

极化 MIMO 雷达隐身目标检测性能研究 *

廖羽宇, 何子述

(电子科技大学 电子工程学院, 成都 611731)

摘 要: 多输入多输出(MIMO)雷达使用了远距分布的阵元,它利用了信号的空间分集增益来获取更多的目标信息。极化是另一种可以提高雷达系统性能的分集方式。当应对隐身目标时,传统的极化雷达在某些观测角度会遭受到较大的目标雷达截面积(RCS)衰减,而无法获得较好的检测性能。而在一个雷达系统中同时利用这两种分集增益,可以得到一种比传统极化雷达更具优势的新雷达检测系统——极化统计 MIMO 雷达,它可以更好地应对隐身目标检测。给出了相应的模型,并推导出了该雷达系统的检测性能解析式。将其与传统相控阵及非极化统计 MIMO 雷达比较,可以看到极化统计 MIMO 雷达的检测性能更佳。联系到隐身目标的特性,极化 MIMO 雷达的检测器特性应对它时具有显著优势。最后,以上方法通过仿真得到了验证。

关键词: 统计 MIMO 雷达;极化雷达;极化分集;空间分集;隐身目标;目标检测

中图分类号: TN959.1 **文献标志码:** A **文章编号:** 1001-3695(2012)01-0246-04

doi:10.3969/j.issn.1001-3695.2012.01.068

Study on stealth target detection performance of polarimetric MIMO radar

LIAO Yu-yu, HE Zi-shu

(School of Electronic Engineering, University of Electronic Science & Technology of China, Chengdu 611731, China)

Abstract: Multiple input multiple output (MIMO) radar with widely separated antennas exploited spatial diversity to obtain more information about target while polarimetric radar offered improved performance by exploiting polarization diversity. When detecting the stealth target in some observed angle, the tradition polarization radar would suffer big radar cross section (RCS) attenuation; therefore its detection performance could not be good enough. This paper proposed a radar system that combines the gains offered by polarimetric diversity and spatial diversity, namely polarimetric statistical MIMO radar, which further outperforms conventional polarization radar systems and could get better performance when detecting stealth target. It demonstrated the relevant model and derived the analysis formula of its detection performance. It is revealed that polarimetric statistical MIMO radar's detection performance is better than those of conventional phased array radar and non-polarimetric statistical MIMO radar. Considering the RCS characteristics of the stealth target, the detector properties of polarimetric MIMO radar have significant advantages. Finally, the results are verified by using simulations.

Key words: statistical MIMO radar; polarization radar; polarization diversity; spatial diversity; stealth target; target detection

0 引言

MIMO 雷达技术是近年来被广泛关注的一种新技术。它的定义包含多种多发多收的雷达系统,从目前最热门的几种模式上看,一种是 20 世纪 90 年代中期以来贝尔实验室等提出的统计 MIMO 雷达模式,它采用了收发天线阵列均分集的方案;另一种是美国林肯实验室 2003 年设计的两个 MIMO 数字阵雷达实验系统(L 波段和 X 波段),只在发射端分集。这两种模式都不同程度地利用了空间分集增益来改善检测性能^[1,2]。本文采用的是收发均分集的贝尔模式。之前,就其目标检测性能,已经得到了广泛的研究讨论。理论和实验结果都表明,统计 MIMO 雷达对于 RCS 起伏较大的目标具有显著的检测优势,尤其在检测隐身目标方面,它比传统相控阵雷达具有更大的优势。

极化分集在雷达中的应用也是一个重要课题。由于雷达发射信号的极化方向在遭遇目标后不可避免地会发生改变,因此使用单极化方向的天线会损失掉一部分回波信息。以往的

极化雷达研究主要是根据目标的极化矩阵构造相应的发射波形^[3~5]。而本文中将其与 MIMO 雷达的空间分集结合,针对 RCS 起伏剧烈的目标,提出一种基于统计性质的处理方式。

以隐型目标为例,利用分集增益来对抗目标起伏的思想来源于:a)隐型目标的 RCS 是一个具有小均值、大方差的随机变量;b)一次扫描内的时间积累,将获得 RCS 的若干相干样本;c)即使在同一时刻,只要从不同的空间方位来进行扫描,就能获得 RCS 的若干近似独立的样本。因此,对这样的目标若采用相控阵去检测,有可能所有接收信号都承受了大的衰落,雷达的检测性能将大幅下降,而采用 MIMO 模式,则由于多个独立样本平均化处理的结果,系统可以具有相对稳定的检测性能。因此,在雷达中采用空间分集思想的初衷是为了对抗目标起伏,提高系统的稳健性。

1 极化统计 MIMO 雷达数学模型

为利用极化分集增益,在 MIMO 阵列中使用二维阵元,即每一发射阵元都发射具有水平极化方向和垂直极化方向的信

收稿日期: 2011-05-08; 修回日期: 2011-06-07 基金项目: 国家自然科学基金联合基金资助项目(NSAF11076006)

作者简介: 廖羽宇(1981-),男,四川雅安人,博士研究生,主要研究方向为信号与信息处理、MIMO 雷达系统等(pingpingfk@163.com);何子述(1962-),男,教授,博导,博士,主要研究方向为信号与信息处理、数字通信等。

号矢量 $\mathbf{s}_k(t) = (s_k^h(t), s_k^v(t))^T$, 每一接收阵元也都接收相似的二维矢量 $\mathbf{r}_l(t) = (r_l^h(t), r_l^v(t))^T$, T 表示转置。另外, 根据 MIMO 雷达的先前研究结论, 在目标 RCS 特性为脉冲间慢起伏的情形下, 根据文献[1]的结论, 要获取独立的 RCS 样本信息, 需要发射阵元之间距离满足

$$d \geq \frac{\lambda R}{D} \quad (1)$$

其中: D 为目标尺寸; λ 为信号波长; R 是发射阵元到目标的距离。式(1)同样适用于接收端实现空间分集的情况。本文认为 D 远远小于 R , 因此目标可以被视为一个点。

为便于分析, 将雷达阵列假设为如下情形: 雷达系统的发射端为具有 M 个发射阵元的阵列, 它们均匀分布在距离目标 R_t 的一小段圆弧上, 阵元间距为 d_t ; 发射端为具有 N 个接收阵元的阵列, 它们均匀分布在距离目标 R_r 的一小段圆弧上, 阵元间距为 d_r 。并且假设目标到雷达阵列的距离足够远, 满足 $R_t \gg (M-1)d_t$, $R_r \gg (N-1)d_r$ 。注意到这一假设在长距目标探测中往往是成立的。在该假设下, 发射端的 M 个阵元又可以近似看做是均匀线阵; 接收端的 N 个阵元也是如此。同时, 该假设简化了相干处理时发射端及接收端的导向矢量, 它们均为全 1 矢量时, 雷达的波束正好指向目标。以发射阵列某一边缘阵元到目标的连线为基准线, 其他阵元到目标的连线与基准线的夹角定义为入射角。 M 个入射角为 $\theta_1 = 0, \theta_2 = \Delta\theta, \dots, \theta_M = (M-1)\Delta\theta$, 同样定义 N 个接收角为 $\varphi_1 = 0, \varphi_2 = \Delta\varphi, \dots, \varphi_N = (N-1)\Delta\varphi$ 。由简单的几何性质, 可得到空间分集的角延展约束为

$$\Delta\theta \geq \frac{\lambda}{D}, \Delta\varphi \geq \frac{\lambda}{D} \quad (2)$$

可见, 发射端与接收端需要的角延展相同, 对同一目标, 它只与发射信号的波长有关。

信号从发射端到接收端的总衰落定义为信道衰落系数 $\Sigma(\theta, \varphi, R)$, 它与信道长度 R 、入射角 θ 以及接收角 φ 有关。显然, R 的影响是与目标特性无关的, 在均匀信道中它是一线性函数, 用 $\alpha_R(R)$ 来表示; 而目标 RCS 特性带来的信号衰落, 定义为目标衰落系数 $\alpha_T(\theta, \varphi)$, 则有

$$\Sigma(\theta, \varphi, R) = \alpha_T(\theta, \varphi) \times \alpha_R(R) \quad (3)$$

在该模型中, 信道长度 $R = R_t + R_r$ 为常数, 即对所有信道的影响相同, 不妨令 $\alpha_R(R) = 1$ 。 $\alpha_T(\theta, \varphi)$ 是一个二阶方阵, 它由两部分组成, 即对信号矢量复幅度的效应对信号矢量极化方向的效应。考察由第 k 个发射阵元 and 第 l 个接收阵元组成的独立信道, 有

$$\alpha_T(\theta_k, \varphi_l) = \Phi(\varphi_{k,l}^h, \varphi_{k,l}^v) \times \mathbf{A}_{k,l} \quad (4)$$

其中: $\mathbf{A}_{k,l} = \Lambda(\alpha_{k,l}^h, \alpha_{k,l}^v)$, $\alpha_{k,l}^h$ 和 $\alpha_{k,l}^v$ 分别表示水平和垂直极化方向信号分量的复幅度增益; $\Lambda(\cdot)$ 表示对角矩阵; $\Phi(\varphi_{k,l}^h, \varphi_{k,l}^v)$ 表示极化矩阵; $\varphi_{k,l}^h$ 是原水平极化信号反射后的极化方向; $\varphi_{k,l}^v$ 是原垂直极化信号反射后的极化方向, 均以水平正向为基准, 即

$$\Phi(\varphi_{k,l}^h, \varphi_{k,l}^v) = \begin{bmatrix} \cos \varphi_{k,l}^h & \cos \varphi_{k,l}^v \\ \sin \varphi_{k,l}^h & \sin \varphi_{k,l}^v \end{bmatrix} \quad (5)$$

显然, $\varphi_{k,l}^h$ 与 $\varphi_{k,l}^v$ 是相互独立的, 在没有目标先验信息的情况下, 认为它们满足均匀分布。当采用满足式(2)的阵元设置时, 不同通道中的 $\alpha_{k,l}^h, \alpha_{k,l}^v, \varphi_{k,l}^h, \varphi_{k,l}^v$ 也是相互独立同分布的, 假设 $\alpha_{k,l}^h$ 满足零均值复高斯分布。

在以上假设下, 第 l 个接收阵元收到的信号向量为

$$\mathbf{r}_l(t) = \sum_{k=1}^M \alpha_T(\theta_k, \varphi_l) \times \mathbf{s}_k(t - \tau) + \mathbf{n}_l(t) \quad (6)$$

总接收信号可以写为

$$\mathbf{r}(t) = [\mathbf{r}_1^T(t) \quad \mathbf{r}_2^T(t) \quad \dots \quad \mathbf{r}_N^T(t)]^T \quad (7)$$

$\tau = R/c$ 为信号经过信道的时延, 是一常数, 其中 c 表示光速; $\mathbf{n}_l(t) = (n_l^h(t), n_l^v(t))^T$, 是高斯白噪声向量, 在不同接收阵元处互不相关。发射信号的极化方式对检测性能有一定的影响, 在此假设目标建模为 RCS 起伏显著的施威林 I 或 III 型模型, 在统计意义上, 采用 45° 极化的发射信号能获取最优的平均性能。因此发射信号的功率约束为 $\int_T s_i^h(t) s_i^{*h}(t) dt = 1$, $\int_T s_i^v(t) s_i^{*v}(t) dt = 1$, T 是信号周期, $*$ 表示共轭转置。同时, 发射信号分量间两两正交, 即满足

$$\begin{aligned} \int_T s_i^h(t) s_j^{*h}(t) dt &= 0, i \neq j = 1, \dots, M \\ \int_T s_i^v(t) s_j^{*v}(t) dt &= 0, i \neq j = 1, \dots, M \\ \int_T s_i^h(t) s_j^{*v}(t) dt &= 0, i = 1, \dots, M, j = 1, \dots, M \end{aligned} \quad (8)$$

2 目标检测性能

构造基本的二元检测问题为

$$H_0: \text{Target does not exist at delay } \tau$$

$$H_1: \text{Target exist at delay } \tau$$

在本章要寻找 Neyman-Pearson 准则下的最大似然检测器。根据信号检测理论, 其结构应为

$$T = \Phi\left(\frac{f(r(t)|H_1)}{f(r(t)|H_0)}\right) > H_1 \quad \delta \quad (9)$$

其中: $\Phi(\cdot)$ 是一单调增函数; $f(r(t)|H_1)$ 与 $f(r(t)|H_0)$ 表示 $r(t)$ 在零假设和对立假设下的分布密度函数(PDF); δ 是门限。

接收端同时接收两个极化方向的回波, 分别与发射的两个极化方向信号分量进行匹配滤波可以得到

$$\begin{cases} y_{k,l}^{h,h}(t) = \int_T r_l^h(t) s_k^{*h}(t - \tau) dt \\ y_{k,l}^{h,v}(t) = \int_T r_l^h(t) s_k^{*v}(t - \tau) dt \\ y_{k,l}^{v,h}(t) = \int_T r_l^v(t) s_k^{*h}(t - \tau) dt \\ y_{k,l}^{v,v}(t) = \int_T r_l^v(t) s_k^{*v}(t - \tau) dt \end{cases} \quad (10)$$

在对立假设下, 考察以上第一个分量表达式, 将式(4) ~ (6)代入, 可得

$$\begin{aligned} y_{k,l}^{h,h}(t) &= \int_T \left(\sum_{k=1}^M (\cos \varphi_{k,l}^h, \cos \varphi_{k,l}^v) \times \mathbf{A}_{k,l} \times (s_k^h(t), s_k^v(t))^T + \right. \\ &\quad \left. n_l^h(t) \right) \times s_k^{*h}(t - \tau) dt = \int_T \left(\cos \varphi_{k,l}^h \alpha_{k,l}^h s_k^h(t) + \right. \\ &\quad \left. \cos \varphi_{k,l}^v \alpha_{k,l}^v s_k^v(t) + n_l^h(t) \right) \times s_k^{*h}(t - \tau) dt = \\ &\quad \alpha_{k,l}^h \cos \varphi_{k,l}^h + \int_T n_l^h(t) \times s_k^{*h}(t - \tau) dt \end{aligned} \quad (11)$$

同理, 可推得其他三个分量的表达式, 即

$$\begin{cases} y_{k,l}^{h,h}(t) = \alpha_{k,l}^h \cos \varphi_{k,l}^h + \int_T n_l^h(t) \times s_k^{*h}(t - \tau) dt \triangleq \beta_{k,l}^{h,h} + \omega_{k,l}^{h,h} \\ y_{k,l}^{h,v}(t) = \alpha_{k,l}^h \cos \varphi_{k,l}^v + \int_T n_l^h(t) \times s_k^{*v}(t - \tau) dt \triangleq \beta_{k,l}^{h,v} + \omega_{k,l}^{h,v} \\ y_{k,l}^{v,h}(t) = \alpha_{k,l}^v \sin \varphi_{k,l}^h + \int_T n_l^v(t) \times s_k^{*h}(t - \tau) dt \triangleq \beta_{k,l}^{v,h} + \omega_{k,l}^{v,h} \\ y_{k,l}^{v,v}(t) = \alpha_{k,l}^v \sin \varphi_{k,l}^v + \int_T n_l^v(t) \times s_k^{*v}(t - \tau) dt \triangleq \beta_{k,l}^{v,v} + \omega_{k,l}^{v,v} \end{cases} \quad (12)$$

其中: 噪声分量 $\omega_{k,l}^{h,h}, \omega_{k,l}^{h,v}, \omega_{k,l}^{v,h}, \omega_{k,l}^{v,v}$ 是接收到的高斯白噪声样本的线性组合, 因此也服从复高斯分布。线性组合的加权系数由发射波形决定。由于白噪声样本具有在不同时刻相互独立的特性, 因此通过设计发射波形, 可以使得这些噪声分量独立同分布。令其方差为 σ_ω^2 。接下来考察分量 $\beta_{k,l}^{h,h}, \beta_{k,l}^{h,v}, \beta_{k,l}^{v,h}, \beta_{k,l}^{v,v}$ 的两两相关性, 显然, $\beta_{k,l}^{h,h}$ 与 $\beta_{k,l}^{h,v}$ 不相关, 也与 $\beta_{k,l}^{v,h}$ 不相关, 只需要考察它与 $\beta_{k,l}^{v,v}$ 的相关性。由

$$\begin{aligned} E\{\beta_{k,l}^{h,h} \times \beta_{k,l}^{v,v}\} &= E\{\alpha_{k,l}^h \cos \varphi_{k,l}^h \times \alpha_{k,l}^v \sin \varphi_{k,l}^v\} = \\ E\{\alpha_{k,l}^h \times \alpha_{k,l}^v\} \times E\{\cos \varphi_{k,l}^h \times \sin \varphi_{k,l}^v\} &= 0 \end{aligned} \quad (13)$$

可知, $\beta_{k,l}^{h,h}$ 与其他分量互不相关。

由于 $\alpha_{k,l}^h$ 服从零均值的复高斯分布, $\varphi_{k,l}^h$ 服从均匀分布, 所以 $\beta_{k,l}^{h,h}$ 也应服从零均值的复高斯分布。同理分析可得, $\beta_{k,l}^{h,h}$ 、 $\beta_{k,l}^{h,v}$ 、 $\beta_{k,l}^{v,h}$ 、 $\beta_{k,l}^{v,v}$ 两两独立同分布, 令方差为 σ_{β}^2 。显然, $\beta_{k,l}^{h,h}$ 与 $\omega_{k,l}^{h,h}$ 独立, 因此它们的线形组合 $y_{k,l}^{h,h}(t)$ 服从零均值的复高斯分布, 其方差为 $\sigma_{\beta}^2 + \sigma_{\omega}^2$ 。简单可证 $y_{k,l}^{h,h}(t)$ 、 $y_{k,l}^{h,v}(t)$ 、 $y_{k,l}^{v,h}(t)$ 、 $y_{k,l}^{v,v}(t)$ 也满足独立同分布。因此, 在对立假设下, 每一通道滤波后能得到四个独立分量。

同时, 在零假设情况下, 输出只包含匹配滤波后的噪声分量, 因此此时的 $y_{k,l}^{h,h}(t)$ 、 $y_{k,l}^{h,v}(t)$ 、 $y_{k,l}^{v,h}(t)$ 、 $y_{k,l}^{v,v}(t)$ 也是相互独立的。根据文献[1]已证明的结论, 非相干处理的 LRT 检测器的检测统计量的结构应为

$$T = \sum_{l=1}^M \sum_{k=1}^N (|y_{k,l}^{h,h}(t)|^2 + |y_{k,l}^{h,v}(t)|^2 + |y_{k,l}^{v,h}(t)|^2 + |y_{k,l}^{v,v}(t)|^2) \quad (14)$$

其分布为

$$\begin{aligned} H_0: T &= \frac{\sigma_{\omega}^2}{2} \chi_{(8MN)}^2 \\ H_1: T &= \frac{\sigma_{\beta}^2 + \sigma_{\omega}^2}{2} \chi_{(8MN)}^2 \end{aligned} \quad (15)$$

其中: $\chi_{(8MN)}^2$ 表示自由度为 $8MN$ 的二次方分布变量。

根据式(15), 可以得到检测系统的检测概率及虚警概率表达式为

$$\begin{aligned} P_D(\delta) &= P(T > \delta | H_1) = P\left(\frac{\sigma_{\beta}^2 + \sigma_{\omega}^2}{2} \chi_{(8MN)}^2 > \delta\right) = \\ &P\left(\chi_{(8MN)}^2 > \frac{2\delta}{\sigma_{\beta}^2 + \sigma_{\omega}^2}\right) = 1 - C_{\chi_{(8MN)}^2}\left(\frac{2\delta}{\sigma_{\beta}^2 + \sigma_{\omega}^2}\right) \end{aligned} \quad (16)$$

$$\begin{aligned} P_{FA}(\delta) &= P(T > \delta | H_0) = P\left(\frac{\sigma_{\omega}^2}{2} \chi_{(8MN)}^2 > \delta\right) = \\ &P\left(\chi_{(8MN)}^2 > \frac{2\delta}{\sigma_{\omega}^2}\right) = 1 - C_{\chi_{(8MN)}^2}\left(\frac{2\delta}{\sigma_{\omega}^2}\right) \end{aligned} \quad (17)$$

还可以得到当采用恒虚警检测 (CFAR) 时, 检测概率与虚警概率的关系式为

$$\begin{aligned} P_{D-CFAR}(P_{FA}) &= 1 - C_{\chi_{(8MN)}^2}\left(\frac{2\delta}{\sigma_{\beta}^2 + \sigma_{\omega}^2}\right) = \\ &1 - C_{\chi_{(8MN)}^2}\left(\frac{\sigma_{\omega}^2 \times C_{\chi_{(8MN)}^2}^{-1}\left(\frac{2\delta}{\sigma_{\omega}^2}\right) (1 - P_{FA})}{\sigma_{\beta}^2 + \sigma_{\omega}^2}\right) \end{aligned} \quad (18)$$

从上面的推导过程中可以看到, 如果不采用空间分集的 MIMO 模型来收发信号, 则会得到一系列相干样本, 此时式(14)将不再是最优检测器, 而应该采用相干处理的方式。相干处理虽然对提高检测器信噪比更具优势, 然而大大减少了检测统计量分布的自由度。自由度越大, 零假设和对立假设的区分程度就越好。由此, 这两种雷达是各具特点的。但当面对的是 RCS 起伏严重的隐身目标时, 统计 MIMO 雷达的分集效果更具优势。

而单极化 MIMO 雷达, 在接收端, 由于无法准确知道回波极化方向, 单极化方向的接收天线必将丢失一部分反射信息; 在发射端, 单极化信号经隐身目标的特殊涂层发射后容易大幅衰减, 导致检测器信噪比过低。若在空间分集的同时采用极化分集的收发方式, 即在全空间搜索的同时进行了全极化方向搜索, 可以弥补以上不足, 并完全免疫隐身飞机等目标采用特殊涂层改变来波极化性的反雷达方式。极化分集还进一步提高了检测统计量的自由度, 从而使得检测器能够更好地区分零假设和对立假设。

图 1 是三种雷达系统的检测概率对虚警概率的理论曲线。其中, PMIMO 表示极化统计 MIMO 雷达, SMIMO 表示统计 MI-

MO 雷达, Phased-array 表示相控阵雷达。阵列设置均为 2 发 2 收, 约束了各系统的总发射功率相等, 检测器单通道的信噪比为 5 dB。可见, 与上面的分析吻合, 采用了两种分集的极化 MIMO 雷达具有最好的检测性能

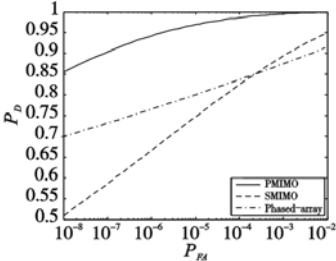


图1 三种雷达系统的检测概率曲线

3 统计 MIMO 雷达对隐身目标的检测性能及仿真

极化统计 MIMO 雷达与传统雷达相比, 在对抗目标 RCS 起伏, 提高检测稳健性上具有相当的优势。这一点在隐身目标的检测中最为关键。

隐身目标的特点是雷达 RCS 小, 并且在脉冲间慢起伏。这即是说, 在天线一次扫描期间 RCS 的起伏是相干的, 而扫描与扫描间不相关, 一般用 Swerling I、III 模型来描述; 同时, 目标闪烁程度剧烈, 即是说它在姿态和方向上的微小变化, 都将导致雷达 RCS 的严重起伏。有数据表明, 仅仅 1/1000 弧度的方位变化, 对接收信号功率的影响都可能大至 25 dB。结合上面两点, 可以得到以下结论: a) 隐型目标的 RCS 是一个具有小均值、大方差的随机变量; b) 一次扫描内的时间积累, 将获得 RCS 的若干相干样本; c) 即使在同一时刻, 只要从不同的空间方位来进行扫描, 就能获得 RCS 的若干近似独立的样本。因此, 对这样的目标若采用相控阵去检测, 有可能所有接收信号都承受了大的衰落, 雷达的检测性能将大幅下降。采用空间分集的 MIMO 模式, 则由于多个独立样本平均化处理的结果, 系统可以具有相对稳定的检测性能; 同时采用极化分集模式, 首先可进一步增加分集数, 其次可以更全面地收集信号回波信息, 还可以对抗隐身目标利用特殊材质大幅改变来波极化方向的隐身技术。图 2 为传统目标和隐性目标的全方位反射强度示意图。

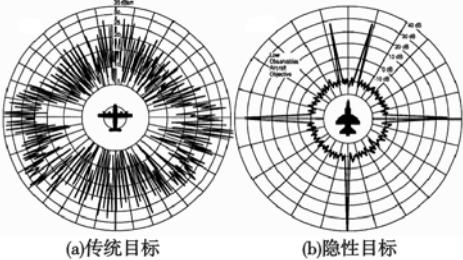


图2 传统目标和隐性目标的全方位反射强度示意图

军事上, 隐形飞机是一种威胁最大的隐身目标。自从它问世以来, 就成了雷达系统的一大难题。从最初的 F117A 开始, 其外形的设计已不能仅从常规气动力 (如升力和阻力) 角度来考虑, 而必须把外形与隐形联系起来, 尽可能做到两者统一。F117A 飞机的 RCS 值只有 0.001 ~ 0.01 m², 比一个飞行员头盔的 RCS 值还要小。如此小的 RCS 值, 部分是由于 F117A 采用了各种吸波 (或透波) 材料和表面涂料, 但更主要的是由于它采用了独特的多面体外形。而之后诞生的 B2、F22 等更为先进的隐性飞机, 具有更难以探测到的 RCS。如 F22 的宣称 RCS 小到 0.006 5 m²。并且从图 2 可以看到, 当应对传统

目标时,从空间各个角度进行观测的差别是不大的,雷达可以从空间全方位获取较大的目标 RCS 信息,因此非 MIMO 雷达的检测方式也可以获取较好的性能;而隐身目标的 RCS 则具有不同的特点,由图 2 可见,从不同方位可以探测到的隐形飞机的 RCS 强度具有很大的差异,并且绝大多数的空间方位,隐形目标大多很好地进行了隐身,雷达从这些方位能探测到的 RCS 极小。所以,若采用传统雷达方式,仅仅从某一方位进行探测,正好处于衰落区的概率是很大的,此时雷达无法获得足够好的检测性能。

图 3 是当照射频率为 5.65 GHz 时,利用时域有限差分 (HDTD) 法计算得到的 F117A 的单站 RCS 特性曲线。图中采用的是相对 RCS (dB),该目标的平均 RCS 的绝对数值相当于 0.01 m^2 量级,是一种典型的隐身目标。利用这一数据,对统计 MIMO 雷达以及传统相控阵雷达对隐身目标的检测性能进行仿真。由于相控阵采用的是定向波束,根据探测高速飞行目标的实际情况,假设入射角分别为 30° 、 180° 和 330° (可认为 30° 与 330° 处于机头方向; 180° 处于机尾方向)。

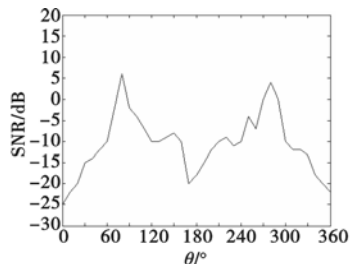


图3 F117A的RCS特性曲线(经MATLAB平滑)

图 4 是采用发射接收阵元均为 4 的极化 MIMO 雷达,非极化统计 MIMO 雷达和传统相控阵雷达对隐身目标 F117A 进行检测的性能曲线。信噪比为 0 dB,虚警概率从 10^{-8} 变化到 10^0 。其中,PMIMO 表示极化统计 MIMO 雷达,SMIMO 表示非极化统计 MIMO 雷达。可以看到,由于极化 MIMO 雷达具有全向和全极化方向搜索的特性,在应对隐身目标时,表现出了比传统相控阵以及非极化的 MIMO 雷达更优秀的性能。从不同角度照射目标的相控阵雷达,其回波信号遭受了不同程度的衰减,因此具有不同的检测性能。从图 4 中可见,从 330° 方向探测的相控阵雷达的检测性能略好,但仍然弱于两种 MIMO 雷达。再着重对比极化 MIMO 与非极化 MIMO 的检测性能,可以看到,采用极化分集带来的检测性能进一步提升的程度是可观的。因此,极化 MIMO 雷达在检测隐身目标时,具有更好的检测性能。图 5 的仿真条件与上面相同,进行的是虚警为 10^{-5} 的恒虚警检测。信噪比变化范围为 $-10 \sim 10 \text{ dB}$ 。

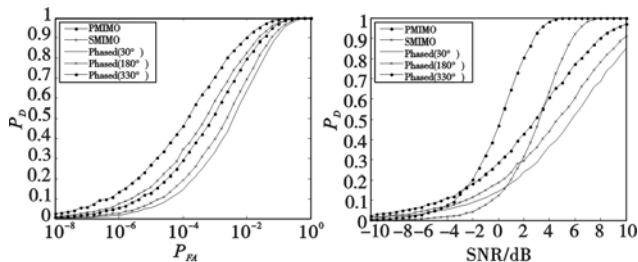


图4 各雷达系统对隐身目标 F117A 的检测性能曲线 (检测概率对虚警概率曲线)

可以看到,极化统计 MIMO 雷达的检测性能在大部分情况下占优势,而且优势明显;只有在信噪比最低时,从 330° 方向探测目标的相控阵雷达才略占优势。随着信噪比增加,两种 MIMO 雷达的性能都逐渐超过了相控阵,并且极化 MIMO 雷达

的检测优势更加突出。

4 结束语

本文分析了空间分集和极化分集技术的特点,通过研究同时利用这两种增益的 MIMO 雷达系统模型,发现其具有传统雷达所欠缺的一些长处。结合隐身目标的 RCS 特性,笔者认为极化 MIMO 雷达在检测隐身目标方面有很大的优势:a) 它克服了 RCS 的剧烈起伏导致的检测性能不稳定;b) 它接收到了更全面的目标信息;c) 它不受目标针对极化方向的反隐身技术的影响。因此,在同样的发射总功率和阵元数的条件下,极化 MIMO 雷达检测器在应对隐身目标时,能够具有更好和更稳健的检测性能。通过闭合式的推导和检测性能仿真,本文解释和描述了其中的原理。实际上,极化 MIMO 雷达还是一个很新颖的系统,它还有更多可挖掘的潜力。例如在应对杂波很强烈的检测环境时,其也能表现出相当的优势。笔者在本文的基础上,将继续深入研究这方面的内容。

参考文献:

- [1] FISHLER E, HAIMOVICH A. Spatial diversity in radars-models and detection performance[J]. IEEE Trans on SP, 2006, 54(3): 823-838.
- [2] 何子述, 韩春林, 刘波. MIMO 雷达概念及其技术特点分析[J]. 电子学报, 2005, 33(12A): 2441-2445.
- [3] HURTADO M, NEHORAI A. Target estimation, detection, and tracking: a look at adaptive polarimetric design[J]. IEEE Signal Processing Magazine, 2009, 26(1): 42-52.
- [4] GIULI D. Polarization diversity in radars[J]. Proceeding of the IEEE, 1986, 74(2): 245-269.
- [5] XIAO Jin-jun, NEHORAI A. Joint transmitter and receiver polarization optimization for scattering estimation in clutter[J]. IEEE Trans on Signal Process, 2009, 57(10): 4142-4147.
- [6] XIA Wei, HE Zi-shu, LIAO Yu-yu. On the maximum likelihood method for target localization using MIMO radars[J]. Science China Information Sciences, 2010, 53(10): 2127-2137.
- [7] LI Jian, STOICA P. MIMO radar-diversity means superiority[C]//Proc of the 14th Annual Workshop on Adaptive Sensor Array Processing, 2006.
- [8] FISHLER E. MIMO radar: an idea whose time has come[C]//Proc of IEEE Radar Conference, 2004: 71-78.
- [9] FISHLER E. Advantages of angular diversity[C]//Proc of the 38th Conference Record Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, 2004: 305-309.
- [10] FISHLER E, HAIMOVICH A, BLUM R. Statistical MIMO radar[C]//Proc of the 12th Conference on Adaptive Sensors Array Processing, 2004.
- [11] HE Qian, BLUM R, GODRICH H. Cramer-rao bound for target velocity estimation in MIMO radar with widely separated antennas[C]//Proc of the 42nd Annual Conference on Information Sciences and Systems, 2008: 123-127.
- [12] HE Qian, BLUM R, HAIMOVICH A. Noncoherent MIMO radar for location and velocity estimation: more antennas means better performance[J]. IEEE Trans on Signal Processing, 2010, 58(7): 3661-3680.
- [13] HE Qian, BLUM R, HAIMOVICH A. Non-coherent MIMO radar for target estimation: more antennas means better performance[C]//Proc of the 43rd Annual Conference on Information Sciences and Systems, 2009: 108-113.
- [14] ZHOU Xiao-qun. Anti-stealth radar techniques and electronic countermeasures[J]. Ship Electronic Engineering, 2004, 24(6): 124-131.