验。结果表明,采用多数判决,在虚警概率为 10^{-4} 前提下,可望在 75% 发现概率处。获得较单站检测时高 3 dB 以上的信噪比改善。

关键词:多基地雷达;计算机仿真;分布式检测;Swerling 模型

中图分类号:TN957.51 **文献标识码:**A **文章编号:**1009-3516(2002)02-0042-05

反隐身应是一项复杂的综合技术,本文以分布式雷达检测理论为依据,采用多基地雷达联合检测的计算机仿真技术,来探讨反隐身举措及有关技术。

多基地雷达联合检测能综合利用各个雷达接收机所测得的雷达截面积。故能有效地解决目标的 RCS 减小问题。其仿真模型如图 1 所示,全系统由多个本地接收机与一个中央处理器构成。各本地接收机的性能相同。中央处理器为多支路联合判决器。判决策略为“与”、“或”、“多数”判决 3 种。本地接收机数量、视频积累脉冲数、判决策略等均可任意设定。噪声与起伏目标为矢量混合方式。

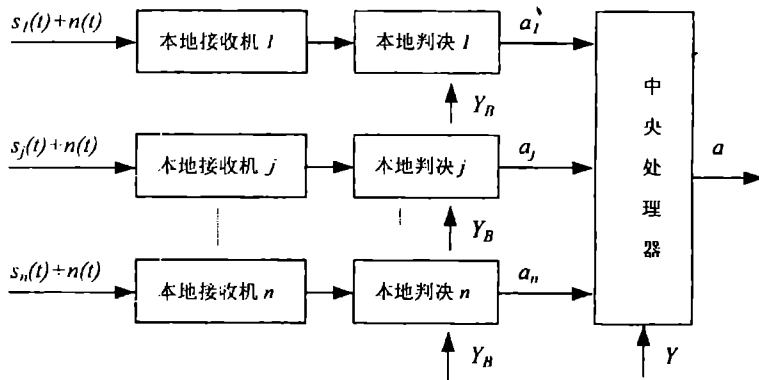


图 1 多基地雷达联合检测仿真模型

中央处理器的最终判决是根据 Srinivasan 的分布式检测理论进行的^[1]。故终判门限可转化为由判决策略来确定($a=1$ 表示有目标, $a=0$ 表示无目标)。

各支路本地接收机的构成如图 2 所示^[2]。图中 $n(t)$ 为输入端噪声, $s_j(t)$ 为 j 支路所收到的信号,它属于 Swerling I、II、III、IV 类起伏目标回波信号。其强度由随机预置的信噪比(考虑了目标散射方向图的不规则性以及目标与各接收点相对位置的随机性)及接收机噪声来确定。 Y_n 为本地判决门限, a_j 为多支路的判决结果 ($a_j=1$ 表示有目标, $a_j=0$ 表示无目标)。

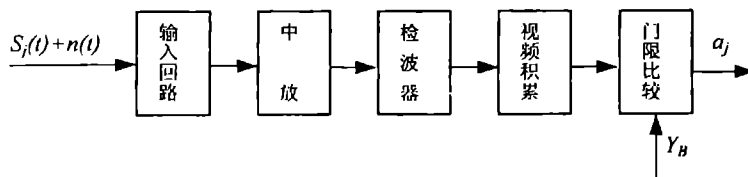


图 2 第 j 支路检测仿真模型

本文提出了雷达各类起伏目标与窄带高斯噪声混合的计算机处理方法。在此基础上,估计了分布式检

测系统的检测性能。

1 噪声序列

考虑到输入回路的窄带特性,故接收机输入端噪声电压可等效为平稳窄带高斯随机过程,即

$$n_{(t)} = A_{p(t)} \cos(\omega_0 t + \varphi_p) \tag{1}$$

其中包络 $A_{p(t)}$ 服从瑞利分布,其概率密度函数为

$$f_{(x)} = \begin{cases} \frac{x}{A_0^2} e^{-x^2/2A_0^2} & x \geq 0 \\ 0 & x < 0 \end{cases} \tag{2}$$

相位 φ 服从 $(0, 2\pi)$ 均匀分布。其概率密度函数为

$$f_{(v)} = \frac{1}{2\pi} \quad 0 \leq v \leq 2\pi \tag{3}$$

以上两种概率分布的随机数产生如下:

由式(3)可得到分布函数

$$F_{(v)} = \int_{-\infty}^v f_{(v)} dv = \int_0^v \frac{1}{2\pi} dv = \frac{v}{2\pi} \quad 0 \leq v \leq 2\pi \tag{4}$$

化简得 $V = 2\pi F_{(v)}$ (5)

由于 $F_{(v)}$ 为 $(0, 1)$ 均匀分布, V 服从 $(0, 2\pi)$ 均匀分布。

利用式(2)得到分布函数

$$F_{(x)} = \int_0^x \frac{x}{A_0^2} e^{-x^2/2A_0^2} dx = 1 - e^{-x^2/2A_0^2} \tag{6}$$

化简得 $x = \sqrt{-2A_0^2 \ln[1 - F_{(x)}]}$ (7)

由式(7)可产生服从瑞利分布的随机数。

由式(2)得其均方值为 $E[A_p^2] = 2A_0^2$ (8)

忽略对数中放引入的噪声,则接收机的噪声可考虑为天线、高放、混频前等部件产生的,当这些部件选定后, $E[A_p^2]$ 可以确定(或测定得到)。因此,模拟瑞利噪声所必备的参数 A_0^2 也就确定。

利用相应的随机数产生程序可分别产生服从瑞利分布的随机序列 $A_{p1}, A_{p2} \dots A_{pN}$ 及服从 $(0, 2\pi)$ 均匀分布的随机序列 $\varphi_{p1}, \varphi_{p2} \dots \varphi_{pN}$ 。其中 N 为积累脉冲个数。

2 信号序列

考虑到雷达信号一般为窄带信号,其表达式

$$S_{(t)} = A_{Q(t)} \cos(\omega_0 t + \psi_Q) \tag{9}$$

其中包络 $A_{Q(t)}$ 服从 Swerling 4 种模型分布,相位 ψ_Q 服从 $(0, 2\pi)$ 均匀分布(由式(3)给出)。Swerling I、II 服从瑞利分布(由式(2)给出), Swerling III、IV 型服从非瑞利分布,其概率密度函数为

$$f_{(y)} = \begin{cases} \frac{9y^3}{2A_0^4} e^{-3y^2/2A_0^2} & y \geq 0 \\ 0 & y < 0 \end{cases} \tag{10}$$

为了求得满足式(10)的 y , 这里利用了伽马分布函数的性质及变量替换的方法^[3]来产生非瑞利分布的随机数。

伽马分布律为

$$f_{(x)} = \begin{cases} \frac{x^{\alpha-1} e^{-x/\beta}}{\beta^\alpha \Gamma(\alpha)} & x \geq 0 \\ 0 & x < 0 \end{cases} \tag{11}$$

式(11)中, α, β 均大于零.

当 $\alpha = 1$ 时, 伽马分布变为负指数分布

$$f_{(x)} = \begin{cases} \frac{1}{\beta} e^{-\frac{x}{\beta}} & x \geq 0 \\ 0 & x < 0 \end{cases} \quad (12)$$

其分布函数

$$F_{(x)} = \int_0^x \frac{1}{\beta} e^{-\frac{x}{\beta}} dx = 1 - e^{-\frac{x}{\beta}} \quad (13)$$

$$\text{化简得 } x = -\beta \ln[1 - F_{(x)}] \quad (14)$$

利用式(14)可产生服从负指数分布的随机数。

伽马分布的随机变量具有一个重要性质, 就是若 $X_1 \cdots X_n$ 是独立随机变量。其中每个随机变量 X_i 分别服从参数为 α_i (正整数) 和 $\beta > 0$ 的伽马分布, 则 $X = \sum_{i=1}^n X_i$ 将满足 $\alpha = \sum_{i=1}^n \alpha_i$ 和 β 的伽马分布。下面将利用这一性质来产生符合式(10)的随机数。

令 $\alpha = \alpha_1 + \alpha_2, \alpha_1 = \alpha_2 = 1$ 。因此满足式(10)的独立随机变量 X_1, X_2 均蜕化为负指数分布。利用上述性质, 让 $X = X_1 + X_2$, 则

$$f_{(x)} = \begin{cases} \frac{1}{\beta^2} e^{-\frac{x}{\beta}} & x \geq 0 \\ 0 & x < 0 \end{cases} \quad (15)$$

其中 $\Gamma_{(\alpha)} = \Gamma_{(2)} = 1$

$$\text{设 } \beta = \frac{A_0^2}{2}, \text{ 代入式(14)得到 } f_{(x)} = \frac{4x}{A_0^4} e^{-2x/A_0^2} \quad x \geq 0 \quad (16)$$

故满足式(16)分布的随机数可由下式产生

$$x = \sum_{i=1}^2 x_i = x_1 + x_2 = \left(-\frac{A_0^2}{2} \right) \{ \ln[1 - F_{(x_1)}] + \ln[1 - F_{(x_2)}] \} \quad (17)$$

由式(17)可产生符合式(16)的随机数, 又将 $Y = \sqrt{4X}/\sqrt{3}$ 代入式(16)便得到式(10), 故非瑞利分布的随机数也随之产生。

Swerling I、II 信号电压的均方值式与式(8)相同。

由式(10) Swerling III、IV 信号电压的均方值为

$$E[A_0^2] = \frac{4}{3} A_0^2 \quad (18)$$

式(17)、(18)的均方值可由接收机输入端信噪比 S/N (可按预定输入) 及噪声电压的均方值 $E[A_p^2]$ 来确定, 即

$$E[A_0^2] = [S/N] E[A_p^2] \quad (19)$$

因此, 可根据 Swerling 4 种模型及相位 ψ_0 的分布, 利用相应的随机数产生程序可分别产生 $A_{01}, A_{02}, \dots, A_{0N}$ 以及 $\varphi_{01}, \varphi_{02}, \dots, \varphi_{0N}$ 。

Swerling I、III 型与 II、IV 型之间的差别在于幅度起伏速度的不同(不考虑各自的分布情况)。当视频积累 N (此处按波束一次扫过目标时所收到的回波脉冲数来定) 确定后。对于 Swerling I、III 型目标, 则令 A_{01} 重复 N 次, 然后独立产生下一个 A_{0i} , 再重复 N 次, 如此延续, 而在 N 次重复中相位 φ_0 各不相同。这样便组成 Swerling I、III 型回波信号序列。Swerling II、IV 型回波信号则不需作 N 次重复。

3 本地检测门限 Y_B 的仿真

检测门限决定于虚警概率与接收机的性能(接收支路的性能如图 2 所示, 其输入为噪声与信号矢量之和), 接收机性能主要考虑中放的对数特性、检波特性、积累脉冲数以及噪声电平。

设对数中放的幅度特性为

$$U_{\text{out}} = \begin{cases} K_A U_{\text{in}} & U_{\text{in}} \leq U_{\text{il}} \\ U_{\text{ol}} \left(1 + \ln \frac{U_{\text{in}}}{U_{\text{il}}} \right) & U_{\text{in}} > U_{\text{il}} \end{cases} \quad (20)$$

其中 U_{out} 、 U_{in} 分别为对数中放的输出与输入电压; U_{ol} 、 U_{il} 分别为对数中放线性区的输出与输入电压, K_A 为线性区的放大倍数。

设检波器的幅度特性为

$$U_D = \begin{cases} 0 & U_{\text{out}} < E_d \\ K_D (U_{\text{out}} - E_d) & U_{\text{out}} \geq E_d \end{cases} \quad (21)$$

其中 U_D 为检波器输出, E_d 为跨入线性区的门限, K_D 为检波常数。视频积累由检波器输出之幅度累加起来模拟。即

$$U_A = \sum_{j=1}^N U_{D_j} \quad (22)$$

其中 U_A 为视频积累输出, U_{D_j} 为检波器输出序列, N 为天线扫描目标的积累脉冲数。对于 Swerling I、III 型目标, 在一次扫描中 U_{D_j} 保持不变, 对 II、IV 型目标, 在一次扫描中 U_{D_j} 各不相同。

噪声电平的大小, 用其均方值来表示, 即 $2A_0^2$, 将第 1 节求得的噪声幅度序列。经过式 (20)、(21)、(22) 的处理, 得到新的噪声序列。由虚警概率 P_f , 可知虚警总数 $n_f = 1/P_f$, 此值用以控制新噪声序列的长度。并从中录取最大的 U_A 值, 此过程反复多次, 求得 U_A 的平均值即为检测门限 Y_B 的数值。

4 检测概率 P_D 的确定

将第 1 和第 2 节所得的信号与噪声序列的矢量和取模。经过式 (20)、(21)、(22) 的处理后, 与 Y_B 比较得到

$$a_j = \begin{cases} 1 & U_A > Y_B \\ 0 & U_A < Y_B \end{cases} \quad (23)$$

终判门限 Y 可由判决策略而定。

当采用“与”判决时, $Y = n$ (n 为检测支路)。

当采用“或”判决时, $Y = 1$ 。

当采用“多数”判决时, $\text{ITN}(\frac{1}{2}n) + 1 \leq Y < n$ 。其结果为

$$a = \begin{cases} 1 & \sum_{j=1}^n a_j > Y \\ 0 & \sum_{j=1}^n a_j \leq Y \end{cases} \quad (24)$$

然后进行多次 (如 M 次) 处理。统计出现 $a = 1$ 的次数 (如 L 次)。则检测概率

$$P_D = \lim_{M \rightarrow \infty} \frac{L}{M} \quad (25)$$

5 结论

本文编制了全系统的仿真软件, 并在 IBM-4381 计算机上对 5 个多基地雷达的联合检测作了仿真实验。图 3 是一组雷达检测性能的仿真结果, 图中, A 为高斯分布的方差, N 为积累脉冲个数, P_{FA} 为总虚警概率, $STAT$ 为接收站数, Y 为判决策略 ($Y=3$ 表示“多数”判决), P_D 、 P_{DS} 分别为多站及单站的检测概率。至于接收机的噪声电平及式 (20)、(21) 中有关参数, 可参照现有雷达的具体数值键入, 利用这种方法, 有利于新设计雷达的计算机仿真。图表明, 采用多数判决, 不管哪一类起伏目标, 在虚拟概率为 10^{-4} 前提下, 可望在 75% 发现概率处。获得较单站检测时高 3 dB 以上的信噪比改善。

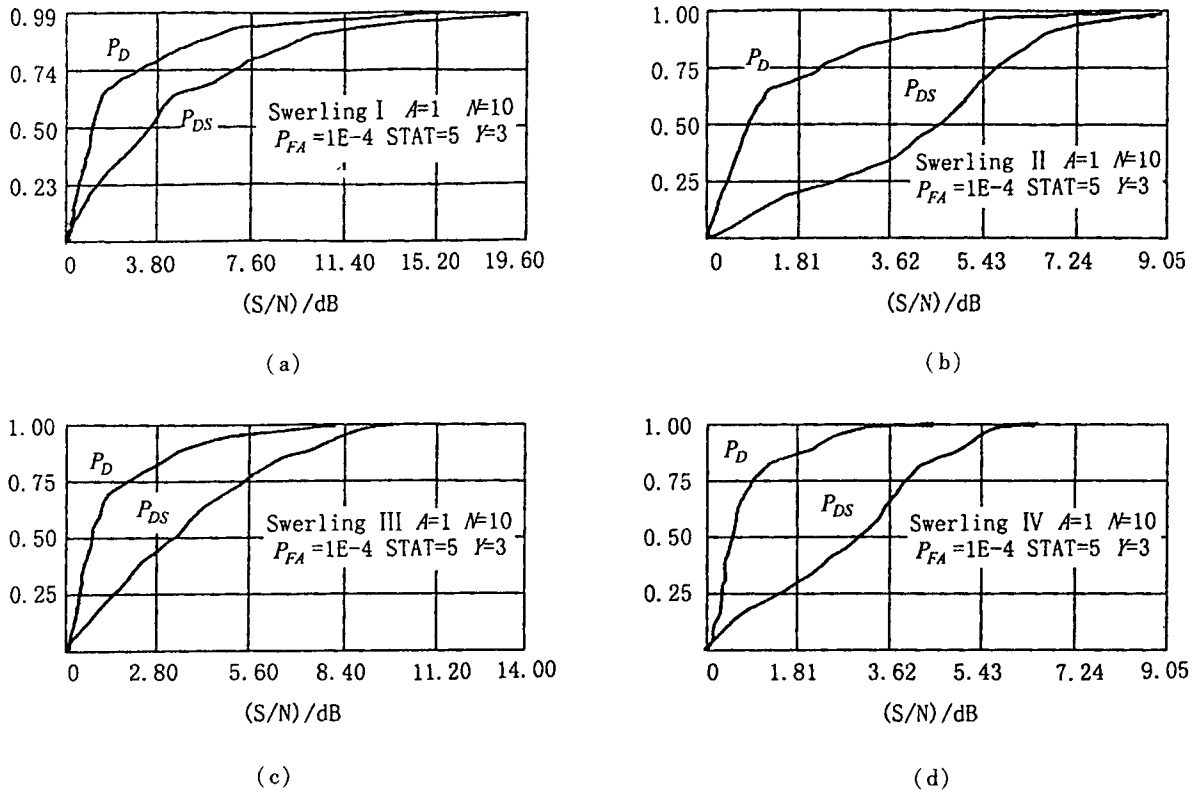


图3 Swerling 4种模型仿真结果

参考文献:

- [1] Srinivasan R. Distributed Radar Detection Theory[J]. IEEE Proc, 1986,133(7): 55 - 60.
 [2] 王晓锋. 低可见雷达目标探测技术研究[J]. 空军电讯工程学院学报, 1999, 8(2): 13 - 17.
 [3] 朱 华. 系统模拟[M]. 北京: 电子工业出版社, 1990.

(编辑: 门向生)

Study of the Multistatic Radar Detection Performance

WANG Xiao - feng, ZHU Rong - xin, ZHOU Jie

(The Telecommunication Engineering Institute, Air Force Engineering University, Xi'an 710077, China)

Abstract: Based on distributed radar detection theory, this paper discusses the detection performance of multistatic radar with computer simulation technique. The detection contents include four kinds of well - known Swerling fluctuation radar returns. Various parameters such as decision strategy of the central processor and spatial distribution of input signal - to - noise ratios of the peripheral receivers can be put in as required. Four kinds of well - known Swerling fluctuation radar returns mixed with IF bandwidth limited Gaussian noise are modeled for simulation in the computer. The whole system detection simulated software is drawn up. The computer simulation program of combined detection of the five multistatic radars have been run on computer IBM - 4381. The results show that on the premise of the false alarm probability of 10^{-4} , it is possible to find probability in seventy five percent if majority decision is adopted. Therefore the improvement that the signal - noise ratio in this detection is 3dB higher than that in monostatic radar detection is achieved.

Keywords: multistatic radar; computer simulation; distributed detection; Swerling model