

双基地机载预警雷达杂波建模与分析

吴 洪^{1,2}, 王永良²

(1. 国防科学技术大学电子工程学院, 湖南长沙 410073; 2. 空军雷达学院重点实验室, 湖北武汉 430019)

摘 要: 建立了双基地机载预警雷达杂波模型, 并通过对双基地机载预警雷达杂波空时谱结构的分析, 得出了双基地机载预警雷达任意几何配置条件下, 杂波谱结构随双基地机载预警雷达探测距离和变化趋势的一般性规律. 仿真结果验证了所得规律的正确性. 对双基地机载预警雷达杂波谱结构的认识有助于开展对双基地机载预警雷达杂波抑制与空时自适应处理技术的研究.

关键词: 双基地机载预警雷达; 杂波谱; 空时自适应处理; 几何配置

中图分类号: TN959 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2006) 12-2209-05

Modeling and Analysis of the Ground Clutter Spectrum on Bistatic Airborne Early Warning Radar

WU Hong^{1,2}, WANG Yong-liang²

(1. College of Electronics Science and Technology, National University of Defense Technology, Changsha, Hunan 410073, China;

2. Key Research Lab, Wuhan Radar Institute, Wuhan, Hubei 430019, China)

Abstract: Based on a proposed two dimensional space-time clutter model and detailed analyses of the ground clutter spectrum structure, gives some important principles for design of bistatic airborne early warning(AEW) radar in condition of arbitrary geometric configuration. Furthermore, the inherent causes are interpreted and the detailed simulations are also provided to verify the proposed principles. These studies are significant to realize the clutter suppression and STAP processing for real bistatic AEW.

Key words: bistatic airborne early warning radar; ground clutter spectrum; space-time adaptive processing(STAP); geometric configuration

1 引言

与单基地机载预警雷达相比, 双基地机载预警雷达采用收发系统分置, 具有优良的四抗性能, 受到了广泛的重视. 但由于双基地机载预警雷达收发系统载机的运动和下视工作, 雷达接收机面临的地杂波明显增强, 具有一定的多普勒频移, 且受双基地机载预警雷达载机的几何配置影响, 杂波特性非常复杂. 一般说来, 单基地机载预警雷达只是双基地机载预警雷达几何配置的一种特殊形式, 因此双基地机载雷达表现出比单基地机载雷达更复杂的杂波特性, 使得杂波抑制的难度加大. 深入了解任意几何配置下双基地机载预警雷达杂波谱结构的一般规律, 可为开展相应的双基地机载预警雷达杂波抑制和空时自适应处理技术打下了基础.

本文在双基地机载预警雷达杂波空间谱数学模型的基础上, 通过对大量的仿真试验和分析, 得到了双基地机载预警雷达杂波谱结构的一般性规律, 并对产生这种规律的物理机理进行了合理的解释, 为进一步开展的双基地机载预警雷达杂

波抑制和空时自适应处理技术打下了基础.

2 双基地机载预警雷达几何配置

双基地的几何配置结构难以计数^[1-7], 图 1 给出了任意几何配置下的双基地机载预警雷达的各种几何关系. 其中 V_T 、 V_R 分别是发射、接收平台的载机速度, Ψ_{FT} 、 Ψ_{FR} 分别是地面杂波散射点相对于发射、接收平台飞行方向的锥角, Ψ_T 、 Ψ_R 分别是发射、接收平台波束指向的空间角, θ_{FT} 、 θ_{FR} 分别为发射、接收雷达天线波束指向相对于基线方向的方位角, θ_{AT} 、 θ_{AR} 分别为发射、接收雷达天线相对于载机飞行方向的夹角, δ_T 、 δ_R 分别是发射、接收平台载机飞行方向相对于基线方向的方位角, φ_T 、 φ_R 分别是杂波散射体相对于发射、接收平台天线轴向的俯仰角, h_T 、 h_R 分别为发射、接收平台载机的飞行高度, L 为双基地基线长度, R_s 为双基地探测距离和. 为了简化问题, 假设发射、接收平台载机在与地面平行的平面运动, 且发射、接收天线均为正侧面放置. 在实际情况中, 这些条件是容易满足的.

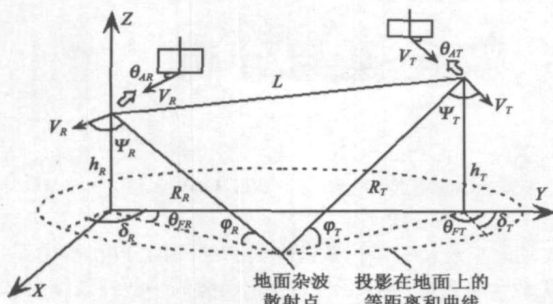


图 1 双基地机载预警雷达几何配置关系图

接收回波的多普勒频率可表示为:

$$f_d = \frac{V_R}{\lambda} \cos(\Psi_{FR}) + \frac{V_T}{\lambda} \cos(\Psi_{FT}),$$

$$\text{其中} \begin{cases} \cos(\Psi_{FR}) = \cos(\theta_{FR} - \delta_R) \cos(\varphi_R) \\ \cos(\Psi_{FT}) = \cos(\theta_{FT} - \delta_T) \cos(\varphi_T) \end{cases} \quad (1)$$

接收锥角和发射锥角的余弦可表示为:

$$\cos(\Psi_R) = \cos(\theta_{FR} - \delta_R - \theta_{AR}) \cos(\varphi_R) \quad (2)$$

$$\cos(\Psi_T) = \cos(\theta_{FT} - \delta_T - \theta_{AT}) \cos(\varphi_T) \quad (3)$$

图中各个量之间的关系如下:

$$R_S = R_T + R_R \quad (4)$$

$$R_T = \sqrt{L^2 + 2h_R h_T - 2h_R^2 + R_R^2} - 2 \sqrt{L^2 - (h_R - h_T)^2} \sqrt{R_R^2 - h_R^2} \cos(\theta_{FR}) \quad (5)$$

$$\cos(\varphi_R) = \sqrt{R_R^2 + h_R^2 / R_R} \quad (6)$$

$$\cos(\varphi_T) = \frac{\sqrt{L^2 - (h_R - h_T)^2 + R_R^2 - h_R^2} - 2 \sqrt{L^2 - (h_R - h_T)^2} \sqrt{R_R^2 - h_R^2} \cos(\theta_{FR})}{\sqrt{L^2 + 2h_R h_T - 2h_R^2 + R_R^2} - 2 \sqrt{L^2 - (h_R - h_T)^2} \sqrt{R_R^2 - h_R^2} \cos(\theta_{FR})} \quad (7)$$

$$\cos(\theta_{FT}) = - \frac{\sqrt{L^2 - (h_R - h_T)^2} - \sqrt{R_R^2 - h_R^2} \cos(\theta_{FR})}{\sqrt{L^2 - (h_R - h_T)^2 + R_R^2 - h_R^2} - 2 \sqrt{L^2 - (h_R - h_T)^2} \sqrt{R_R^2 - h_R^2} \cos(\theta_{FR})} \quad (8)$$

$$\sin(\theta_{FT}) = \frac{\sqrt{R_R^2 - h_R^2} \sin(\theta_{FR})}{\sqrt{L^2 - (h_R - h_T)^2 + R_R^2 - h_R^2} - 2 \sqrt{L^2 - (h_R - h_T)^2} \sqrt{R_R^2 - h_R^2} \cos(\theta_{FR})} \quad (9)$$

λ 为工作波长, 把式(5)代入(4), 则可解出 R_R, R_T 可表示为 R_S 和 R_{FR} 的函数, 再把 R_R 代入到式(6)、(7)、(8)、(9) 中, 式中的各个量均可由 R_R 和 θ_{FR} 表示, 最后把这些量代入到式(1)、(2)、(3), f_d 可表示为以 θ_{FR} 为变量的, 依赖于接收机空间锥角和双基地探测距离和两个变量的函数. 通过对代入各关系式后的式(1) 进行仿真, 可以作出任意几何配置、载机任意飞行方向、天线任意安置条件下, 接收平台锥角-地杂波多普勒的二维图.

3 双基地机载预警雷达杂波建模

3.1 双基地机载预警雷达二维地杂波数学模型

设 $c_l(n, k)$ 表示第 n 路(列子阵)的第 k 个脉冲对第 l 个距离环的杂波数据(忽略了噪声项), 考虑等效阵元方向性及距离调制, 则有:

$$c_l(n, k) = \int_0^\pi \frac{g_n(\varphi_R)}{R_S} F(\theta_T, \varphi_T) e^{j(n-1)\omega_s(\theta_R, \varphi_R) + j(k-1)\omega_t(\theta_R, \varphi_R)} d\theta_R \quad (10)$$

其中, $n = 1, 2, \dots, N; k = 1, 2, \dots, K; l = 1, 2, \dots, L$

$$\omega_s(\theta_R, \varphi_R) = \frac{2\pi d}{\lambda} \cos(\Psi_R) \quad (11)$$

$$\omega_t(\theta_R, \varphi_R) = \frac{2\pi f_d}{f_r} \quad (12)$$

式中 $\omega_s(\theta_R, \varphi_R)$, $\omega_t(\theta_R, \varphi_R)$ 分别为空域角频率和时域角频率, φ_R 为第 l 个距离环杂波单元对应的接收机俯仰角, θ_T, φ_T 分别为第 l 个距离环杂波单元对应的发射机方位角和俯仰角, θ_R, φ_R 分别为第 l 个距离环杂波单元对应的接收机方位角和俯仰角, f_d 表示杂波单元多普勒频率, f_r 为脉冲重复频率(PRF), Ψ_R 为第 l 个距离环杂波单元相对于接收机的锥角, d 为列子阵间距, R_S 为第 l 个距离环对应的双基地探测距离

和, L 为距离模糊总数, $g_n(\varphi_R)$ 是第 n 个列子阵接收方向图, $F(\theta_T, \varphi_T)$ 为发射方向图, $g_n(\varphi_R)$ 和 $F(\theta_T, \varphi_T)$ 分别为

$$g_n(\varphi_R) = \sum_{m=1}^M I_m \exp\left\{j \frac{2\pi d}{\lambda} (m-1) \sin \varphi_R - \sin \varphi_{R0}\right\}, \quad n = 1, 2, \dots, N \quad (13)$$

$$F(\theta_T, \varphi_T) = \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M I_n I_m \cdot e^{j \frac{2\pi d}{\lambda} [(n-1) \cos \Psi_T - \cos \Psi_{T0} + (m-1) (\sin \varphi_T - \sin \varphi_{T0})]} \quad (14)$$

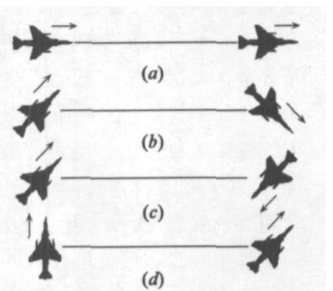
对于无模糊的系统, 可得第 l 个距离环的杂波协方差函数为

$$r(n_1, n_2, k_1, k_2) = \int_0^\pi \frac{g_{n_1}(\varphi_R) g_{n_2}^*(\varphi_R)}{R_S^2} F(\theta_T, \varphi_T) \cdot e^{j \Delta n \omega_s(\theta_R, \varphi_R) + j \Delta k \omega_t(\theta_R, \varphi_R)} d\theta_R \quad (15)$$

式中 $\Delta n = n_2 - n_1, \Delta k = k_2 - k_1$.

从式(10)~(15)可以看出

双基地与单基地杂波数据有显著的不同, 当接收和发射重合时, 双基地的杂波数据就变成了单基地的杂波数据, 也就是说单基地是双基地的一种特殊情况. 在式(10)~(15)中, 为了简化书写, 没有进行



变量替换, 实际上, $\varphi_R, \theta_T, \varphi_T$ 和 f_d 均可由式(1)~(9)表示为 θ_R 和 R_S 的函数, 把这些关系式代入式(1)、(15). 按接收方位角积分便可得到第 k 个脉冲对第 l 个距离环的杂波数据及协方差矩阵.

3.2 双基地机载预警雷达地杂波二维空时谱仿真结果

通过以上方程, 就建立了任意几何配置、载机任意飞行方

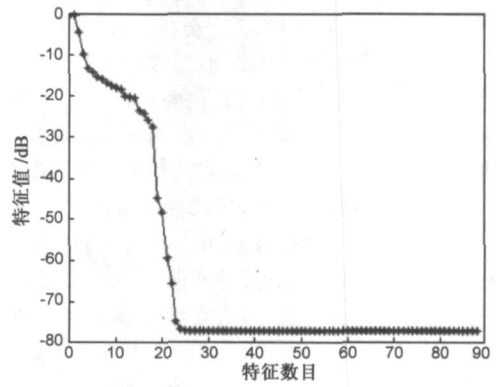
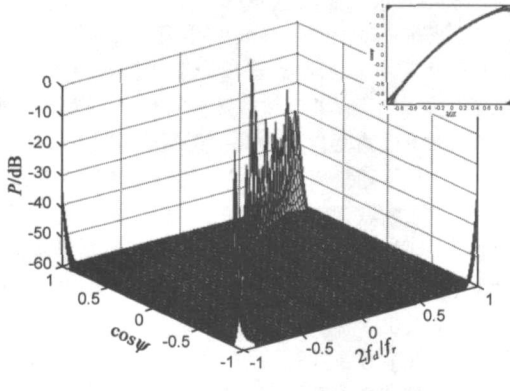


图 3 典型情况一的杂波功率谱的二维分布和杂波特征谱

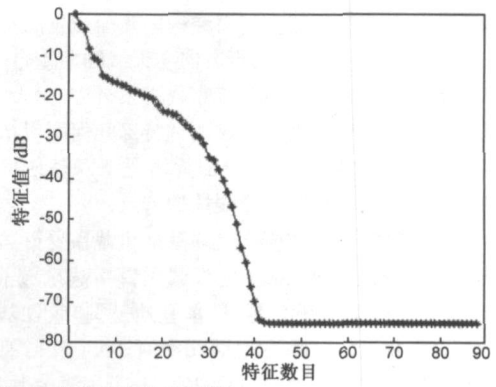
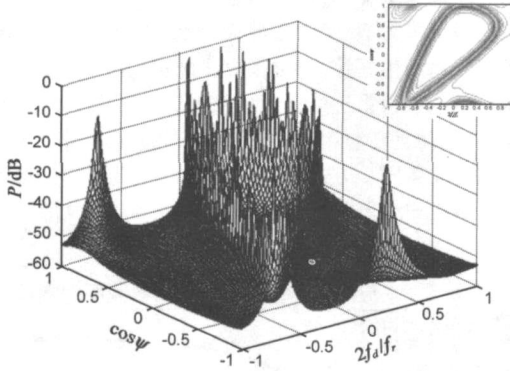


图 4 典型情况二的杂波功率谱的二维分布和杂波特征谱

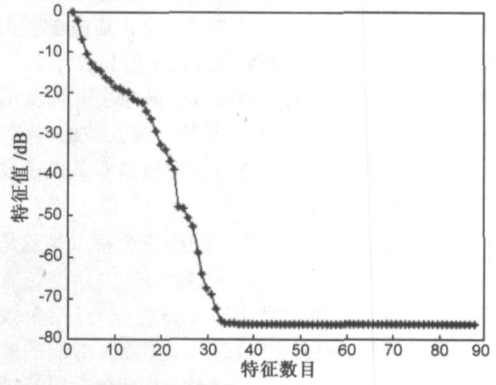
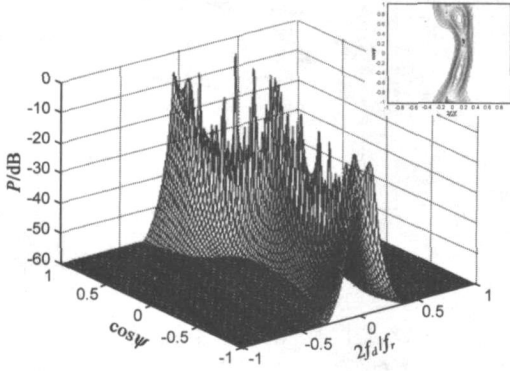


图 5 典型情况三的杂波功率谱的二维分布和杂波特征谱

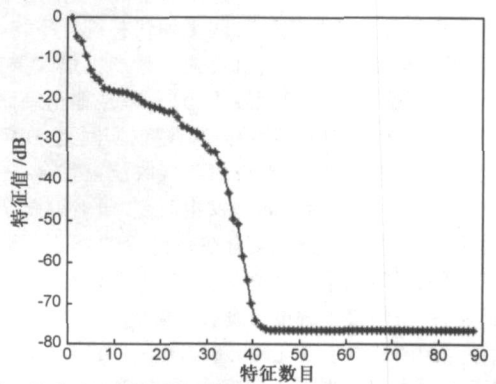
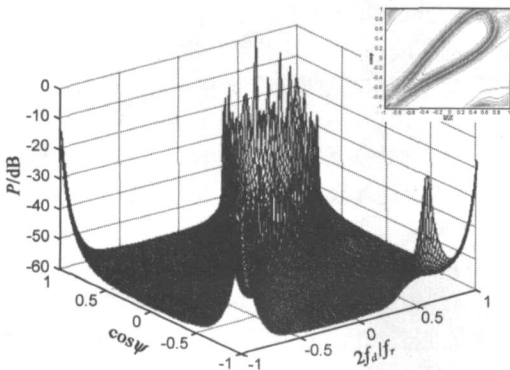


图 6 典型情况四的杂波功率谱的二维分布和杂波特征谱

向、天线任意安置条件下,双基地机载预警雷达地杂波的二维空时谱.显然,配置情况难以计数,为了分析的方便,本文选择了图2的四种典型配置进行了仿真,不考虑天线背板效应及距离模糊,且接收、发射天线阵均为正侧面放置.仿真数据的具体参数为:双基地机载预警雷达阵元数 $N=8$,脉冲数 $K=11$,脉冲重复频率 $f_r=2434.8\text{Hz}$,发射载机和接收载机高度均为 8km ,发射载机、接收载机飞行速度均为 140m/s ,工作波长 $\lambda=0.23\text{m}$,杂噪比 $\text{CNR}=60\text{dB}$.图3~6分别为四种典型配置下的双基地二维空时杂波谱及杂波特征谱.四种典型配置时,飞行方向与基线夹角如图所示,所有角度均是 45° 的整数倍.

4 双基地机载预警雷达杂波空间谱分析

双基地机载预警雷达杂波空间谱结构因几何配置的不同而不同.除基线长度为零且载机飞行方向与天线轴向重合(即单基地正侧面模型)或基线不为零、接收载机飞行方向与天线轴向重合且发射载机飞行速度为零这两种特殊几何配置情况下杂波谱空间结构为线性,其余几何配置情况下双基地机载预警雷达的杂波谱结构均呈现出非线性的特点.

单基地机载预警雷达杂波模型是双基地机载预警雷达杂波模型在基线为零时的特例.双基地机载预警雷达杂波有1~2个主瓣杂波.其中,当基线为零(即单基地模型)或者基线不为零且发射波束和接收波束在地面相交时,由于发射波束和接收波束共同照射同一块地物,只形成了一个主瓣杂波.当基线不为零,发射波束和接收波束在空中相交,分别照射不同的地物,形成两个主瓣杂波区(一个主瓣杂波区是由发射主瓣与接收副瓣形成,另一个是由接收主瓣和发射副瓣形成).现有的双基地空时自适应方法侧重对接收主波束引起的主瓣杂波进行抑制,忽略了对发射主波束引起的主瓣杂波的抑制.双基地机载预警雷达杂波的多主瓣杂波的现象是双基地杂波谱空间结构的另一个重要特点.

双基地机载预警雷达杂波谱结构的第三个特点是双基地杂波谱结构随距离和变化而发生改变,特别是主杂波位置随距离和的变化在空域和频域均发生改变.这一特点给杂波抑制处理带来了很大困难.对STAP处理来说,杂波抑制的难度并不在于杂波谱结构是线性还是非线性,主要在于对杂波噪声协方差矩阵的估计.对杂波噪声协方差矩阵的估计通常是利用相邻距离和单元杂波数据的时间平均代替统计平均,显然,如果杂波谱结构随距离和变化,会使估计产生很大误差.双基地机载预警雷达所有几何配置中,只有单基地正侧面配置下可近似认为杂波谱结构不随距离和改变.实际上,在单基地正侧面配置下,基线为零,发射波束与接收波束重合,主瓣杂波在空域和频域上都不随距离和发生改变.虽然副瓣杂波随距离和发生变化,但大部分也重合在一起,因此可近似认为是平稳的,即可利用时间平均代替统计平均.在远程时,单基地非正侧面雷达,虽然接收波束与发射波束重合在一起,有一个主波束,但当距离和发生变化时,杂波谱不仅在结构上发生改变,而且随着距离和的改变,主瓣杂波和副瓣杂波的位置在频域上产生移动,即在频域上散开,无法重合,有较强的非平

稳性,不能用时间平均代替统计平均.在远程时,主瓣杂波和副瓣杂波在频域上的频移很小可忽略,近似认为是平稳的.当基线不为零时,双基地机载预警雷达接收波束与发射波束分离,产生两个主瓣杂波.接收载机飞行方向与天线轴向重合且发射载机飞行速度为零的几何配置情况下,虽然杂波谱结构仍为线性且不随距离和发生变化,但主瓣杂波的位置随距离和的变化在频域和空域上都发生了改变.其余几何配置情况下的双基地机载预警雷达杂波,由于基线长度不为零,不仅杂波结构随距离发生改变,而且主瓣杂波和副瓣杂波在空域和频域上都发生了移动,有很强的非平稳性,图7给出了图2中第一种几何配置在发射波束同步接收波束的情况下,由接收主波束引起的主瓣杂波多普勒频率与距离和关系曲线,其余几何配置情况类似,不作赘述.从图7可以看到,与单基地非正侧面情况类似,接收主波束引起的主瓣杂波多普勒频率随距离变化产生平移.与由接收主波束引起的主瓣杂波不同,双基地机载预警雷达另一个由发射主波束引起的主瓣杂波不仅在频域,而且在空域产生了平移,使杂波的非均匀程度更强.不同的波束同步方式,使发射主波束引起的主瓣杂波在空域和频域上产生不同的平移,情况非常复杂,因此本文不作详细讨论.

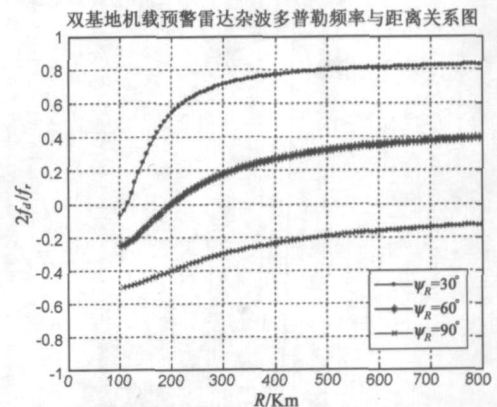


图7 接收主杂波距离-多普勒关系曲线

双基地机载预警雷达杂波谱结构第四个特点是当距离和远远大于基线长度时,等距离环近似为圆,此时的杂波结构趋于稳定,其杂波谱结构为椭圆,即双基地杂波谱的稳定结构为椭圆,类似单基地非正侧面时的杂波谱结构,且主瓣杂波和副瓣杂波的位置几乎不发生变化,可认为是平稳的.双基地机载预警雷达杂波的这种特点使得杂波自由度与单基地机载预警雷达类似,即双基地机载预警雷达杂波自由度为:

$$\rho = K + \gamma(N-1) \quad (16)$$

其中 K 是接收天线阵元数, N 是脉冲数, γ 是与双基结构、杂波距离有关的常数.

在双基地几何配置中,当载机飞行速度不一致或载机与基线存在夹角都会使几何配置随时间发生改变,即一段时间过后基线距离或载机飞行方向与基线的夹角发生改变.在这种情况下,若载机飞行速度很快甚至会使模糊距离间的双基地几何配置发生明显改变,即模糊距离间的杂波谱结构发生明显改变.与单基地机载预警雷达杂波相比,这种情况下的杂波具有更强的非平稳性.一般情况下,载机飞行速度不高,双

基地机载预警雷达的距离模糊和多普勒模糊对杂波谱产生的影响与单基地机载预警雷达类似, 不作赘述.

5 结论

本文建立了双基地机载预警雷达杂波模型, 并通过对杂波空间谱的分析得出了双基地机载预警雷达杂波模型的一些重要特点. 研究表明单基地机载预警雷达杂波模型只是双基地杂波模型的特例. 近程时, 基线不为零时的双基地机载预警雷达接收波束与发射波束分离, 导致杂波谱产生多个主瓣杂波, 主瓣杂波在空域、频域上的位置均随距离和发生改变. 不仅具有很强的非平稳性, 而且距离单元间的杂波谱很难通过多普勒补偿完全对齐, 给 STAP 处理带来了困难. 远程时, 双基地机载预警雷达杂波谱结构随距离和的增大逐渐趋于稳定, 最终稳定结构呈椭圆形. 远程时的杂波可近似认为是平稳的, 有利于 STAP 处理. 总之, 与单基地机载预警雷达杂波相比, 双基地机载预警雷达杂波在近程具有更强的非平稳性, 更难处理. 研究还表明双基地机载预警雷达的杂波自由度与单基地机载预警雷达的杂波自由度相近. 双基地机载预警雷达同样存在距离模和多普勒模糊问题, 对杂波自由度及杂波抑制的影响也与单基地机载预警雷达相似.

参考文献:

- [1] Klemm R. Comparison between monostatic and bistatic antenna configuration for STAP[J]. IEEE Trans AES, 2000, 36(2): 596 - 608.
- [2] 王永良, 魏进武, 陈建文. 双基地机载预警雷达空时二维杂波建模及杂波谱性能分析[J]. 电子学报, 2001, 29 (12): 1940- 1943.
Wang Yong liang, Wei Jir wu, Chen Jiar wen. Modelling and characteristics analysis of two dimensional space time clutter for bistatic airborne early warning radar[J]. Acta Electronica Sinica, 2001, 29(12): 1940~ 1943. (in Chinese)
- [3] 王永良, 彭应宁. 空时自适应信号处理[M]. 北京: 清华大学出版社, 2000.

Wang Yong liang, Peng Ying ning. Space Time Adaptive Processing[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2000. (in Chinese)

- [4] Himed B. Effects of bistatic clutter dispersion on STAP systems [J]. IEE Proceedings on Radar, Sonar and Navigation, 2003, 150(1): 28- 32.
- [5] Zhang Y, Himed B. Efeces of geometry on clutter characteristics of bistatic radars[A]. 2003 IEEE Radar Conference[C]. USA: IEEE, 2003. 417- 424.
- [6] Himed B, Zhang Y, Hajjari A. STAP with angle doppler compensation for bistatic airborne radars[A]. Proceedings of IEEE 2002 National Radar conf[C]. USA: IEEE, 2002. 311- 317.
- [7] Herbert G M, Richardson G. On the benefits of space time adaptive processing(STAP) in bistatic airborne radar[A]. Proceedings of IEEE 2002 National Radar conf[C]. USA: IEEE, 2002. 365- 369.

作者简介:



吴 洪 男, 1978 年 5 月生于四川绵阳. 2000 及 2003 年在空军雷达学院分别获得学士学位和硕士学位, 现为国防科技大学电子科学与工程学院在读博士研究生. 主要从事雷达技术、自适应信号处理等方向的研究.
E mail: flood521@ yahoo. com. cn



王永良 男, 1965 年生, 教授, 博士后, 博士生导师, 现为武汉空军雷达学院雷达兵器运用工程全军重点实验室主任, 中国电子学会无线电分会委员, 已发表论文 130 多篇, 收入三大检索 60 多篇, 出版《空时自适应信号处理》、《空间谱估计理论与算法》专著两部, 曾获教育部“全国青年教师奖”和人事部“中国优秀博士后奖”, 入选新世纪百千万人才工程国家级人选, 主要研究方向为雷达技术、阵列信号处理、自适应信号处理等. E mail: Wylqqf@ pulic. wh. hb. cn