

DOI:10.11918/j.issn.0367-6234.201809038

固定坐标系机载双基地雷达杂波建模与特性分析

王慧娟, 汤子跃, 朱振波, 张袁鹏

(空军预警学院, 武汉 430019)

摘要: 机载双基地雷达体制下杂波的空时分布特性严重依赖双基雷达构型. 针对机载双基地雷达体制, 为解决载机间存在相对运动导致雷达配置场景处于时变状态的问题, 论文首先构建了地面固定坐标系; 然后利用坐标变换法, 推导得到了双基距离和单元的解析表达式和杂波回波表达式, 建立了一个时不变固定坐标系中的杂波数学模型; 最后着重针对机载双基地雷达体制下杂波的空时分布特性和双基雷达构型对杂波分布的影响进行了理论分析和仿真研究, 验证了该杂波模型的正确性. 仿真结果表明: 载机在航向一致、航向平行、航向垂直和航向相交四种不同飞行配置下, 杂波分布差异较大; 双基距离和越小, 杂波的角度多普勒迹越分散, 多普勒频率随距离变化越快, 距离相关性越强; 而随双基距离和增大, 杂波的角度多普勒迹逐渐接近, 杂波特性的距离依赖性相对减弱. 固定坐标系机载双基地雷达杂波模型具有不依赖收发平台的特点, 有效避免了平台运动引起的重复建模, 扩展了杂波模型适用范围, 为机载双基地雷达杂波抑制的研究奠定了基础.

关键词: 机载雷达; 双基地雷达; 固定坐标系; 杂波建模; 杂波特性

中图分类号: TN957 **文献标志码:** A **文章编号:** 0367-6234(2019)05-0110-08

Modeling and characteristic analysis of clutter for airborne bistatic radar in fixed coordinate system

WANG Huijuan, TANG Ziyue, ZHU Zhenbo, ZHANG Yuanpeng

(Air Force Early Warning Academy, Wuhan 430019, China)

Abstract: The space-time distribution characteristics of clutter under the airborne bistatic radar system are heavily dependent on the configuration of bistatic radar. For the airborne bistatic radar system, to solve the problem that the radar configuration scene is in time-varying state due to the relative motion between the carriers, the fixed ground coordinate system was constructed. By using the coordinate transformation method, the analytical expression of bistatic range sum unit and the clutter echo expression were derived, and the mathematical model of clutter in a time-invariant coordinate system was established. Then the space-time distribution characteristics of clutter under airborne bistatic radar system and the influence of bistatic radar configuration on clutter distribution were theoretically analyzed and simulated, which verified the validity of the clutter model. The simulation results show that clutter distribution is greatly different under four flight configurations, i. e., consistent heading, parallel heading, vertical heading, and intersecting heading. The smaller the bistatic range sum is, the more the angle-Doppler trace disperses, the faster the Doppler frequency changes with the range, and the stronger the range correlation is. However, with the increase of bistatic range sum, clutter angle-Doppler trace gradually approaches, and range dependence of clutter is relatively reduced. The radar clutter model with fixed coordinate system is independent of the transceiver platform, which avoids the repeated modeling caused by the platform movement and extends the range of clutter model, which lays a foundation for the study of clutter suppression for airborne bistatic radar.

Keywords: airborne radar; bistatic radar; fixed coordinate system; clutter modeling; clutter characteristic

随着空间攻防态势不断升级, 机载双基地雷达因其获取目标信息丰富, 观测距离远, 抗干扰能力强, 安全性高等优点而备受关注^[1]. 相比单基地雷达, 双基地雷达收发分置, 接收机不发射电磁波, 因

而接收机隐蔽性更好, 生存能力更强; 而相比地基雷达, 机载雷达发射平台升空, 雷达作用距离受地球曲率和地面遮挡的影响减弱, “高瞻远瞩”的优势明显^[3-4]. 然而, 收发分置将使得原本因为雷达平台运动而展宽的地面强杂波的多普勒频谱更加复杂^[5-6], 对双基地机载雷达杂波抑制及目标检测将造成严重影响, 因此, 研究机载双基地雷达杂波对雷达系统设计有着举足轻重的作用.

研究机载双基地雷达杂波, 首先需要建立几何

收稿日期: 2018-09-06
基金项目: 国家自然科学基金(51309232)
作者简介: 王慧娟(1991—), 女, 博士研究生;
汤子跃(1966—), 男, 教授, 博士生导师
通信作者: 朱振波, zzbradar@126.com

模型,得到双基距离和单元的数学表达式. Klem R^[7]、Zhang Y H^[8]和王永良^[9]等分别建立了几类特殊双基场景的几何模型. 王永良等^[9]建立的机载双基地雷达几何模型以接收机为原点,基线为 Y 轴,且收发平台位于同一水平面;吴洪,彭晓瑞,魏民等^[10-12]以接收机在水平面的投影点为原点,基线在水平面的投影为 Y 或 X 轴,收发平台飞行高度差没有限制;段锐等^[13]给出的机载双基地雷达几何模型是以接收机在水平面的投影点作为坐标系的原点,坐标轴可为水平面任一方向;王成浩等^[14]建立的地心直角坐标系,模型以接收机、发射机和地心三者所在平面为坐标系 XOY 平面. 在上述特殊场景中,其建立的几何坐标系均与收发平台所在位置相关,且场景限制较多,特殊场景的几何模型对于其他场景不适用;另外,上述模型的建立基于接收平台,以接收机平台作为坐标原点,而实际中平台位置时变则,模型也随时变化,杂波仿真过程较为复杂.

基于此,本文针对机载双基地雷达系统在时不变坐标系中建立一般场景的几何模型,利用欧拉坐标转换法推导双基距离和单元在地面固定坐标系中的解析表达式,建立精确的数学模型,通过数值仿真分析不同飞行配置情况下的机载双基地雷达杂波特性.

1 机载双基地雷达系统几何模型

机载双基地雷达系统包括一个发射机(以 T_x 表示),一个接收机(以 R_x 表示),假设雷达天线沿机身,以正侧视均匀线阵排布,具有 N 个阵元,在相干处理间隔内发射包含 K 个相干脉冲的脉冲串,其场景如图1所示,建立几何关系模型. 图1中接收机平台距离地面高度为 H_R ,发射机平台距离地面高度为 H_T ,发射机与接收机连线为基线,长度为 L ,基线与地面夹角为 α_E ,基线在地面投影与 X 轴夹角为 α_A . 接收机平台飞行速度为 v_R ,方向相对基线夹角为 δ_R ,发射机平台飞行速度为 v_T ,方向相对基线的夹角为 δ_T . 发射机发出脉冲,经过地面固定点 P 反射后到达接收机,被接收机接收. 收发波束指向与 X 轴之间的夹角分别为 φ_R 和 φ_T ,收发斜距与地面之间的夹角分别为 θ_R 和 θ_T ,杂波散射点 P 相对于雷达平台运动方向的空间锥角分别为 ψ_R 和 ψ_T . 点 P 到接收机和发射机的距离分别为 R_R 和 R_T ,收发双基距离和为 $R_{\text{sum}} = R_R + R_T$,空间中到发射机 T_x 和接收机 R_x 的距离之和相等的所有点的集合为一个双基等距离和椭球面,双基等距离和椭球面与地平面 XOY 的交线即为双基距离和单元.

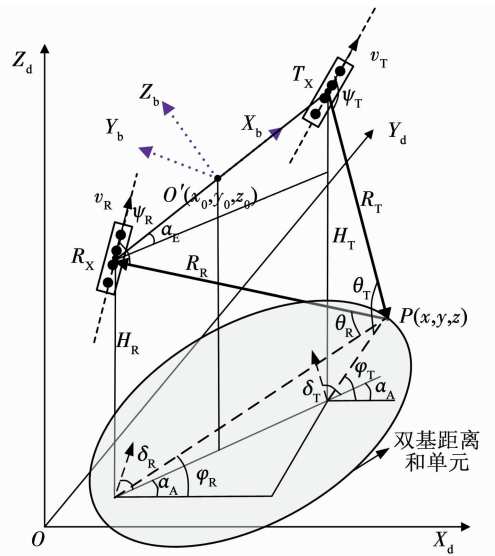


图1 机载双基地雷达几何关系

Fig. 1 Geometry diagram of airborne bistatic radar

从图1中可以看到,场景中建立了两个笛卡尔坐标系,分别为大地坐标系 $O - X_d Y_d Z_d$ 和当地坐标系 $O' - X_b Y_b Z_b$. 在大地坐标系 $O - X_d Y_d Z_d$ 中,原点 O 为接收机起始位置在地面的投影点, Z 轴垂直地面向上, X 轴和 Y 轴位于地平面,满足笛卡尔右手准则. 该坐标系中接收机和发射机位于任意位置,与实际情况相符,可以表示任意双基场景. 在当地坐标系 $O' - X_b Y_b Z_b$ 中,坐标原点 O' 位于接收机 R_x 和发射机 T_x 连线的中点位置, X 轴指向发射机, Y 轴垂直于 X 轴,且与地面平行, Z 轴满足笛卡尔右手准则.

2 机载双基地雷达杂波模型

为讨论问题方便,同时又不失一般性,对系统做如下假设:1)暂不考虑地球曲率影响,假设探测范围内地面为水平面;2)假设不考虑地球自转影响;3)暂不考虑大气折射效应,假设信号在发射机、地面固定点和接收机之间沿直线传播.

2.1 坐标系转换矩阵

当地坐标系原点 O' 在大地坐标系中的坐标为 (x_0, y_0, z_0) ,假设任一点 P 在当地坐标系中的坐标为 (x_b, y_b, z_b) ,在大地坐标系中坐标为 (x_d, y_d, z_d) ,从当地坐标系到大地坐标系的转换矩阵为 T_B^D . 在不失一般性的情况下,为便于计算,可将转换阵扩展为方阵,坐标矢量增加一维常量,即可表示为^[13]

$$\begin{bmatrix} x_d & y_d & z_d & 1 \end{bmatrix}^T = T_B^D \cdot \begin{bmatrix} x_b & y_b & z_b & 1 \end{bmatrix}^T. \quad (1)$$

由几何知识可知,转换矩阵 T_B^D 包含平移和旋转两部分,定义平移转换阵为 $T_p(x_0, y_0, z_0)$,将当地坐标系原点 O' 移动到大地坐标系原点 O 位置,得到新的坐标系 $O - X_1 Y_1 Z_1$,则有

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ y_1 \\ z_1 \\ 1 \end{bmatrix} = \mathbf{T}_p(x_0, y_0, z_0) \cdot \begin{bmatrix} x_b \\ y_b \\ z_b \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & x_0 \\ 0 & 1 & 0 & y_0 \\ 0 & 0 & 1 & z_0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_b \\ y_b \\ z_b \\ 1 \end{bmatrix}. \quad (2)$$

式中 $\mathbf{T}_p(x_0, y_0, z_0)$ 为平移转换阵。

通过分析可知,使当地坐标系与大地坐标系重合需要进行两次旋转运算:1)绕固定轴 OY_1 旋转角度 α_E ,得到坐标系 $O-X_2Y_2Z_2$;2)绕固定轴 OZ_2 旋转角度 α_A ,得到坐标系 $O-X_3Y_3Z_3$. 最终得到的坐标系 $O-X_3Y_3Z_3$ 即与大地坐标系 $O-XYZ$ 重合,坐标系转换示意图如图2所示。

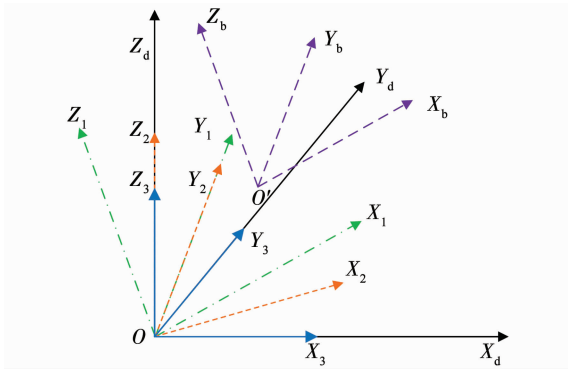


图2 坐标转换示意

Fig. 2 Coordinate transformation diagram

第一次旋转绕固定轴 OY_1 旋转角度 α_E 的数学表达式为

$$\begin{bmatrix} x_2 & y_2 & z_2 & 1 \end{bmatrix}^T = \mathbf{M}_2(\alpha_E) \cdot \begin{bmatrix} x_1 & y_1 & z_1 & 1 \end{bmatrix}^T$$

$$\mathbf{M}_2(\alpha_E) = \begin{bmatrix} \cos \alpha_E & 0 & -\sin \alpha_E & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ \sin \alpha_E & 0 & \cos \alpha_E & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (3)$$

式中 $\mathbf{M}_2(\alpha_E)$ 为转换矩阵,且有 $\mathbf{M}_2(\alpha_E) \cdot \mathbf{M}_2(-\alpha_E) = \mathbf{E}$ 。

第二次旋转绕固定轴 OZ_2 旋转角度 α_A 的数学表达式为

$$\begin{bmatrix} x_3 & y_3 & z_3 & 1 \end{bmatrix}^T = \mathbf{M}_3(\alpha_A) \cdot \begin{bmatrix} x_2 & y_2 & z_2 & 1 \end{bmatrix}^T$$

$$\mathbf{M}_3(\alpha_A) = \begin{bmatrix} \cos \alpha_A & \sin \alpha_A & 0 & 0 \\ -\sin \alpha_A & \cos \alpha_A & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (4)$$

式中 $\mathbf{M}_3(\alpha_A)$ 为其转换矩阵,且有 $\mathbf{M}_3(\alpha_A) \cdot \mathbf{M}_3(-\alpha_A) = \mathbf{E}$ 。

根据上述运算,最终的变换表达式为

$$\begin{bmatrix} x_d & y_d & z_d & 1 \end{bmatrix}^T = \mathbf{T}_B^D \cdot \begin{bmatrix} x_3 & y_3 & z_3 & 1 \end{bmatrix}^T. \quad (5)$$

从当地坐标系到大地坐标系的转换矩阵为

$$\mathbf{T}_B^D = \mathbf{M}_3(\alpha_A) \cdot \mathbf{M}_2(\alpha_E) \cdot \mathbf{T}_p(x_0, y_0, z_0). \quad (6)$$

同理,从大地坐标系到当地坐标系的转换矩阵为

$$\begin{aligned} \mathbf{T}_D^B &= (\mathbf{T}_B^D)^{-1} = \mathbf{T}_p^{-1}(x_0, y_0, z_0) \cdot \mathbf{M}_2^{-1}(\alpha_E) \cdot \mathbf{M}_3^{-1}(\alpha_A) \\ &= \mathbf{T}_p(-x_0, -y_0, -z_0) \cdot \mathbf{M}_2(-\alpha_E) \cdot \mathbf{M}_3(-\alpha_A). \end{aligned} \quad (7)$$

2.2 双基距离和单元的坐标表示

通过分析,空间中到发射机 T_X 和接收机 R_X 的距离之和相等的所有点的集合为一个双基等距离椭球面,接收机和发射机位置为椭球的两焦点,焦距为基线长度 L ,长半轴则为双基距离和的一半 $a = R_{\text{sum}}/2$,两个短半轴相等,根据椭圆定义,短半轴可表示为 $b = c = \sqrt{a^2 - (L/2)^2}$,假设椭球面上任一点 P 在当地坐标系中坐标为 (x_b, y_b, z_b) ,双基距离和在当地坐标系中的椭球面方程表示为

$$\frac{x_b^2}{a^2} + \frac{y_b^2}{b^2} + \frac{z_b^2}{c^2} = 1. \quad (8)$$

其球坐标表示的参数方程为

$$\begin{cases} x_b = a \cdot \cos \alpha \cdot \cos \beta, \\ y_b = b \cdot \cos \alpha \cdot \sin \beta, \\ z_b = c \cdot \sin \alpha. \end{cases} \quad (9)$$

式中 α 和 β 分别为引入的参数变量。

通过坐标转换后,其在大地坐标系中的坐标为 (x_d, y_d, z_d) ,则由式(6)有

$$\begin{bmatrix} x_d & y_d & z_d & 1 \end{bmatrix}^T = \mathbf{T}_B^D \cdot \begin{bmatrix} x_b & y_b & z_b & 1 \end{bmatrix}^T =$$

$$\begin{bmatrix} \cos \alpha_A \cos \alpha_E & \sin \alpha_A & -\cos \alpha_A \sin \alpha_E & 0 \\ -\sin \alpha_A \cos \alpha_E & \cos \alpha_A & \sin \alpha_A \sin \alpha_E & 0 \\ \sin \alpha_E & 0 & \cos \alpha_E & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_b + x_0 & y_b + y_0 & z_b + z_0 & 1 \end{bmatrix}^T. \quad (10)$$

由式(7)则有

$$\begin{bmatrix} x_b & y_b & z_b & 1 \end{bmatrix}^T = \mathbf{T}_D^B \cdot \begin{bmatrix} x_d & y_d & z_d & 1 \end{bmatrix}^T$$

$$\mathbf{T}_D^B = \begin{bmatrix} \cos \alpha_E \cos \alpha_A & -\cos \alpha_E \sin \alpha_A & \sin \alpha_E & -x_0 \\ \sin \alpha_A & \cos \alpha_A & 0 & -y_0 \\ -\sin \alpha_E \cos \alpha_A & \sin \alpha_E \sin \alpha_A & \cos \alpha_E & -z_0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (11)$$

联立式(9)椭球面参数方程,则可以得到椭球面在大地坐标系中的参数方程为

$$\begin{cases} x_d = \cos \alpha_A \cos \alpha_E (a \cos \alpha \cos \beta + x_0) + \\ \sin \alpha_A (b \cos \alpha \sin \beta + y_0) - \\ \cos \alpha_A \sin \alpha_E (c \sin \alpha + z_0), \\ y_d = -\sin \alpha_A \cos \alpha_E (a \cos \alpha \cos \beta + x_0) + \\ \cos \alpha_A (b \cos \alpha \sin \beta + y_0) + \\ \sin \alpha_A \sin \alpha_E (c \sin \alpha + z_0), \\ z_d = \sin \alpha_E (a \cos \alpha \cos \beta + x_0) + \\ \cos \alpha_E (c \sin \alpha + z_0). \end{cases} \quad (12)$$

通过式(11)坐标转换关系式,可以得到

$$\begin{cases} x_b = x_d \cos \alpha_E \cos \alpha_A - y_d \cos \alpha_E \sin \alpha_A + \\ z_d \sin \alpha_E - x_0, \\ y_b = x_d \sin \alpha_A + z_d \cos \alpha_A - y_0, \\ z_b = -x_d \sin \alpha_E \cos \alpha_A + y_d \sin \alpha_E \sin \alpha_A + \\ z_d \cos \alpha_E - z_0. \end{cases} \quad (13)$$

将式(13)代入式(8)椭球面方程,可以得到在大地坐标系中的椭球面方程表达式

$$\begin{aligned} f(x_d, y_d, z_d) &= 1 \\ &= \frac{(x_d \cos \alpha_E \cos \alpha_A - y_d \cos \alpha_E \sin \alpha_A + z_d \sin \alpha_E - x_0)^2}{a^2} + \\ &\frac{(x_d \sin \alpha_A + z_d \cos \alpha_A - y_0)^2}{b^2} + \\ &\frac{(-x_d \sin \alpha_E \cos \alpha_A + y_d \sin \alpha_E \sin \alpha_A + z_d \cos \alpha_E - z_0)^2}{c^2}. \end{aligned} \quad (14)$$

令 $z_d = 0$, 由式(14)可以得到水平面的椭圆双基距离和单元表达式为

$$\begin{aligned} f(x_d, y_d) &= 1 \\ &= \frac{(x_d \cos \alpha_E \cos \alpha_A - y_d \cos \alpha_E \sin \alpha_A - x_0)^2}{a^2} + \\ &\frac{(x_d \sin \alpha_A - y_0)^2}{b^2} + \\ &\frac{(-x_d \sin \alpha_E \cos \alpha_A + y_d \sin \alpha_E \sin \alpha_A - z_0)^2}{c^2}. \end{aligned} \quad (15)$$

至此,建立了可直接表示的双基距离和单元方程的解析表达式.

2.3 杂波模型

常用的反射率 Morchin 模型^[15]对不同杂波都有较好的描述,其表示为

$$\sigma^0(r) = \frac{A \sigma_c^0 \sin \theta_g}{\lambda} + u \cot^2 \beta_0 \exp \left[-\frac{\tan^2 (B - \theta_g)}{\tan^2 \beta_0} \right]. \quad (16)$$

式中 λ 为发射信号波长;式(16)中各参数在海杂波、沙

漠、农田、丘陵、高山场景时的取值如表1所示.

表1 Morchin 模型参数对照表

Tab.1 Comparison of Morchin model parameters						
参数	海杂波	沙漠	农田	丘陵	高山	
A	$4 \times 10^{-7+0.6 \times (s+1)}$	0.001 26	0.004	0.012 6	0.04	
β_0	$2.44 \times (s+1)^{1.08}/57.29$	0.14	0.2	0.4	0.5	
B	$\pi/2$	$\pi/2$	$\pi/2$	$\pi/2$	$\pi/2$	1.24
$\sigma_c^0(\theta_g > \theta_{g0})$	1	1	1	1	1	
$\sigma_c^0(\theta_g < \theta_{g0})$	$\sigma_c^0 = (\theta_g/\theta_{g0})^{1.9}$	$\sigma_c^0 = \theta_g/\theta_{g0}$	1	1	1	

表1中, s 为海杂波的海情等级,有5级,取值为1~5; $R_e = 6\,370\text{ km}$ 为地球曲率半径; θ_g 为擦地角,对于双基地雷达,有 $\sin \theta_g = \sqrt{\sin \theta_{gT} \sin \theta_{gR}}$,其中,发射机擦地角 $\sin \theta_{gT} = H_T/R_T - R_T/2R_e$,接收机擦地角满足 $\sin \theta_{gR} = H_R/R_R - R_R/2R_e$;海杂波时,有 $h_e = 0.025 + 0.046s^{1.72}$,地杂波时,有 $h_e = 9.3\beta_0^{2.2}$;对照参数 $\theta_{g0} = \arcsin(\lambda/4\pi h_e)$.

雷达的有效接收功率密度可表示为

$$\begin{aligned} P_{st}(\theta_T, \varphi_T, \theta_R, \varphi_R) &= \\ &\frac{D_u P_t G_T(\theta_T, \varphi_T) G_R(\theta_R, \varphi_R) \lambda^2 \sigma_c(R_T, R_R)}{(4\pi)^3 R_T^2 R_R^2 \Gamma}. \end{aligned} \quad (17)$$

式中: D_u 为占空比, P_t 为发射功率, Γ 为系统损耗因子, $\sigma_c(R_T, R_R)$ 为散射点 P 处地面反射率, $G_T(\theta_T, \varphi_T)$ 为发射天线增益, $G_R(\theta_R, \varphi_R)$ 为接收天线增益,可表示为

$$G_T(\theta_T, \varphi_T) = G_{T0} F^2(\theta_T, \varphi_T), \quad (18)$$

$$G_R(\theta_R, \varphi_R) = G_{R0} g^2(\theta_R, \varphi_R). \quad (19)$$

式中: G_{T0} 为发射天线最大功率增益, $F(\theta_T, \varphi_T)$ 为发射天线的方向性函数, G_{R0} 为接收天线的最大功率增益, $g(\theta_R, \varphi_R)$ 为接收天线的方向性函数.

假设 $C_l(n, k)$ 表示机载雷达第 n 列的第 k 个脉冲对第 l 个双基距离和单元杂波的采样数据(忽略噪声项),考虑等效阵元方向性及距离调制,不考虑距离模糊,则有第 l 个双基距离和单元的杂波表示为

$$\begin{aligned} C_l(n, k) &= \sum_{i=1}^{N_{\text{num}}} a_{il} \sqrt{P_{st}} \Phi_{s,i}(f_s) \Phi_{t,i}(f_d). \quad (20) \\ n &= 1, \dots, N, k = 1, \dots, K \end{aligned}$$

式中: N_{num} 为第 l 个双基距离和单元方位向的划分个数, N 为接收天线阵元数, K 为相干脉冲数, a_{il} 为杂波散射单元的随机幅度起伏值.常用的机载雷达地杂波统计分布模型为复高斯分布(或瑞利分布),其幅度分布的概率密度函数(probability density function, PDF)为 $a_{il}(f) = \frac{f}{\sigma_i^2} \exp(-\frac{f^2}{2\sigma_i^2})$,瑞利分布

杂波的 PDF 图如图 3 所示.

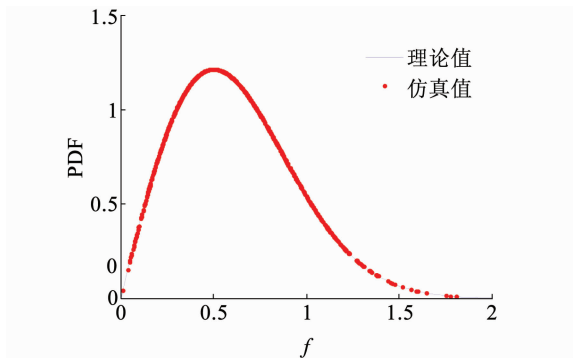


图 3 瑞利分布 PDF($\sigma_t=0.5$)

Fig. 3 PDF of Rayleigh distribution($\sigma_t=0.5$)

杂波回波表达式 (19) 中, $\Phi_{s,i}(f_s)$ 和 $\Phi_{t,i}(f_d)$ 分别为对应杂波单元上的空时相位因子, 表达式为

$$\Phi_{s,i}(f_s) = \exp[j2\pi(n-1)f_s], \tag{21}$$

$$\Phi_{t,i}(f_d) = \exp[j2\pi(k-1)f_d]. \tag{22}$$

地面固定散射点反射的回波的归一化多普勒频率和散射点杂波回波的归一化空间频率分别如下^[13]

$$f_d = \frac{1}{\lambda f_r}(v_T \cos \psi_T + v_R \cos \psi_R), \tag{23}$$

$$f_s = \frac{d}{\lambda} \cos \psi_R. \tag{24}$$

式中: f_r 为脉冲重复频率, $d = \lambda/2$ 为天线子阵间隔, $\cos \psi_T = \cos \theta_T \cos(\delta_T + \alpha_A - \varphi_T)$ 为发射锥角余弦, $\cos \psi_R = \cos \theta_R \cos(\delta_R + \alpha_A - \varphi_R)$ 为接收锥角余弦. 从式 (23) 中可看出, f_d 并不是关于 $\cos \psi_R$ 的线性函数, 可以预计机载双基地雷达杂波呈现距离依赖性.

3 机载双基地雷达杂波仿真与特性分析

3.1 参数设置

机载双基地雷达按正侧视阵配置, 发射波束指向为阵列法线方向, 其参数依据现有机载预警雷达的工作模式和工作参数范围等进行设置, 具体参数如表 2 所示. 按照收发平台的航向关系可以将场景分为 4 类进行讨论, 即航向一致、航向平行、航向垂直和航向交叉, 如图 4 所示, 不同双基几何关系配置情况如表 3 所示.

表 2 机载双基地雷达参数设置

Tab. 2 Parameters setting of airborne bistatic radar

雷达参数	参考取值
雷达工作波长/m	0.1
脉冲重复频率/kHz	4
带宽/MHz	1.2
接收天线阵元数	16
相干脉冲数	16
接收平台飞行速度/($\text{m}\cdot\text{s}^{-1}$)	100
发射平台飞行速度/($\text{m}\cdot\text{s}^{-1}$)	100
接收机坐标	(2,2,8) km
发射机坐标	(10,4,9) km

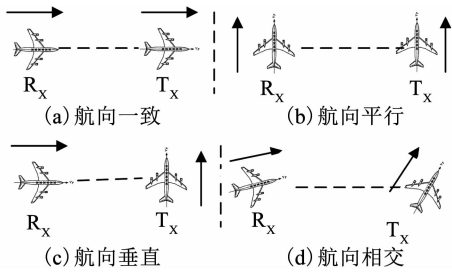


图 4 收发平台航向关系

Fig. 4 Direction diagram of transceiver platform

表 3 双基地雷达几何关系配置

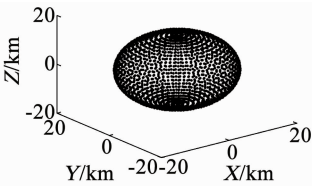
Tab. 3 Geometric relationship configuration of bistatic radar

平台航向关系	接收机航向/($^{\circ}$)	发射机航向/($^{\circ}$)
航向一致	0	0
航向平行	90	90
航向垂直	0	90
航向交叉	25	60

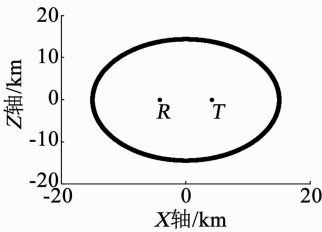
3.2 数值仿真分析

3.2.1 双基距离和单元仿真

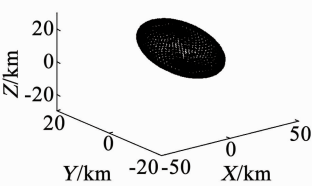
根据上述收发平台的初始参数进行数值仿真, 图 5 分别给出当地坐标系和大地坐标系中的双基距



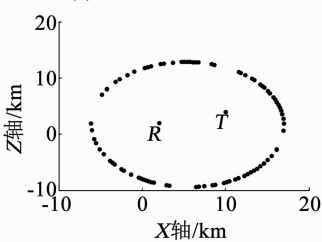
(a)当地从标系中距离单元



(b)当地坐标系中距离单元与XY平面交点



(c)大地坐标系中距离单元



(c)大地坐标系中距离单元与XY平面交点

图 5 不同坐标系中双基距离和单元 ($R_{sum} = 30 \text{ km}$)

Fig. 5 Representation of bistatic distance and unit in different coordinate systems($R_{sum} = 30 \text{ km}$)

离和单元,其距离和均为 30 km. 从图中可以看出,两个坐标系中的仿真场景与实际场景相符,即仿真结果验证了上述建立的双基几何模型的正确性和有效性,该模型能精确的用数学解析表达.

3.2.2 不同配置杂波特性仿真分析

根据双基地雷达收发平台的 4 种场景进行杂波特性仿真.

1)收发平台航向一致. 航向一致时,发射机远离基线中心运动,接收机靠近基线中心运动其等多普勒频率曲线 (IsoDop 迹,黑线)、等空间频率曲线 (IsoBeam 迹,白线) 和双基距离和单元曲线 (灰线) 如图 6 (a) 所示. 图 6 (b) 给出双基距离和分别为 25 km、30 km、35 km、60 km、70 km 和 80 km 时的杂波回波的角度多普勒迹,黑色点迹表示与发射波束扫描方向对应的各距离单元的杂波谱中心. 双基距离和 30 km 处的空时二维杂波谱如图 6 (c) 所示. 从图 (a) 中可看出,此时的 IsoBeam 迹为以基线为对称轴的双曲线族,且与 IsoDop 迹之间存在交点,这说明杂波空时特性与距离相关;从图中还可以看出位于收发平台基线延长线两端的多普勒频率变化较快,而平台之间的多普勒频率变化较缓慢. 从图6 (b)

和图 (c) 中可看出,杂波谱分布和多普勒曲线基本是一致的;杂波的空时分布随着双基距离和变化而变化,导致杂波空时分布不再满足独立同分布条件,有距离依赖性. 从图 6 (b) 可发现,双基距离和越小,杂波的角度多普勒迹间隔越大,其多普勒频率随距离变化越大,距离相关性越强;随双基距离和增大,杂波的角度多普勒迹逐渐接近,且杂波谱中心逐渐重合,即随观测距离和增大,杂波特性的距离依赖性减弱. 现将不同双基距离和杂波谱中心轨迹距离的数值列表如表 4,定量分析各场景中心距离,进一步说明随双基距离和增大,杂波的距离依赖性减弱.

表 4 不同双基距离和杂波谱中心距离

Tab. 4 Different bistatic distances and clutter center distances			
	不同双基距离和/km	距离和差值/km	杂波谱中心距离
1	25 ~ 30	5	0.100 4
2	30 ~ 35	5	0.075 2
3	60 ~ 70	10	0.043 4
4	70 ~ 80	10	0.033 6

2)收发平台航向平行. 航向平行时,收发平台均沿基线法线方向飞行,基线距离不变,其 IsoDop 迹、IsoBeam 迹和双基距离和单元以及角度多普勒迹和空时二维杂波谱如图 7 所示. 从图 7 (a) 中可以看出,IsoDop 迹以双基基线的垂直平分线为对称轴,成变形双曲线分布,由于基线方向上杂波点相对

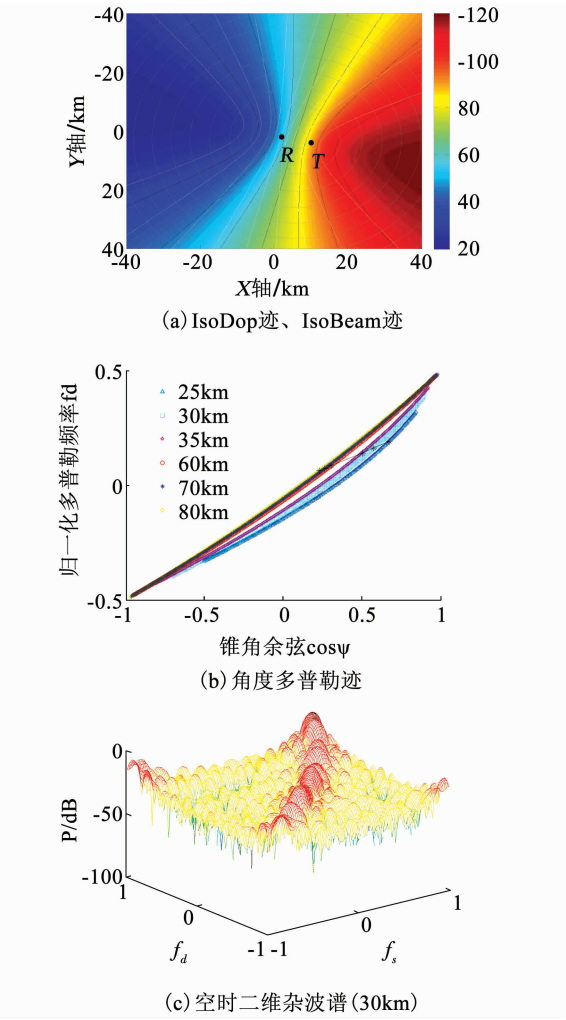


图 6 航向一致时仿真

Fig. 6 Simulation diagram when the heading is consistent

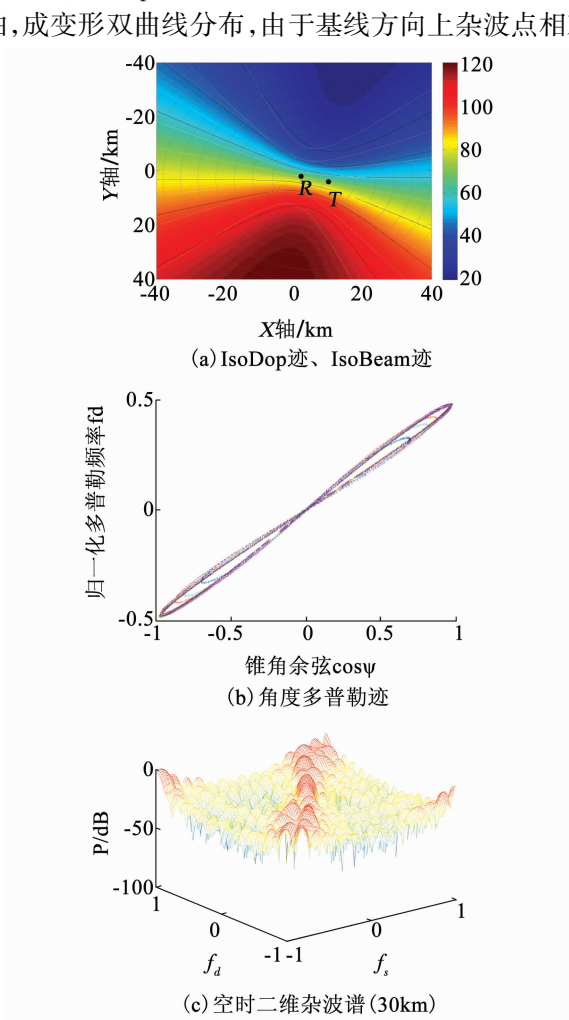


图 7 航向平行时仿真

Fig. 7 Simulation diagram when the heading is parallel

收发平台的径向速度为零,故其上各双基距离和单元杂波回波的多普勒频率为零;IsoBeam 迹则为双曲线分布,其对称轴为接收机速度矢量. 如图 7(b)和(c)中所示,由于 IsoDop 迹是关于基线的垂直平分线对称,关于接收机的航线非对称,使得前向和后向接收的杂波分布不一致,角度多普勒迹为封闭曲线,除在零多普勒频率外,杂波分布在距离维上扩散,双基距离和越小,分散越明显,随双基距离和增大,距离相关性减弱.

3)收发平台航向垂直. 航向垂直时,接收平台沿基线飞行靠近发射机平台,发射机沿基线法线方向飞行,其 IsoDop 迹、IsoBeam 迹和双基距离和单元以及角度多普勒迹和空时二维杂波谱如图 8 所示. 从图 8(a)中可以看出, IsoBeam 迹为双曲线分布,其对称轴为基线; IsoDop 迹非对称,且在发射机一侧与 IsoBeam 迹交点较多,则杂波特性与距离相关性较强. 如图 8(b)和(c)中所示,杂波多普勒迹的前后瓣不对称,且曲线封闭,双基距离和越小,多普勒分散越明显,双基距离和越大,杂波谱中心越靠近,杂波特性的距离相关性减弱.

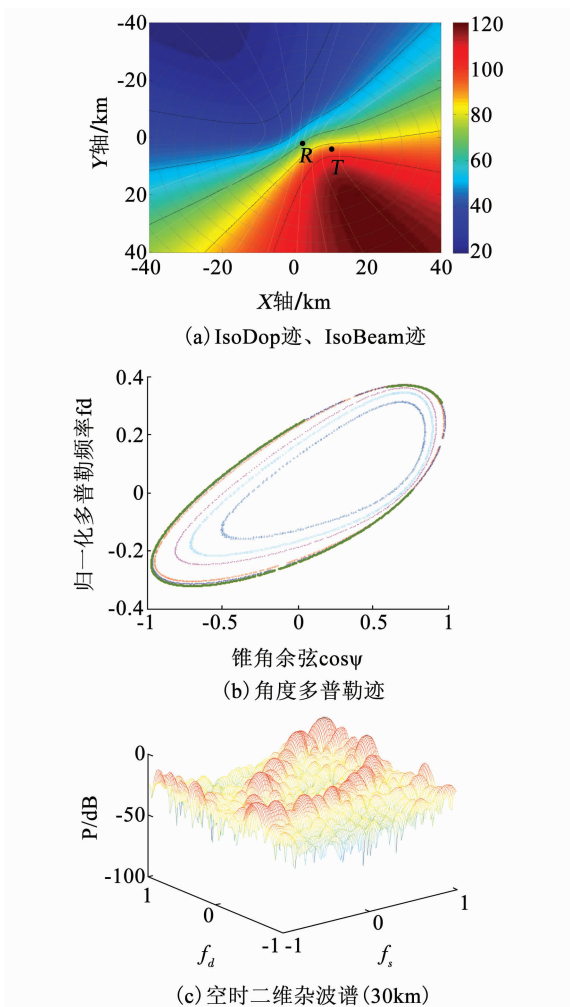


图 8 航向垂直时仿真

Fig. 8 Simulation diagram when heading is vertical

4)收发平台航向相交. 航向相交时,接收平台与发射机平台航线相交,其 IsoDop 迹、IsoBeam 迹和双基距离和单元以及角度多普勒迹和空时二维杂波谱如图 9 所示. 从图 9(a)中可以看出, IsoDop 迹非对称,且在发射机一侧与 IsoBeam 迹交点较多,交点越多,则杂波特性与距离相关性越严重. 如图 9(b)和(c)中所示,杂波多普勒迹曲线封闭,相互之间较为分散,随着双基距离和增大,杂波多普勒迹的分别越来越接近,杂波谱中心越靠近,杂波特性的距离相关性减弱.

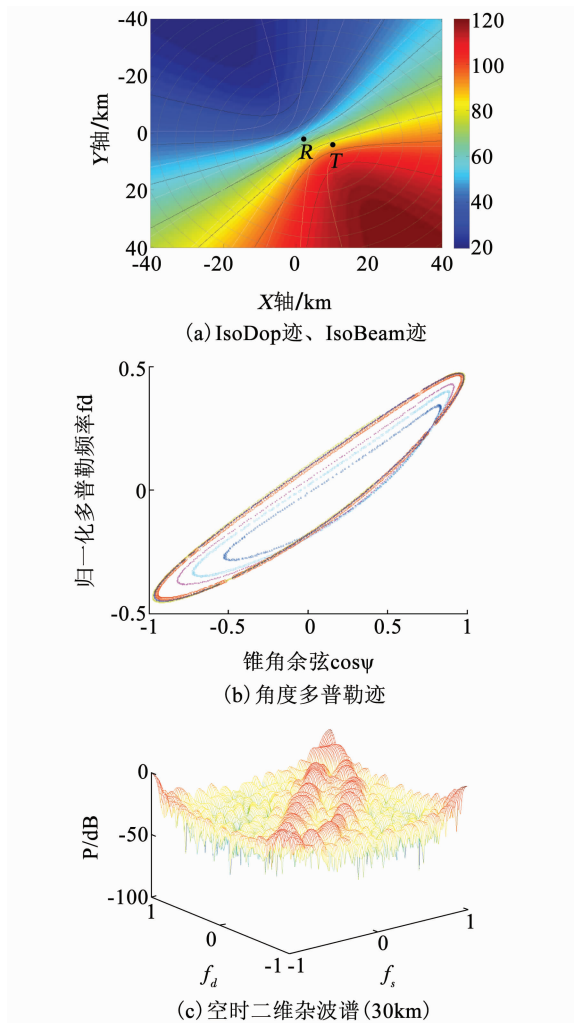


图 9 航向相交时仿真

Fig. 9 Simulation diagram when heading intersects

4 结 论

本文以机载双基地雷达系统的一般场景为研究对象,构建了场景的几何模型,利用欧拉坐标转换法推导了双基距离和单元的解析表达式,建立了实时的精确的数学模型,通过设置一般场景,进行数值仿真,得到双基距离和单元在大地固定坐标系水平面内成椭圆,验证了模型的正确性;通过分析了不同飞行配置情况下的机载双基雷达杂波特性,研究了杂

波特性分布的距离依赖性,研究表明:四种飞行配置下,双基距离和越小,杂波的角度多普勒越分散,其多普勒频率随距离变化越快,距离相关性越强;而随双基距离和增大,杂波角度多普勒迹逐渐接近,杂波特性的距离依赖性相对减弱. 本文建立的模型适用范围得到扩展,不仅限于特殊场景的应用,且相较时变坐标系,简化了运算过程,为机载双基地雷达杂波抑制的研究奠定了基础.

参考文献

[1] GELLI S, BACCI A, MARTORELLA M, et al. Clutter suppression and high resolution imaging of non-cooperative ground targets for bistatic airborne radar [J]. IEEE Transactions on Aerospace & Electronic Systems, 2018, 54 (2): 932. DOI:10.1109/TAES.2017.2768918

[2] 杨予昊, 祝欢, 李思明. 高速机载雷达杂波特性分析与抑制方法研究[J]. 现代雷达, 2018, 40(3): 23. DOI:10.16592/j.cnki.1004-7859.2018.03.006

YANG Yuhao, ZHU Huan, LI Siming. Clutter properties analysis and suppression methods of high-speed airborne radar[J]. Modern Radar, 2018, 40(3): 23. DOI:10.16592/j.cnki.1004-7859.2018.03.006

[3] JI Cunxiao, SHEN Mingwei, LIANG Chao, et al. An improved OMP application for airborne radar space-time clutter spectrum estimation [C]. International Conference on Intelligent Systems and Knowledge Engineering. Nanjing: IEEE, 2018: 24. DOI:10.1109/ISKE.2017.8258837

[4] SUN Guohao, HE Zishu, TONG Jun, et al. Knowledge-aided covariance matrix estimation via Kronecker product expansions for airborne STAP[J]. IEEE Geoscience & Remote Sensing Letters, 2018, 15(4): 527. DOI:10.1109/LGRS.2018.2799329

[5] MARTORELLA M, BERIZZI F, BACCI A, et al. Joint physical and virtual STAP for strong ground clutter suppression and imaging[C]//IEEE Radar Conference. Oklahoma, USA: IEEE, 2018: 0423. DOI:10.1109/RADAR.2018.8378596

[6] BAI Gatai, TAO Ran, ZHAO Juan, et al. Fast FOCUSS method based on bi-conjugate gradient and its application to space-time clutter spectrum estimation [J]. Science China (Information Sciences), 2017, 60(8): 163. DOI:10.1007/s11432-015-1016-x

[7] KLEMM R. Comparison between monostatic and bistatic antenna configurations for STAP[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2000, 36(2): 596. DOI:10.1109/7.845248

[8] ZHANG Yuhong, HIMED B. Effects of geometry on clutter characteristics of bistatic radars [C]. IEEE Radar Conference.

Huntsville, Alabama, USA: IEEE, 2003: 417. DOI:10.1109/NRC.2003.1203435

[9] 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特性分析[J]. 电子学报, 2001(z1): 1940. DOI:10.3321/j.issn:0372-2112.2001.z1.052

WANG Yongliang, WEI Jinwu, CHEN Jianwen. Modelling and characteristics analysis of two-dimensional space-time clutter for bistatic airborne early warning radar[J]. Acta Electronica Sinica, 2001(z1): 1940. DOI:10.3321/j.issn:0372-2112.2001.z1.052

[10] 吴洪, 王永良. 双基地机载预警雷达杂波建模与分析[J]. 电子学报, 2006, 34(12): 2209. DOI:10.3321/j.issn:0372-2112.2006.12.018

WU Hong, WANG Yongliang. Modeling and analysis of the ground clutter spectrum on bistatic airborne early warning radar[J]. Acta Electronica Sinica, 2006, 34(12): 2209. DOI:10.3321/j.issn:0372-2112.2006.12.018

[11] 彭晓瑞, 谢文冲, 王永良. 双基地机载雷达杂波建模及仿真分析[J]. 系统仿真学报, 2011, 23(2): 257. DOI:10.16182/j.cnki.joss.2011.02.005

PENG Xiaorui, XIE Wenchong, WANG Yongliang. Modeling and simulation of clutter for bistatic airborne radar[J]. Journal of System Simulation, 2011, 23(2): 257. DOI:10.16182/j.cnki.joss.2011.02.005

[12] 魏民, 李小波, 黄中瑞. 机载双基地雷达杂波距离依赖补偿方法[J]. 信号处理, 2017, 33(1): 18. DOI:10.16798/j.issn.1003-0530.2017.01.003

WEI Min, LI Xiaobo, HUANG Zhongrui. A compensation method for clutter range-dependence of airborne bistatic radar[J]. Journal of Signal Processing, 2017, 33(1): 18. DOI:10.16798/j.issn.1003-0530.2017.01.003

[13] DUAN Rui, WANG Xuegang, JIANG Chaoshu, et al. Space-time clutter model for airborne bistatic radar with non-Gaussian statistics [J]. Journal of Systems Engineering and Electronics, 2009, 20(2): 283

[14] 王成浩, 廖桂生, 许京伟, 等. 超长基线双基机载雷达空时杂波建模与特性[J]. 系统工程与电子技术, 2016, 38(10): 2258. DOI:10.3969/j.issn.1001-506X.2016.10.06

WANG Chenghao, LIAO Guisheng, XU Jingwei, et al. Modeling and characteristics analysis of space-time clutter for ultralong baseline bistatic airborne radar [J]. Systems Engineering and Electronics, 2016, 38(10): 2258. DOI:10.3969/j.issn.1001-506X.2016.10.06

[15] MORCHIN W C. Airborne early warning radar[M]. London, Boston, USA: Artech House, 1990: 141

(编辑 苗秀芝)