

基于参数引导的对宽带 SAR 的类杂波干扰

李江源 王建国 杨建宇
(电子科技大学电子工程学院 成都 610054)

摘要 宽带高分辨 SAR 背景杂波对 SAR 目标检测和识别可造成严重影响。该文针对 SAR 的这种弱点,在匹配干扰的思路下,提出了一种新的时、频、多普勒域多维匹配覆盖的类杂波干扰。文中研究了用零记忆非线性(ZMNL)变换法模拟生成相关统计分布杂波。由于传统的数字储转发式的干扰方式不适合宽带信号,该文研究了参数引导的宽带类杂波干扰产生机理和窄带拼接的宽带干扰信号实现方法。最后通过仿真实验验证了该方法对于宽带 SAR 的干扰有效性。

关键词 合成孔径雷达, 匹配干扰, 类杂波, 参数引导, 零记忆非线性变换

中图分类号: TN974

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2006)10-1812-05

The Similar Clutter's Jamming to Wideband SAR Based on Leading of Parameters

Li Jiang-yuan Wang Jian-guo Yang Jian-yu
(College of Electronic Engineering, UESTC, Chengdu 610054, China)

Abstract Wideband-high-resolution SAR background clutters affect the target detection and classification seriously. Aiming at SAR's weakness, the paper puts forward a new matching jamming, which is time, frequency and Doppler fields multidimensional-matching-overcast similar clutter's jamming. In the paper, generation of the correlated statistical clutter vectors using zero memory nonlinearity method is developed. Because of the traditional method of using digital frequency memorizer is inapplicable to wideband SAR jamming, the jamming theory based on the leading of parameters and narrowband signals piecing together technology on wideband jamming realization is researched. Finally, through the Matlab emulator, the paper validates that the method is effectual to jam the wideband SAR.

Key words SAR, Matching jamming, Similar clutter, Leading of parameters, Zero memory nonlinearity transform

1 引言

宽带SAR由于具有高分辨率、强抗干扰、反隐身和抗摧毁能力倍受各国军方的关注,因此对于宽带SAR的干扰就具有极大的军事价值。目前,在对宽带SAR的干扰方面,国外的相关报道很少,国内的研究刚刚起步。就干扰方式而言,普通的噪声干扰由于和雷达信号不匹配难以获得处理增益,而目前的宽带SAR带宽大于500MHz,其处理增益可以达到60dB以上,因此通常噪声干扰功率较大;在对SAR的有源欺骗干扰方面,国内的同行做了深入研究^[1,2],但是要想获得逼真的欺骗效果对于参数的精度要求高,尤其是SAR的运动参数,因此在实际应用中较为困难。

SAR作为一种成像雷达,主要是通过接收目标的后向散射回波来对目标进行成像。通常的SAR的背景杂波,比如地杂波、海杂波和气象杂波等由于其分布面积大,因此造成回波信号的信杂比低,所以成像以后重要的目标信息可能被较强的背景杂波所掩盖,尤其是目前宽带SAR的分辨率越来越高,所以背景杂波对SAR目标的检测识别造成严重影响。

本文正是根据宽带SAR的自身特点,从信号形式的匹

配和抗干扰能力两个方面出发,结合SAR背景杂波的影响,提出了一种新的干扰方式——时域、频域和多普勒域多维匹配覆盖的类杂波干扰。由于宽带SAR信号带宽大于500MHz,所以通常的数字储转发式的干扰实现较为困难,而且由于侦收到的雷达信号信噪比较低,所以直接进行数字储频会破坏干扰信号脉内相参性,降低干扰信号的处理增益,所以该文采用基于参数引导再生式的类杂波干扰生成方式。

2 零记忆非线性方法模拟相关统计分布杂波

针对背景杂波对SAR的影响,在对SAR的类杂波干扰时,可以模拟出各种分布的相关杂波,根据需要经过一定的调制后叠加到雷达的回波信号中。由于产生的杂波谱常常与雷达目标接近,雷达接收到目标回波信号成像后,就会得到被背景杂波覆盖的干扰图像,并且这种干扰很难被察觉,具有很强的迷惑性。

快速准确地模拟雷达杂波,是类杂波干扰研究中的关键。大量的研究和实验表明^[3,4],针对高分辨SAR,对数正态分布,Weibull分布和K分布都能够较好地模拟地海杂波的幅度分布。杂波除了幅度服从一定的概率分布外,为了描述杂波时间上的相关特性,还要考虑到杂波功率谱分布。目前,具有代表性的相关杂波仿真方法有:球不变随机过程法

(SIRP), 零记忆非线性变换法(ZMNL), 随机微分方程(SDE)。本文采用 ZMNL 法^[5]模拟对数正态分布, Weibull 分布和 K 分布杂波序列。这种方法的基本思想是, 首先产生相关的高斯随机过程, 然后经过某种非线性变换得到所求的相关非高斯随机序列。

在文献[5]中针对相关对数正态分布, Weibull 分布和 K 分布有详细的讨论。3 种分布的概率密度函数 $f(z)$ 如下: 对数正态分布:

$$f(z) = 1 / (\sqrt{2\pi} \sigma_c z) \exp \left[\frac{-1}{2\sigma_c^2} \left\{ \ln^2(z / \mu_c) \right\} \right], \quad z > 0, \sigma_c > 0, \mu_c > 0 \quad (1)$$

Weibull 分布:

$$f(z) = (z/q)^{p-1} (p/q) \exp[-(z/q)^p], \quad z > 0, p > 0, q > 0, \text{ 且 } q = (2\sigma^2)^{1/p} \quad (2)$$

K 分布:

$$f(z, a, v) = \frac{2}{a\Gamma(v+1)} \left(\frac{x}{2a} \right)^{v+1} k_v \left(\frac{x}{a} \right), \quad z > 0, v > -1, a > 0 \quad (3)$$

$k_v(\cdot)$ 为修正的 v 阶贝塞尔函数。

ZMNL 方法模拟 3 种高斯功率谱密度杂波概率分布与理论值的比较如图 1 所示。可见, 通过 ZMNL 法能够较为准确地模拟各种相关杂波, 为类杂波干扰的实现奠定了基础。

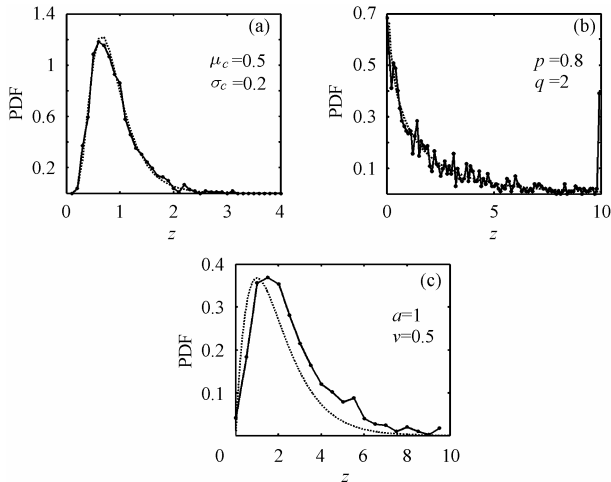


图 1 ZMNL 方法模拟的相关统计杂波 (虚线为理论值, 点线为模拟值)

(a)对数正态分布 (b) Weibull 分布 (c) K 分布

Fig.1 Simulation correlated statistical clutter using ZMNL method (a)Log-normal distribution (b) Weibull distribution (c) K distribution

3 基于参数引导式宽带 SAR 类杂波干扰机理

雷达背景杂波回波相当于发射信号通过一个线性系统, 该系统的响应函数具有背景向后散射特性, 这为产生类杂波干扰提供了理论依据。只要能够找到一个线性系统, 该系统具有类似的传输函数, 那么就可以模拟生成想要的杂波干扰信号, 使该信号与雷达照射到一定背景区域的回波信号相似, 以此能够达到对重点区域的多维杂波覆盖的效果。参见图 2。

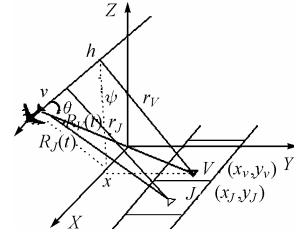


图 2 SAR 干扰模型 Fig.2 SAR jamming model

假设雷达沿 X 轴正向匀速飞行, 运动速度 v , 点目标 V 的横坐标为 (x_V, y_V) , 雷达坐标为 x , $t=0$ 时刻雷达位置 $x=0$, 雷达至点目标 V 的距离为 $R_V(t)$, r_V 为点目标到雷达航迹的垂直距离。干扰机位于点 (x_J, y_J) , 雷达到干扰机的距离为 $R_J(t)$, r_J 为干扰机到雷达航迹的垂直距离。 h 为平台高度。 $R_V(t) = \sqrt{(vt - x_V)^2 + r_V^2}$, $r_V = \sqrt{h^2 + y_V^2}$ 。干扰机欲产生类杂波干扰覆盖在点 V 。

参数引导式类杂波干扰的基本思路是: 根据侦察宽带 SAR 信号的特征参数(载频、调制斜率以及脉宽等), 迅速通过数字方式进行存储、调制, 重新生成与宽带信号有相似时域、频域和多谱勒域特征的数字信号, 最后经 D/A 变换以及上变频变换等, 形成干扰信号。

雷达发射线性调频信号:

$$s(\tau) = \exp \left[j2\pi \left(f_0\tau + \frac{1}{2}k\tau^2 \right) \right] \text{rect}(\tau) \quad (4)$$

通过侦察接收机提供的参数引导再生雷达信号:

$$g(t, \tau) = s[\tau] \quad (5)$$

式中 t, τ 分别表示慢时间和快时间。快时间频谱为

$$G(t, w) = S(w) \quad (6)$$

设干扰机系统响应为 $H(w)$, 雷达接收到的干扰信号的频谱为

$$\hat{S}_J(t, w) = S(w)H(w) \exp \left[-jw \frac{R_J(t)}{c} \right] \quad (7)$$

在没有干扰时雷达接收到 V 点的发射信号的频谱为

$$\hat{S}_V(t, w) = B_V S(w) \exp \left[-j2w \frac{R_V(t)}{c} \right] \quad (8)$$

其中 B_V 为目标点 V 的散射因子。

要使干扰机产生在 V 点的杂波点目标, 必须使 J 点干扰信号与 V 点接收信号相同, 即

$$\hat{S}_J(t, w) = \hat{S}_V(t, w) \quad (9)$$

那么干扰机的响应函数为

$$H(t, w) = B_V \exp \{ -jw[2R_V(t) - R_J(t)]/c \} \quad (10)$$

式(10)可以实现欺骗干扰。这里要产生的类杂波干扰目的并不是一定要与雷达回波信号完全相同, 而是在保护区进行杂波覆盖干扰, 没有必要像欺骗干扰那样精确, 只要在保护区范围内实现杂波覆盖效果即可, 对参数的精度要求可以放宽。

对于 $R_J(t)$ 和 $R_V(t)$ 分别在 t_J, t_V 点展开^[6],

$$R_J(t) \approx r_J - \frac{\lambda f_{DJ}}{2}(t-t_J) - \frac{\lambda f_{RJ}}{4}(t-t_J)^2 \quad (11)$$

其中 f_{DJ} 为多普勒中心频率, f_{RJ} 为多普勒调频斜率。当 $r_J \gg |x-x_J|$ 时,

$$f_{DJ} = \frac{2v}{\lambda} \sin \theta_s, \quad f_{RJ} = \frac{-2v^2}{\lambda r_J}$$

对于正侧视 SAR, 多普勒中心频率 $f_{DJ} = 0$, 所以对式(11)展开,

$$R_J(t) \approx r_J - \frac{\lambda}{4} f_{RJ} t_J^2 + \frac{\lambda}{2} f_{RJ} t_J t - \frac{\lambda}{4} f_{RJ} t^2 \quad (12)$$

因为 $f_{RJ} = \frac{-2v^2}{\lambda r_J}$, $\frac{\lambda}{4} f_{RJ} t_J^2 = -\frac{x_J^2}{2r_J}$, 在通常正侧视情况下,

$\frac{x_J^2}{r_J} \approx 0$, 式(12)第 2 项可以忽略不计, 则得到

$$R_J(t) \approx r_J + \frac{\lambda}{2} f_{RJ} t_J t - \frac{\lambda}{4} f_{RJ} t^2 \quad (13)$$

同理可以得到

$$R_V(t) \approx r_V + \frac{\lambda}{2} f_{RV} t_V t - \frac{\lambda}{4} f_{RV} t^2 \quad (14)$$

式(10)可以近似为

$$\begin{aligned} H(t, w) &\approx B_V \exp \left\{ \frac{JW}{c} \left[(r_J - 2r_V) + \frac{\lambda}{2} (f_{RJ} t_J - 2f_{RV} t_V) t \right. \right. \\ &\quad \left. \left. - \frac{\lambda}{4} (f_{RJ} - 2f_{RV}) t^2 \right] \right\} \\ &= B_V \exp \left\{ \frac{jw}{c} \left[(r_J - 2r_V) + \frac{\lambda}{2} \left(f_{RJ} \frac{x_J}{v} - 2f_{RV} \frac{x_V}{v} \right) t \right. \right. \\ &\quad \left. \left. - \frac{\lambda}{4} (f_{RJ} - 2f_{RV}) t^2 \right] \right\} \quad (15) \end{aligned}$$

由式(15)分析可以看出, 要达到类杂波干扰的目的, 在干扰机系统响应函数的设计上, 必须在距离向上考虑延迟, 并且对由于雷达平台运动引起的多普勒频移, 单程的多普勒斜率以及干扰机位置和保护目标位置的多普勒斜率差进行补偿。对于干扰机位置和保护目标位置多普勒斜率差的补偿, 将会影响到方位向的成像质量, 但是在一定的聚焦深度条件下, 多普勒斜率不需要进行补偿。假设在干扰机的附近位置产生保护区, 这时可以近似认为干扰机位置与保护区位置的多普勒调频斜率相同, 即

$$f_{RJ} = f_{RV} \quad (16)$$

所以只需要对干扰机位置的单程多普勒斜率加以补偿, 这样响应函数可以简化为

$$\begin{aligned} H_J(t, w) &= B_V \exp \left[\frac{jw(r_J - 2r_V)}{c} + \frac{jw\lambda}{2c} f_{RJ} \left(\frac{x_J - 2x_V}{v} \right) t \right. \\ &\quad \left. + \frac{jw\lambda}{4c} f_{RJ} t^2 \right] \quad (17) \end{aligned}$$

$$\text{令 } \tau_0 = \frac{2r_V - r_J}{c}, \quad \tau_1(t) = \frac{\lambda}{2c} f_{RJ} \left(\frac{2x_V - x_J}{v} \right) t, \quad \tau_2(t) = \frac{-\lambda}{4c} f_{RJ} t^2,$$

可得

$$H_J(t, w) = B_V \exp[-jw\tau_0 - jw\tau_1(t) - jw\tau_2(t)] \quad (18)$$

以上讨论了单点目标的欺骗干扰, 如要保护一定的区域, 必须使假目标覆盖一定的区域, 假设要产生 $K \times L$ 大小的分布式目标, K 为方位点数, L 为距离点数。

$$\begin{aligned} H_J(t, w) &= \sum_{i=1}^K \sum_{j=1}^L B_{i,j} \exp \left[\frac{jw(r_J - 2r_{i,j})}{c} + \frac{jw\lambda}{2c} f_{RJ} \left(\frac{x_J - 2x_{i,j}}{v} \right) t \right. \\ &\quad \left. + \frac{jw\lambda}{4c} f_{RJ} t^2 \right] \quad (19) \end{aligned}$$

r_J 和 $r_{i,j}$ 分别为干扰机和假目标点到雷达航迹的距离, x_J 和 $x_{i,j}$ 分别为干扰机和假目标点沿雷达航迹方向的坐标。在知道雷达到地面高度情况下, $r_J = \sqrt{h^2 + y_J^2}$, $r_{i,j} = \sqrt{h^2 + y_{i,j}^2}$, y_J 和 $y_{i,j}$ 分别为干扰机和假目标点在与雷达航迹垂直方向上的坐标。

上面得到了类杂波干扰的系统响应结构。从分析看出, 这种类杂波干扰在时、频和多普勒域均与雷达信号相匹配, 很难被雷达的抗干扰系统抑制。研究还表明, 同一般的欺骗干扰比较, 类杂波干扰的方法对侦察参数相对于欺骗干扰要求较低, 因此对于实时处理和应用有着积极的意义。

4 宽带类杂波干扰实现结构

由于干扰针对的是带宽大于 500MHz 的宽带 SAR 信号, 但是目前数字采样的频率只能达到 400MHz 左右, 因此干扰机中无法一次性产生带宽大于 500MHz 的基带干扰信号, 为了对宽带雷达实施频域全覆盖的类杂波干扰, 可以采用多个窄带基带干扰信号拼接成宽带干扰信号。

假设有这样一个宽带线性调频信号, 带宽为 B , 基带信号形式为

$$\exp \left[j\pi k \left(t - \frac{T_p}{2} \right)^2 \right], \quad 0 \leq t \leq T_p$$

T_p 为脉冲宽度, 产生 N 段窄带线性调频信号, 每段带宽为 B/N , 分别通过类杂波干扰机系统响应, 最后通过不同的上变频拼接为一个宽带的类杂波干扰信号。

参数引导再生式对宽带 SAR 类杂波干扰结构如图 3 所示。

假设雷达信号带宽为 600MHz, 中心频率 10GHz, 脉冲重复频率 1000Hz, 脉冲宽度 20 μ s, 卫星轨道高度 680km, 干扰机到雷达的距离为 800km。

为了对该 SAR 实施类杂波干扰, 可以采用两段 300MHz 的基带干扰信号进行拼接, 采样频率各为 300MHz。

两段基带线性调频信号分别为

$$\begin{aligned} &\exp \left[jk\pi(t - T_p/4)^2 \right], \quad 0 \leq t \leq T_p/2 \\ &\exp \left[jk\pi(t - 3T_p/4)^2 \right], \quad T_p/2 \leq t \leq T_p \end{aligned}$$

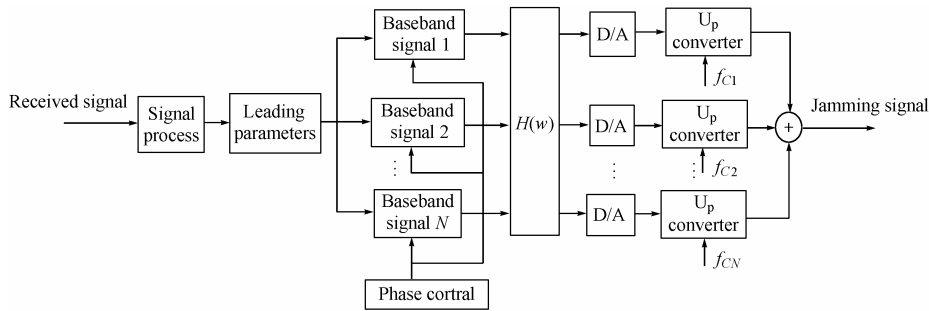


图 3 宽带 SAR 类杂波干扰实现结构

Fig.3 Similar clutter's jamming system to wideband SAR

上变频本振分别为

$$f_{c1} = f_c - B/4, \quad f_{c2} = f_c + B/4$$

以模拟点目标干扰为例, 研究两段信号拼接后的宽带干扰信号的频谱与原始宽带干扰信号的频谱对比, 如图 4 所示。

通过上面的分析看出, 两段信号拼接的宽带干扰信号的频谱与直接生成的宽带干扰信号基本相同, 说明用该方法生成宽带 SAR 干扰信号的有效性。

当然在实际的系统中, 由于本振切换时间和本振大小的误差, 以及各通道中初始相位的不同都会影响拼接的干扰信号, 由于类杂波干扰并不需要像欺骗干扰那样精确的成像, 而是在被保护区形成杂波覆盖, 所以可以通过适当的调整干扰覆盖范围、位置以及提高干扰功率来弥补以上误差造成的影响。

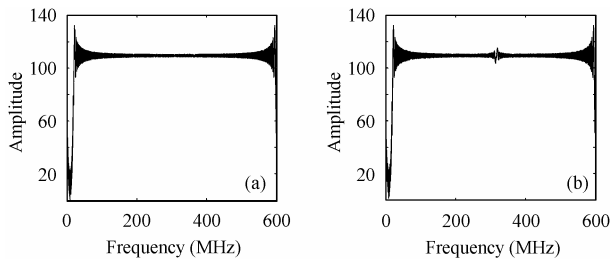


图 4 宽带信号和拼接后的干扰信号的频谱对比

(a) 原始宽带信号频谱 (b) 拼接的信号频谱

Fig.4 The pieced signal's frequency spectrum compared to original wideband signal

(a) Frequency spectrum of original wideband signal

(b) Frequency spectrum of pieced signal

5 仿真实验

下面针对星载 SAR 进行类杂波干扰仿真实验, 雷达工作参数中心频率 10GHz, 信号带宽为 600MHz, 采用两段 300MHz 基带信号拼接的方式生成干扰信号。

图 5(a)为无干扰的成像结果, 5(b)为加了 10dB 干信比的真实地杂波的成像结果, 真实杂波已经掩盖了需要保护的区域。

图 6 为模拟统计分布的高频谱类杂波干扰的结果。

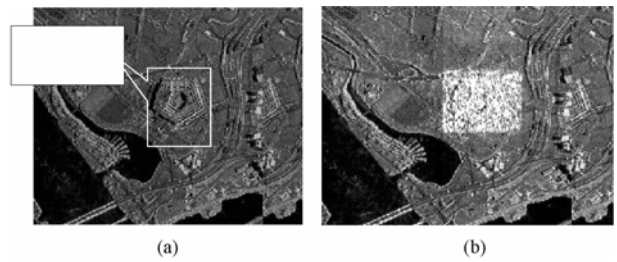
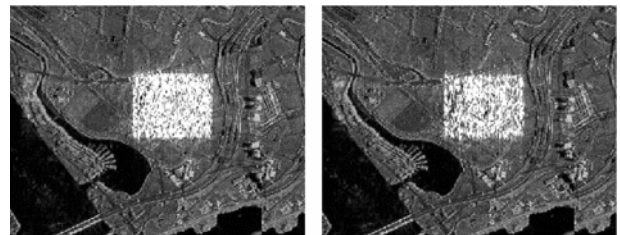


图 5 真实地杂波的干扰图像(干信比 10dB)

(a) 无干扰图像 (b) 真实地杂波干扰

Fig.5 Jamming image by real land clutter

(a) Without jamming (b) Real land clutter



(a) $\mu_c=0.5, \sigma_c=0.2$

(b) $p=0.8, q=2$

(c) $\alpha=1, \nu=0.5$

图 6 相关统计分布杂波的干扰效果(干信比 10dB)

(a) 高斯谱对数正态分布杂波 (b) 高斯谱 weibull 分布杂波

(c) 高斯谱 K 分布杂波

Fig.6 Jamming effect of correlated statistical clutter

(a) Log-normal distribution clutter of Gauss spectrum

(b) Weibull distribution clutter of Gauss spectrum

(c) K distribution clutter of Gauss spectrum

通过与真实地杂波回波数据成像干扰效果进行比较, 可以看出相关对数正态分布, Weibull 分布和 K 分布模拟杂波和真实地杂波回波数据成像结果接近, 尤其是 Weibull 分布与 K 分布更为吻合。这种干扰既实现了对保护区域的密集覆盖, 同时也达到很好的背景杂波的伪装效果。另外在类杂波

干扰

中可以根据干扰场景的需要选取不同分布的背景杂波进行模拟,以达到最佳的干扰效果。

6 结束语

通过模拟生成相关对数正态分布, Weibull 分布和 K 分布的 SAR 背景杂波,采用基于参数引导再生式的类杂波干扰的生成方式调制到雷达的回波信号中,并用窄带拼接方法实现了对宽带 SAR 信号的多维类杂波覆盖干扰,仿真实验结果表明该方法达到了较好的干扰效果,而且对引导参数相对于欺骗干扰要求低,可实现性强。

参 考 文 献

- [1] 孙云辉,陈永光,焦逊. 星载 SAR 应答式欺骗干扰研究[J]. 电子对抗技术, 2004, 19 (2): 23-26.
 - [2] 王盛利,于立,倪晋麟. 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.
 - [3] Anastassopoulos V, Lampropoulos G A, Rey M. High resolution radar clutter statistics. *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, 1999, 35(3): 43-60.
 - [4] Jao J K. Amplitude distribution of composite terrain clutter and the K-distribution. *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, 1984, AP-32(10): 1049-1062.
 - [5] James L, Marier Jr. Correlated K-distributed clutter generation for radar detection and track. *IEEE Trans. on AES*, 1995, 31(2): 568-580.
 - [6] 刘永坦. 雷达成像技术[M]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学出版社, 1999: 36-60.
- 李江源: 男, 1980 年生, 博士生, 研究方向为雷达信号处理、超宽带信号侦察与干扰技术、AR 图像检测和目标分类识别技术.
- 王建国: 男, 1954 年生, 教授, 研究方向为合成孔径雷达系统和成像技术、目标识别和信息获取技术.