

【自动化技术】

对多发多收合成孔径雷达的压制干扰仿真

李云涛¹, 赵艺博², 王平³, 王振楠⁴(1. 装备指挥技术学院, 北京 101416; 2. 66476 部队, 北京 100042;
3. 73678 部队, 福建 350200; 4. 装甲兵技术学院, 长春 130117)

摘要:从对抗的角度,给出了 MIMO-SAR 的干扰方程,阐述了 MIMO-SAR 的信号处理流程并对 MIMO-SAR 的干扰效果进行了仿真。结果表明,MIMO-SAR 具有较低的截获概率,对其干扰是可行的,需要更强的压制系数。

关键词:多发多收合成孔径雷达;干扰方程;截获概率;压制系数

中图分类号: TN972

文献标识码: A

文章编号: 1006-0707(2011)06-0060-05

雷达技术根据发展的需要,由单站收发发展到多站发射多站接收,这种 MIMO 雷达可以增强抗干扰能力,发挥雷达群体的优势,有效地对抗反辐射导弹的攻击,较好地探测隐身飞机等。

文献[1]介绍了 MIMO 雷达的特点,讨论了其性能, MIMO 雷达采用空间分集和频率分集技术,克服了雷达截面(RCS)角闪烁带来的性能损失;分析了对 MIMO 雷达有效干扰的几种方式:多波束雷达干扰、分布式干扰、假目标欺骗干扰和新型调制雷达干扰系统-网络雷达干扰。

文献[2]在 MIMO 雷达干扰方面,首先分析了侦察干扰机可能的侦收信号调制样式,之后针对 MIMO 雷达的特点分析了其特殊的干扰策略并对干扰效果进行了评估;采用组网雷达在遮盖干扰下的有效干扰区评估对 MIMO 雷达的遮盖干扰效果;讨论了密集假目标干扰的欺骗干扰效果。

文献[3-4]从对抗的角度出发,提出了 MIMO 雷达的组成构想示意图,列出了它可以利用多频段和目标特性发现隐身飞机的能力;举例分析了自卫干扰机对 MIMO 雷达干扰方程、干扰所需的等效功率;分析了掩护式干扰机对 MIMO 雷达的干扰方程、所需的干扰等效功率,并绘制了对 MIMO 雷达的干扰机原理框图,指出对 MIMO 雷达干扰系统是可以实现的,它的难点是天线波束比较宽,增益比较低,需要的波段范围宽,收发天线的相互隔离要求高,给干扰机的研制带来许多困难。

Ender 等^[5]使用多通道 SAR,借鉴密布阵列的信号处理技术,对抗干扰技术进行了研究。L. Rosenberg^[6]也基于多通道研究了 SAR 的抗干扰技术。

文献[7]介绍了 MIMO 雷达的工作原理,分析了该雷达的杂波强度、被截获概率和抗干扰性能,结果表明:MIMO 雷达是数字阵雷达的一个重要发展方向,该雷达采用收发分开的体制,发射端各子阵发射相互正交的信号,从而获得了广阔的空间覆盖,接收端通过匹配滤波和数字波束形成技术,可以同时实现多种功能,改变了传统相控阵雷达通过时间分

割实现多功能的做法,大大丰富了系统的时间资源。与常规相控阵雷达相比,MIMO 雷达还可以降低杂波强度,对接收通道的动态范围要求较低,具有更低的被截获概率和更好的抗干扰能力,因此拥有良好的应用前景。

雷达虽然种类繁多,新体制不断涌现,新技术不断发展。但是,没有干扰不掉的雷达,也没有抗不掉的干扰。只要对抗双方把对方的底细摸清楚,就可以各自达到目的。本文从对抗的角度分析了对 MIMO-SAR 的干扰方程,并对噪声干扰对 MIMO-SAR 的影响进行了仿真。

1 MIMO-SAR 的干扰方程

MIMO-SAR 采用 M 个发射机向目标区域发射 M 个正交信号, N 个接收机对所有回波信号进行接收,然后经匹配滤波处理得到 $M \times N$ 个信号。对 MIMO-SAR 干扰的示意图如图 1 所示。设 A_m 为发射机, B_n 为接收机, C_p 为目标, E_q 为干扰机, R_i 为发射机到目标的距离, R_r 为目标到接收机的距离, R_j 为干扰机到接收机的距离, d 为发射机与接收机之间的距离,当目标和干扰机距离相对较远时可忽略。

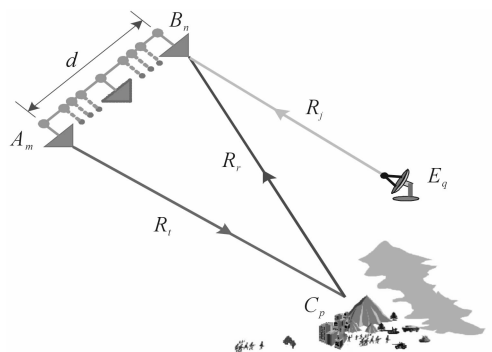


图 1 对 MIMO-SAR 的干扰示意图

收稿日期:2011-05-20

作者简介:李云涛(1984—),博士,主要从事新体制雷达信号处理和空间信息对抗研究。

发射机 A_m 发射信号到达目标的功率为

$$P_{\text{target}} = \frac{P_{tm} G_{tm} L_{tm}}{4\pi R_{tm}^2} \cdot \sigma(\theta) \quad (1)$$

式中: P_{tm} 为发射机 A_m 的发射信号功率, $P_{tm} = P_t/M$; G_{tm} 为发射机 A_m 的天线增益, $G_{tm} = G_t/M$; R_{tm} 为发射机 A_m 到目标的距离; L_{tm} 为发射机 A_m 馈线损耗和大气传输损耗; $\sigma(\theta)$ 为目标等效雷达散射面积(m^2)。

由雷达天线增益-面积关系 $G = 4\pi A/\lambda^2$, 接收机 B_n 接收到来自发射机 A_m 的目标反射信号功率 P_{rnm} 为

$$P_{rnm} = \frac{P_{\text{target}} L_{rn}}{4\pi R_{rn}^2} \cdot \frac{\lambda^2}{4\pi} G_{Bn} \quad (2)$$

式中: G_{Bn} 为接收机 B_n 的接收天线增益, $G_{Bn} = G_r/N$; R_{rn} 为目标到接收机 B_n 的距离; L_{rn} 为接收机馈线和大气损耗。

将式(1)代入(2)得

$$P_{rnm} = \frac{P_{tm} G_{tm} L_{tm} L_{rn} \sigma(\theta) \lambda^2 G_{Bn}}{4\pi R_{tm}^2 \cdot 4\pi R_{rn}^2 \cdot 4\pi} = \frac{P_{tm} G_{tm} L_{tm} L_{rn} \lambda^2 G_{Bn} \sigma(\theta)}{(4\pi)^3 R_{tm}^2 R_{rn}^2} \quad (3)$$

假设距雷达 R_{ESM} 处存在敌方电子侦察或电子情报设备, 则敌方电子侦察机接收到 MIMO SAR 的信号功率为

$$P_{ESM} = M \frac{P_t}{M} \frac{G_t}{M} \frac{1}{4\pi R_{ESM}^2} \frac{\lambda^2 G_{ESM}}{4\pi L_s} \quad (4)$$

式中: L_s 为系统损耗; R_{ESM} 为雷达至电子侦察机的距离; G_{ESM} 为侦察机的接收天线增益, 且有 $A_{ESM} = \frac{\lambda^2 G_{ESM}}{4\pi}$ 。式(4)可以表示为

$$P_{ESM} = \frac{P_t G_t \lambda^2 G_{ESM}}{M(4\pi R_{ESM})^2 L_s} \quad (5)$$

从式(4)和(5)可以看出由于发射采用多个子阵, 每个子阵发射的正交信号在空间不形成波束, 从而发射增益降为原来的 $1/M$, 则侦察机接收到的 MIMO SAR 信号的功率降低为原来的 $1/M$ 。同时, 由于 MIMO SAR 可以通过长时间相干积累获得较高增益, 这就使得侦察设备获得的增益比 MIMO-SAR 低得多, 这就进一步降低了 MIMO SAR 的被截获概率, 使得己方 SAR 系统不易被敌方识别和攻击。

干扰机发射连续波噪声, 则接收机 B_n 收到的干扰噪声功率 P_{rjn} 为

$$P_{rjn} = \frac{P_j G_j L_{jn} K_{jn} \gamma_{jn}}{4\pi R_{jn}^2} \cdot \frac{\lambda^2}{4\pi} G_{Bn} \quad (6)$$

式中: P_j 为干扰机发射的干扰信号功率; G_j 为干扰机天线增益; R_{jn} 为干扰机到接收机 B_n 的距离; L_{jn} 为干扰机馈线损耗和大气传输损耗; K_{jn} 为接收机 B_n 带宽与干扰带宽之比; γ_{jn} 为干扰极化损耗系统采用频分方式, 每个接收通道对所接收的各阵元发射信号进行频谱拼接, 则每个通道的干扰压制系数 K_j 为

$$K_j = \frac{P_{rjn}}{P_{rnm}} = \frac{P_j G_j \lambda^2 G_{Bn} \cdot L_{jn} K_{jn} \gamma_{jn}}{(4\pi R_{jn})^2} \cdot \frac{P_{tm} G_{tm} \lambda^2 \sigma(\theta) \cdot G_{Bn} \cdot L_{tm} L_{rn}}{(4\pi)^3 R_{tm}^2 R_{rn}^2} =$$

$$\frac{4\pi P_j G_j}{P_{tm} G_{tm} \sigma(\theta)} \cdot \frac{R_{tm}^2 R_{rn}^2}{R_{jn}^2} \cdot \frac{L_{jn} K_{jn} \gamma_{jn}}{L_{tm} L_{rn}} \quad (7)$$

由于 $P_{tm} = P_t/M$ 和 $G_{tm} = G_t/M$, 因此, 在相同发射功率和天线增益的条件下的干扰压制系数为

$$K_j = M^2 \frac{4\pi P_j G_j}{P_t G_t \sigma(\theta)} \frac{R_{tm}^2 R_{rn}^2}{R_{jn}^2} \frac{L_{jn} K_{jn} \gamma_{jn}}{L_{tm} L_{rn}} \quad (8)$$

若干扰机搭载于目标上, 则为自卫式干扰, 即 $R_{jn} = R_{rn}$, 则相应的干扰压制系数为

$$K_j = M^2 \frac{4\pi P_j G_j R_{tm}^2}{P_t G_t \sigma(\theta)} \frac{L_{jn} K_{jn} \gamma_{jn}}{L_{tm} L_{rn}} \quad (9)$$

由式(6)和式(7)可见, 在相同天线面积和辐射功率的条件下, 对 MIMO-SAR 干扰所需的干扰压制系数是常规 SAR 的 M^2 倍, M 为发射阵元数目。

2 MIMO-SAR 信号处理流程

文中以三发三收 SAR (TITO-SAR) 系统为例进行阐述, 即 $M=3, N=3$ 。其几何坐标关系如图 2 所示。发射信号采用线性频率分集方式 $f_{i+n} = f_i + n \cdot \Delta f$, 此时 $\Delta f = B_w$, B_w 为发射信号带宽, 即发射信号间无频谱重叠。系统单个通道结构如图 3 所示。

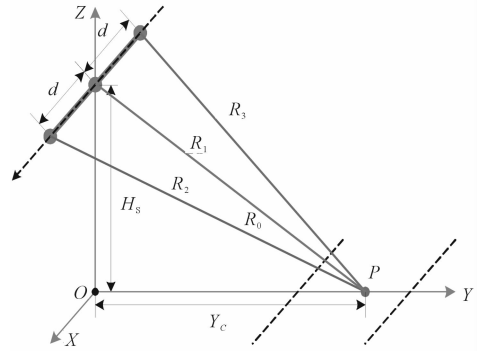


图 2 TITO-SAR 相同几何关系

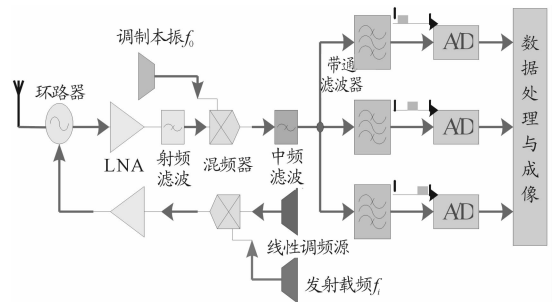


图 3 频分法 MIMO-SAR 系统单通道结构

以图 2 所示情况为例说明 TITO-SAR 成像中的相位补偿原理, 将中间波束相位中心到地面任一目标位置的斜距展开到二次项表示为

$$R_1(t) \approx R_0 + \alpha(t - t_0) + \beta(t - t_0)^2 \quad (10)$$

式中: R_0 为参考时刻 t_0 位置处的斜距; $\alpha = -v_a \sin\theta$; $\beta =$

$v_a^2 \cos^2 \theta / (2R_0)$; θ 为斜距 R_0 方向与天线法线方向的夹角。

中间波束收发同相位, 相位历程为: $\phi_1(t) = 2kR_1(t)$, 其中 $k = 2\pi/\lambda$ 。

左侧波束作为接收波束接收的信号经历的路径为由中间波束相位中心到目标再到左侧波束相位中心, 取相邻天线间相位中心间距为 d , 则由目标点到左侧波束相位中心距离历程为

$$\begin{aligned} R_2(t) &= R_1(t - \frac{d}{v_a}) \approx R_0 + \\ &\alpha(t - t_0 - \frac{d}{v_a}) + \beta(t - t_0 - \frac{d}{v_a})^2 = \\ R_1(t) - &[\frac{\alpha d}{2v_a} + \frac{\beta d(t - t_0)}{v_a} - \frac{\beta d^2}{2v_a^2}] \end{aligned} \quad (11)$$

相应的相位历程为

$$\begin{aligned} \phi_2(t) &= k(R_1(t) + R_1(t - d/v_a)) = \\ \phi_1(t) - &2k[\frac{\alpha d}{2v_a} + \frac{\beta d(t - t_0)}{v_a} - \frac{\beta d^2}{2v_a^2}] \end{aligned} \quad (12)$$

类似的, 右侧波束接收时的双程相位历程为

$$\begin{aligned} \phi_3(t) &= k(R_1(t) + R_1(t + d/v_a)) = \\ \phi_1(t) + &2k[\frac{\alpha d}{2v_a} + \frac{\beta d(t - t_0)}{v_a} + \frac{\beta d^2}{2v_a^2}] \end{aligned} \quad (13)$$

考虑等效单波束系统在相邻三个收发位置处的接收信号相位历程(这里的等效单波束系统, 是指与文中所述分离相位中心多波束系统具有相同的轨道参数、工作频率和空间分辨率的常规单波束 SAR 系统)。雷达在一个脉冲重复周期内飞行的距离为 X , 中间收发位置的回波信号相位历程为: $\phi_1^c(t) = 2kR_1(t)$ 。在其左侧前一位置的接收回波经历的路径为从该位置的天线相位中心到目标点的双程路径, 其单程路径长度为

$$\begin{aligned} R_2(t) &= R_1(t - \frac{X}{v_a}) = \\ R_1(t) - &[\frac{\alpha X}{2v_a} + \frac{\beta X(t - t_0)}{v_a} - \frac{\beta X^2}{v_a^2}] \end{aligned} \quad (14)$$

对应的相位历程为

$$\begin{aligned} \phi_2(t) &= 2kR_1(t - X/v_a) = \\ \phi_1^c(t) - &2k[\frac{\alpha X}{2v_a} + \frac{\beta X(t - t_0)}{v_a} - \frac{\beta X^2}{v_a^2}] \end{aligned} \quad (15)$$

类似可得右侧相邻接收信号相位历程为

$$\begin{aligned} \phi_3(t) &= 2kR_1(t + X/v_a) = \\ \phi_1^c(t) + &2k[\frac{\alpha X}{2v_a} + \frac{\beta X(t - t_0)}{v_a} + \frac{\beta X^2}{v_a^2}] \end{aligned} \quad (16)$$

分别比较式(13)和式(15)以及式(14)和式(16)可以看出, 只要合理设置各波束相位中心间距, 使 $d = 2X$ 即可利用三波束情况下两边接收波束模拟等效单波束系统的回波相位历程, 而只引入一个常数相位差: $\Phi = 2k\beta X^2/v_a^2$, 正侧视情况下 $\theta = 0$, 则 $\Phi = k \frac{d^2}{4R_0}$ 。对两侧接收波束的回波数据进行适当的相位校正后, 就可通过将 3 个波束回波数据的组合获得完整的方位向回波相位历程。

3 对 MIMO-SAR 的压制干扰仿真

本节针对 TITO-SAR, 采用传统的射频噪声、噪声调幅和噪声调频三种干扰样式, 研究了噪声调制干扰对 MIMO-SAR 的干扰效果。

3.1 系统参数

假设平台飞行姿态稳定, 沿方位向匀速飞行, 对九个散射点构成的点阵目标进行成像, 干扰机位置在成像区域中, 主要仿真参数如表 1 所示。

表 1 对 TITO-SAR 干扰的仿真参数

参数	数值
天线方位尺寸/m	6
天线阵元数目	3
阵元间距/m	2
起始频率/GHz	10
发射信号带宽/MHz	50
发射信号时宽/ μ s	5
PRF/Hz	300
场景中心斜距/km	5.77
载机速度/($m \cdot s^{-1}$)	150
成像区间(方位 \times 距离)	$[-100, 100, Y_c - 100, Y_c + 100]$

图 4 示出了传统单发单收 SAR 和 TITO-SAR 对目标的成像结果, 图 4(b) 清晰的表明, 采用 TITO 模式进行距离向频谱拼接和方位等效相位中心重排处理, 图像的分辨率得到了提高, 显示了 MIMO-SAR 在提高分辨率上的优势。

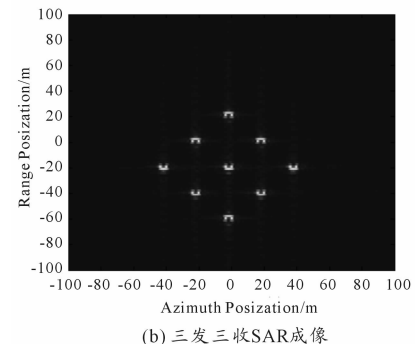
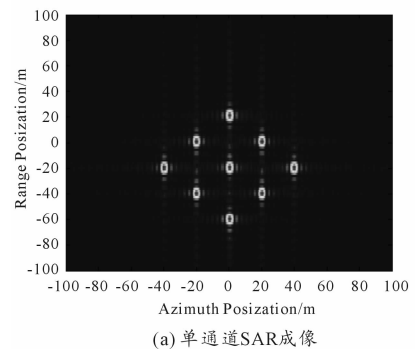


图 4 传统单发单收 SAR 和 TITO-SAR 对目标的成像

3.2 干扰效果仿真

本节首先对传统 SAR 和 TITO-SAR 在干信比为 30dB 条件下的点目标进行了成像,如图 5 所示。

图 5 和表 2 从图像和数值上都看出,频率分集 TITO-SAR 自身就有一定的抗干扰性能,但其成像处理使噪声干扰能量在方位向上集中于场景中心,这可能是由于方位处理时仅利用相位中心原理将数据进行了方位重排,没有考虑方位向数据欠采样问题。

表 2 传统 SAR 和 TITO-SAR 点目标成像性能 ($JSR = 30 \text{ dB}$)

	传统 SAR	TITO-SAR
方位向峰值旁瓣比 (dB)	-10.707	-13.303
方位向积分旁瓣比 (dB)	1.188	-4.696
距离向峰值旁瓣比 (dB)	-7.549	-8.343
距离向积分旁瓣比 (dB)	8.685	8.873

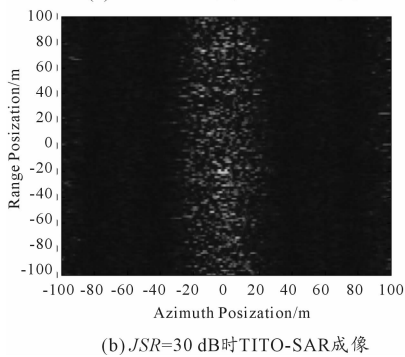
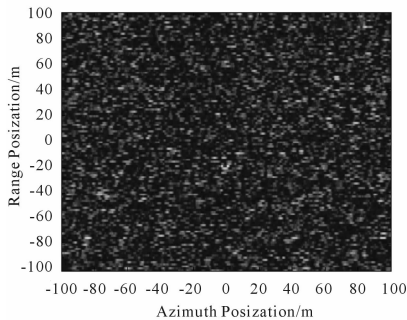


图 5 干扰效果仿真成像

3.2.1 射频噪声干扰

窄带高斯过程:

$$J(t) = U_n(t) \exp\{j(w_j t + \phi(t))\} \quad (7)$$

称为射频噪声干扰。其中包络函数 $U_n(t)$ 服从瑞利分布,相位函数 $\phi(t)$ 服从 $[0, 2\pi]$ 均匀分布,且 $U_n(t)$ 与相互独立,载频 w_j 为常数,且远大于 $J(t)$ 的谱宽。此处采用干信比 (JSR) 分别为 35 dB 和 40 dB 的射频噪声信号对 TITO-SAR 进行干扰,其效果如图 6 所示。

由图 6 可见,随着干信比的增大,干扰效果越好,但由于采用了 TITO 模式,干扰信号能量主要集中于方位向中心区域。

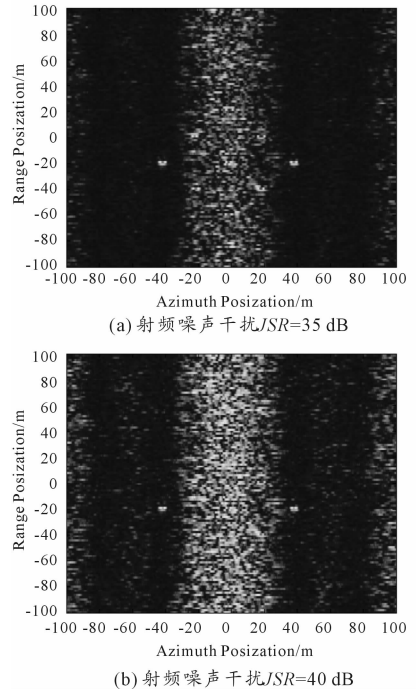


图 6 射频噪声仿真成像

3.2.2 噪声调幅干扰

噪声调幅干扰将噪声信号调制到信号的幅度上,其数学模型可表示为:

$$J(t) = [U_0 + U_n(t)] \exp\{j(w_j t + \phi(t))\} \quad (8)$$

式中:调制噪声 $U_n(t)$ 为零均值,方差为 σ_n^2 ,在 $[-U_0, \infty)$ 上分布的广义随机过程,相位函数 $\phi(t)$ 为 $[0, 2\pi]$ 均匀分布,且 $U_n(t)$ 与相互独立,载频 w_j 为常数,且远大于 $J(t)$ 的谱宽; U_0 为待调制幅度初始值。此处采用存在直流分量和无直流分量,干信比 (JSR) 为 35 dB 的噪声调幅信号对 TITO-SAR 进行干扰,其效果如图 7 所示。

3.2.3 噪声调频干扰

噪声调频干扰是将噪声信号调制到信号的频率上,其数学模型可表示为:

$$J(t) = U_0 \exp\{j(w_j t + \phi(t)) + j2\pi K_{FM} \int_0^t U_n(x) dx\} \quad (9)$$

式中:调制噪声 $U_n(t)$ 为零均值,方差为 σ_n^2 ,在 $[-U_0, \infty)$ 上分布的广义随机过程,相位函数 $\phi(t)$ 为 $[0, 2\pi]$ 均匀分布,且 $U_n(t)$ 与相互独立,载频 w_j 为常数,且远大于 $J(t)$ 的谱宽; U_0 为信号幅度信息, K_{FM} 为调频斜率。采用干信比 (JSR) 为 35 dB 和 40 dB 的噪声调频信号对 TITO-SAR 进行干扰,其效果如图 8 所示。

由图 8 可见,随着干信比的增大,噪声调频干扰效果越好,但干扰信号能量同样主要集中于方位向中心区域。

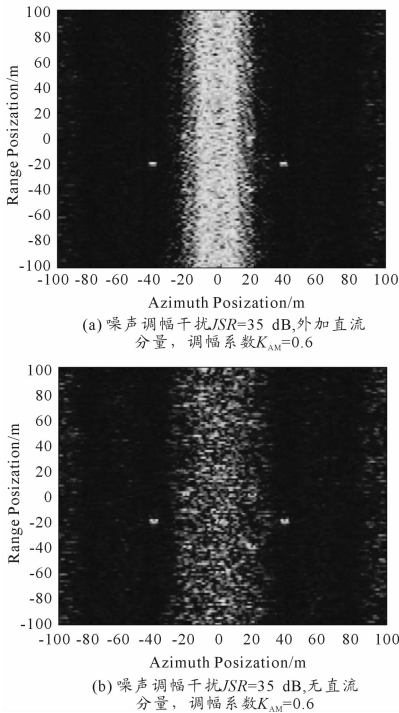


图7 噪声调幅信号干扰仿真成像

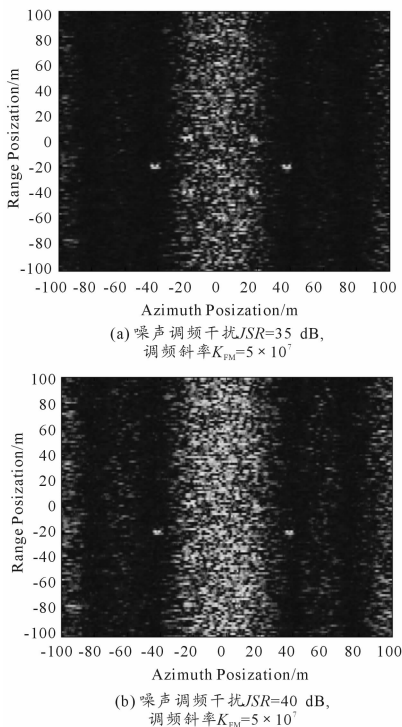


图8 噪声调频干扰仿真成像

4 结束语

MIMO-SAR 是近年来 SAR 领域的研究热点,它以其多发射多收模式,可以获得更多地空间信息,具有良好的抗干扰性能。通过对干扰方程和侦察接收机接收能量的分析可见,MIMO-SAR 具有较低的截获概率,但是对其干扰是可以实现的,难点在于 MIMO-SAR 的天线波束比较宽,增益比较低,干扰机需要的波段范围相应变宽,收发天线的隔离度要求比较高,这给干扰机的研制带来许多困难。

文中对几种典型的噪声调制信号对 TITO-SAR 的干扰效果进行了仿真,验证了干扰的可行性。同时,噪声调幅干扰需要对被干扰方的载频进行瞄准,在实施宽带阻塞式干扰时,其性能将受影响;噪声调频是产生宽频带干扰的主要方法,仿真中也可见在同样的干信比的条件下,噪声调频干扰效果明显。因此,对 MIMO-SAR 的压制干扰中,噪声调频仍是噪声调制干扰方式的首选。

由仿真结果可见,MIMO-SAR 处理过程中,噪声信号能量会向方位向中心区域集中,这一特殊现象产生的原因和如何进行抑制是今后研究的方向。

参考文献:

- [1] 梁百川. 对统计 MIMO 雷达的干扰[J]. 舰船电子对抗, 2009,32(1):5-8.
- [2] 戴伟倩,赵国庆. MIMO 雷达干扰研究[D]. 西安:西安电子科技大学,2009.
- [3] 张锡祥. 对 MIMO 雷达的干扰构想[J]. 现代雷达, 2010,32(4):1-4.
- [4] 龚云,张良,孙晓闻. 机载 MIMO 雷达地杂波功率谱仿真分析[J]. 现代雷达,2010,32(1):17-21.
- [5] Ender J H G. Anti jamming adaptive filtering for SAR imaging[C]//Proceedings of Int. Radar Symp. DGON, Germany, 1998:1403-1413.
- [6] Rosenberg L, Gray D. Anti-jamming Techniques on Multi-channel SAR Imaging [C]//EUSAR. [S. l.]: [s. n.], 2004:879-882.
- [7] 王建国,吴道庆. MIMO 雷达抗干扰性能分析[J]. 航天电子对抗,2006,22(5):48-50.

(责任编辑 周江川)