

基于多输入多输出合成孔径雷达的二维混合基线抗欺骗干扰方法

曾铮^{①②} 张福博^① 陈龙永^{*①②} 卜祥玺^{①②} 周思言^{①②}

^①(中国科学院电子学研究所微波成像技术重点实验室 北京 100190)

^②(中国科学院大学 北京 100049)

摘要: 针对距离延时和方位多普勒频率调制两类合成孔径雷达(SAR)欺骗干扰问题, 该文提出一种基于多输入多输出合成孔径雷达(MIMO-SAR)的二维混合基线抗欺骗干扰方法。该方法采用基于MIMO-SAR的相位编码方案, 使得多通道信号正交, 利用多维相位信息识别欺骗干扰, 通过相位补偿抑制干扰目标, 从而提升雷达抗欺骗干扰能力。该文采用雷达抗干扰改善因子进行定量效果评估, 在平台空间受限的条件下, 该文方法比传统单发多收系统的雷达抗干扰改善因子提升3倍。仿真实验结果证明了该方法的有效性与正确性。

关键词: 抗欺骗干扰; 多输入多输出合成孔径雷达; 相位补偿; 雷达抗干扰改善因子

中图分类号: TN958

文献标识码: A

文章编号: 2095-283X(2019)01-0090-10

DOI: 10.12000/JR18118

引用格式: 曾铮, 张福博, 陈龙永, 等. 基于多输入多输出合成孔径雷达的二维混合基线抗欺骗干扰方法[J]. 雷达学报, 2019, 8(1): 90-99. doi: 10.12000/JR18118.

Reference format: ZENG Zheng, ZHANG Fubo, CHEN Longyong, *et al.* A two-dimensional mixed baseline method based on MIMO-SAR for countering deceptive jamming[J]. *Journal of Radars*, 2019, 8(1): 90-99. doi: 10.12000/JR18118.

A Two-dimensional Mixed Baseline Method Based on MIMO-SAR for Countering Deceptive Jamming

ZENG Zheng^{①②} ZHANG Fubo^① CHEN Longyong^{*①②}

BU Xiangxi^{①②} ZHOU Siyan^{①②}

^①(*Science and Technology on Microwave Imaging Laboratory, Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China*)

^②(*University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China*)

Abstract: A novel approach using two-dimensional mixed baseline based on Multi-Input Multi-Output Synthetic Aperture Radar (MIMO-SAR) has been proposed for range delay and azimuth Doppler frequency modulation used in deceptive jamming. Based on MIMO-SAR phase coding method, which makes the multi-channel signal orthogonal, we propose the detection of deceptive jamming phenomenon by employing multi-dimensional phase information, and suppress the jamming targets via phase compensation to improve the ability of countering deceptive jamming. Moreover, we utilize radar anti-jamming improvement factor as a quantitative evaluating index. In the limited platform space, the radar anti-jamming improvement factor of the proposed method is three times greater than that of conventional single-input multi-output systems. Experimental results demonstrate the validity of our method.

Key words: Deceptive jamming countering; Multi-Input Multi-Output Synthetic Aperture Radar (MIMO-SAR); Phase compensation; The radar anti-jamming improvement factor

收稿日期: 2018-12-21; 改回日期: 2019-02-22

*通信作者: 陈龙永 lychen@mail.ie.ac.cn

*Corresponding Author: CHEN Longyong, lychen@mail.ie.ac.cn

基金项目: 国家部委基金(41874059)

Foundation Item: The National Ministries Foundation (41874059)

1 引言

合成孔径雷达(Synthetic Aperture Radar, SAR)是主动式微波成像雷达, 能全天候、全天时、实时获取大地域的地面图像, 具有一定的植被

和地面穿透能力，对资源勘察和军事侦察有重大意义，已广泛应用于民用和军事领域。现代战争中，电子干扰已大范围普及，对SAR的欺骗干扰可以在没有目标区域产生虚假目标，使SAR判断失误，从而掩护真实目标^[1-3]。为了使SAR能够真正应用于军事领域，对SAR的抗欺骗干扰研究在当前是必要的和紧迫的。从干扰性质上来分，合成孔径雷达干扰主要分为压制性干扰和欺骗性干扰。当前阶段，压制性干扰已有较好的对抗措施^[4,5]，而欺骗干扰技术在信号处理增益上有着明显的优势，且针对SAR欺骗干扰的抗干扰措施还非常有限^[6,7]，因此研究SAR的抗欺骗性干扰具有重大意义。

目前，国内外的学者针对SAR的抗欺骗性干扰问题开展了许多研究工作。文献[8]提出根据欺骗干扰回波和真实目标回波方向不同的原理，利用距离向多孔径，对接收回波使用距离向数字波束形成(Digital Beam Forming, DBF)技术，通过谱估计得到欺骗干扰方向，然后计算加权系数，在干扰方向形成零陷，实现空域滤波，从而达到抗欺骗干扰的目的，但此方法要求系统有足够高的自由度和角分辨率，天线设计难度较大，系统复杂度较高。文献[9]提出利用脉冲随机相位波形调制技术来对抗有源假目标干扰，并提出一种称为“惩罚函数”的方法实现对有源假目标干扰抑制。该方法实质上属于脉冲捷变体制的抗干扰方法，要求在发射信号带宽不变的前提下，对每个发射信号波形都要进行不同的调制操作，增加了信号调制和收发的难度，同时也大大增加了成像处理的复杂性，在现阶段实施起来有相当难度。文献[10]中提出一种新的脉内混沌调相-脉间随机编码的超混沌信号，增强抗欺骗干扰的能力。但实际工程中，混沌信号产生困难，对分布目标成像效果差，在一定程度上牺牲了SAR的成像性能。文献[11]中提出利用双孔径天线获取的两幅合成孔径雷达图像的相位差来检测欺骗干扰的新方法，但是该方法只利用了交轨干涉对欺骗干扰目标进行检测并消除，但消除效果有限。文献[12]中分析了双通道对消抑制合成孔径雷达欺骗干扰带来的真实目标的损失问题，并给出了目标损失函数和参数分析，这也正是双通道抗干扰所存在的缺陷。文献[13]中提出使用小卫星分布式合成孔径雷达系统的多通道干扰抑制技术实现抗干扰。但是该方法需要多颗卫星，保持星间同步，同时需要对编队构形优化，系统代价较大。文献[14]提出利用真假目标时频分布不同实现抗欺骗干扰目标重建，并能够实现目标形状的提取，但当虚假目标与真实目标相距较近时，该方法不能有效抗干扰。

根据收发端的天线数目，可将雷达系统分成单发单收、单发多收及多发多收体制。随着天线数目的增加，系统自由度逐步提高，雷达性能稳健增长。然而，受平台尺寸与功率孔径积限制，不能单纯依靠提高接收天线数目来提升雷达的性能。在此背景之下，MIMO-SAR就是一种通过多发天线多接收天线来获取丰富系统自由度的先进合成孔径雷达系统，它使用多个孔径同时发射信号，多个孔径接收回波，极大地提高了系统自由度^[15]，是当前SAR领域研究的热点，其在抗干扰问题上也具有相应的潜力。本文针对MIMO-SAR和欺骗干扰的特征，提出先分别获取不同干涉情况下的相位差并判别是否有欺骗干扰，然后进行相位补偿后相干积累，从而对干扰目标进行抑制，实现抗欺骗干扰的目的。

本文的结构安排如下：第2节主要介绍MIMO-SAR抗欺骗干扰模型和算法原理，第3节为仿真实验验证，第4节对本文内容作总结。

2 基于MIMO-SAR的2维混合基线抗欺骗干扰算法

2.1 基于MIMO-SAR的编码方案

本文所提MIMO-SAR系统为4发4收系统，发射4路信号，先构建一个发射矩阵如式(1)所示

$$\begin{bmatrix} s & se^{j\frac{0.1}{2}\pi} & se^{j\frac{0.2}{2}\pi} & se^{j\frac{0.3}{2}\pi} \\ s & se^{j\frac{1.1}{2}\pi} & se^{j\frac{1.2}{2}\pi} & se^{j\frac{1.3}{2}\pi} \\ s & se^{j\frac{2.1}{2}\pi} & se^{j\frac{2.2}{2}\pi} & se^{j\frac{2.3}{2}\pi} \\ s & se^{j\frac{3.1}{2}\pi} & se^{j\frac{3.2}{2}\pi} & se^{j\frac{3.3}{2}\pi} \end{bmatrix},$$

$$s(\tau) = \exp(j2\pi f_0\tau) \exp(j\pi K_r\tau^2) g(\tau) \quad (1)$$

其中， f_0 为发射信号载频， K_r 为信号的线性调频率， $g(\tau)$ 为门函数， τ 为快时间。

则这4路发射信号分别为

$$\left. \begin{aligned} s'_1(\tau, \eta) &= \omega(\eta)s(\tau) \\ s'_2(\tau, \eta) &= \omega(\eta)s(\tau) \exp(j2\pi f_{ac}\eta) \\ s'_3(\tau, \eta) &= \omega(\eta)s(\tau) \exp(j4\pi f_{ac}\eta) \\ s'_4(\tau, \eta) &= \omega(\eta)s(\tau) \exp(j6\pi f_{ac}\eta) \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

其中， $\omega(\eta)$ 为方位包络， f_{ac} 为第2路发射信号的多普勒载频， η 为慢时间，且有如式(3)所示关系

$$f_{ac} = \frac{\text{PRF}}{4} \quad (3)$$

因此，第 n 个接收天线的回波可表示为

$$\begin{aligned} r_n(\tau, \eta) &= s'_1(\tau, \eta) \otimes h_{1,n}(\tau, \eta) + s'_2(\tau, \eta) \otimes h_{2,n}(\tau, \eta) \\ &\quad + s'_3(\tau, \eta) \otimes h_{3,n}(\tau, \eta) + s'_4(\tau, \eta) \otimes h_{4,n}(\tau, \eta) \end{aligned} \quad (4)$$

将式(4)变换至距离-多普勒域, 可得

$$R_n(\tau, \eta) = s(\tau) W(f_a) H_{1,n}(\tau, \eta) + s(\tau) W(f_a - f_{ac}) \cdot H_{2,n}(\tau, \eta) + s(\tau) W(f_a - 2f_{ac}) H_{3,n}(\tau, \eta) + s(\tau) W(f_a - 3f_{ac}) H_{4,n}(\tau, \eta) \quad (5)$$

由式(5)可见, 来自于不同发射天线的信号在距离多普勒域中处于不同的多普勒频率中心(见图1), 因此可在距离多普勒域中采用带通滤波方法, 有效分离多路发射天线的信号。

2.2 基于2维混合基线的欺骗干扰目标的判别

目前, SAR的2维假目标欺骗干扰方式主要是距离向延时和方位向多普勒频率调制联合形成^[16-19], 其中距离向延时欺骗干扰可在距离向形成假目标, 方位向多普勒频率调制可在方位向形成假目标, 两者联合可形成2维假目标。针对该类欺骗干扰方式, 本文提出基于MIMO-SAR的2维混合基线抗欺骗干扰方法。本方法的主要原理如下:

(1) 多维信息识别欺骗干扰

真实信号的回波和干扰信号存在着某些特征上的区别, 例如相位特征上的区别, 这些区别因为延时或者多普勒频率调制被隐藏, 但如果能够提取多维信息, 如相位信息等, 就可以发现真实信号和干扰信号的区别, 来区别是否有干扰, 这就有了SAR抗欺骗干扰的前提;

(2) 相位补偿抑制干扰目标

多通道相干积累的必要条件是通道间相位同步, 否则为非相干积累, 这一原理可以在SAR抗欺骗干扰上得到应用。本文可以通过相位补偿等手段, 使得真实目标的相位差为0, 满足相干积累, 而干扰目标的相位差不为0, 则不能相干积累。这样本文就能在判别干扰的前提下实现对干扰的抑制。

2.2.1 距离向欺骗干扰的判别

本节首先介绍距离向欺骗干扰产生的机理, 然后介绍基于MIMO-SAR的距离向欺骗干扰的判别。首先, SAR几何模型图如图2所示, X轴为方位向, Y轴为距离向, Z轴为高度向。平台高度为 h , 飞行速度为 V_f 。在 $t=0$ 时刻, SAR经过坐标(0,

0, h)处。A点为一真实点目标, 以A点为干扰源, 欲在B点位置处产生一个假目标。

产生机理如下, 假设SAR只存在单一收发共用天线, $t=0$ 时, 天线位于 APC_1 点, 坐标为(0, 0, h)。

设SAR发射为线性调频信号, 同式(1), 位于A点处的干扰源接收到的回波信号表达式为

$$s_{r1} = A_0 \omega_r \left[\tau - 2 \frac{R(\eta)}{c} \right] \omega_a(\eta - \eta_c) \cdot \exp \left(-j4\pi f_0 \frac{R(\eta)}{c} \right) \cdot \exp \left[jK_r \left(\tau - 2 \frac{R(\eta)}{c} \right)^2 \right] \quad (6)$$

式中, τ 为快时间, η 为慢时间, c 为光速, $R(\eta)$ 为瞬时斜距。在A点处的干扰源接收到上述回波信号后, 干扰机将接收信号存储, 并延时转发, 转发后的回波信号表达式为

$$s_{r1} = A_0 \omega_r \left[\tau - 2 \frac{R(\eta)}{c} - t_1 \right] \omega_a(\eta - \eta_c) \cdot \exp \left(-j4\pi f_0 \frac{R(\eta)}{c} \right) \cdot \exp \left[jK_r \left(\tau - 2 \frac{R(\eta)}{c} - t_1 \right)^2 \right] \quad (7)$$

t_1 为延时转发的时间, 如此, SAR接收到的回波信号比真实信号延迟了 t_1 时间, B点处即为假目标出现的位置, 设A点和B点之间距离为 d , 则

$$t_1 = \frac{2d}{c} \quad (8)$$

针对上述欺骗干扰, 基于MIMO-SAR的交轨干涉抗距离向延时欺骗干扰的机理如下: 取4发4收的MIMO-SAR系统中的一对天线为例, 如图2, $t=0$ 时, 天线1位于 $APC_1(0, 0, h)$, 天线2位于 $APC_2(0, s, h)$, 交轨干涉的干涉基线长即为 s 。在 $B(B')$ 位置处, 如果该点目标是真实点目标, 本文称之为B点, 如果该点目标是欺骗干扰所产生的假

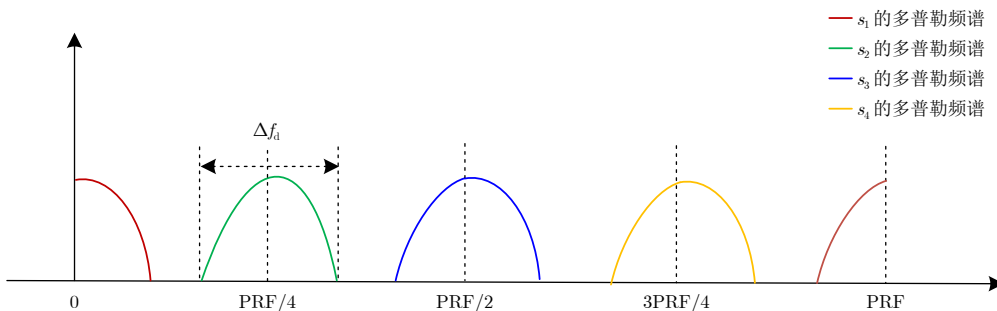


图 1 多普勒频谱示意图

Fig. 1 Diagrammatic sketch of Doppler spectrum

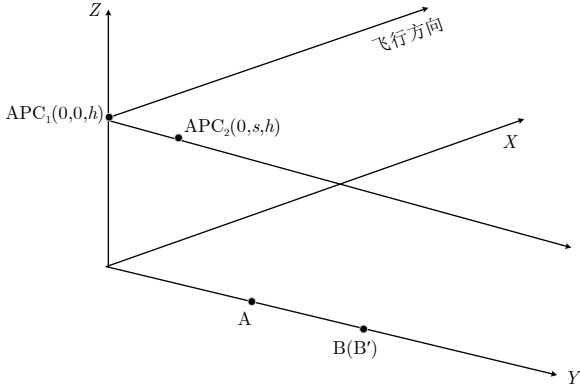


图2 距离向抗欺骗干扰几何模型

Fig. 2 Geometric model of range anti-deception jamming

目标，本文称之为B'点，现分别比较A点和B(B')点干涉相位差。

首先计算A点干涉相位，A点相对于通道1的瞬时斜距为

$$R_{1a} = \sqrt{R_0^2 + (V_r \eta)^2 + z^2} \quad (9)$$

其中， R_0 为最近斜距， z 为雷达距离地面的高度。

A点相对于通道2的瞬时斜距为

$$R_{2a} = \sqrt{(R_0 - s)^2 + (V_r \eta)^2 + z^2} \quad (10)$$

于是，A点的干涉相位为

$$\begin{aligned} \varphi_1 &= \omega t = 2\pi f_0 \frac{2(R_{2a} - R_{1a})}{c} \\ &= \frac{4\pi f_0}{c} \left[\sqrt{(R_0 - s)^2 + (V_r \eta)^2 + z^2} \right. \\ &\quad \left. - \sqrt{R_0^2 + (V_r \eta)^2 + z^2} \right] \end{aligned} \quad (11)$$

再计算真实目标B点的干涉相位，B点相对于通道1的瞬时斜距为

$$R_{1b} = \sqrt{(R_0 + d)^2 + (V_r \eta)^2 + z^2} \quad (12)$$

B点相对于通道2的瞬时斜距为

$$R_{2b} = \sqrt{(R_0 + d - s)^2 + (V_r \eta)^2 + z^2} \quad (13)$$

于是，B点的干涉相位为

$$\begin{aligned} \varphi_2 &= \omega t = 2\pi f_0 \frac{2(R_{2b} - R_{1b})}{c} \\ &= \frac{4\pi f_0}{c} \left[\sqrt{(R_0 + d - s)^2 + (V_r \eta)^2 + z^2} \right. \\ &\quad \left. - \sqrt{(R_0 + d)^2 + (V_r \eta)^2 + z^2} \right] \end{aligned} \quad (14)$$

所以，由式(11)和式(14)对比可以看出，如果是真实目标B点，则其交轨干涉相位和参考点A点是不一致的。而对于距离延时欺骗干扰目标B'点来

说，式(12)和式(13)中，A点与B'点之间的距离 d 是通过快时间 τ 的变化生成的，在计算瞬时斜距时，式(12)和式(13)应当与式(9)和式(10)相同。也就是说对A点做距离延时所生成的假目标B'点干涉相位和A点一致，它们的视角也是相同的。因此，对于距离向的某位置处未知真假点目标而言，本文可以根据干涉相位与参考点A点是否一致来判别，一致的是B'点假目标，不一致的是B点真实目标。

2.2.2 方位向欺骗干扰的判别

首先，SAR几何模型图如图3所示，X轴为方位向，Y轴为距离向，Z轴为高度向。平台高度为 h ，飞行速度为 V_r 。在 $t = 0$ 时刻，SAR经过坐标 $(0, 0, h)$ 处。A点为一真实点目标，以A点为干扰源，欲在B点位置处产生一个假目标。

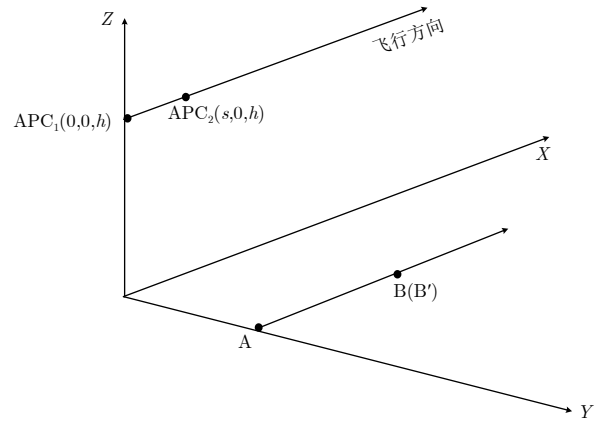


图3 方位向抗欺骗干扰几何模型

Fig. 3 Geometric model of azimuth anti-deception jamming

方位向欺骗干扰产生的机理与距离向有着明显不同，方位向假目标的产生是通过方位向多普勒频率调制所产生的。产生机理如下，假设SAR只存在单一收发共用天线， $t = 0$ 时，天线也位于 APC_1 点，坐标为 $(0, 0, h)$ 。在A点处的干扰源接收到SAR回波信号后，采用方位向多普勒频率调制来产生方位向的假目标，其多普勒频率差值只与方位向上的间距有关。则多普勒频率差值表示为

$$\Delta f = \frac{2V_r d}{R\lambda} \quad (15)$$

其中， d 表示A点和B点之间的距离。因此，为使得干扰信号与真实信号产生上述的多普勒频率差值，干扰机调制后的干扰回波信号为

$$\begin{aligned} s_{r1} &= A_0 \omega_r \left[\tau - 2 \frac{R(\eta)}{c} \right] \omega_a (\eta - \eta_c) \\ &\quad \cdot \exp \left[-j4\pi f_0 \frac{R(\eta)}{c} \right] \exp \left[jK_r \left(\tau - 2 \frac{R(\eta)}{c} \right)^2 \right] \\ &\quad \cdot \exp \left[-j \frac{4\pi V_r d}{\lambda R(\eta)} \eta \right] \end{aligned} \quad (16)$$

针对上述欺骗干扰, 基于MIMO-SAR的顺轨干涉抗方位向多普勒频率调制欺骗干扰的机理如下: 取4发4收的MIMO-SAR系统中的一对天线为例, $t=0$ 时, 天线1位于 $APC_1(0, 0, h)$, 天线2位于 $APC_2(s, 0, h)$, 顺轨干涉的干涉基线长即为 s 。同样地, 本文分别比较A点和B(B')点干涉相位差。

首先计算A点干涉相位, A点相对于通道1的瞬时斜距为

$$R_{1a} = \sqrt{R_0^2 + (V_r \eta_1)^2 + z^2} \quad (17)$$

A点相对于通道2的瞬时斜距为

$$R_{2a} = \sqrt{R_0^2 + (V_r \eta_1 - s)^2 + z^2} \quad (18)$$

于是, A点的干涉相位为

$$\begin{aligned} \varphi_1 &= \omega t = 2\pi f_0 \frac{2(R_{2a} - R_{1a})}{c} \\ &= \frac{4\pi f_0}{c} \left[\sqrt{R_0^2 + (V_r \eta_1 - s)^2 + z^2} \right. \\ &\quad \left. - \sqrt{R_0^2 + (V_r \eta_1)^2 + z^2} \right] \end{aligned} \quad (19)$$

再计算真实目标B点的干涉相位, B点相对于通道1的瞬时斜距为

$$R_{1b} = \sqrt{R_0^2 + (V_r \eta_2 - d)^2 + z^2} \quad (20)$$

B点相对于通道2的瞬时斜距为

$$R_{2b} = \sqrt{R_0^2 + (V_r \eta_2 - d - s)^2 + z^2} \quad (21)$$

于是, B点的干涉相位为

$$\begin{aligned} \varphi_2 &= \omega t = 2\pi f_0 \frac{2(R_{2b} - R_{1b})}{c} \\ &= \frac{4\pi f_0}{c} \left[\sqrt{R_0^2 + (V_r \eta_2 - d - s)^2 + z^2} \right. \\ &\quad \left. - \sqrt{R_0^2 + (V_r \eta_2 - d)^2 + z^2} \right] \end{aligned} \quad (22)$$

又因为A, B两点的方位位置不同, 导致多普勒中心到达A, B点的时刻不一样。假设飞机是正侧视的情况下, 多普勒中心到达A点时刻为

$$\eta_1 = 0 \quad (23)$$

对B点而言, 多普勒中心到达B点时刻为

$$\eta_2 = \frac{d}{V_r} \quad (24)$$

代入则有

$$V_r \eta_2 - d = V_r \eta_1 \quad (25)$$

将式(25)代入式(22), 则式(22)退化为式(19)。所以, 由此看出, 如果是真实目标B点, 则其顺轨干涉相位和参考点A点一致。而对于方位多普勒频

率调制欺骗干扰目标B'点, B'点是由A点方位多普勒频率调制产生, 式(25)不再成立, 故而对B'点而言, 干涉相位的表达式应该同式(22), 此时不能退化为式(19)。因此, 本文可以根据干涉相位与参考点A点是否一致来判别, 一致的是B点真目标, 不一致的是B'点假目标。

2.2.3 2维混合基线判别欺骗干扰

实际战场环境中, 仅仅实现距离向或者方位向的欺骗干扰是不够的, 面目标才有更好的欺骗性和迷惑性, 而实现面目标欺骗干扰的前提是实现2维点目标欺骗干扰。同时采用距离延时和方位向多普勒频率调制可以产生2维欺骗干扰。针对这种情况, 则需要联合交轨干涉相位和顺轨干涉相位来做判别, 因此至少需要2维混合基线, 本文所提4发4收MIMO-SAR几何模型如图4所示。

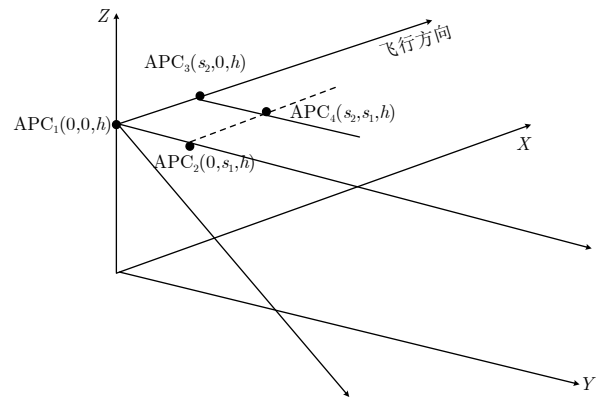


图4 2维抗欺骗干扰几何模型

Fig. 4 Geometric model for two-dimensional anti-deception jamming

图4中, X轴为方位向, Y轴为距离向, Z轴为高度向。平台高度为 h , 飞行速度为 V_r 。在 $t=0$ 时刻, SAR经过坐标 $APC_1(0, 0, h)$ 处。 APC_2, APC_3, APC_4 为另外3天线位置。取其中一对为例, APC_1 和 APC_2 同时观测时, 可以提取交轨干涉相位, APC_1 和 APC_3 同时观测时, 提取顺轨干涉相位。满足可以提取交轨干涉相位和顺轨干涉相位, 那么判别上述欺骗干扰就有了依据, 因此可以用2维混合基线的相位信息来判别目标。

2.3 基于MIMO-SAR的相位补偿抑制欺骗干扰原理

实现抗干扰意味着要对干扰目标有一定的抑制效果, 而MIMO-SAR系统的相位补偿就是实现抑制的关键步骤。前面已经说到, 对真目标和假目标而言, 干涉相位之差一定不同, 令任意位置处的点目标而言, 若为真实目标则为B点, 若为假目标则为B'点。B点相对通道1的相位为 φ_1 , 相对通道2的相位为 φ_2 , B点干涉相位为 $\varphi_2 - \varphi_1 = \Delta\varphi$ 。B'点相

对通道1的相位为 φ'_1 ，相对通道2的相位为 φ'_2 ，B'点干涉相位为 $\varphi'_2 - \varphi'_1 = \Delta\varphi'$ 。相位补偿就是统一将所有目标按真目标的相位做补偿，即将 φ_1 通过补偿 $\Delta\varphi$ 的相位成为 φ_2 。而对假目标而言， φ'_1 通过补偿 $\Delta\varphi$ 的相位不能变成 φ'_2 ，这是因为 $\Delta\varphi$ 和 $\Delta\varphi'$ 不相等的缘故。这样一来，补偿后再多通道相干积累时，由于真目标相位差为0，可以实现相干积累，而假目标相位差不为0，只能实现非相干积累，相干积累的目标能量一定比非相干积累的目标能量强，从而实现了假目标的抑制。

本文所提MIMO-SAR系统为4发4收系统，考虑等效相位中心的位置，以第1个通道发射第1个通道接收为基准，分别计算在方位频域上补偿相位因子。假设 φ_1 为交轨干涉的相位差， φ_2 为顺轨干涉的相位差，基线越长，需要补偿的相位差就越大。则通道1发1收需要补偿的相位为0，通道1发2收需补偿的相位为 $\varphi_1/2$ ，通道1发3收需补偿的相位为 $\varphi_2/2$ ，通道1发4收需补偿的相位为 $(\varphi_1 + \varphi_2)/2$ ，依此类推，通道4发4收需补偿的相位为 $(\varphi_1 + \varphi_2)$ 。补偿后各个通道间累积，累积效果为

$$s_{\Sigma} = \left[1 + e^{j\varphi_1/2} + e^{j\varphi_2/2} + e^{j(\varphi_1+\varphi_2)/2} + e^{j\varphi_1/2} + e^{j\varphi_1} + e^{j(\varphi_1+\varphi_2)/2} + e^{j(\varphi_1+\varphi_2)/2} + e^{j\varphi_2/2} + e^{j(\varphi_1+\varphi_2)/2} + e^{j\varphi_2} + e^{j(\varphi_1/2+\varphi_2)} + e^{j(\varphi_1+\varphi_2)/2} + e^{j(\varphi_1+\varphi_2)/2} + e^{j(\varphi_1/2+\varphi_2)} + e^{j(\varphi_1+\varphi_2)} \right] s_1 \quad (26)$$

其中， s_1 为通道1发1收的信号能量， s_{Σ} 为所有通道的信号能量累积和。

总结上述处理步骤，本文所提SAR抗欺骗干扰方法流程图如图5所示。

2.4 欺骗干扰抑制评估

为评估假目标的抑制效果，本文采用了雷达抗

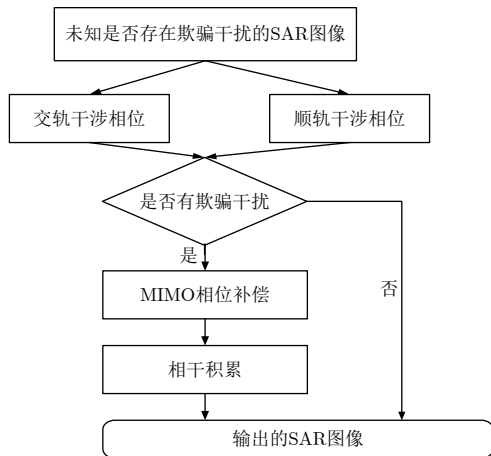


图5 方法流程

Fig. 5 Method flow

干扰改善因子(Electronic Counter Countermeasures Improvement Factor, EIF)作为评价因子，雷达抗干扰改善因子由Johnston提出，是目前为止唯一被IEEE采用的雷达抗干扰度量模型，其定义为：雷达未采用抗干扰措施时系统输出的干信比与采用抗干扰措施后系统输出的干信比的比值，即

$$\text{EIF} = \frac{(J/S)}{(J/S')} \quad (27)$$

其中， (J/S) 为雷达未采用抗干扰措施时系统输出的干信比； $(J/S)'$ 为雷达采用抗干扰措施后系统输出的干信比。EIF值越大，表明雷达采取抗干扰措施后，要想有效地干扰雷达，必须付出更大的代价或更难以实现，因此，雷达的抗干扰性能就越好。

有了雷达抗干扰改善因子后，本文就能更好地说明4发4收的MIMO-SAR系统的好处。不失一般性地，本文用单发4收的SAR系统和4发4收的MIMO-SAR系统的EIF仿真，通过比较证明在相同天线数目和相同基线长度下，MIMO-SAR系统比多通道SAR系统抗干扰性能更好。

当系统为单发4收时，由上节可知，考虑等效相位中心的位置，以第1个通道发射第1个通道接收为基准，分别计算在方位频域上补偿相位因子，通道1发1收需要补偿的相位为0，1发2收需补偿的相位为 $\varphi_1/2$ ，1发3收需补偿的相位为 $\varphi_2/2$ ，1发4收需补偿的相位为 $(\varphi_1 + \varphi_2)/2$ ，则单发4收的EIF值应为

$$\begin{aligned} \text{EIF} &= \frac{J/S}{J'/S'} = \frac{J}{J'} \times \frac{S'}{S} \\ &= \frac{1 \times 4}{1 + e^{j\varphi_1/2} + e^{j\varphi_2/2} + e^{j(\varphi_1+\varphi_2)/2}} \times \frac{1 + e^0 + e^0 + e^0}{1 \times 4} \\ &= \frac{1 \times 4}{1 + e^{j\varphi_1/2} + e^{j\varphi_2/2} + e^{j(\varphi_1+\varphi_2)/2}} \end{aligned} \quad (28)$$

其中， φ_1 为交轨干涉的相位差， φ_2 为顺轨干涉的相位差，分子为通道的个数。同样地，当系统为4发4收时，参考上节的通道累积公式，则方型基线的EIF值应为

$$\begin{aligned} \text{EIF} &= 4 \times 4 / \left[1 + e^{j\varphi_1/2} + e^{j\varphi_2/2} + e^{j(\varphi_1+\varphi_2)/2} \right. \\ &\quad + e^{j\varphi_1/2} + e^{j\varphi_1} + e^{j(\varphi_1+\varphi_2)/2} + e^{j(\varphi_1+\varphi_2)/2} \\ &\quad + e^{j\varphi_2/2} + e^{j(\varphi_1+\varphi_2)/2} + e^{j\varphi_2} + e^{j(\varphi_1/2+\varphi_2)} \\ &\quad + e^{j(\varphi_1+\varphi_2)/2} + e^{j(\varphi_1+\varphi_2/2)} + e^{j(\varphi_1/2+\varphi_2)} \\ &\quad \left. + e^{j(\varphi_1+\varphi_2)} \right] \end{aligned} \quad (29)$$

最后，为了进一步直观地说明4发4收的MIMO系统比单发4收的多通道系统所获得的雷达抗干扰改善因子(EIF)更好，设置了如下的仿真，X轴和Y轴分别和交轨干涉和顺轨干涉的相位差，取值介

于 $0\sim 2\pi$ 之间，Z轴表示EIF值，红色部分是4发4收的MIMO系统，绿色部分是单发4收的多通道系统。从图6中可以看出，红色部分一直处于绿色部分的上方，也就是说在相同天线数目和相同基线长度下，MIMO-SAR系统比单发多收SAR系统抗干扰性能更好。计算取平均值，MIMO-SAR系统比单发多收SAR系统雷达抗干扰改善因子提升3倍。

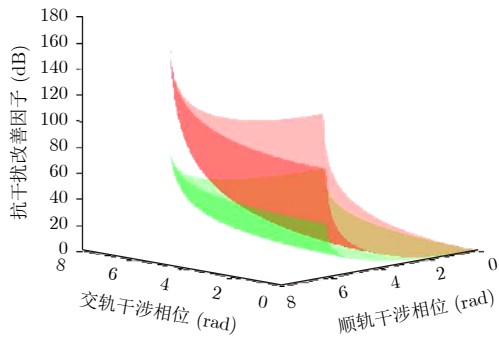


图 6 4发4收与单发4收对比

Fig. 6 Comparison of 4-in-4-out and 4-in-1-out

3 仿真分析

仿真系统为机载C波段SAR，仿真参数如表1所示。

表 1 仿真参数

Tab. 1 Simulation parameters

参数	数值
景中心斜距(km)	1.414
雷达有效速度(m/s)	150
发射脉冲时宽(μ s)	2.5
距离调频率(Hz/s)	20×10^{12}
雷达工作频率(GHz)	5.3
多普勒带宽(Hz)	80
距离采样率(MHz)	60
方位采样率(Hz)	400
回波信噪比(dB)	10
距离基线长度(m)	4
方位基线长度(m)	2

当欺骗干扰只采用了距离延时欺骗干扰时，利用2维混合基线的交轨干涉相位判别欺骗干扰。图7-图9中左边的是A点，也就是干扰源所处的位置，图7-图9右边的是B点，是真实目标，对比的是处于相同位置的B'点，是距离延时欺骗干扰目标，图8，图9方框中的数值表示交轨干涉相位。从图8和图9中对比可以看出，B点是真实目标时，干涉相位和A点处的干涉相位并不相同，而且相差较大。而

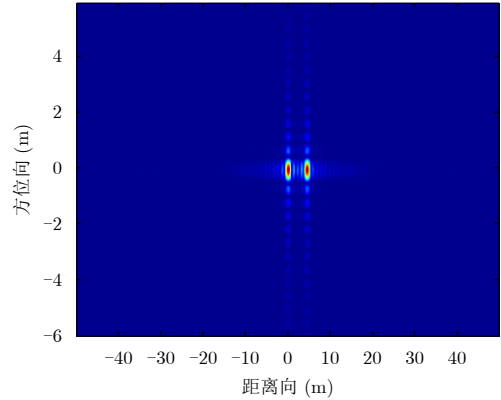


图 7 点目标成像

Fig. 7 Point target imaging

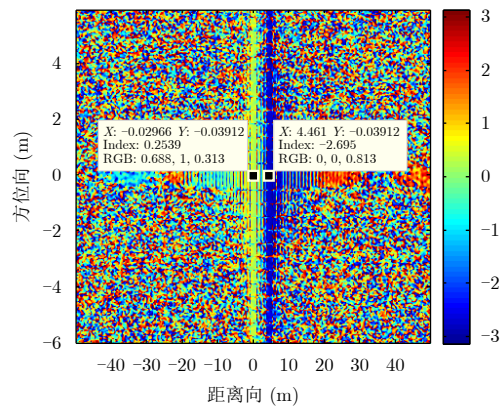


图 8 真实目标干涉相位

Fig. 8 Interferometric phase of real target

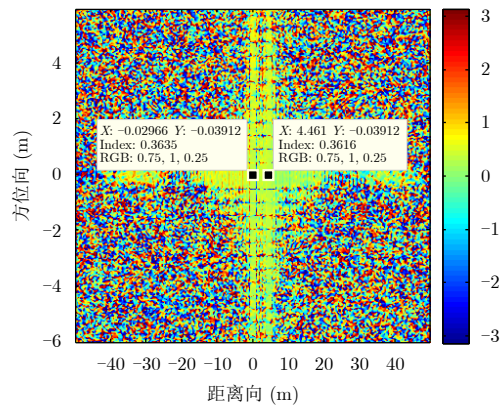


图 9 干扰目标干涉相位

Fig. 9 Interferometric phase of jamming target

B'点是欺骗干扰目标时，干涉相位和A点处的干涉相位基本相同，而且相差不大，与理论分析相符。

同样地，当欺骗干扰只采用了方位多普勒频率调制欺骗干扰时，利用2维混合基线的顺轨干涉相位判别欺骗干扰。图10-图12中上边的是A点，也就是干扰源所处的位置，图10-图12下边的是B点，是真实目标，对比的处于相同位置的B'点是多普勒

频率调制欺骗干扰目标，图11，图12方框中的数值表示顺轨干涉相位。从图11和图12中对比可以看出，B点是真实目标时，干涉相位和A点处的干涉相位基本相同，而且相差不大。而B'点是欺骗干扰目标时，干涉相位和A点处的干涉相位并不相同，而且相差较大，与理论分析相符。

当欺骗干扰同时采用了距离延时和方位向多普勒频率调制欺骗干扰时，利用2维混合基线的交轨

干涉和顺轨干涉相位联合判别。本文设计了如下的仿真方案：图13中，中心点A点有一真实点目标，同时也是干扰源所处的位置，其余周围8个点都是由A点处采用距离延时、方位多普勒频率调制或两者结合的方式产生的假目标，左右两端是两个真实点目标。提取交轨干涉和顺轨干涉相位分别如表2和表3所示。表中各处的干涉相位与上述对比，均符合距离向和方位向的假目标判决依据。而图14是抗干扰后的目标成像图，抗干扰采用的是4发4收的MIMO-SAR系统，处理流程为本文所介绍的算法处理流程。

对比图13和14可以发现：第1，图14中假目标得到了很大程度的抑制，雷达抗干扰改善因子(EIF)约为29.4 dB。第2，左右两端和中心点的真目标幅值变化0.17 dB，说明该抗干扰算法只针对了假目标进行抑制，而不会影响到真实点目标成像。

4 结束语

本文针对的是距离延时和方位多普勒频率调制欺骗干扰所带来的SAR抗欺骗干扰问题，解决问题

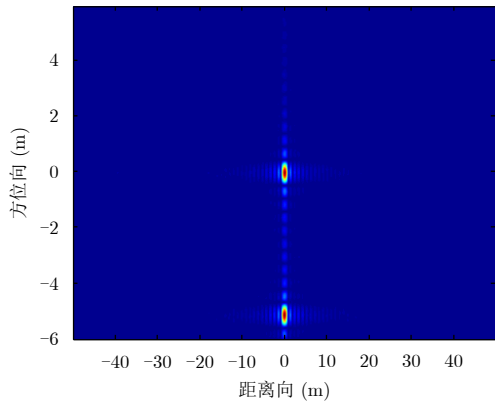


图 10 点目标成像

Fig. 10 Point target imaging

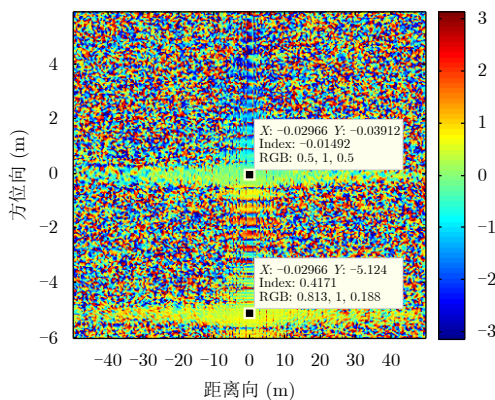


图 11 真实目标干涉相位

Fig. 11 Interferometric phase of real target

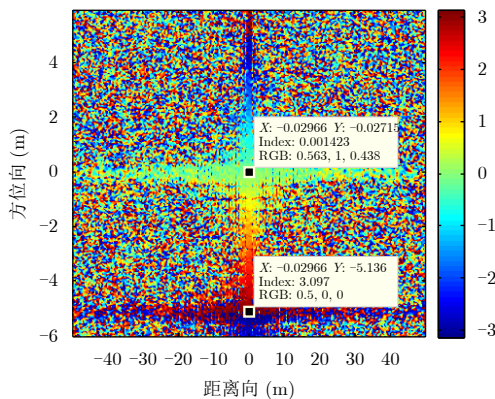


图 12 干扰目标干涉相位

Fig. 12 Interferometric phase of jamming target

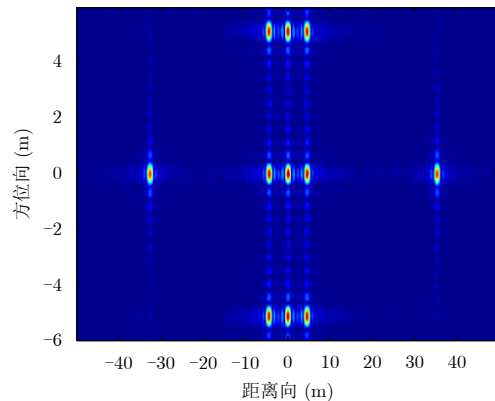


图 13 干扰目标成像

Fig. 13 Jamming target imaging

表 2 9点目标交轨干涉相位

Tab. 2 Cross-track interference phase of nine-point target

相位(rad)	第1列	第2列	第3列
第1行	0.1348	0.1370	0.1423
第2行	0.1360	0.1390	0.1407
第3行	0.1379	0.1370	0.1425

表 3 9点目标顺轨干涉相位

Tab. 3 Along-track interference phase of nine-point target

相位(rad)	第1列	第2列	第3列
第1行	3.085	3.085	3.085
第2行	0	0	0
第3行	-3.085	-3.086	-3.086

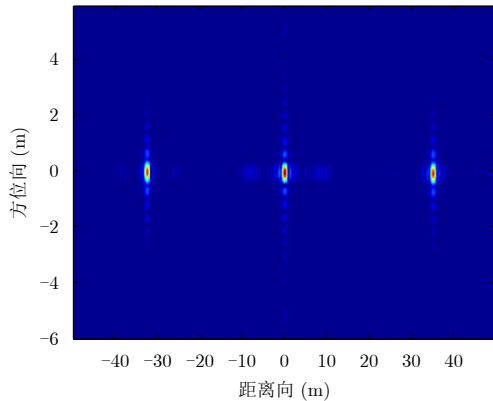


图 14 抗干扰后目标成像

Fig. 14 Target imaging after anti-jamming

的突破点是利用多维对抗1维具有优势, 实现途径是通过相位补偿和相干积累来实现假目标的抑制, 并通过对比说明了4发4收的MIMO-SAR系统所带来的好处, 但不局限于4发4收。在相干积累过程中, 如果能使用超分辨算法将真假目标回波的主瓣变窄, 这将有利于假目标的抑制效果, 这也是本文的进一步研究方向。

参 考 文 献

- [1] 朱守保, 罗强, 童创明. SAR图像欺骗干扰方法研究[J]. 电光与控制, 2012, 19(4): 39–42. doi: [10.3969/j.issn.1671-637X.2012.04.010](https://doi.org/10.3969/j.issn.1671-637X.2012.04.010).
ZHU Shoubao, LUO Qiang, and TONG Chuangming. Methods of deceptive jamming to SAR image[J]. *Electronics Optics & Control*, 2012, 19(4): 39–42. doi: [10.3969/j.issn.1671-637X.2012.04.010](https://doi.org/10.3969/j.issn.1671-637X.2012.04.010).
- [2] ZHANG Jindong, ZHU Daiyin, and ZHANG Gong. New antivelocitv deception jamming technique using pulses with adaptive initial phases[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2013, 49(2): 1290–1300. doi: [10.1109/TAES.2013.6494414](https://doi.org/10.1109/TAES.2013.6494414).
- [3] 孙光才, 周峰, 邢孟道, 等. 虚假场景SAR欺骗式干扰技术及实时性分析[J]. 西安电子科技大学学报(自然科学版), 2009, 36(5): 813–818, 866.
SUN Guangcai, ZHOU Feng, XING Mengdao, *et al.* Deception-jamming technology against the SAR based on the deceptive scene and real-time analyses[J]. *Journal of Xidian University*, 2009, 36(5): 813–818, 866.
- [4] 马晓岩, 秦江敏, 贺照辉, 等. 抑制SAR压制性干扰的三通道抵消方法[J]. 电子学报, 2007, 35(6): 1015–1020. doi: [10.3321/j.issn:0372-2112.2007.06.002](https://doi.org/10.3321/j.issn:0372-2112.2007.06.002).
MA Xiaoyan, QIN Jiangmin, HE Zhaohui, *et al.* Three-channel cancellation of SAR blanketing jamming suppression[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2007, 35(6): 1015–1020. doi: [10.3321/j.issn:0372-2112.2007.06.002](https://doi.org/10.3321/j.issn:0372-2112.2007.06.002).
- [5] ZHOU F, SUN G, BAI X, *et al.* A novel method for adaptive SAR barrage jamming suppression[J]. *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, 2012, 9(2): 292–296. doi: [10.1109/LGRS.2011.2166753](https://doi.org/10.1109/LGRS.2011.2166753).
- [6] 王晓东, 马泉成. 基于FMCW合成孔径雷达抗欺骗干扰方法研究[J]. 计算机仿真, 2013, 30(7): 5–10. doi: [10.3969/j.issn.1006-9348.2013.07.002](https://doi.org/10.3969/j.issn.1006-9348.2013.07.002).
WANG Xiaodong and MA Quancheng. Anti-deception jamming method for frequency modulated continuous wave synthetic aperture radar[J]. *Computer Simulation*, 2013, 30(7): 5–10. doi: [10.3969/j.issn.1006-9348.2013.07.002](https://doi.org/10.3969/j.issn.1006-9348.2013.07.002).
- [7] 彭发祥, 李宏伟, 蔡斌, 等. 星载多发多收SAR成像和抗欺骗干扰研究[J]. 现代防御技术, 2012, 40(2): 143–149, 154. doi: [10.3969/j.issn.1009-086x.2012.02.028](https://doi.org/10.3969/j.issn.1009-086x.2012.02.028).
PENG Faxiang, LI Hongwei, CAI Bin, *et al.* Research on spaceborne MIMO-SAR imaging and anti-deceptive jamming[J]. *Modern Defence Technology*, 2012, 40(2): 143–149, 154. doi: [10.3969/j.issn.1009-086x.2012.02.028](https://doi.org/10.3969/j.issn.1009-086x.2012.02.028).
- [8] 齐维孔, 禹卫东. 距离向DBF-SAR系统抗欺骗干扰研究[J]. 电子与信息学报, 2010, 32(12): 2830–2835. doi: [10.3724/SP.J.1146.2010.00074](https://doi.org/10.3724/SP.J.1146.2010.00074).
QI Weikong and YU Weidong. Research on countering deceptive jamming with range DBF-SAR system[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2010, 32(12): 2830–2835. doi: [10.3724/SP.J.1146.2010.00074](https://doi.org/10.3724/SP.J.1146.2010.00074).
- [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. doi: [10.1109/TAES.2006.1603414](https://doi.org/10.1109/TAES.2006.1603414).
- [10] Emmanuel Arturo Solis Nepote. Chaotic and chaotic based frequency modulated signals for radar imaging[D]. [Master dissertation], University of Manitoba, 2003.
- [11] LI Chen and ZHU Daiyin. The detection of deception jamming against SAR based on dual-aperture antenna cross-track interferometry[C]. 2006 CIE International Conference on Radar, Shanghai, China, 2006: 1–4. doi: [10.1109/ICR.2006.343274](https://doi.org/10.1109/ICR.2006.343274).
- [12] QIN Jiangmin, YANG Jun, HE Zhaohui, *et al.* Analysis of target loss due to suppressing SAR jamming using dual-channel cancellation[C]. 2006 CIE International Conference on Radar, Shanghai, China, 2006: 1–4. doi: [10.1109/ICR.2006.343324](https://doi.org/10.1109/ICR.2006.343324).
- [13] SUN Bingzhang and LI Jingwen. A new interference elimination method for multi-satellite SAR system[C]. IGARSS 2008 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium, Boston, MA, USA, 2008, 4: IV-1316–IV-1319. doi: [10.1109/IGARSS.2008.4779973](https://doi.org/10.1109/IGARSS.2008.4779973).
- [14] ZHAO Bo, HUANG Lei, LI Jian, *et al.* Target reconstruction from deceptively jammed single-channel

- SAR[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2018, 56(1): 152–167. doi: [10.1109/TGRS.2017.2744178](https://doi.org/10.1109/TGRS.2017.2744178).
- [15] 王杰, 丁赤飏, 梁兴东, 等. 机载同时同频MIMO-SAR系统研究概述[J]. *雷达学报*, 2018, 7(2): 220–234. doi: [10.12000/JR17046](https://doi.org/10.12000/JR17046).
- WANG Jie, DING Chibiao, LIANG Xingdong, *et al.* Research outline of airborne MIMO-SAR system with same time-frequency coverage[J]. *Journal of Radars*, 2018, 7(2): 220–234. doi: [10.12000/JR17046](https://doi.org/10.12000/JR17046).
- [16] 黄洪旭, 黄知涛, 周一宇. 对合成孔径雷达的移频干扰研究[J]. *宇航学报*, 2006, 27(3): 463–468. doi: [10.3321/j.issn:1000-1328.2006.03.027](https://doi.org/10.3321/j.issn:1000-1328.2006.03.027).
- HUANG Hongxu, HUANG Zhitao, and ZHOU Yiyu. A study on the shift-frequency jamming to SAR[J]. *Journal of Astronautics*, 2006, 27(3): 463–468. doi: [10.3321/j.issn:1000-1328.2006.03.027](https://doi.org/10.3321/j.issn:1000-1328.2006.03.027).
- [17] HE Xiaodong, WANG Zhen, and TANG Bin. Two-dimensional frequency modulation jamming to SAR based on ship-borne jammer[J]. *International Journal of Electronics Letters*, 2016, 4(2): 141–157. doi: [10.1080/00207217.2014.966782](https://doi.org/10.1080/00207217.2014.966782).
- [18] 许宝民, 郑光勇, 李宏. 合成孔径雷达有源欺骗干扰仿真分析[J]. *飞行器测控学报*, 2010, 29(3): 84–87.
- XU Baomin, ZHENG Guangyong, and LI Hong. Simulation research on active deceptive jamming to SAR[J]. *Journal of Spacecraft TT & C Technology*, 2010, 29(3): 84–87.
- [19] 刘永才, 王伟, 潘小义, 等. 基于延迟-移频的SAR有源欺骗干扰有效区域研究[J]. *雷达学报*, 2013, 2(1): 46–53. doi: [10.3724/SP.J.1300.2012.13001](https://doi.org/10.3724/SP.J.1300.2012.13001).
- LIU Yongcai, WANG Wei, PAN Xiaoyi, *et al.* Effective region of active decoy jamming to SAR based on time-delay doppler-shift method[J]. *Journal of Radars*, 2013, 2(1): 46–53. doi: [10.3724/SP.J.1300.2012.13001](https://doi.org/10.3724/SP.J.1300.2012.13001).

作者简介



曾 铮(1994–), 男, 江西人, 北京理工大学学士, 中国科学院电子学研究所硕士研究生, 主要研究方向为雷达信号处理、合成孔径雷达电子对抗。

E-mail: zengzheng16@mails.ucas.ac.cn



卜祥玺(1991–), 男, 山东人, 吉林大学学士, 中国科学院电子学研究所博士研究生, 主要研究方向为涡旋电磁波的应用、雷达系统设计和雷达成像新技术。

E-mail: buxiangxi14@mails.ucas.ac.cn



张福博(1988–), 男, 河北人, 博士, 中国科学院电子学研究所副研究员, 研究方向为多通道SAR 3维重建、新体制雷达、阵列雷达信号处理。

E-mail: zhangfubo8866@126.com



周思言(1995–), 女, 重庆人, 中国科学技术大学学士, 中国科学院电子学研究所硕士研究生, 主要研究方向为雷达信号处理、雷达点云重建。

E-mail: zhousiyan17@mails.ucas.ac.cn



陈龙永(1979–), 男, 研究员, 博士生导师, 现任中国科学院电子学研究所微波成像技术重点实验室常务副主任, 主要研究方向为高分辨率合成孔径雷达系统、干涉合成孔径雷达系统、微波成像新概念、新体制和新技术等。

E-mail: lychen@mail.ie.ac.cn