

合成孔径雷达二维余弦调相转发干扰研究

陈思伟 王雪松 刘阳 代大海 邢世其
(国防科技大学电子科学与工程学院 长沙 410073)

摘要: 该文提出一种新的 SAR 干扰方法: 二维余弦调相转发干扰。该方法通过转发调制了余弦相位的 SAR 信号, 使得 SAR 回波在距离向频域和方位向多普勒域成对扩展, 实现了对 SAR 的多假目标干扰。理论研究表明, 该干扰样式为二维相干干扰, 能量利用率高, 同时又具有非相干干扰的压制特点, 通过优化设置干扰调制参数, 可以形成紧凑的面假目标或网格状假目标串, 达到掩护分布式目标的目的。仿真实验和基于实测数据的仿真验证了该方法的有效性。

关键词: 合成孔径雷达; 转发干扰; 二维余弦调相

中图分类号: TN958

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2009)08-1862-05

The 2-D Cosinusoidal Phase Modulation Repeater Jamming of SAR

Chen Si-wei Wang Xue-song Liu Yang Dai Da-hai Xing Shi-qi

(School of Electronic Science and Engineering, National Univ. of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract: A new method of SAR jamming is proposed: the 2-D cosinusoidal phase modulation repeater jamming. This jamming method makes SAR echo extend both in range frequency domain and azimuth Doppler domain via 2-D cosinusoidal phase modulation, and achieves the effect of multi-false targets. The research in principle shows: this jamming takes advantages of both efficient energy usage like 2-D coherent jamming and well suppression as non-coherent jamming. It can form tight flat shape false targets or grid shape false targets to protect distributed important targets, according to well configured jamming modulation parameters. Its validities are proved by the simulation and real data simulation.

Key words: SAR; Repeater jamming; 2-dimension cosinusoidal phase modulation

1 引言

合成孔径雷达(SAR)是一种全天候、全天时微波成像雷达, 能够获得二维高分辨遥感图像, 目前已成为重要的军事侦察工具, 同时也是电子对抗领域的重要研究对象^[1]。

SAR 作为一种全相参雷达, 通过二维匹配处理能够获得极高的处理增益, 使得噪声压制干扰^[2-4]难以达到较好的干扰效果。基于高保真转发式的欺骗干扰^[5-7], 由于干扰信号与发射信号具有高度相干性, 干扰信号可以获得与发射信号相当的处理增益, 同时干扰信号是雷达发射信号的精确复制, 使得被干扰方难以采取抗干扰措施, 因此成为一种重要的 SAR 干扰方式。但直接转发干扰只能形成一个虚假点目标, 不能对分布式目标进行有效保护。为了掩护分布式目标, 需要对转发的信号进行调制或进行一定的失配处理^[8-11], 使干扰图像为虚假面目

标或者形成亮斑/带, 达到掩护区域目标的目的。

相对于目标整体的运动, 目标上各点围绕某点的转动或部件相对于物体上某点的机械振动、旋转等运动被称为微运动^[12]。目标的微运动会产生附加的频率调制, 称为微多普勒效应^[12]。目标的微运动能够给 SAR 回波调制一个余弦相位, 使得 SAR 回波在方位向多普勒域成对扩展^[12-14], 导致 SAR 无法对微动目标正确聚焦成像。本文巧妙利用这种微动目标在 SAR 成像中的特性, 提出一种新的转发干扰方法: 二维余弦调相转发干扰, 该方法可在距离向和方位向二维形成网格状假目标串或面假目标, 根据调制参数的变化可实现多假目标欺骗和面假目标压制等干扰效果, 达到保护分布式目标的目的。

2 二维余弦调相转发干扰原理

2.1 余弦调相信号的数学模型

调相信号可以表示为以下数学模型^[15]:

$$S_{PM}(t) = A \cos[\omega_c t + K_{PM} f(t)] \quad (1)$$

对于余弦调相, 式(1)中的调制信号为 $f(t) = A_m$

2008-09-25 收到, 2009-03-09 改回

国家自然科学基金(60672033, 60802078)和国防科技大学优秀研究生创新基金资助课题

$\cdot \cos \omega_m t$, 则此时式(1)的级数展开可以表示为^[15]

$$S_{\text{PM}}(t) = A \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(\beta_{\text{PM}}) \cos \left[(\omega_c + n\omega_m)t + \frac{1}{2}n\pi \right] \quad (2)$$

其中 $J_n(\beta_{\text{PM}})$ 是第一类 n 阶贝塞尔函数, ω_m 为调制频率, $\beta_{\text{PM}} = K_{\text{PM}} \cdot A_m$ (在下面分析中不妨取 $K_{\text{PM}} = 1$, 则 $\beta_{\text{PM}} = A_m$) 为调制指数, 在单频调制时为最大相移量, 则式(2)信号的频谱为

$$S_{\text{PM}}(\omega) = \pi A \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(\beta_{\text{PM}}) \cdot \left[e^{-jn\frac{\pi}{2}} \delta(\omega + \omega_c + n\omega_m) + e^{jn\frac{\pi}{2}} \delta(\omega - \omega_c - n\omega_m) \right] \quad (3)$$

由式(3)可知, 调相信号的频谱中含有无穷多个频谱分量, 各边频分量幅度正比于相应阶数的贝塞尔函数, 边频分量的间隔由余弦调相信号的角频率决定。调相信号的频谱带宽由卡森公式^[15]估计:

$$B_{\text{PM}} = 2(\beta_{\text{PM}} + 1)\omega_m \quad (4)$$

则单边边频分量只取到 $(\beta_{\text{PM}} + 1)$ 次。

2.2 距离向余弦调相转发干扰原理

记距离向余弦调相干扰信号为

$$j_r(\tau) = A_{jr} \cdot \exp(j\beta_r \cos \omega_r \tau) \quad (5)$$

其中 A_{jr} 为干扰信号幅度, β_r 为距离向调制指数, ω_r 为距离向调制频率。

干扰机接收的 SAR 发射信号为 $s(\tau, t)$, 经距离向余弦调相转发给 SAR 的干扰信号(不考虑干扰机转发延迟, 下同)为

$$s_{jr}(\tau, t) = s(\tau, t) \cdot j_r(\tau) \quad (6)$$

对 $s_{jr}(\tau, t)$ 在距离向频域进行距离压缩为

$$\begin{aligned} S_{jr}(f_r, t) &= S(f_r, t) \otimes S_{\text{PM}_r}(f_r) \cdot S_i(f_r) \\ &= S_r(f_r, t) \otimes S_{\text{PM}_r}(f_r) \\ &= \pi A_{jr} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \left\{ J_n(\beta_r) \left[e^{-jn\frac{\pi}{2}} S_r \left(f_r + \frac{n\omega_r}{2\pi}, t \right) \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + e^{jn\frac{\pi}{2}} S_r \left(f_r - \frac{n\omega_r}{2\pi}, t \right) \right] \right\} \quad (7) \end{aligned}$$

其中 $S_{\text{PM}_r}(f_r)$ 为式(5)干扰信号的频谱, $S_i(f_r)$ 为距离向匹配函数, $S_r(f_r, t)$ 为干扰机所在分辨单元的真实目标距离向频域压缩结果。

由式(7)知, 距离向转发干扰在干扰机处 ($n = 0$) 产生类似真实目标的干扰回波信号, 同时对该信号进行了多次不同幅度的快时间频谱复制搬移。转发干扰频谱复制次数为 $2(\beta_r + 1)$ 次, 复制间隔为 ω_r , 频谱幅度正比于 $J_n(\beta_r)$, 共形成 $2\beta_r + 3$ 个假目标。由于线性调频信号具有频移时延强耦合性, 即频移 Δf 对应时延 Δt , 频移对应的假目标距离向平移距

离为

$$\Delta x_r = c \frac{\omega_r}{2\pi k_r} \quad (8)$$

其中 c 为光速, k_r 为距离向调频率。

对附加有频移的回波进行匹配滤波处理时, 由于部分频谱落在匹配滤波器带宽之外, 匹配输出的主峰展宽、幅度按三角包络下降, 引起相应的干扰功率出现失配损失, 则每个假目标匹配输出的幅度加权为

$$P_r(n) = \pi A_{jr} J_n(\beta_r) \frac{1}{2\Delta B} \left(2\Delta B - n \left| \frac{\omega_r}{2\pi} \right| \right) \quad (9)$$

2.3 方位向余弦调相转发干扰原理

记方位向余弦调相干扰信号为

$$j_a(t) = A_{ja} \cdot \exp(j\beta_a \cos \omega_a t) \quad (10)$$

其中 A_{ja} 为干扰信号幅度, β_a 为方位向调制指数, ω_a 为方位向调制频率。

方位向余弦调相信号对快时间相位历程不产生任何影响, 经过距离压缩后, 在慢时间多普勒域进行方位压缩为

$$\begin{aligned} S_{ja}(\tau, f_a) &= S_r(\tau, f_a) \otimes S_{\text{PM}_a}(f_a) \cdot S_a(f_a) \\ &= S_a(\tau, f_a) \otimes S_{\text{PM}_a}(f_a) \\ &= \pi A_{ja} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \left\{ J_m(\beta_a) \left[e^{-jm\frac{\pi}{2}} S_a \left(\tau, f_a + \frac{m\omega_a}{2\pi} \right) \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + e^{jm\frac{\pi}{2}} S_a \left(\tau, f_a - \frac{m\omega_a}{2\pi} \right) \right] \right\} \quad (11) \end{aligned}$$

其中 $S_{\text{PM}_a}(f_a)$ 为式(10)干扰信号的频谱, $S_a(f_a)$ 为方位向匹配函数, $S_a(\tau, f_a)$ 为干扰机所在分辨单元的真实目标慢时间多普勒域方位压缩结果。

由式(11), 慢时间多普勒频谱也经过了多次不同幅度的复制搬移, 转发干扰频谱复制次数为 $2(\beta_a + 1)$ 次, 复制间隔为 ω_a , 频谱幅度正比于 $J_m(\beta_a)$, 共形成 $2\beta_a + 3$ 个假目标。频移对应的假目标方位向平移距离为

$$\Delta x_a = V \frac{\omega_a}{2\pi k_a} = \frac{\lambda R_0}{4\pi V} \omega_a \quad (12)$$

其中 λ 为载波波长, V 为 SAR 平台飞行速度, R_0 为中心斜距。

每个假目标匹配输出的幅度加权为

$$P_a(m) = \pi A_{ja} J_m(\beta_a) \frac{1}{2\Delta B_a} \left(2\Delta B_a - m \left| \frac{\omega_a}{2\pi} \right| \right) \quad (13)$$

其中 ΔB_a 为多普勒带宽。

2.4 二维余弦调相转发干扰分析

二维余弦调相干扰信号可以设计为

$$\begin{aligned} j(\tau, t) &= j_r(\tau) \cdot j_a(t) \\ &= A_j \cdot \exp(j\beta_r \cos \omega_r \tau) \exp(j\beta_a \cos \omega_a t) \quad (14) \end{aligned}$$

SAR 接收的干扰信号为

$$s_j(\tau, t) = s(\tau, t) \cdot j(\tau, t) = s(\tau, t) \cdot j_r(\tau) \cdot j_a(t) \quad (15)$$

易知, 距离向调相信号 $j_r(\tau)$ 对回波慢时间相位历程不产生影响, 方位向调相信号 $j_a(t)$ 对回波快时间相位历程不产生影响, 即二维余弦调相相当于距离余弦调相和方位余弦调相的串联。转发干扰在干扰机处 ($n = m = 0$) 产生类似真实目标的干扰回波信号的同时, 对该信号在距离向进行 $2(\beta_r + 1)$ 次频谱复制, 在距离向共形成 $2\beta_r + 3$ 个假目标。对每个距离向假目标信号, 慢时间多普勒频谱复制 $2(\beta_a + 1)$ 次, 在方位向形成 $2\beta_a + 3$ 个假目标。因此二维余弦调相转发干扰, 总计形成 $(2\beta_r + 3)(2\beta_a + 3)$ 个假目标, 假目标的距离向间距由式(8)所示, 方位向间距由式(12)所示。每个假目标的幅度正比于对应的 $J_n(\beta_r) \cdot J_m(\beta_a)$, 由式(9)和式(13)可得每个假目标的加权幅度为

$$P(n, m) = P_r(n)P_a(m) = \pi^2 A_j \frac{J_n(\beta_r)J_m(\beta_a)}{4\Delta B\Delta B_a} \cdot \left(2\Delta B - n \left\lfloor \frac{\omega_r}{2\pi} \right\rfloor\right) \left(2\Delta B_a - m \left\lfloor \frac{\omega_a}{2\pi} \right\rfloor\right) \quad (16)$$

综上, 在干扰功率一定时, 二维余弦调相转发干扰的干扰效果取决于 4 个干扰调制参数: $\beta_r, \beta_a, \omega_r$ 和 ω_a 。其中, β_r 和 β_a 分别决定干扰信号在距离向和方位向的扩展程度, ω_r 和 ω_a 分别决定在距离向

和方位向上形成的假目标串的间距, $\omega_r, \omega_a, J_n(\beta_r)$ 和 $J_m(\beta_a)$ 共同决定了假目标的幅度。

3 仿真实验与分析

3.1 干扰效果仿真验证

下面采用表 1 和表 2 的参数对距离向、方位向和距离方位二维余弦调相转发干扰进行仿真研究。干扰机设置在成像场景中央, 仿真结果如图 1 所示,

表 1 仿真中 SAR 系统参数值

载频(GHz)	10	载机速度(m/s)	150
脉宽(μs)	2	带宽(MHz)	150
成像中心斜距(km)	20	成像场景尺寸(m)	100×200
PRF(Hz)	400	多普勒带宽(Hz)	150
距离分辨率(m)	1	方位分辨率(m)	1

表 2 干扰参数设置

图号	距离向调制参数		图号	方位向调制参数	
	β_r	ω_r (MHz)		β_a	ω_a (Hz)
a1, c1	3	2	b1, c1	3	2
a2, c2	3	30	b2, c2	3	20
a3, c3	10	2	b3, c3	10	2
a4, c4	10	30	b4, c4	10	20

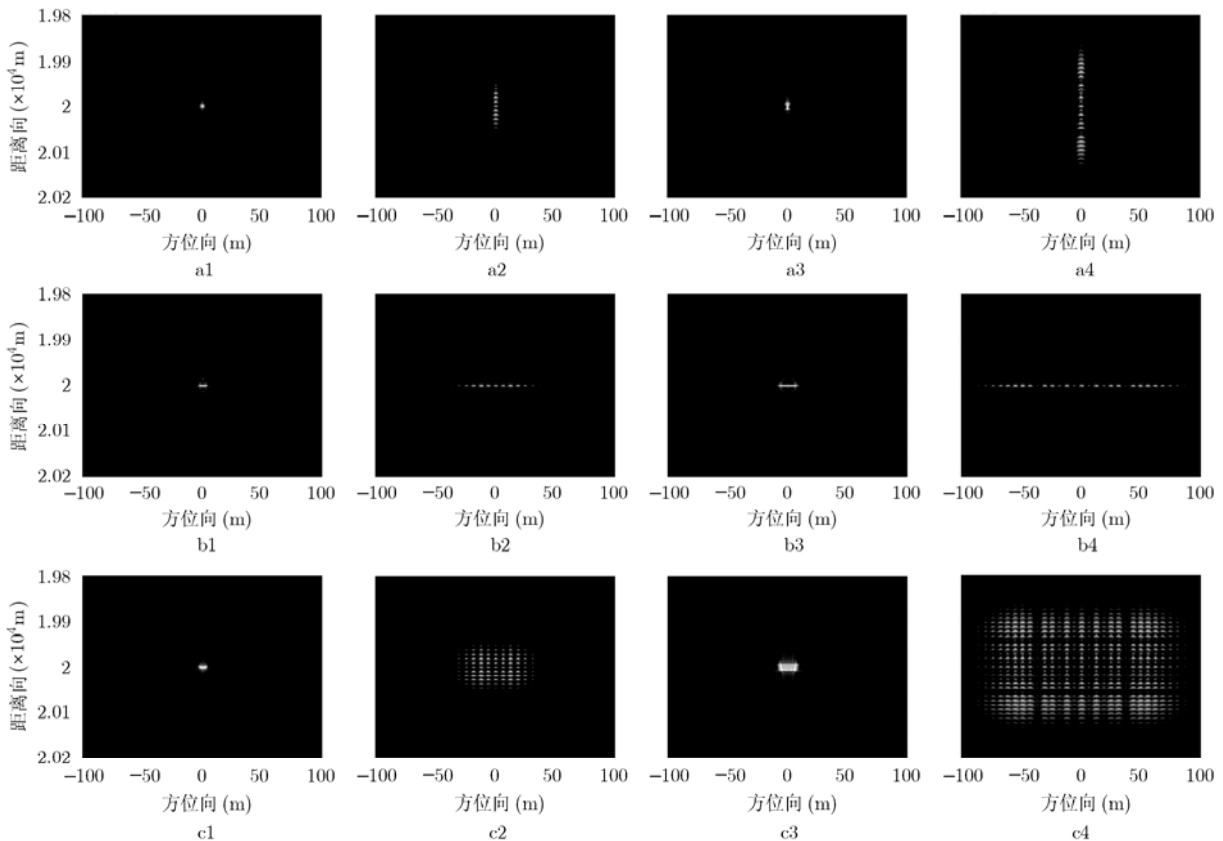


图 1 余弦调相转发干扰仿真结果

其中图 a1~a4 为距离向余弦调相干扰, 图 b1~b4 为方位向余弦调相干扰, 图 c1~c4 为距离方位二维余弦调相干扰。从图 1 及大量仿真结果知, 距离向余弦调相转发干扰(图 a1~a4)在距离向形成多假目标, 图 a1 和 a2 在距离向上扩展形成 9 个点假目标, a3 和 a4 在距离向上扩展形成 23 个点假目标; 同时图 a1 和 a3 的 ω_r 较小, 假目标间距小于距离分辨率, 形成了线假目标, 图 a2 和 a4 的 ω_r 较大, 假目标间距大于距离分辨率, 形成了离散假目标串。同理, 方位向余弦调相转发干扰(图 b1~b4)随着调制参数 β_a 和 ω_a 的不同, 在方位向形成不同的多假目标干扰效果。二维余弦调相转发干扰(图 c1~c4)随距离、方位调制参数的不同, 在距离、方位上形成紧凑的面假目标(图 c1、c3)、网格状假目标串(图 c2、c4)和其它干扰效果。值得指出的是, 图 c3 形成的面假目标覆盖面积超过了 400m^2 , 图 c4 形成的网格状点目标串覆盖面积超过了 10000m^2 。因此, 二维余弦调相转发干扰通过优化选择 4 个调制参数和干扰机功率即可很好地实现对分布式目标的保护。

3.2 基于实测数据的仿真

利用某机载 SAR 实测数据进行注入式二维余弦调相转发干扰仿真实验, 其中选取的实测 SAR 图像场景为 $500\text{m} \times 600\text{m}$, 分辨率约 $3\text{m} \times 3\text{m}$ 。设置二维余弦调相转发干扰的调制指数 $\beta_r = 50$ 和 $\beta_a = 50$, 同时根据该机载 SAR 系统参数合理设置调制频率 ω_r 和 ω_a , 使形成紧凑的面假目标, 仿真结果如图 2 和图 3 所示。其中图 2 为原始 SAR 图像, 图中中心矩形区域为待掩护目标, 面积约 $80\text{m} \times 80\text{m}$, 图 3 为二维余弦调相转发干扰效果图。由于二维余弦调相转发干扰是高保真调制转发 SAR 信号, 干扰信号与 SAR 信号相干, 可以获得与 SAR 信号相当的处理增益, 因此可以以较小的干扰功率实现噪声压制干扰的效果, 仿真结果证实了这一点。

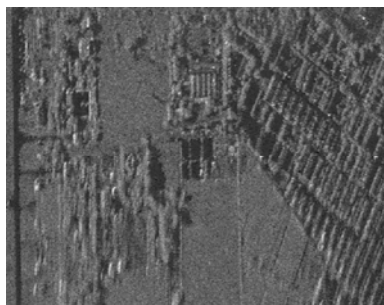


图 2 原始 SAR 图像

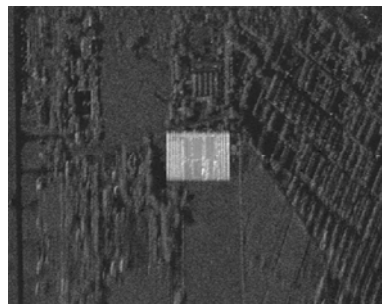


图 3 二维余弦调相转发干扰效果图

4 结论

本文提出一种新的 SAR 干扰方法: 二维余弦调相转发干扰, 并进行了理论分析和仿真研究。研究表明: 一维余弦调相转发干扰可以形成线状假目标串; 而二维余弦调相转发干扰通过灵活设置干扰调制参数, 可以形成紧凑的面假目标、网格状假目标串等多种干扰效果, 达到掩护分布式重要目标的目的。同时, 由于是高保真的转发干扰, 干扰信号可以获得与发射信号相当的处理增益, 能量利用效率较高, 既可用于保护分布式目标也可掩护机动式目标, 是一种高效实用的 SAR 干扰方法。

参考文献

- [1] Goj W W. Synthetic Aperture Radar and Electronic Warfare[M]. Boston: Artech House Inc, 1993: 15-43.
- [2] Dumper K, Cooper P S, Wons A F, Condley C J, and Tully P. Spaceborne synthetic aperture radar and noise jamming. Proc. IEE Radar 97[C]. Edinburgh: IEE, 1997: 411-414.
- [3] 李兵, 洪文. 合成孔径雷达噪声干扰研究[J]. 电子学报, 2004, 32(12): 2035-2037.
Li Bing and Hong Wen. Study of noise jamming to SAR[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2004, 32(12): 2035-2037.
- [4] 李林琳, 李景文. 基于 RD 和 CS 算法的 SAR 噪声干扰效果评估与对比[J]. 电子与信息学报, 2008, 30(2): 331-334.
Li Lin-lin and Li Jing-wen. The evaluation and contrast based on the RD of SAR noise jamming effect and CS algorithm[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2008, 30(2): 331-334.
- [5] 王盛利, 于立, 倪晋麟, 张光义. 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, Ni Jin-lin, and Zhang Guang-yi. A study on the active deception jamming to SAR[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2003, 31(12): 1900-1902.
- [6] 富雷雷, 李立萍. 基于 DRFM 的 SAR 干扰技术研究[J]. 电子信息对抗技术, 2007, 22(5): 47-51.
Fu Lei-lei and Li Li-ping. Analysis of jamming technology to

- SAR based on DRFM[J]. *Electronics and Information Technology Confrontation*, 2007, 22(5): 47-51.
- [7] 王茹, 吴志宏, 赵国庆. 基于 DRFM 的合成孔径雷达干扰技术研究[J]. *电子信息对抗技术*, 2006, 28(1): 30-33.
Wang Ru, Wu Zhi-hong, and Zhao Guo-qing. Study of jamming technology to synthetic aperture radar based on digital radio frequency memory[J]. *Electronics and Information Technology Confrontation*, 2006, 28(1): 30-33.
- [8] 李江源, 王建国, 杨建宇. 基于数字储频式的 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. Similar clutter's jamming to SAR based on digital frequency memorizer[J]. *Journal of University of Electronic Science and Technology of China*, 2005, 34(6): 739-742.
- [9] 黄洪旭, 黄知涛, 周一宇. 对合成孔径雷达的随机移频干扰研究[J]. *信号处理*, 2007, 23(1): 41-44.
Huang Hong-xu, Huang Zhi-tao, and Zhou Yi-yu. Randomly-shift-frequency jamming style to SAR[J]. *Signal Processing*, 2007, 23(1): 41-44.
- [10] 吴一戎, 胡东辉. 一种新的合成孔径雷达压制干扰方法[J]. *电子与信息学报*, 2002, 24(11): 1664-1667.
Wu Yi-rong and Hu Dong-hui. A new noise jamming approach to SAR[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2002, 24(11): 1664-1667.
- [11] 李伟, 梁甸农, 董臻. 基于虚假场景的合成孔径雷达干扰方法研究[J]. *系统工程与电子技术*, 2005, 27(10): 1741-1743.
Li Wei, Liang Dian-nong, and Dong Zhen. Study on SAR jamming technique based on deceptive scene[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2005, 27(10): 1741-1743.
- [12] Chen V C, Li F Y, and Ho S S, *et al.* Micro-doppler effect in radar: phenomenon, model, and simulation study[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2006, 42(1): 2-21.
- [13] Maurice R, Erich M, and Daniel N. Vibration and rotation in millimeter-wave SAR[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2007, 45(2): 293-304.
- [14] Thayaparan T, Abrol S, and Qian S. Micro-Doppler analysis of rotating target in SAR[R]. Defense R&D Canada, Technical Memorandum, December 2005.
- [15] 曹志刚, 钱亚生. 现代通信原理[M]. 北京清华大学出版社, 1992: 67-82.
- 陈思伟: 男, 1984 年生, 博士生, 研究方向为 SAR 信号处理、雷达极化信息处理.
- 王雪松: 男, 1972 年生, 教授, 博士生导师, 主要从事雷达极化信息处理、新体制雷达探测、信号处理与目标识别等领域研究.
- 刘 阳: 男, 1979 年生, 博士生, 研究方向为 SAR 信号处理、雷达目标识别.
- 代大海: 男, 1980 年生, 讲师, 研究方向为极化雷达成像、雷达目标识别.