# 距离门信号级的机载双基雷达地杂波模拟方法

李迎春 李景文

(北京航空航天大学 电子信息工程学院, 北京 100191)

**摘 要**: 由于几何配置的多样性,双基雷达地杂波模拟比较复杂. 虽然单基雷达杂波散射元划分的方法可用于双基地杂波仿真,但不利于特定距离门信号的分析. 在比较了单双基地雷达地面散射元等距线的基础上,提出一种距离门信号级的机载双基雷达地杂波模拟方法,距离向以双程斜距分辨率划分椭圆环,推导出地面椭圆表达式和散射元坐标解析解,方位向引入椭圆中间参量,在保证多普勒分辨率基础上划分杂波元网格,给出杂波模拟中未知参量的计算. 该方法不仅能进行所有观测区域杂波功率谱的仿真,且可完成某些或某个距离门杂波回波信号的计算分析,实现距离门信号级杂波的模拟. 仿真结果验证了该方法的有效性.

**关 键 词**: 机载; 双基地雷达; 杂波; 模拟; 散射元

**中图分类号**: TN 959.73

**文献标识码**: A **文 章 编 号**: 1001-5965(2011)01-0025-06

# Method of ground clutter simulation in range gate signal level for airborne bistatic radar

Li Yingchun Li Jingwen

(School of Electronics and Information Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100191, China)

**Abstract**: Ground clutter simulation of bistatic radar is complex due to the variety of geometry configuration. The method of clutter scatterer division in monostatic radar can be applied to bistatic radar, while it is inconvenient for clutter analysis in specific range gates. One clutter simulation approach in range gate signal lever for airborne bistatic was proposed based on the comparison between ground equidistance traces of bistatic and monostatic radar. The equidistance ellipse rings were divided with two-way distance resolution in range direction, the expression of ground ellipse was deduced, and the analytic resolutions of scatterers were presented. In azimuth direction the clutter cell grids were dispersed by introducing intermediate variable guaranteeing the Doppler resolution, and the computing processes of unknown parameters used in clutter simulation were presented. The approach can complete not only the simulation of clutter spectrum for overall area observed, but also the computation of the clutter echoes in one or some special range gates. Simulation results prove the validity of the method.

**Key words**: airborne; bistatic radar; clutter; simulation; scatterers

近些年来,双基地雷达因其良好的“四抗”性能受到广泛关注[1],但由于几何配置的多样性,其地杂波特性比单基地雷达更为复杂,文献[2-5]的研究表明双基地雷达地杂波空时分布表现出距离依赖性,并受平台几何配置的调制.

深入认识杂波特性是实施有效抑制的关键,其中杂波模拟是一种简便经济的方式. 文献[6]给出的散射元划分方法用于仿真特定距离下双基杂波空时谱,未对距离门内杂波回波进行计算,若对多个距离门的信号进行模拟该划分方法不具统一性. 文献[7-8]在进行天基双基雷达地杂波仿真时,采用单基雷达杂波散射元划分方法,距离向以散射元到某一平台单程斜距确定地面等距圆,再等方位角划分出散射单元,对双基地雷达,此等

**收稿日期**: 2009-11-30

**作者简介**: 李迎春(1983-),女,安徽界首人,博士生,yingchunli@ee.buaa.edu.cn.

距圆上散射元对应的双程斜距不同,回波位于不同的距离门,故该方法不便于特定距离门内杂波的精确计算. 从距离门-多普勒门分析杂波并进行抑制是现代雷达动目标检测常用的手段,因此模拟距离门-多普勒门内杂波非常重要,该方面的研究在单基地雷达系统中较多[9-11],对机载双基地雷达而言,回波位于同一距离门的地杂波散射元形成地面上的椭圆,由于获得任意几何场景下的椭圆方程及散射元解析解比较复杂,少有文献从特定距离门出发进行双基雷达地杂波模拟.

本文从双基地雷达等双程斜距确定的地面椭圆出发,提出距离门信号级的机载双基地雷达杂波模拟方法,解决距离门回波计算所涉及的关键问题. 距离向划分椭圆环,推导出任意地面直角坐标系中椭圆方程,给出回波位于同一距离门的散射元解析解;方位向引入椭圆参量划分出散射元网格,给出杂波单元雷达散射截面(RCS, Radar Cross Section)的计算过程. 该方法不仅可完成整个观测区域的杂波谱模拟,并能针对特定感兴趣的区域或特定距离门实现杂波计算,最后给出仿真结果.

## 1 双基地雷达距离门杂波信号

杂波视频信号模拟一般是基于雷达方程,利用网格映像法进行. 常用的网格划分法有等距离-等多普勒划分和等距离-等方位角划分,其中后者因散射元面积计算简便,速度快而常用.

雷达距离门宽度一般由采样率的倒数确定,转换到以距离为单位可认为对应斜距向距离单元,进一步将此距离单元投影到地面则对应于距离环,显然位于此地面距离环内的杂波散射元回波在同一距离门. 到单基地雷达距离相同的点形成以雷达平台为中心的空间球面,该球面与地面的交线近似为圆,即为等距线,即单基地雷达距离门对应于地面等距圆环. 图 1 给出单基地雷达杂波仿真常用的散射元网格划分示意图,笛卡尔地面直角坐标系的 $OXY$ 平面位于地平面内,以零时刻接收平台地面投影为原点,$Z$ 轴竖直向上. $A$ 和 $P$ 分别代表雷达平台和散射元,$H$ 为平台高度,$\gamma$ 和 $\varphi$ 为散射元方位角和俯角,$R_0$ 为单程斜距,距离向以斜距分辨率 $\Delta R$ 划分形成圆环,方位向以方位角分辨率 $\Delta\gamma$ 划分形成网格. 对确定的距离门,散射元可由方位角唯一确定.

到双基地雷达双程斜距相同的点形成近似以接收平台 $R$ 和发射平台 $T$ 为焦点的椭球,椭球与地平面相交的椭圆即为地面等距线,显然回波位于同一距离门的散射元位于地面椭圆环上,进行双基雷达距离门内杂波的模拟需要从椭圆进行网格划分. 由于双基雷达地杂波等多普勒线可能出现不规则形状[2],这里在椭圆环上仍沿方位向划分散射元网格,见图 2,距离向以双程距离分辨率划分形成椭圆环,设环宽 $\Delta R_s$,在环上方位向确定散射元网格;$H_r$ 和 $H_t$ 分别为收发平台高度,$R_r$ 和 $R_t$ 分别为散射元到收发平台单程斜距,双程距离 $R_s = R_r + R_t$;$\varphi_r$ 和 $\varphi_t$ 分别是散射元相对收发平台俯角,$\theta$ 为散射元方位角,$\Delta\theta$ 为网格对应的方位角间隔;基线 $L = |\overline{RT}|$,其地面投影为 $L_r$,显然椭圆上散射元的位置不能仅以上面所述的某一个变量表示.

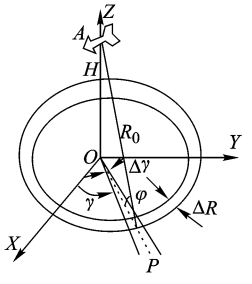



图 1 单基地散射元网格划

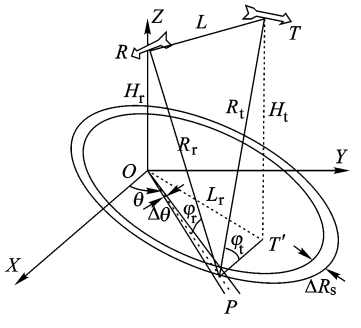



图 2 单基地散射元网格划分

某一距离门的回波信号是其对应椭圆环内所有散射元信号的叠加,若存在距离模糊,需把所有模糊距离上的散射元回波叠加在内,式(1)给出距离门 $j$ 的复视频回波.

$$c_j(t) = \sum_{l}^{L}\sum_{p=1}^{N_p} A_{r,lp}\exp\{j[2\pi(f_{d,lp}t + \phi_0) + \phi(t)]\} \quad (1)$$

式中,$l$ 是距离门 $j$ 所对应的地面椭圆环;$L$ 是距离模糊椭圆环数;$N_p$ 是椭圆环上散射元数目;$f_{d,lp}$ 是椭圆环 $l$ 上散射元 $p$ 的多普勒频率;$\phi_0$ 是散射元随机初始相位;$\phi(t)$ 是由雷达发射信号波形确定的相位;$A_{r,lp}$ 是散射元回波幅度,见式(2).

$$A_{r,lp} = \sqrt{\frac{P_t\sigma\lambda^2 G_t(\theta_{ta,lp},\varphi_{ta,lp})G_r(\theta_{ra,lp},\varphi_{ra,lp})}{(4\pi)^3 L_s R_{r,p}^2 R_{t,p}^2}} \quad (2)$$

其中,$P_t$ 是发射机功率;$G_r(\theta_{ra,lp},\varphi_{ra,lp})$ 和 $G_t(\theta_{ta,lp},\varphi_{ta,lp})$ 分别是收发天线的功率增益;$\theta_{ta,lp}$ 和 $\varphi_{ta,lp}$ 分别是散射元在发射天线坐标系中方位角和俯仰角;$\theta_{ra,lp}$ 和 $\varphi_{ra,lp}$ 分别是散射元在接收天线坐标系中方位角和俯仰角;$R_{r,p}$ 和 $R_{t,p}$ 分别是散射元到收发平台单程斜距;$L_s$ 是系统损耗;$\sigma$ 为散射元 RCS.

式(1)和式(2)中 $P_t,\lambda,L_s$ 和 $\phi(t)$ 可由雷达系统确定,$\phi_0$ 一般认为服从均匀分布,要计算该距离门的杂波信号,需要确定其他未知量,涉及到的关键问题包括散射元离散化,散射元位置确定,散射元雷达截面积计算等,由于双基地几何配置的特殊性,这些问题的求解变得较为复杂.

## 2　$R_r$ 和 $R_t$ 的计算

地面椭圆上散射元对应的 $R_r$ 和 $R_t$ 均处于变化状态,若能确定散射元的坐标,$R_r$ 和 $R_t$ 随之可解.

### 2.1　椭圆方程和散射元坐标解析解

设在坐标系 $OXYZ$ 中某一时刻收发平台位置为 $R(x_r,y_r,z_r)$ 和 $T(x_t,y_t,z_t)$,其他参量涵义同图 2. 文献[5]曾求解椭圆方程但未给出统一公式. 本文在其基础上进一步分析得出椭圆的统一表达式见式(3),由于推导过程比较冗长,这里予以省略.

$$\frac{\left(\frac{x_t-x_r}{L_r}x+\frac{y_t-y_r}{L_r}y-t_x\right)^2}{a_1^2}+\frac{\left(\frac{y_r-y_t}{L_r}x+\frac{x_t-x_r}{L_r}y-t_y\right)^2}{b_1^2}=1 \tag{3}$$

其中

$$a_1=\frac{R_s\sqrt{R_s^2-L^2}\cdot\sqrt{R_s^2-L^2-4H_rH_t}}{2(R_s^2-L_r^2)} \tag{4}$$

$$b_1=\frac{\sqrt{R_s^2-L^2}\cdot\sqrt{R_s^2-L^2-4H_rH_t}}{2\sqrt{R_s^2-L_r^2}} \tag{5}$$

$$t_x=[(R_s^2-L_r^2)(x_t^2-x_r^2+y_t^2-y_r^2)+L_r^2(H_r^2-H_t^2)]/[2L_r(R_s^2-L_r^2)] \tag{6}$$

$$t_y=\frac{x_ty_r-x_ry_t}{L_r} \tag{7}$$

引入椭圆参变量 $\eta,\eta\in[0,2\pi)$,椭圆上任意散射元 $p$ 的坐标解析解为

$$\left.\begin{aligned}x_p&=\frac{1}{L_r}[(x_t-x_r)(a_1\cos\eta_p+t_s)-(y_t-y_r)(b_1\sin\eta_p+t_y)]\\y_p&=\frac{1}{L_r}[(x_t-x_r)(b_1\sin\eta_p+t_y)+(y_t-y_r)(a_1\cos\eta_p+t_x)]\\p&=0,1,\cdots,N_p-1\end{aligned}\right\} \tag{8}$$

进一步要在方位上分割椭圆环形成散射元网格,从而确定 $\eta_p$ 值,并确定散射元网格数量 $N_p$.

### 2.2　椭圆环上离散化网格

若在椭圆环上通过等间隔分割散射元方位角来划分网格,散射元可表示为斜距 $R_r$ 和方位角间隔 $\Delta\theta$ 的函数,因 $R_r$ 是未知变量,故此种划分方法不适用于双基地雷达.

由式(8)知散射元位置是 $\eta$ 的函数,故可通过离散 $\eta$ 来划分网格,但为保证多普勒分辨率,$\Delta\eta$ 引起的方位角的变化不能超过最大横向间隔 $\Delta\theta=\lambda f_r/2KV_{max}$[7-8],其中 $f_r$ 为脉冲重复频率(PRF,Pulse Repetition Frequency),$K$ 为相干脉冲数,$V_{max}$ 为平台最大速度.

图 3 是杂波元网格划分示意图,虚线表示椭圆环的中心线. 其中图 3a 中以等 $\Delta\theta$ 划分网格,$r_1$ 和 $r_2$ 表示中心线上网格两边到原点的距离,$\Delta l_a$ 为中心线上网格对应的方位向弧长;图 3b 以等 $\Delta\eta$ 划分网格,对应的方位向弧长记为 $\Delta l,\Delta w$ 为网格对应的地面距离间隔. 图 3a 作为辅助以确定图 3b 中的 $\Delta\eta$. 在方位角间隔 $\Delta\theta$ 内,图 3a 中 $X,Y$ 轴的增量 $\Delta x_a$ 和 $\Delta y_a$ 可分别表示为

$$\Delta x_a=r_2\cos(\theta+\Delta\theta)-r_1\cos\theta \tag{9}$$

$$\Delta y_a=r_2\sin(\theta+\Delta\theta)-r_1\sin\theta \tag{10}$$

从而可得方位向弧长增量 $\Delta l_a$ 为

$$\Delta l_a\approx\sqrt{\Delta x_a^2+\Delta y_a^2}=\sqrt{r_2^2+r_1^2-2r_1r_2\cos\Delta\theta} \tag{11}$$

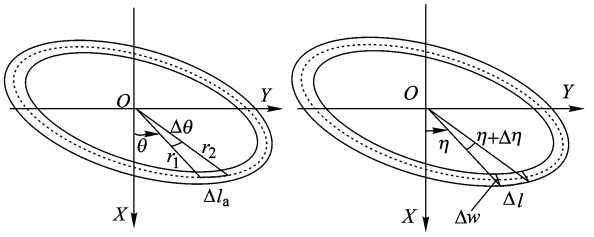
$\Delta\theta$ 一般很小,$r_1$ 和 $r_2$ 认为近似相等,故有

$$\left.\begin{aligned}\Delta l_{amax}&=\sqrt{2a_1^2(1-\cos\Delta\theta)}\\\Delta l_{amin}&=\sqrt{2b_1^2(1-\cos\Delta\theta)}\end{aligned}\right\} \tag{12}$$

图 3b 中 $X,Y$ 轴坐标增量 $\Delta x,\Delta y$ 可通过把网格边界对应的 $\eta$ 和 $\eta+\Delta\eta$ 代入(8)求得,则有

$$\Delta l=2\sin\frac{\Delta\eta}{2}\cdot\sqrt{a_1^2\sin^2(\eta+\Delta\eta)+b_1^2\cos^2(\eta+\Delta\eta)}\approx\Delta\eta\sqrt{(a_1^2-b_1^2)\sin^2(\eta+\Delta\eta)+b_1^2} \tag{13}$$

分析知




a 以 $\Delta\theta$ 离散　　b 以 $\Delta\eta$ 离散

图 3 双基地杂波散射元网格划分

$$\left.\begin{aligned}\Delta l_{\max} &= a_1\Delta\eta\\ \Delta l_{\min} &= b_1\Delta\eta\end{aligned}\right\} \tag{14}$$

设弧长 $\Delta l$ 对应的方位角变化为 $\Delta\theta'$，且由式(11)知 $\Delta l_a$ 是 $\Delta\theta$ 的增函数，因此若能保证

$$\Delta l_{\max} \leqslant \Delta l_{\amin} \tag{15}$$

则一定有 $\Delta\theta' \leqslant \Delta\theta$，此时 $\Delta\eta$ 满足要求. 由式(12)，式(14)和式(15)可解得

$$\Delta\eta \leqslant \frac{b_1\sqrt{2(1-\cos\Delta\theta)}}{a_1} = \frac{b_1\sqrt{2\left(1-\cos\dfrac{\lambda f_r}{2KV_{\max}}\right)}}{a_1} \tag{16}$$

结合式(4)、式(5)知

$$\left.\begin{aligned}\frac{b_1}{a_1} &= \frac{\sqrt{R_s^2 - L^2 + (H_r - H_t)^2}}{R_s}\\ R_s &> \sqrt{L^2 + 4H_tH_r}\end{aligned}\right\} \tag{17}$$

$$\left(\frac{b_1}{a_1}\right)_{\min} = \frac{H_r + H_t}{\sqrt{L^2 + 4H_rH_t}} \tag{18}$$

因此 $\Delta\eta$ 可设定为

$$\Delta\eta = (H_r + H_t)\sqrt{\frac{2(1-\cos(\lambda f_r/2KV_{\max}))}{L^2 + 4H_rH_t}} \tag{19}$$

此时椭圆上散射元 $p$ 对应的参变量

$$\eta_p = 0.5\Delta\eta + p\Delta\eta \quad p = 0,1,\cdots,N_p - 1 \tag{20}$$

把式(20)代入式(8)，可求散射元坐标，进一步可得出相应的斜距 $R_{r,p}$ 和 $R_{t,p}$. 椭圆环上网格数量 $N_p = [2\pi/\Delta\eta]$，$[\cdot]$ 表示取整.

## 3 天线功率增益计算

发射天线增益 $G_t(\theta_{t_a,lp},\varphi_{t_a,lp})$ 和接收天线增益 $G_r(\theta_{r_a,lp},\varphi_{r_a,lp})$ 是散射元在天线坐标系中方位角和俯仰角的函数，因此须将散射元位置变换到天线坐标系中. 在第 2 节已求得地面直角坐标系中散射元位置，根据雷达系统配置即可进行坐标转换，文献[9]中详细介绍了载机存在偏航角，倾斜角和滚动角下坐标系的转换，此处不再赘述. 值得注意的是，对于双基地雷达，需要把散射元分别转换到接收平台和发射平台天线坐标系中，分别计算收发增益.

## 4 散射元 RCS 计算

散射元的雷达散射截面积 $\sigma$ 等于后向散射系数 $\sigma^0$ 和该散射元网格面积 $\Delta s$ 的乘积. $\sigma^0$ 与环境参数、入射角、波长等物理量有关，且双基地雷达的 $\sigma^0$ 还与双基地角有关[1]. 杂波后向散射特性的研究是一个很重要的课题，本文重在研究杂波模拟方法，因此这里假设等距线上 $\sigma^0$ 具有正态分布特性.

散射元所在网格可近似为边长为 $\Delta l$ 和 $\Delta w$ 的平行四边形，如图 3b 所示. 式(13)给出 $\Delta l$ 的计算公式面积；$\Delta w$ 等于地面椭圆环间隔 $\Delta R_s$. 设距离门所对应的双程斜距距离单元为 $\Delta R_{slant}$，一般取 $\Delta R_{slant} = c/\Delta B$，其中 $\Delta B$ 是信号带宽，$\Delta R_s$ 是与 $\Delta R_{slant}$，双基地雷达配置以及散射元所在方位有关的量，分析椭圆方程知对固定的双基雷达几何配置，$\Delta R_s$ 随散射元方位变化，椭圆长轴上散射元对应的 $\Delta R_s$ 最小，短轴上对应的 $\Delta R_s$ 最大，且 $0.5\Delta R_{slant} < \Delta R_s < \Delta R_{slant}$，当斜距 $R_s$ 很大时，对所有的散射元有 $\Delta R_s \approx 0.5\Delta R_{slant}$. 显然椭圆环上 $\Delta R_s$ 是一个变化的量，可通过椭圆方程来计算不同方位上的 $\Delta R_s$. 设椭圆环中心对应的双程距离为 $\Delta R_{s0}$，椭圆环内外线所对应的双程距离可分别近似为

$$R_{s1} = R_{s0} - \frac{\Delta R_{slant}}{2} \tag{21}$$

$$R_{s2} = R_{s0} + \frac{\Delta R_{slant}}{2} \tag{22}$$

设椭圆内外环对应的地面散射元分别为 $P_1(x_1,y_1)$ 和 $P_2(x_2,y_2)$，把式(21)，式(22)和对应 $\eta$ 值带入式(8)，即可求得 $P_1$ 和 $P_2$，从而得

$$\Delta R_s = \sqrt{(x_2 - x_1)^2 + (y_2 - y_1)^2} \tag{23}$$

则网格面积

$$\Delta s = \Delta w \times \Delta l \tag{24}$$

## 5 多普勒频率计算

双基地雷达多普勒频率是收发平台共同贡献的结果，某一散射元的多普勒可写为

$$f_{d,lp} = V_r\cos\psi_{r,lp}/\lambda + V_t\cos\psi_{t,lp}/\lambda \tag{25}$$

其中 $\psi_{r,lp}$ 和 $\psi_{t,lp}$ 分别是在发射平台坐标系和接收

平台坐标系中散射单元与载机速度矢量的椎角,把地面直角坐标系中散射元位置变换到收发载体坐标系中,可求得锥角余弦值.

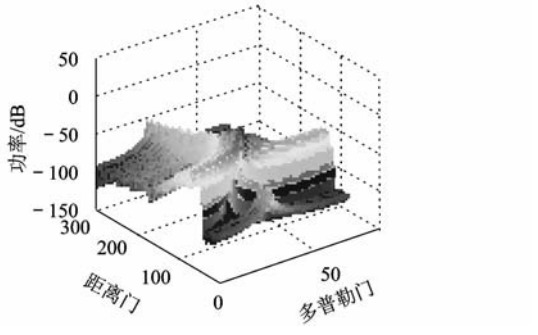
## 6　仿真及分析

设发射机发射矩形脉冲串信号,发射功率为 15 kW,波长 0.3 m,PRF 为 5 kHz,相干脉冲数为 64,系统损耗 2.4 dB,收发天线方向图采用辛克函数,发射宽波束,接收窄波束,主波束增益均为 50 dB,收发平台高度 2 000 m,速度均为 300 m/s,沿正东方向飞行,基线长 4 400 m.

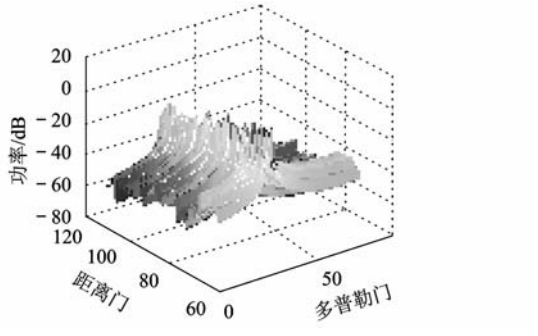
图 4a ~ 图 4c 给出波束同步时的杂波功率信号,发射主波束在其载体坐标系中方位角为 0.278 3 rad,俯角为 0.526 5 rad,接收主波束在其载体坐标系中方位角为 0.122 0 rad,俯角为 0.252 0 rad,此时收发天线波束中心指向同一点,理论上有一个主瓣杂波,经计算知主瓣杂波位于第 23 个多普勒门和第 60 个距离门内.

图 4a 是所有距离门杂波信号;如果仅对某些或某一个距离门的信号感兴趣,没必要对所有杂波进行模拟,只需要确定该距离门对应的双程斜距,利用本文的方法计算杂波,可大大减少运算量,图 4b 给出 60 ~ 110 个距离门的杂波功率信号;图 4c 是第 100 个距离门的信号. 可以看出图 4 仅存一个主瓣杂波,且位置与理论分析基本一致.

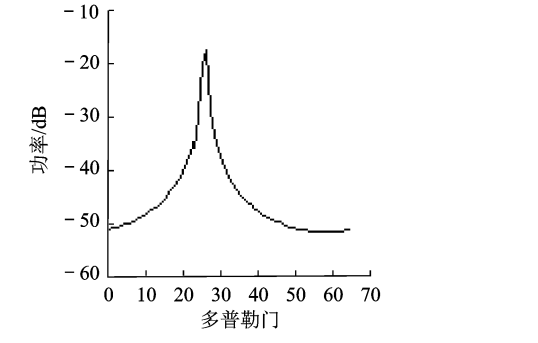
图 5 是波束不同步时双基地杂波距离门-多普勒门功率信号,发射主波束在其载体坐标系中方位角为 0.278 3 rad,俯角为 0.526 5 rad,接收主波束在其载体坐标系中方位角为 3.088 6 rad,俯角为 0.531 3 rad,此时收发天线主波束指向不同区域,形成两个主瓣杂波,经计算知一主瓣杂波位置在第 23 个多普勒门和第 60 个距离门,另一主瓣杂波理论上在第 40 个多普勒门和第 60 个距离门. 图 5a ~ 图 5c 分别对应所有距离门,60 ~ 110




a　所有距离门

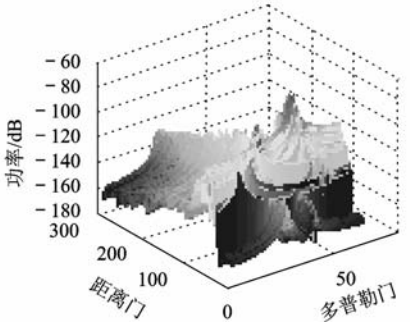



b　60 ~ 110 个距离

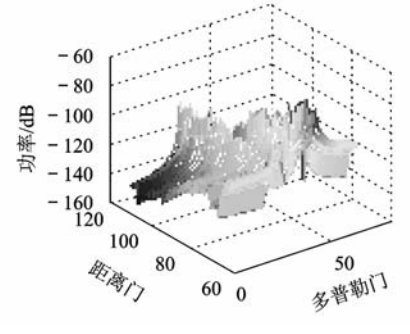



c　第 100 个距离门

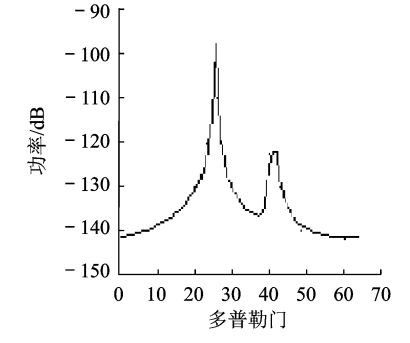
图 4　波束同步时杂波功率分布




a　所有距离门




b　60 ~ 110 个距离




c　第 100 个距离门

图 5　波束不同步时杂波功率分布

个距离门以及第 100 个距离门的杂波功率分布，可见图中有两个主瓣杂波，位置与理论分析基本一致.

同时由图 4 和图 5 可看到，双基地杂波存在较严重的距离和多普勒弥散现象，这是因为杂波回波同时受收发天线的调制，二者波束宽度均引起杂波主瓣展宽.

仿真结果验证了本文方法的有效性.

## 7 结束语

从距离门角度模拟地杂波对研究杂波特性及抑制方法非常重要. 机载双基地雷达地面杂波等双程斜距线为椭圆，其形状几何配置的调制，求解较为困难，因此多数文献以单基地杂波散射元划分的方法进行双基地杂波谱模拟时，不便于距离门回波信号的精确模拟. 本文在分析双基地雷达距离门信号的基础上，提出一种距离门信号级的双基地雷达杂波模拟方法，距离向划分椭圆环，推导椭圆方程，求解散射元位置解析解，并引入椭圆参量角在方位向离散杂波散射元，该方法不仅可实现对雷达所有观测区域内地杂波距离-多普勒谱的模拟，还可进行对特定距离门信号的计算. 仿真结果验证了该方法的有效性.

### 参考文献（References）


[1] 杨振起，张永顺，骆永军. 双(多)基地雷达系统[M]. 北京：国防工业出版社，1998：1－29
Yang Zhenqi，Zhang Yangshun，Luo Yongjun. Bistatic (multistatic) radar systems [M]. Beijing：National Defense Industry Press，1998：1－2(in Chinese)

[2] Klemm R. Comparison between monostatic and bistatic antenna configuration for STAP [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic System，2000，36(2)：596－608

[3] Zhang Y H，Himed B. Effects of geometry on clutter characteristics of bistatic radars[C]//Proceedings of the International Radar Conference. Huntsville：IEEE，2003：417－424

[4] Han L J，Chen Z M，Duan R，et al. Modeling of varying geometrical scenarios of bistatic radar[C]//Proceeding of 2007 International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems. Xiamen：IEEE，2007：196－199

[5] 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)：2209－2213
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)：2209－2213(in Chinese)

[6] 王炎，吴曼青，陈学佺. 空载双基地雷达地杂波模拟[J]. 系统工程与电子技术，2000，22(3)：23－26
Wang Yan，Wu Manqing，Chen Xuequan. Clutter simulation of airborne bistatic radar [J]. Systems Engineering and Electronics，2000，22(3)：23－26(in Chinese)

[7] 肖慧，卢建斌，胡卫东，等. 基于旋转地球模型的星载双基地雷达杂波仿真[J]. 系统工程与电子技术，2008，30(3)：418－422
Xiao Hui，Lu Jianbin，Hu Weidong，et al. Clutter simulation of space-borne bistatic radars based on the rotational earth model [J]. Systems Engineering and Electronics，2008，30(3)：418－422(in Chinese)

[8] 肖慧，卢建斌，胡卫东，等. 天基双基地雷达杂波仿真技术研究[J]. 系统仿真学报，2007，19(24)：5654－5658
Xiao Hui，Lu Jianbin，Hu Weidong，et al. Study on clutter simulation technology for space-based bistatic radars [J]. Journal of System Simulation，2007，19(24)：5654－5658(in Chinese)

[9] 刘建成，王雪松，施龙飞，等. 机载雷达相干杂波模型研究[J]. 系统工程与电子技术，2005，27(7)：1222－1225，1317
Liu Jiandeng，Wang Xuesong，Shi Longfei，et al. Study on coherent clutter model for airborne radars [J]. Systems Engineering and Electronics，2005，27(7)：1222－1225，1317 (in Chinese)

[10] 范海菊. PD 雷达地杂波模拟和动目标检测[D]. 北京：北京航空航天大学电子与信息工程学院，2006
Fan Haiju. Research on methods of PD radar ground clutter simulation and moving target detection [D]. Beijing：School of Electronic and Information Engineering，Beijing University of Aeronautics and Astronautics，2006 (in Chinese)

[11] Li M，Lin Y M，Ruan F. A simple simulation bethod of ground clutter for airborne pulse doppler radar [C]// CIE06 International Conference on Radar. Shanghai：IEEE，2006：1－4


（编　辑：董立君）