

三种合成孔径雷达干扰方法的性能评估

李江源 王建国 周良臣

(电子科技大学电子工程学院 成都 610054)

摘 要: 该文针对非相参噪声压制式干扰、欺骗干扰和一种新的类杂波干扰, 分别从功率、参数精度要求、干扰效果和可实现性角度出发对 3 种干扰方式进行了深入分析, 得出对 SAR 匹配干扰的总体思路。理论分析和仿真表明基于多维调制的类杂波干扰作为一种部分匹配干扰, 可以获得 SAR 处理增益, 具有类似 SAR 背景杂波的统计特征, 对参数精度要求不高, 是目前可实现的一种对 SAR 干扰方式。

关键词: 合成孔径雷达; 噪声干扰; 欺骗干扰; 类杂波干扰

中图分类号: TN974

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2007)11-2729-05

The Performance Evaluation of Three Jamming Methods of SAR

Li Jiang-yuan Wang Jian-guo Zhou Liang-chen

(College of Electronic Engineering, UESTC, Chengdu 610054, China)

Abstract: In this paper, the general noise jamming, cheat jamming and a novel similar clutter jamming method are discussed. From the viewpoint of the jamming power, the precision of leading parameters and the jamming effect, the matched jamming is proposed after the theory analysis. Both the theory analysis and simulation, bring the same conclusion that the similar clutter jamming method based on the multidimensional digital modulation, matches the SAR's receiver and possesses the similar statistical characteristic with the SAR background clutter. It can partly overcome SAR's high processing gain and requires moderate precision of leading parameters. Therefore, it is the realizable jamming method presently.

Key words: Synthetic Aperture Radar (SAR); Noise jamming; Cheat jamming; Similar clutter jamming

1 引言

随着高分辨合成孔径雷达在军事侦察中的广泛应用, 研究对 SAR 系统的干扰措施具有重要的价值。目前, 对于 SAR 的干扰^[1-3]方式主要分为压制式和欺骗式干扰。压制式干扰是指用强大的干扰功率压制雷达的正常的接收和显示, 从而使雷达的信噪比大大降低, 因此也称为粗暴式干扰。压制性干扰最常见的形式是噪声干扰, 它可将雷达信号淹没在干扰的信号之中。它本质上属于一种非匹配干扰方式, 由于与 SAR 接收系统不匹配, 无法获得二维处理增益, 干扰功率要求大。对 SAR 的欺骗干扰^[4,5]主要表现为虚假图像干扰, 通过干扰机模拟假目标信号, 在雷达显示终端产生虚假信息图像, 它实质上是属于匹配干扰。但是由于要产生逼真的虚假图像需要精确地获取雷达的系统参数, 尤其是多普勒运动参数, 由于目前测速的精度达不到欺骗干扰的要求, 因此实现较为困难。在先前的研究中^[6,7], 作者初步研究了一种新的干扰方式——时、频、多普勒域多维匹配覆盖的类杂波干扰, 该文在先前的研究基础上, 进一步对干扰结构进行改进, 通过多维调制实现了简化的类杂波干扰, 并从干扰功率、干扰效果、对参数精度要求、可实现性几个方面出发, 通过理论和仿真实验分析比较了 3 种干扰方式。

2 匹配和部分匹配干扰

根据雷达干扰公式, 对于等效散射面为 σ 的目标, 在干扰条件下, 到达雷达天线接收端的信噪比可以近似(忽略空间传输损耗)表示为

$$SJR_i = \frac{P_t G_t^2 R_j^2}{4\pi P_j G_j G_{jt} R^4} \gamma \sigma \left[\frac{B_j}{B_w} \right] \left[\frac{B_{jd}}{B_{wd}} \right] \quad (1)$$

由于合成孔径雷达信号处理过程中, 需要经过两次匹配滤波, 因此处理过程中必须考虑两个信噪比增益, 成像处理后的信噪比为

$$SJR_o = N_a N_r SJR_i \quad (2)$$

其中 N_r 为距离向压缩增益, N_a 为方位向压缩增益, p_t 为雷达发射功率, G_t 为 SAR 雷达的天线增益, p_j 为干扰机的发射功率, G_j 为干扰机的天线增益, G_{jt} 为雷达接收机在干扰机方向上的天线增益, R 为雷达到目标的距离, R_j 为干扰机到雷达的距离, γ 为天线极化损失, 对雷达进行主瓣干扰时, 取 3dB, 旁瓣干扰时取 0dB。 B_j, B_w 分别为干扰信号带宽和雷达接收机带宽; B_{jd}, B_{wd} 分别为干扰信号和目标信号的多普勒带宽。

目前随着高分辨 SAR 的广泛应用, 带宽达到 600MHz, 处理增益高达 60dB 以上。因此, 通常的非相参噪声干扰已经不能满足高分辨 SAR 干扰的需要, 必须寻求匹配干扰

或部分匹配干扰方式。通过在时域、频域、多普勒域及其它信号域与雷达回波信号具有类似的结构特征, 这样在成像处理过程中可以等效地获得或部分获得和雷达信号同样的处理增益。

成像后输出信噪比为

$$\text{SJR}_o = \frac{N_r N_a P_t G_t^2 R_j^2}{4\pi N_{jr} N_{ja} P_j G_j R_t^4} \gamma \sigma \left[\frac{B_j}{B_w} \right] \left[\frac{B_{jd}}{B_{wd}} \right] \quad (3)$$

其中 N_{jr}, N_{ja} 分别为干扰信号获得的距离向和方位向的压缩增益。

定义衡量匹配干扰的匹配系数为

$$\eta = \frac{N_r N_a}{N_{jr} N_{ja}} \left[\frac{B_j}{B_w} \right] \left[\frac{B_{jd}}{B_{wd}} \right] \quad (4)$$

通常情况下, $\eta \geq 1$, 为了实现匹配或部分匹配干扰, 应该使匹配系数尽可能地接近于 1。根据匹配干扰思路, 下面分析欺骗干扰和类杂波干扰。

3 欺骗干扰及精度分析

影响欺骗干扰实现的主要表现在脉冲压缩的效果, 脉冲压缩对调频斜率非常敏感, 调频斜率微小的偏差, 便会造成欺骗干扰信号压缩后的距离向和方位向的主瓣宽度展宽, 峰值下降。另外对 SAR 速度、距离等参数的测量误差, 最终将体现在多普勒调频斜率的误差。下面重点分析调频斜率误差和欺骗干扰效果之间的关系。

设调频基带信号为

$$S(t) = \exp[j\pi K t^2] \quad (5)$$

其中 K 为线性调频斜率, 压缩的参考函数为

$$S_R(t) = \exp[-j\pi K t^2] \quad (6)$$

若信号调频斜率误差为 ξ , 则信号形式为

$$S(t) = \exp[j\pi(K + \xi)t^2] \quad (7)$$

运用相位驻定原理可求得 $S(t)$ 的频谱函数 $S(\omega)$:

$$S(\omega) = \frac{1}{\sqrt{K + \xi}} \text{rect}\left(\frac{\omega}{\Delta\omega}\right) \exp\left[-j\left(\frac{\omega^2}{4\pi(K + \xi)} - \frac{\pi}{4}\right)\right] \\ \approx \frac{1}{\sqrt{K + \xi}} \text{rect}\left(\frac{\omega}{\Delta\omega}\right) \exp\left[-j\left(\frac{\omega^2}{4\pi K} - \frac{\omega^2}{4\pi K^2} \xi - \frac{\pi}{4}\right)\right] \quad (8)$$

式(8)中 $\Delta\omega$ 为调频信号带宽, 可见调频斜率误差 ξ 相当于产生频域相位误差 $\phi_\xi(\omega)$:

$$\phi_\xi(\omega) = \frac{\omega^2}{4\pi K^2} \xi \quad (9)$$

在信号通带边缘, 二次相位误差达到最大值:

$$\phi_{\max} = 4\phi_\xi\left(\frac{\Delta\omega}{2}\right) = \frac{\pi}{4} T^2 \xi \quad (10)$$

式中 T 为调频信号时宽, 于是

$$\phi_\xi(\omega) = 4\phi_{\max} \cdot \left(\frac{\omega}{\Delta\omega}\right) \quad (11)$$

经过压缩后输出信号 $S_{\text{out}}(t)$ 为

$$S_{\text{out}}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\Delta\omega/2}^{\Delta\omega/2} \exp\left[j4\phi_{\max} \cdot \left(\frac{\omega}{\Delta\omega}\right)\right] \exp(j\omega t) d\omega \quad (12)$$

忽略复系数后得到其包络 $E_{\text{nv}}[S_{\text{out}}(t)]$:

$$E_{\text{nv}}[S_{\text{out}}(t)] = |C(P) - C(Q) + jS(P) - jS(Q)| \quad (13)$$

其中 $P = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \left(\frac{\Delta\omega t}{2n} + n\right)$, $Q = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \left(\frac{\Delta\omega t}{2n} - n\right)$, $n = \sqrt{2\phi_{\max}}$ 。

$C(\bullet)$ 和 $S(\bullet)$ 为菲涅耳积分函数。

由式(13)可见, 误差将会造成主瓣展宽、主瓣峰值下降、旁瓣电平增高, 造成欺骗目标失真, 严重影响欺骗干扰效果。

4 类杂波干扰及精度要求

类杂波的干扰信号具有与合成孔径雷达回波信号时域、频域和多普勒域相匹配的结构, 而且通过幅度调制具有与 SAR 背景杂波相类似的统计特征, 在雷达终端形成局部的类似杂波的输出效果。作者初步研究了基于数字储频式^[6]和参数引导式^[7]的对 SAR 类杂波干扰生成方式。下面以参数引导式的类杂波干扰为例对干扰结构作进一步的改进。

对于 $K \times L$ 大小的面目标, 类杂波干扰系统的响应函数^[7]为

$$H_J(t, w) = \sum_{i=1}^K \sum_{j=1}^L B_{i,j} \exp\left[\frac{jw(r_j - 2r_{i,j})}{c} + \frac{jw\lambda}{2c} f_{RJ} \left(\frac{x_j - 2x_{i,j}}{v}\right) t + \frac{jw\lambda}{4c} f_{RJ} t^2\right] \quad (14)$$

文中 t, τ 分别为慢时间和快时间, $B_{i,j}$ 为类杂波调制因子, $r_{i,j}, r_j$ 分别为产生类杂波干扰覆盖的位置和干扰机位置到雷达航迹的垂直距离, c 为光速, λ 为波长, f_{RJ} 为多普勒斜率, $x_{i,j}, x_j$ 分别为产生类杂波干扰覆盖位置点和干扰机在沿雷达航迹方向的位置, v 为雷达平台的运动速度。由于系统结构复杂, 下面进一步对干扰结构进行简化: 令 $\tau_0 = \frac{2r_{i,j} - r_j}{c}$, $\tau_1(t) = \frac{\lambda}{2c} f_{RJ} \left(\frac{2x_{i,j} - x_j}{v}\right) t$, $\tau_2(t) = \frac{-\lambda}{4c} f_{RJ} t^2$, 对于点目标干扰, 由式(14)可得:

$$H_J(t, w) = B_{i,j} \exp[-jw\tau_0 - jw\tau_1(t) - jw\tau_2(t)] \quad (15)$$

在忽略一些与成像位置无关的常数项, 把干扰机响应系统简化为, 在距离向延迟时间 τ_0 , 其中 $\tau_1(t)$ 和 $\tau_2(t)$ 不影响距离向的压缩, 在一定情况下可以忽略。在方位向上调制一个多普勒相位:

$$\varphi_{i,j}(t) = \exp[-j2\pi f_0 \tau_1(t) - j2\pi f_0 \tau_2(t)] \\ = \exp\left[-j\pi f_{RJ} \left(\frac{2x_{i,j} - x_j}{v}\right) t + \frac{1}{2} j\pi f_{RJ} t^2\right] \quad (16)$$

通过侦收系统提供的雷达参数引导产生线性调频信号:

$$s(\tau) = \exp\left[j2\pi \left(f_0 \tau + \frac{1}{2} k \tau^2\right)\right] \text{rect}(\tau) \quad (17)$$

其中 f_0 为中心频率, K 为调频斜率。

通过多维调制, 干扰机产生的分布式类杂波干扰信号可以简化为

$$\text{jam}(t, \tau) = \sum_{i=1}^K \sum_{j=1}^L B_{i,j} s(\tau - \tau_0) \varphi_{i,j}(t) \quad (18)$$

其中 $B_{i,j}$ 为模拟的具有 SAR 背景杂波特性的干扰幅度调制因子, τ_0 为控制距离向位置的时间调制量, $\varphi_{i,j}(t)$ 为控制方位向位置和成像质量的多普勒相位调制量。

经过以上的简化, 类杂波干扰本质上已经属于部分匹配的干扰方式, 这样的好处是降低对参数精度要求, 使得类杂波干扰系统简化, 具有可实现价值。

4.1 引导参数误差对成像后杂波统计分布的影响

根据类杂波干扰的特点, 参数误差对成像质量的影响主要体现在模拟杂波的分布特征的变化。目前, 随着雷达分辨率的提高, 雷达杂波不再服从早期低分辨率的高斯分布^[8-10], 作者在文献[6]中研究了模拟高分辨雷达杂波的方法, 分别研究了常见的对数正态分布, 韦布尔分布和混合k分布杂波, 根据干扰目标的背景杂波分布的不同可以选用不同的分布特征的类杂波干扰。为了对误差造成杂波分布变化的影响进行定量评估, 文中引入了CV距离^[11]的衡量标准。CV距离是通过计算经验累积分布函数(ECDF)与设计的理论模型的累积分布函数(CDF)的积分偏差。实验数据与理论模型之间的CV距离越小, 表明它与实验数据符合的越好。即使数据间存在相关性, 这种距离仍然能够提供正确的相似性度量。仿真实验通过CV距离分析了误差对类杂波分布特性变化的影响。

4.2 引导参数误差对定位精度的影响

下面分析参数误差对类杂波干扰信号定位精度的影响。

由式(18), 距离向的位置主要与延时有关, 这里只重点分析方位向的定位。将式(16)代入式(18), 下变频到基带, 关系方位向位置的部分为

$$\exp \left[j\pi f_{RJ} \left(t - \frac{\tilde{f}_{RJ}}{f_{RJ}} \frac{x_c - x_j}{\tilde{v}} - \frac{x_j}{v} \right)^2 \right] \quad (19)$$

那么成像以后的方位向位置为

$$\tilde{x}_c = \frac{\tilde{f}_{RJ}}{f_{RJ}} \frac{v}{\tilde{v}} (x_c - x_j) + x_j \quad (20)$$

其中 \tilde{f}_{RJ} 为估计的多普勒斜率, \tilde{v} 为估计的 SAR 平台速度, x_c 为产生类杂波覆盖的期望方位位置, x_j 为干扰机的真实方位位置, \tilde{x}_c 为成像后的位置。

那么类杂波干扰点在方位向与期望位置差为

$$\Delta x_c = \left(\frac{\tilde{f}_{RJ} v}{f_{RJ} \tilde{v}} - 1 \right) (x_c - x_j) \quad (21)$$

由式(21)可见, 方位向的位置误差主要与多普勒斜率、速度误差以及干扰位置和干扰机的方位距离差有关, 由于多普勒斜率与速度之间可以定量转换, 因此这里可以转化为研究多普勒斜率误差对方位向定位的影响。假设 \tilde{v} 由 \tilde{f}_{RJ} 估计得到, 其它参数均无估计误差情况下, 方位向的偏移为

$$\Delta x_c = \frac{\sqrt{\tilde{f}_{RJ}} - \sqrt{f_{RJ}}}{\sqrt{f_{RJ}}} (x_c - x_j) \quad (22)$$

由式(22)可见, 方位向的偏移与干扰位置和干扰机的方

位距离差成正比关系, 因此在类杂波干扰中, 尽量减小干扰位置和干扰机之间的方位距离。假设干扰位置和干扰机方位距离差为 5000m, 多普勒调频斜率误差为 1%, 那么类杂波干扰位置的方位向误差为 25m 左右。对于通常情况下覆盖范围超过 1000m, 定位误差可以忽略不计。

5 3种方法的性能仿真

仿真中采用的 SAR 参数为: 信号载频 10GHz, 带宽 10MHz, 脉冲宽度 40 μ s, 脉冲重复频率 1395Hz, 卫星平台高度 225km, 卫星飞行速度 6450m/s, 卫星照射角度 45%, 合成孔径时间 0.140502s, 成像模式是正侧视条带成像。按照上面的参数, 多普勒调频斜率为 -8711Hz, 估算方位带宽约 1224Hz, 综合距离向和方位向的二维处理增益, 总的处理增益约为 45dB 左右。

5.1 非相参噪声压制性干扰

如图 1 所示。图 1(a)为无干扰的成像结果, 图 1(b)为不考虑旁瓣损失, 干扰信号带宽和多普勒带宽均和雷达目标信号相匹配, 干信比 50dB 压制式干扰效果。图 1(c)为干扰信号带宽只有雷达目标信号带宽一半时, 干信比为 50dB 的压制性干扰效果。通过对非相参噪声压制式干扰的系统仿真, 可以看出, 噪声干扰需要较大的干扰功率, 而且如果干扰频段对信号带宽的不完全覆盖, SAR 系统可以利用未被干扰的频段进行成像, 从而抑制噪声的影响也会造成干扰效果的大幅度降低。

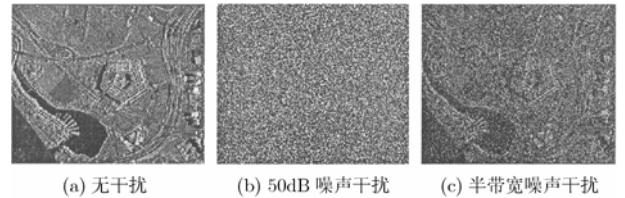


图 1 非相参噪声压制式干扰仿真

5.2 欺骗干扰

如图 2 所示。图 2(a)为无干扰的地面场景图像; 图 2(b)为参数精确无误差时, 干信比 10dB 时的欺骗干扰效果, 欺骗目标为坦克; 图 2(c)为干扰信号多普勒调频斜率误差 1% 时的干扰效果。可见, 在参数完全精确的情况下, 能够很好产生假目标, 实现欺骗干扰。但是当精度下降, 当误差达到 1% 时, 假目标图像严重失真, 造成欺骗干扰效果下降。

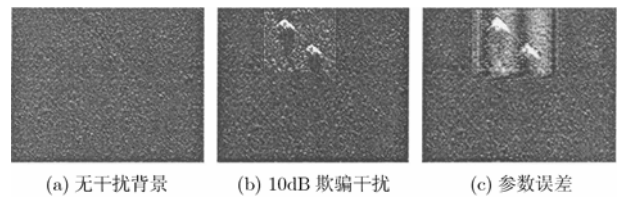


图 2 欺骗干扰仿真结果

5.3 类杂波干扰

根据文献[6,12]中的方法,根据干扰区域背景特性,选择模拟产生 Weibull 分布杂波,通过多维调制产生类杂波干扰。如图 3 所示。仿真中,假设其它参数无误差,随着多普勒斜率误差的不断增大,式(4)中的匹配系数越大于 1。

图 3(a)为无干扰时的成像结果,图 3(b)为干扰引导参数无误差时,干信比 10dB 的类杂波干扰效果,图 3(c)为多普勒斜率误差 1%时,干信比 10dB 的类杂波干扰效果,图 3(d)为多普勒斜率估计误差 10%时,干信比 10dB 的类杂波干扰效果。可见,参数误差虽然导致类杂波干扰信号压缩时的主瓣展宽,峰值降低,但是对于部分匹配的一类杂波干扰,影响不大。参数影响类杂波干扰效果主要表现在干扰后的方位向位置发生偏移,通过前面的理论分析,仿真试验中假设干扰位置和干扰机的方位距离差为 5000m,那么多普勒斜率误差在 1%以内,偏移量在 25m 以内,对于通常情况下覆盖范围超过 1km,误差可以忽略不计。当误差进一步增大,偏移量也不断增大,可以通过减小干扰点与干扰机之间的方位距离,或者增大覆盖范围,增大功率等方法进行补偿。

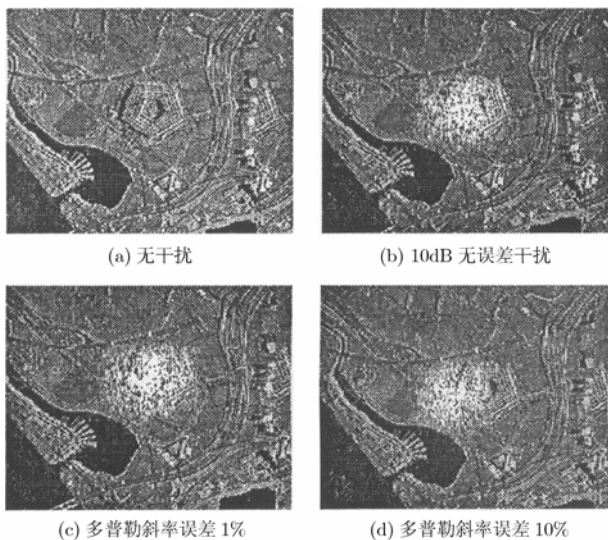


图 3 类杂波干扰仿真

图 4 表示不同多普勒斜率误差干扰情况下,模拟的类杂波干扰信号幅度累积分布函数(ECDF)^[11]在满足一阶、二阶矩相同条件下与理论 Weibull-CDF、Rayleigh-CDF^[11]的拟合程度。

如图 4 可见,在误差情况下,类杂波干扰信号的幅度统计特性依然很好地接近 Weibull 分布,偏离 Rayleigh 分布,即使在 10%误差情况下,仍然保持了高分辨 SAR 背景杂波的统计特性,达到类杂波干扰效果。

通过计算不同误差条件下产生的类杂波干扰信号幅度 ECDF 与理论 Weibull-CDF, Rayleigh-CDF 之间的 CV 距离,表 1 进一步验证了以上结论。随着误差的不断增大,实

验 ECDF 与 weibull-CDF 之间的 CV 距离略有增大,但是即使在 10%误差下,仍然远小于与 Rayleigh-CDF 之间的 CV 距离,保持了高分辨 SAR 背景杂波的统计特性。以上通过仿真实验进一步验证了对 3 种干扰方法性能的理论分析。

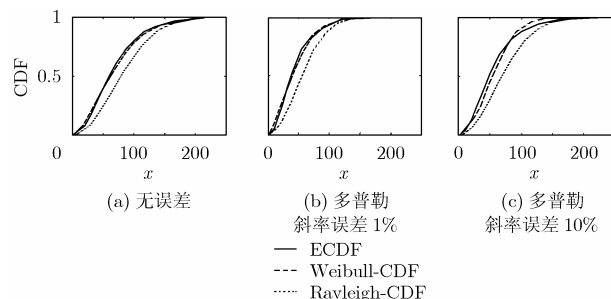


图 4 误差情况下的类杂波分布变化

表 1 误差情况下与实验数据拟合的分布参数和 CV 距离
(b, c, b_R 分别为分布参数)

	Weibull-CDF			Rayleigh-CDF	
	b	c	d_{cv}	b_R	d_{cv}
无误差	77.094	1.6271	1.687	66.806	20.308
多普勒斜率误差 1%	50.497	1.505	2.376	47.383	16.355
多普勒斜率误差 10%	64.175	1.981	4.403	58.384	15.646

6 结束语

该文对非相参噪声压制式干扰、欺骗干扰和类杂波干扰的性能进行理论分析得出:非相参噪声干扰由于无法获得 SAR 处理增益干扰功率相对较高;欺骗干扰虽然是一种匹配干扰,但是对参数精度要求高,干扰结构复杂,实现难度大;类杂波干扰是一种部分匹配干扰,可以获得 SAR 处理增益,干扰功率不大,而且对参数精度要求不高,干扰系统结构简单,可实现性强。

参考文献

- [1] Li Neng-Jing and Zhang Yi-Ting. A survey of radar ECM and ECCM [J]. *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, 1995, 31(3): 1110-1120.
- [2] Condy C J. Some system considerations for electronic countermeasures to synthetic aperture radar [C]. IEE Colloquium on Electronic Warfare Systems, London, 14 Jan., 1991: 8/1-8/7.
- [3] Dumper K, Cooper P S, and Wons A F, et al. Spaceborne synthetic aperture radar and noise jamming. Radar 97, Edinburgh, 14 -16 October, 1997: 411-414.
- [4] 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.

- Sun Yun-hui, Chen Yong-guang, and Jiao Xun. On study of the responsive deception for spaceborne SAR[J]. *ECM Technology*, 2004, 19(2): 23–26.
- [5] 王盛利, 于立, 倪晋麟. 合成孔径雷达的有源欺骗干扰研究[J]. 电子学报, 2003, 31(12): 1900–1902.
- Wang Sheng-li, Yu Li, and Ni Jin-ling. A study on the active deception jamming to SAR [J]. *Acta Electronica Sinica*, 2003, 31(12): 1900–1902.
- [6] 李江源, 王建国, 杨建宇. 基于数字储频式的对 SAR 类杂波干扰[J]. 电子科技大学学报, 2005, 34(6): 739–742.
- Li Jiang-yuan, Wang Jian-guo, and Yang Jian-yu. The similar clutter's jamming to SAR based on digital frequency memorizer [J]. *Journal of the University of Electronic Science and Technology of China*, 2005, 34(6): 739–742.
- [7] 李江源, 王建国, 杨建宇. 基于参数引导的对宽带 SAR 的类杂波干扰[J]. 电子与信息学报, 2006, 28(10): 1812–1816.
- Li Jiang-Yuan, Wang Jian-Guo, and Yang Jian-Yu. The similar clutter's jamming to wideband SAR based on leading of parameters[J]. *Journal of Electronics and Information Technology*, 2006, 28(10): 1812–1816.
- [8] Farina A, Gini F, Greco M V, and Verrazzani L. High resolution sea clutter data: Statistical analysis of recorded live data [J]. *IEE Proc. Radar, Sonar Navigation*, 1997, 144(3): 121–130.
- [9] Bucciarelli T and Lombardo P. A compound Weibull model for SAR texture analysis [J]. in Proc. IGARSS, Firenze, 1995, vol.1: 181–183.
- [10] Anastassopoulos V, Lampropoulos G A, Drosopoulos A, and Ray M. High resolution radar clutter statistics [J]. *IEEE Trans on Aerospace and Electronic Systems*, 1999, 35(1): 43–60.
- [11] D'Agostino R B and Stephens M A. Goodness of Fit Techniques. New York: Marcel Dekker [M], 1986: 321–342.
- [12] James L and Marier J. Correlated K-distributed clutter generation for radar detection and track [J]. *IEEE Trans. on AES*, 1995, 31(2): 568–580.
- 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、SAR 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等.