

## 合成孔径雷达转发式干扰分析

邓云凯<sup>①</sup> 郑远<sup>①②</sup> 胡英辉<sup>①②</sup>

<sup>①</sup>(中国科学院电子学研究所 北京 100190)

<sup>②</sup>(中国科学院研究生院 北京 100039)

**摘要:** 转发式干扰是针对合成孔径雷达的一种有效干扰手段。该文介绍了合成孔径雷达转发式干扰的原理, 讨论了虚假目标的生成位置以及虚假目标的成像质量。并针对实际工程中遇到的信号处理时间的问题, 研究了将虚假信号延迟转发的可行性。通过仿真验证了由上面的分析所得出的结论, 并介绍了这种转发式干扰在实际中的应用。

**关键词:** 电子对抗; 合成孔径雷达; 转发式干扰; 虚假目标

中图分类号: TN974

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2010)01-0069-06

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2008.01636

## Analysis of Synthetic Aperture Radar Repeater Jamming

Deng Yun-kai<sup>①</sup> Zheng Yuan<sup>①②</sup> Hu Ying-hui<sup>①②</sup>

<sup>①</sup>(Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China)

<sup>②</sup>(Graduate University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100039, China)

**Abstract:** Repeater jamming is an effective means to Synthetic Aperture Radar(SAR). In this paper, the principle of the SAR repeater jamming is introduced, and the positions and imaging quality of the illusory targets are also discussed. Meanwhile, considering the signal processing time in the practical engineering, the feasibility of the received signal's delay repeating is also studied. Simulation result confirms the conclusions derived from above, and a practical use of the repeater jamming is introduced at last.

**Key words:** ECM(Electronic Counter Measure); SAR(Synthetic Aperture Radar); Repeater jamming; Illusory target

### 1 前言

合成孔径雷达(Synthetic Aperture Radar, SAR)在军事领域的应用越来越重要, 关于它的电子干扰与反干扰已成为其研究领域的热点<sup>[1-5]</sup>。

SAR 的干扰技术可以分为压制式干扰和欺骗式干扰<sup>[1]</sup>。压制式干扰的原理相对比较简单, 但对干扰机的功率要求很高。欺骗式干扰可用较小的干扰功率, 在合成孔径雷达所成图像上生成若干假目标。这是因为, 实施欺骗干扰的信号在距离和方位向上都能获得较高的相干累积增益。但同时, 欺骗干扰原理也相对复杂。而且它的难点在于: 在快时间域模仿雷达信号, 通过信号分析和复制是有可能的, 但模拟由载机运动而产生的复杂的系统响应函数比较困难<sup>[6]</sup>。

根据干扰信号产生方法的不同, 欺骗干扰也可以分为直达式干扰和转发式干扰。转发式干扰需要干扰机先捕获 SAR 发射信号, 然后对信号相关参数

进行计算, 最后将经过参数调制后的虚假回波重新发射回雷达接收机。相比较转发式干扰, 直达式干扰具有单程的优势, 但它对电子侦查的要求比较高, 而且需要精准计算雷达飞行的位置, 并将虚假目标信号转发到相应的脉冲时刻。本文主要介绍了转发式干扰的原理和性质, 并分析了它在实际中的应用。

本文第 2 节介绍转发式干扰的原理, 第 3 节与第 4 节分别讨论欺骗干扰形成的虚假目标的位置以及虚假目标的成像质量, 第 5 节讨论干扰回波的延迟转发, 第 6 节通过仿真介绍了它在实际中的应用。

### 2 转发式欺骗干扰原理

SAR 发射的线性调频信号可以表示为  $s(\tau) = \exp(j2\pi f_c \tau) \exp(jK\tau^2)$ 。若某一点目标  $P$ , 它的方位向位置为  $x_0$ , 该目标与雷达飞行航迹的垂直距离为  $R_0$ 。那么在方位向时刻  $t$ , 它与雷达的距离为

$$r(t) \approx R_0 \left[ 1 + \frac{(vt - x_0)^2}{2R_0^2} \right] \approx R_0 \left[ 1 - \frac{vtx_0}{R_0^2} + \frac{(vt)^2}{2R_0^2} \right] \quad (1)$$

对应时延为  $\tau(t) = 2r(t)/c$ 。通过点目标散射, 雷达接收到此点回波并去载频后的信号为

$$s(\tau, t) = \sigma_0 \cdot \exp(-j2\pi f_c \tau(t)) \cdot \exp(jK(\tau - \tau(t))^2) \quad (2)$$

将式(1)代入式(2), 可得

$$s(\tau, t) = \sigma_0 \cdot \exp\left[-j2\pi\left(f_c \frac{2R_0}{c} - \frac{2vtx_0}{\lambda R_0} + \frac{v^2 t^2}{\lambda R_0}\right)\right] \cdot \exp\left[j\pi K\left(\tau - \left(\frac{2R_0}{c} - \frac{2vtx_0}{cR_0} + \frac{v^2 t^2}{cR_0}\right)\right)^2\right] \quad (3)$$

若设  $\tau_0 = 2R_0/c$ ,  $f_{d0} = 2vx_0/(\lambda R_0)$ ,  $K_{A0} = v^2/(\lambda R_0)$ , 则

$$s(\tau, t) = \sigma_0 \cdot \exp\left(-j2\pi(f_c \tau_0 - f_{d0}t + K_{A0}t^2)\right) \cdot \exp\left[j\pi K\left(\tau - \left(\tau_0 - \frac{f_{d0}}{f_c}t + \frac{K_{A0}}{f_c}t^2\right)\right)^2\right] \quad (4)$$

式(4)说明, 回波信号由延迟时间  $\tau_0$ , 多普勒频率  $f_{d0}$  和多普勒调频率  $K_{A0}$  3 个参数来确定。这 3 个参数都与距离向位置有关, 而多普勒频率还与方位向位置有关。当拟生成的虚假点目标位置确定后, 干扰机通过计算其与干扰机位置差造成的附加时延、附加多普勒频移和附加调频率, 就可以在干扰机处产生虚假点目标回波信号<sup>[2,3]</sup>。

如图 1 所示, 干扰机位于地面坐标  $I(x_i, y_i)$  处, 且干扰机计划在  $J(x_j, y_j)$  处产生一虚假点目标。 $R_i$ ,  $R_j$  分别为干扰机与虚假点目标到雷达航迹的距离,  $H$  为雷达平台飞行高度。干扰机在捕获到 SAR 的发射信号后, 在其内部调制上如下附加参数信息, 可以在  $I$  处模拟出  $J$  点的回波。这些附加参数是:

$$\left. \begin{aligned} \Delta\tau_{ji} &= \tau_j - \tau_i = \frac{2(R_j - R_i)}{c} = \frac{2\Delta R_{ji}}{c} \\ \Delta f_{dji} &= f_{dj} - f_{di} = \frac{2v}{\lambda} \left(\frac{x_j}{R_j} - \frac{x_i}{R_i}\right) \\ \Delta K_{Aji} &= K_{Aj} - K_{Ai} = -\frac{v^2}{\lambda} \frac{R_j - R_i}{R_i R_j} = -\frac{v^2}{\lambda} \frac{\Delta R_{ji}}{R_i R_j} \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

显然, 这 3 个附加参数仅与干扰机与虚假点目标的位置有关, 这是干扰机工作过程的时域描述。

特别地, 如果假目标与干扰机出现在同一方位

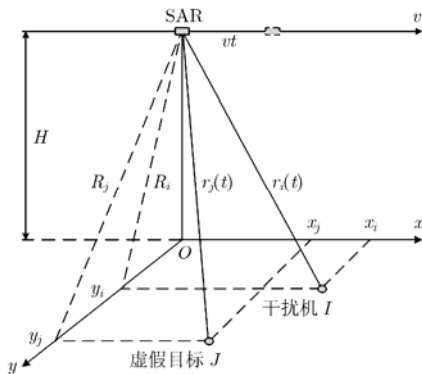


图 1 干扰机  $I$  与虚假目标  $J$  的关系

线上, 即  $R_j = R_i$  时, 对应的 3 个参数  $\Delta\tau_{ji} = 0$ ,  $\Delta K_{Aji} = 0$ ,  $\Delta f_{dji} = (2v/\lambda)(\Delta x_{ji}/R_j)$ 。这说明, 只需要调制一个附加多普勒频移即可, 且这个附加值, 仅与干扰机和假目标的方位向位置差有关。

如果假目标与干扰机出现在同一距离线上, 即  $x_j = x_i$  时, 有  $\Delta\tau_{ji} = 2\Delta R_{ji}/c$ ,  $\Delta K_{Aji} = -(v^2/\lambda)[\Delta R_{ji}/(R_i R_j)]$  和  $\Delta f_{dji} = -(2v/\lambda)[\Delta R_{ji}/(R_j R_i)]x_j = 2\Delta K_{Aji} \cdot t_j$ , 其中  $x_j = vt_j$ 。此时, 3 个参数可以简化为  $\Delta\tau_{ji}$  与  $\Delta K_{Aji}$  两个独立参数, 且它们都与干扰机与点目标到航迹的斜距差  $\Delta R_{ji}$  有关。

总之, 干扰机在位置  $I$  处通过对捕获到的 SAR 信号调制如上参数信息, 从而模拟出在位置  $J$  处假目标的回波信号。如果同时, 这个模拟的假目标回波信号能够在当前 PRT 内返回至雷达接收机, 那么接收机无法分辨该信号是“虚假信号”。从而与真实回波一样, 得到距离与方位的 2 维相干处理, 反映在图像上就是形成虚假目标。

### 3 虚假目标位置

对于物理可实现系统, 要求式(5)中的  $\Delta\tau_{ji} > 0$ , 即  $R_j > R_i$  或  $y_j > y_i$ 。这个条件限制了虚假目标在距离向的成像位置: 虚假目标只能出现在比干扰机距离向坐标更远的区域。

下面考虑虚假目标方位向位置。以正侧视条带 SAR 为例, 载机飞行方位向多普勒带宽  $B_d = 2v/D$ 。对于转发式干扰机, 它在雷达测绘带内等效于一个目标。假设干扰机处多普勒频率为  $f_{di}$ , 虚假目标处多普勒频率为  $f_{dj}$ 。则下式需要满足:

$$\left. \begin{aligned} -B_d/2 &\leq f_{di} \leq B_d/2 \\ -B_d/2 &\leq f_{dj} = f_{di} + \Delta f_{dji} \leq B_d/2 \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

将式(5)中的第 2 项  $\Delta f_{dji}$  代入式(6), 经过化简可得

$$x_i \frac{R_j}{R_i} - R_j \frac{\lambda}{D} \leq x_j \leq x_i \frac{R_j}{R_i} + R_j \frac{\lambda}{D} \quad (7)$$

这给出了虚假目标在方位向的位置限制, 即虚假目标在方位向位置的最大范围。当干扰机位置确定后, 它是虚假目标到雷达航迹斜距  $R_j$  的线性函数。

在式(7)中令  $x_{j0} = x_i R_j/R_i$ ,  $L_{sj} = R_j \lambda/D$ , 则上述关系可以简化为  $x_j \in [x_{j0} - L_{sj}, x_{j0} + L_{sj}]$ 。其中,  $x_{j0}$  表示虚假目标方位向位置中心,  $L_{sj}$  为虚假目标处的合成孔径长度, 它们都随  $R_j$  变化。同时, 由于  $R_j = \sqrt{H^2 + y_j^2}$ , 在地面坐标系中, 它们都是距离向位置坐标  $y_j$  的非线性映射。特别地, 当近似认为测绘带的某范围内有  $R_i \approx R_j$  近似成立时, 有  $x_i - L_{sj} \leq x_j \leq x_i + L_{sj}$ 。

结合上述虚假目标的距离向与方位向两个限制, 图 2 给出了位置  $I(x_i, y_i)$  处的干扰机, 在地面坐

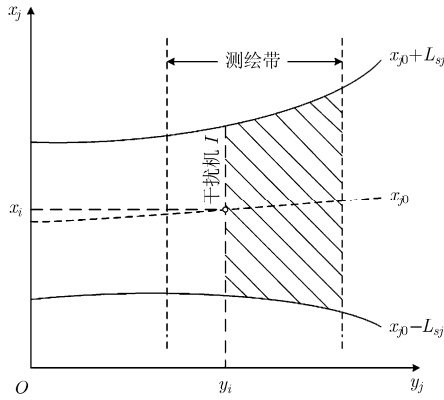


图 2 虚假目标最大出现范围

标中所能形成虚假目标的最大范围，如图中的阴影部分所示。

### 4 虚假目标的成像

如图 3 所示，雷达以速度  $v$  飞行在航迹平台。假设与干扰机在同一方位线上，且方位向坐标与干扰机  $I$  前后分别相差  $\Delta x_a$  与  $\Delta x_c$  处存在两个虚假点目标  $A$  和  $C$ ；与干扰机  $I$  在同一距离线，且距离向坐标相差  $\Delta y$  处存在虚假点目标  $B$ 。下面分析干扰机  $I$  对这 3 个虚假目标的成像能力。

目标  $A$  的合成孔径起始位置出现在  $t_1$  时刻。但对于转发式欺骗干扰机，此时它还无法捕获雷达的发射信号，因而也不能生成虚假目标回波。只有在  $t_2$  时刻，干扰机才开始接收雷达信号，并开始产生目标  $A$  的虚假回波。而在  $t_3$  时刻，完成对目标  $A$  一个合成孔径内回波的接收。这就表明，虚假目标  $A$  的有效合成孔径长度不再是一个完整的  $L_{sI}$ ，而是由时刻  $t_2$  到  $t_3$  所对应的距离  $L_{sI} - \Delta x_a$ 。同样的分析，对位于干扰机后的目标  $C$ ，它的有效合成孔径长度为  $L_{sI} - \Delta x_c$ 。

由此可见，虚假目标在方位向上离干扰机越远，其有效合成孔径长度越短。定义等效合成孔径长度比为

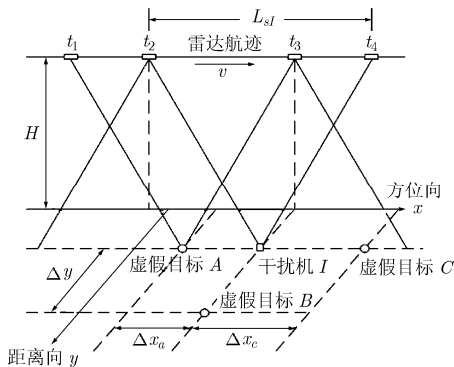


图 3 虚假目标的有效合成孔径长度

$$\alpha = \frac{L_{sI} - \Delta x_a}{L_{sI}} \quad (8)$$

对目标  $B$ ，可以分析，由于它与干扰机  $I$  具有相同的方位向坐标，它的有效合成孔径长度就等于干扰机处的一个完整合成孔径长度  $L_{sI}$ 。它的等效合成孔径长度比为

$$\alpha = \frac{L_{sI}}{L_{sB}} = \frac{\sqrt{H^2 + y_i^2}}{\sqrt{H^2 + y^2}} \quad (9)$$

其中  $y$  表示虚假目标  $B$  的距离向坐标。

图 4 反映了虚假目标在方位向与距离向出现的位置与合成孔径长度比的关系。可以看出，虚假目标在两个方向上距离干扰机越远，其等效合成孔径长度缺失的百分比也越大。

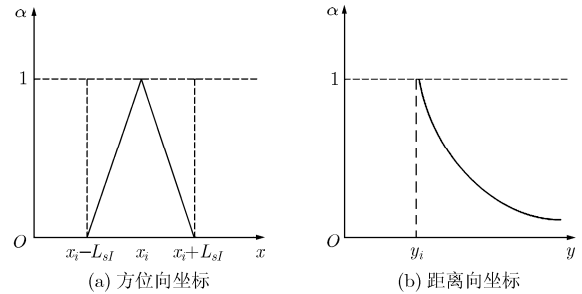


图 4 虚假目标位置与等效合成孔径长度比

合成孔径长度的损失导致方位向信号在时域和频域内都不完整。这将导致方位向匹配滤波时，脉压主瓣峰值降低，主瓣展宽，分辨率下降。

假设某虚假目标的一个完整合成孔径长度为  $L_s$ 。从上面的分析可知，由转发式干扰机造成的虚假目标等效合成孔径长度为  $\alpha L_s$ ，其中， $\alpha$  为等效合成孔径长度比 ( $0 \leq \alpha \leq 1$ )。对正侧视的雷达，多普勒带宽  $B_d = K_a \cdot \alpha L_s / v$ ，其中， $K_a$  为多普勒调频斜率； $v$  为载机飞行速度。那么方位向分辨率表示为

$$\rho_a = v / B_d = \frac{v^2}{K_a L_s} \frac{1}{\alpha} \quad (10)$$

由此可见，方位向分辨率与等效合成孔径长度成反比关系。当  $\alpha = 1$  时，为理论方位分辨率。

图 5 分别给出了方位分辨率和主瓣峰值相对于参数  $\alpha$  变化关系的实际仿真结果。需要说明的是，方位分辨率和主瓣峰值都采用归一化值，即与  $\alpha = 1$  的情况的比值，且方位分辨率取脉压波形的 3 dB 宽度。

通过仿真看到：方位分辨率与参数  $\alpha$  确呈式(10)所描述的反比关系；而脉压的主瓣峰值与参数  $\alpha$  呈正比关系。

## 5 虚假信号的延迟转发

前面讨论的是虚假信号在当前 PRT 内返回雷达接收机的情况。事实上, 由于实际中干扰机在对捕获的雷达信号进行处理时, 需要花费一定的时间, 这就造成一旦虚假目标个数增多, 或要形成虚假分布目标干扰时, 这个前提就很难满足。当处理时间变长时, 可以考虑将虚假目标信号延迟若干 PRT 再转发<sup>[2]</sup>。

如图 6 所示, 假设  $t$  为当前时刻,  $t - N \cdot \text{PRT}$  为干扰机捕获到雷达信号的时刻。由式(1)可推导,

$$r_I(t - N \cdot \text{PRT}) \approx r(t) - \frac{v \cdot \Delta x}{R_I} t + \frac{2x_i \Delta x + \Delta x^2}{2R_I} \quad (11)$$

其中  $\Delta x = v \cdot N \cdot \text{PRT}$ , 为雷达在延迟的这  $N$  个 PRT 内, 在航迹上移动的距离,  $x_i$  为干扰机方位向位置坐标。当干扰机位置以及延迟脉冲个数  $N$  确定后, 第 3 项即为常数项, 在后面的讨论中可忽略, 即式(11)可进一步简化为

$$r_I(t - N \cdot \text{PRT}) \approx r(t) - \frac{v \cdot \Delta x}{R_I} t \quad (12)$$

这样, 经过干扰机  $I$  接收并转发的信号与虚假目标  $J$  的回波在空间传播的路程差为

$$\begin{aligned} \Delta r_{JI} &= 2r_J(t) - [r_I(t - N \cdot \text{PRT}) + r_I(t)] \\ &= 2\Delta r_{JI}(t) + \frac{v \cdot \Delta x}{R_I} t \end{aligned} \quad (13)$$

从式(12)可以看出, 这个路程差仅比前面讨论过的同一 PRT 内返回虚假回波的情况下的路程差, 相差一个时间  $t$  的线性项。即延迟若干 PRT 转发虚假信号, 最终受到改变的只是式(4)中的多普勒频率项, 且其对应的多普勒频率增加量为

$$\Delta f_{dJI} = \frac{v \cdot \Delta x}{\lambda R_I} \quad (14)$$

即干扰机在产生虚假目标  $J$  的回波时, 只需在式(5)的第 2 项中增加式(13)的多普勒频率增量即可。

由此可见, 将虚假信号延迟转发的实现难度及

计算复杂性增加很小, 但却可以有效缓解干扰机对虚假目标回波参数的运算时间要求的迫切性。

当然延迟转发也存在如下问题: 因为利用的是  $N$  个 PRT 之前的发射信号, 去模拟当前时刻的回波。那么, 虚假目标在方位向上必然又会损失  $N$  个采样点, 即有效合成孔径长度会进一步缩短  $\Delta x = v \cdot N \cdot \text{PRT}$ 。由上一节的分析, 会造成虚假目标的成像质量进一步下降; 另外, 考虑在实际中, 当脉冲间隔数  $N$  较大时, 干扰机在同一时刻同时处理多个 PRT 内的接收回波的可能性也会增加, 这会增加信号处理的计算量和复杂性。综上, 所以要尽量控制转发干扰机的时延, 即在满足欺骗干扰性能指标的前提下, 延迟尽量少的发射信号脉冲周期。

## 6 转发式干扰的应用

压制式干扰无论在距离向还是在方位向上都无法获得压缩增益, 因此对干扰机功率的要求比较高。本文研究的转发式干扰, 首先保证了干扰机产生的虚假目标回波信号与真实目标回波信号在距离向上具有相同的性质, 从而可以获得距离向的压缩增益。另外, 在方位向上, 离干扰机距离越远的虚假目标, 其等效合成孔径长度越短, 因而成像质量会受到一定影响, 这使得试图产生逼真的虚假目标变的困难。要解决这个问题, 可以沿方位向设置若干个干扰机, 采用干扰机前后配合工作, 即干扰机组网的方法, 这样就可以在 SAR 图像中形成逼真的虚假目标。这样, 系统的复杂性也会随之增加。如果只考虑单一的转发式干扰机的情况, 那么要生成较为逼真的虚假目标, 虚假目标的位置距离干扰机就不能太远。

例如, 如果可接受的有效合成孔径长度比  $\alpha = \alpha_0 (0 \leq \alpha_0 \leq 1)$  一定, 且干扰机  $I$  位置处的地面坐标为  $(x_I, y_I)$ 。那么虚假目标方位向坐标的最大范围为  $x_J \in [x_I - (1 - \alpha_0) \cdot L_{sI}, x_I + (1 - \alpha_0) \cdot L_{sI}]$ , 距离向坐标的最大范围为  $y_J \in [y_I, \sqrt{(1/\alpha_0^2 - 1) \cdot H^2 + y_I^2}]$ 。对  $x_J$  来说, 这个区间范围数值的大小仅与干扰机位置

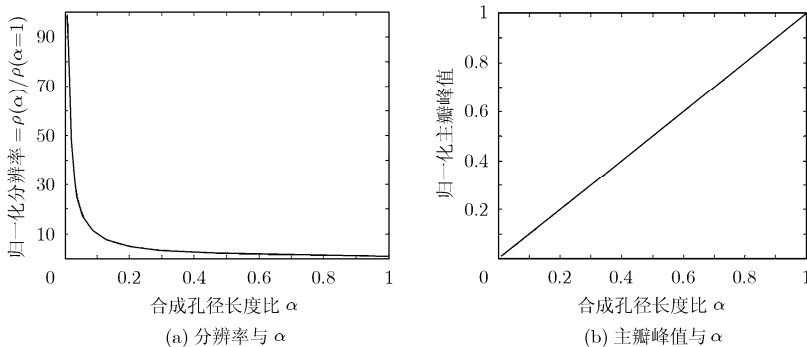


图 5 分辨率和主瓣峰值与等效合成孔径长度比的关系

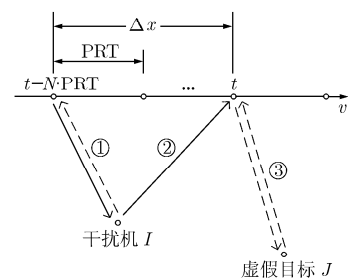


图 6 延迟若干 PRT 转发虚假目标信号

$I$  处的合成孔径长度有关；对  $y_J$  来说，区间范围数值的大小与  $y_J$  和平台高度  $H$  都有关。且当干扰机地面位置确定时， $H$  越大，范围也越大。此时，对应的方位向脉压主瓣展宽  $1/\alpha_0$  倍，主瓣峰值则降为  $\alpha_0$  倍，所以  $\alpha_0$  不能太小。

以正侧视机载 SAR 为例：载机飞行速度  $v = 150 \text{ m/s}$ ，雷达工作频率  $\lambda = 0.24 \text{ m}$ ，雷达平台高度  $H = 3 \text{ km}$ ，天线口径  $D = 3 \text{ m}$ ，距离向分辨率  $\rho_r = 1.5 \text{ m}$ ，干扰机  $I$  处地面坐标  $(x_I, y_I) = (0, 4 \text{ km})$ ，该位置处合成孔径长度  $L_{sI} = 400 \text{ m}$ 。仿真中的真实目标与虚假目标位置如图 7 所示，其中，各点的坐标均为与干扰机位置的相对值。

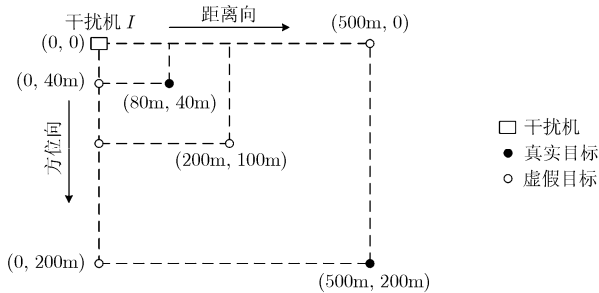


图 7 虚假目标与真实目标位置

图 8 为上述参数的仿真结果，从中可以发现真实目标都得以较好成像，而干扰机产生的虚假目标成像质量都有不同程度的下降。对位于  $(0, 40 \text{ m})$  与  $(500 \text{ m}, 0)$  的两个虚假目标，它们具有相同的有效合成孔径长度比  $\alpha = 0.9$ ，可以得到较为逼真的虚假目标。但对于  $(0, 200 \text{ m})$  和  $(200 \text{ m}, 100 \text{ m})$  处的两个目标，分辨率下降，脉压峰值明显降低。总之，单一的转发式干扰机只能生成较为逼真的假目标。且因为通常距离向长度远大于方位向长度，所以这个较为逼真的假目标与干扰机的位置差在方位向上比较小，而在距离向上则可以较大。

单一的转发式干扰机虽然不能形成逼真的虚假目标干扰，但相比压制式干扰，它可以获得部分的

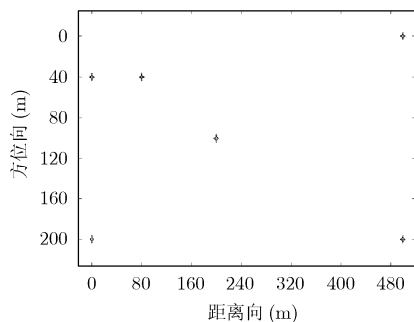


图 8 仿真结果

处理增益。如果转发式干扰机在对回波参数进行调制的同时，并对虚假回波的功率放大，补偿因方位向脉冲压缩损失的增益。那么单一干扰机就可以在图像的局部形成散焦的遮盖式干扰，从而保护地面目标。相对于压制式干扰，它对干扰机的功率要求降低。同时，虚假目标相对于干扰机的位置偏移可以在两个方向上都可以适当扩大，如图 9 所示。

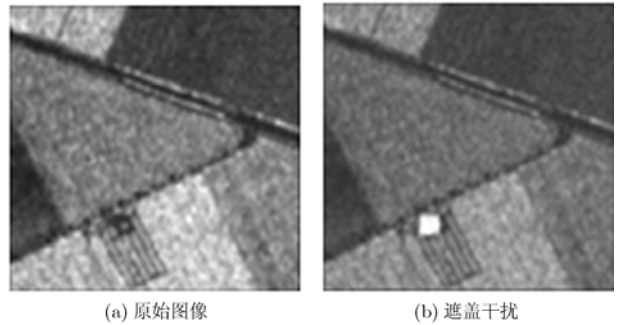


图 9 单一干扰机的遮盖式干扰

## 7 结束语

采用单一的转发式干扰机对 SAR 实施干扰，从而保护地面目标是可行的，同时在距离干扰机位置不远处，也可以产生较为逼真的虚假目标。但要对虚假目标精确成像，还需要干扰机组网的方法。另外，在对抗转发式干扰时，还可以考虑采用发射信号随机初相或者发射波形脉间捷变的方法<sup>[7-9]</sup>。总之，电子对抗问题本身就是在不断相互斗争中得到发展的。

## 参考文献

- [1] 焦逊, 陈永光, 李修和. 有源干扰星载SAR的技术研究[J]. 现代雷达, 2007, 29(1): 12-15.  
Jiao Xun, Chen Yong-guang, and Li Xiu-he. Study of the technology about active jamming Space-borne SAR [J]. *Modern Radar*, 2007, 29(1): 12-15.
- [2] 王迪, 王恩宏, 雷武虎. SAR 欺骗干扰信号生成与实时性研究[J]. 航天电子对抗, 2007, 23(1): 31-34.  
Wang Di, Wang En-hong, and Lei Wu-hu. Generation and real-time require of deceive jamming signal against SAR [J]. *Aerospace Electronic Warfare*, 2007, 23(1): 31-34.
- [3] 王盛利, 于力, 倪晋麟等. 合成孔径雷达的有源欺骗干扰方法研究[J]. 电子学报, 2003, 31(12): 1900-1902.  
Wang Sheng-li, Yu Li, and Ni Jin-lin, et al. A study on the active deception jamming to SAR. *Acta Electronica Sinica*, 2003, 31(12): 1900-1902.
- [4] 李江源, 王建国, 周良臣. 三种合成孔径雷达干扰方法的性能评估[J]. 电子与信息学报, 2007, 29(11): 2729-2733.  
Li Jiang-yuan, Wang Jian-guo, and Zhou Liang-chen. The

- performance evaluation of three jamming methods of SAR[J]. *Journal of Electronics and Information Technology*, 2007, 29(11): 2729-2733.
- [5] Li Neng-jing and Zhang Yi-ting. A survey of radar ECM and ECCM [J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 1995, 31(3): 1110-1120.
- [6] 保铮, 邢孟道, 王彤. 雷达成像技术[M]. 第 1 版, 北京: 电子工业出版社, 2005, 第 3 章.
- [7] Yang Ying, Zhang Jian-yun, and Liu Chun-quan. Chaotic FM signals for SAR jamming imaging[C]. 1st Asian and Pacific Conference on Synthetic Aperture Radar, Huangshan, China, 2007: 87-89.
- [8] 胡英辉, 郑远, 邓云凯. 超混沌调相信号抗干扰技术研究[J]. 电子与信息学报, 2008, 30(7): 1756-1759.
- Hu Ying-hui Zheng Yuan, and Deng Yun-kai. A study on ECCM using hyperchaotic phase modulated signal[J]. *Journal of Electronics and Information Technology*, 2008, 30(7): 1756-1759.
- [9] Soumekh M. SAR-ECCM using phase-perturbed LFM chirp signals and DRFM repeat jammer penalization [J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2006, 42(1): 191-205.
- 邓云凯: 男, 1962 年生, 研究员, 博士生导师, 研究方向为 SAR 系统设计.
- 郑远: 男, 1982 年生, 博士生, 研究方向为 SAR 对抗与仿真.
- 胡英辉: 男, 1981 年生, 博士生, 研究方向为 SAR 电子抗干扰技术.