

基于非周期PSS的SAR目标特征操控方法研究

王俊杰,冯德军,隋冉,邢世其,肖顺平

(国防科技大学电子信息系统复杂电磁环境效应国家重点实验室,湖南长沙410073)

摘要: 本文介绍了一种合成孔径雷达(Synthetic Aperture Radar, SAR)目标特征的操控方法,采用非周期相位调制表面(Phase-Switched Screen, PSS)实现对重要目标图像特性的有效压制. 依靠PSS反射式防护手段,对雷达回波信号进行快-慢时间域的二维联合非周期相位调制,在SAR接收处理后可形成矩形块状压制区域. 通过调控快时间与慢时间码元宽度,可以实现生成矩形区域的面积控制. 该方法本质是一种无源防护方法,兼具响应时间快、不易暴露、设备简单等优势. 在此基础上,本文提出了压制区域面积、压制区域干信比对特征操控效果进行表征,分析了PSS调制参数对操控效果的影响. 最后,SAR实测数据仿真验证了所提方法的有效性.

关键词: 合成孔径雷达;相位调制表面;非周期调制;特征操控

基金项目: 国家自然科学基金(No.62071475, No.61890542, No.62001481)

中图分类号: TN955

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112(2023)03-0564-09

电子学报URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.12263/DZXB.20211157

Research on Manipulation Method of SAR Target Feature Based on Phase-Switched Screen

WANG Jun-jie, FENG De-jun, SUI Ran, XING Shi-qi, XIAO Shun-ping

(State Key Laboratory of Complex Electromagnetic Environmental Effects on Electronics and Information System, National University of Defense Technology, Changsha, Hunan 410073, China)

Abstract: This paper proposes a method for manipulating synthetic aperture radar (SAR) target features based on a phase-switched screen (PSS). The proposed method relies on the PSS reflective protection method to perform fast and slow time two-dimensional joint nonperiodic phase modulation on the radar echo signal. As a result, it can form a controllable rectangular block area after SAR receiving and processing. The proposed method is essentially a passive protection method with the advantages of fast response time, low exposure, and simple equipment. On this basis, this paper uses the barrage area and the jamming signal ratio to characterize the characteristic manipulation effect. It analyzes the influence of PSS modulation parameters on the manipulation effect. Finally, the simulation of the SAR measured data verifies the effectiveness of the proposed method.

Key words: synthetic aperture radar; phase-switched screen; nonperiodic modulation; feature manipulation

Foundation Item(s): National Natural Science Foundation of China (No.62071475, No.61890542, No.62001481)

1 引言

合成孔径雷达(Synthetic Aperture Radar, SAR)使用微波频段电磁波探测地面和海面静止与活动目标,具备全天时、全天候、精度高、距离远等特点^[1,2]. 利用SAR成像技术生成的高分辨率图像能够描绘目标尺寸、外形轮廓、姿态等精细几何结构特征进而实现对目标的特征提取和识别^[3-5],使地面高价值目标在平时与战时面临着被暴露的风险.

从目标防护角度而言,核心任务是破坏雷达的成像能力,对雷达获取到的目标图像进行特征操控. 按照目标特征操控效果进行分类,主要分为目标特征欺骗^[6-11]、目标特征压制^[12-14]、与目标特征消隐^[15]. 利用大功率有源干扰机从旁瓣对SAR进行干扰是一种常用的目标特征压制对策,经过调制的噪声能够遮蔽保护目标的雷达反射信号. 然而,大功率干扰机因为极易遭受SAR天线“零点”或极低旁瓣等因素影响,不仅干扰效果差,难以完全遮盖高价值目标,而且战场上容易因大功率电磁辐射而招致

反辐射武器的攻击。灵巧式干扰一般利用部署在高价值目标自身或周围的小型对抗装备从主瓣对SAR进行欺骗式干扰,但其往往采用数字图像合成(Digital Image Synthesis, DIS)技术^[16]去模拟真实目标的电磁散射特性,对于侦察精度依赖性高且计算量大,也容易出现与真实场景图像融合度不够,生成的SAR图像不逼真等问题。

SAR目标特征操控技术也可以通过无源的方式来实现。无源防护技术并不主动发射电磁信号,主要利用强反射器反射雷达信号产生虚假回波、强反射回波或减弱反射信号以达到破坏雷达对目标侦察的目的^[17]。采用无源方式对雷达系统实施干扰存在天然的优势,如响应时间快、不易暴露、系统复杂度低、机动性好等。目前,常用的无源防护器材主要有箔条、角反射器、伪装网、吸波材料。但它们一旦加工制造完成,电磁散射特性相对固化,无法实现对电磁回波的实时复杂调制。

超表面,超材料的二维表现形式,通过现有材料的空间组合与分布来实现特定的电磁性能,因具有超出自然材料限制的奇特电磁特性而成为近年来的研究热点^[18]。其中电磁调控材料可以通过外加激励获得对电磁波特征量的灵活快速调控,受到了研究者广泛的关注^[18-21]。受超表面电磁调控思想启发,研究人员近年来展开了其用于无源干扰的探索。文献[22, 23]首次提出了将相位调制表面应用于雷达干扰领域,并分别从相位调制表面(Phase-Switched Screen, PSS)调制信号匹配滤波特性,基于PSS的高分辨距离像欺骗干扰方法展开了研究。文献[24, 25]通过超表面对SAR信号进行脉内-脉间联合周期调控,实现距离向和方位向的二维欺骗。然而,由周期调制波形产生的干扰效果存在明显易识别的特征,如产生的假目标沿中心均匀对称分布,各阶段目标能量次第下降等,各类抗干扰措施层出不穷^[26,27]。表1总结了各类典型防护样式的效果与优缺点。

表 1 典型防护样式对比分析

样式	有源防护		无源防护		
	有源干扰机		箔条、角反射器	伪装网或吸波材料	调控超表面
效果	虚假场景、假目标欺骗	大场景图像特征压制	区域图像特征压制或欺骗	目标图像特征消隐	区域特征欺骗
优点	干扰效果多干扰区域广	侦察依赖小、应用范围广	操作简单 成本低廉	防护效果好	灵活多样、隐蔽性好
缺点	侦察依赖性强、计算量大、 干扰实时性较差	功率高 易暴露	无法灵活调控,适应性弱	无法灵活调控、对雷达信号参数适应性有限	目标对称分布

非周期调制波形利用随机编码序列代替周期序列,在信息论中被广泛研究,其功率谱是连续的,包含高电平旁瓣^[28,29]。鉴于非周期调制波形独特的性质,本文提出了一种基于非周期PSS的SAR目标特征操控方法。通过PSS对雷达反射信号进行脉内-脉间二维联合非周期调制,可以在SAR成像处理后形成沿距离方位的块状干扰区域,在图像上产生灵活的二维压制性特征操控效果。同时,本文提出了图像压制区域干信比的概念,用以对干扰效果进行评估。

2 概念与内涵

首先解释下文中关于无源的定义,这里的有源、无源是从对抗角度而言,以是否主动辐射电磁波为衡量,并不是指电路的有源和无源。

区别于传统无源防护技术,本文采用的防护装置是由PSS以及与之匹配的控制系统组成,如图1所示。利用PSS反射式调控方法,灵活控制目标回波信号的相位等电磁信息,反射回波作用于SAR系统,在图像上形成压制性区域,起到了“变色龙”的效果,迷惑了SAR侦察系统。这样干扰设备本身不主动向自由空间辐射能量,却可以实现被保护目标回波信号的调控功能,相当于以无源的方式实现了有源干扰的效果。这种电磁“变色龙”

同时具备响应时间快、隐蔽性好、设备简单等优点。

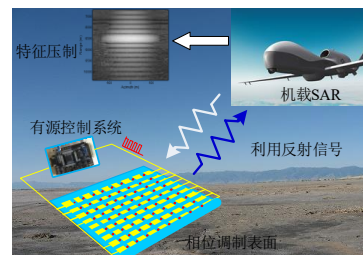


图 1 相位调制表面无源防护示意图

3 非周期PSS的信号调制理论

PSS是一种新型的雷达吸波材料,在雷达目标隐身领域得到了广泛的应用^[30,31]。与传统吸波材料不同,它不吸收电磁波能量,而是对雷达反射信号进行相位调制。如图2所示,PSS由开关型阻抗层、介质层以及金属导体背板构成。开关阻抗层通过电控的方式,使入射电磁波表现为全透射或全反射,介质层厚度设计为四分之一波长,使两种状态的反射回波相位相反。两种状态进行周期地切换,电磁波能量被可控地重新分配到位于雷达接收器之外的边带中,基带的能量为零,雷达无法检测。

PSS通过开关阻抗层在全反射和全透射之间进行间歇性地切换,可以认为对入射信号施加一个双极性

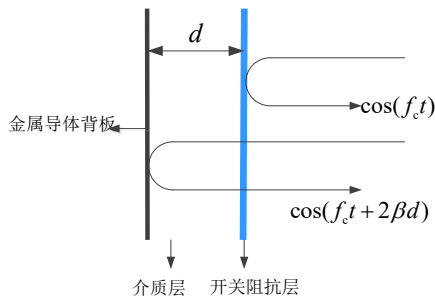


图 2 PSS 结构框图

矩形脉冲时间序列的相位调制,其信号幅值在+1和-1之间间歇切换.与周期调制不同,本文采用伪随机产生相应的码元,使 PSS 进行非周期调制,并对相应特性进行分析.假设这段脉冲序列受随机编码序列 $a_k \in \{1, -1\}$ 所控制,码宽为 τ ,码数为 K ,‘+1’码的数目为 K_1 ,占空比为 $\alpha=K_1/K$,调制矩形脉冲串如图 3 所示.

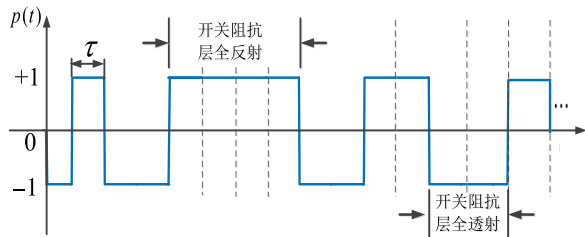


图 3 非周期 PSS 相位调制波形

调制信号 $p(t)$ 的时域响应可表示为

$$p(t) = \text{rect}\left(\frac{t-k\tau}{\tau}\right) \otimes \sum_{k=0}^{K-1} a_k \delta(t-k\tau) \quad (1)$$

经过傅里叶变换,其频谱可以进一步表示为

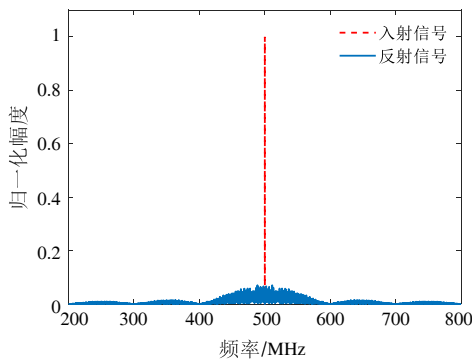
$$P(f) = \tau \cdot \text{sinc}(\tau f) \sum_{k=0}^{K-1} a_k \exp(-j2\pi k\tau f) \quad (2)$$

利用非周期 PSS 对入射信号 $s(t)$ 进行调制,已调信号频谱表示为

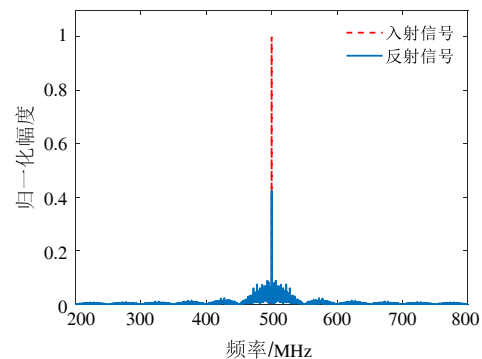
$$R(f) = S(f) \otimes P(f) = \underbrace{K\tau|1-2\alpha|S(f)}_{\text{第一项}} + \underbrace{\tau \cdot \text{sinc}(\tau f) \sum_{k=0}^{K-1} a_k \exp(-j2\pi k\tau f)}_{\text{第二项}} \Big|_{f \neq 0} \otimes S(f) \quad (3)$$

根据式(3),经非周期 PSS 相位调制后的信号谱包含两个部分:表达式第一项代表零阶峰,其频谱形式与入射信号频谱一致,幅度系数为 $R(0)=K\tau|1-2\alpha|$.当 $\alpha=0.5$ 时,零阶峰输出值为零.表达式中第二项为对入射信号进行连续的频谱搬移,与周期性离散调制不同,非周期调制后的信号频谱由于其连续频谱特性而出现混叠.当 $f=\pm 1/\tau$, $R(f)=0$,此时调制信号频谱的主瓣宽度(这里定义为信号频谱中心两个零点之间的频率间隔)为 $B_{\text{main}}=2/\tau$.

假设单品信号载频为 500 MHz,图 4(a)给出了非周期 PSS 信号 $\tau=0.01 \mu\text{s}$ 和 $\alpha=0.5$ 情况下入射信号与调制反射信号的频谱,非周期序列由电脑生成.与周期波形的离散调制不同,非周期 PSS 调制是一种连续的多普勒搬移过程,由于 $|1-2\alpha|=0$,所以频谱中心处 $R(0)=0$,频谱主瓣宽度 $B_{\text{main}}=200 \text{ MHz}$.图 4(b)所示给出了 PSS 调制信号 $\tau=0.02 \mu\text{s}$ 和 $\alpha=0.3$ 的反射谱,此时中心频点形成了一个尖峰,归一化峰值幅度输出为 0.4,主瓣宽度 $B_{\text{main}}=100 \text{ MHz}$,同时其连续谱幅度相应降低.通过仿真可知,码宽主要影响反射频谱的位置关系,随着码宽的增大,其主瓣范围逐渐减小;占空比主要影响反射频谱的幅度包络,当 $\alpha=0.5$ 时,中心谱峰消失.



(a) $\tau=0.01 \mu\text{s}, \alpha=0.5$



(b) $\tau=0.02 \mu\text{s}, \alpha=0.3$

图 4 非周期 PSS 波形频谱特性

4 基于非周期 PSS 的 SAR 目标特征压制方法

无源压制主要是利用强反射器散射回去的能量对

目标进行覆盖,如角反射器、箔条等,它们具有很大的雷达目标散射截面积(Radar Cross Section, RCS).为了

形成方位向的扩展,旋转角反射器被研究人员进一步研究,其相当于对雷达信号施加了一个微多普勒调制.但由于机械转动速率较慢,SAR信号一个脉冲大概是微秒级,因此只能实现对雷达脉冲间的调控,导致由旋转生成的干扰条带只能位于同一个距离单元,在距离向难以形成有效的扩展.

本文提到的PSS采用电控的方式,其切换速率受可变阻抗元件影响,从目前研究情况看,切换速率能够达到几十纳秒,可以实现对SAR信号脉内和脉间的双重调控.同时鉴于非周期PSS波形连续的多普勒调制特性,利用主瓣高电平去遮蔽目标,将其应用于无源压制干扰.

4.1 脉内-脉间联合调制模型

线性调频(Linear Frequency Modulation, LFM)信号由于大时宽带宽积被广泛应用于宽带成像雷达.假设 \hat{t} 为快时间变量, $t_m = mT_{PRI}$ 表示慢时间变量, T_{PRI} 为脉冲重复间隔, m 为脉冲序列编号, $t = t_m + \hat{t}$ 为全时间变量.通过SAR发射的LFM信号表示为

$$s(\hat{t}, t_m) = \text{rect}\left(\frac{\hat{t}}{T_p}\right) \exp\left[j2\pi\left(f_0 t + \frac{1}{2} K_r \hat{t}^2\right)\right] \quad (4)$$

其中 f_0 为信号载频, T_p 为信号脉冲宽度, K_r 为调频斜率,信号带宽 $B = K_r \cdot T_p$.

为了获得二维防护的效果,PSS对雷达信号同时进行快时间、慢时间的非周期联合调制.假设快时间调制码宽为 τ_r ,编码序列为 a_k ,码长为 K ,占空比为 α_r ;慢时间调制码宽为 τ_a ,编码序列为 b_l ,码长为 L ,占空比为 α_a .快时间与慢时间非周期调制信号分别表示为

$$p(\hat{t}) = \text{rect}\left(\frac{\hat{t} - k\tau_r}{\tau_r}\right) \otimes \sum_{k=0}^{K-1} a_k \delta(\hat{t} - k\tau_r) \quad (5)$$

$$q(t_m) = \text{rect}\left(\frac{t_m - l\tau_a}{\tau_a}\right) \otimes \sum_{l=0}^{L-1} b_l \delta(t_m - l\tau_a) \quad (6)$$

发射信号经PSS二维非周期调制,已调信号为

$$\begin{aligned} r(\hat{t}, t_m) &= s(\hat{t}, t_m) \cdot p(\hat{t}) \cdot q(t_m) \\ &= \text{rect}\left(\frac{\hat{t}}{T_p}\right) \text{rect}\left(\frac{t_m}{T_L}\right) \\ &\quad \cdot \exp\left[-j\pi K_r \left(\hat{t} - \frac{2R_0(t_m)}{c}\right)^2\right] \\ &\quad \cdot \exp\left[\frac{-4\pi j R_0(t_m)}{\lambda}\right] \\ &\quad \cdot \left[\text{rect}\left(\frac{\hat{t} - k\tau_r}{\tau_r}\right) \otimes \sum_{k=0}^{K-1} a_k \delta(\hat{t} - k\tau_r) \right] \\ &\quad \cdot \left[\text{rect}\left(\frac{t_m - l\tau_a}{\tau_a}\right) \otimes \sum_{l=0}^{L-1} b_l \delta(t_m - l\tau_a) \right] \quad (7) \end{aligned}$$

其中 R_0 为目标到雷达的斜距, c 为电磁波传播速度, T_L 为

合成孔径时间, λ 代表信号波长.式(7)中第1个 $\exp(\cdot)$ 函数代表距离向快时间项,为距离向脉压成像的基础;第2个 $\exp(\cdot)$ 函数代表方位向慢时间项,为方位向脉压成像的基础.

已调信号被视为非周期PSS对LFM信号的连续多普勒频率调制,其经雷达接收机一系列处理并得到基带信号,基带信号由距离多普勒(Range Doppler, RD)成像算法处理得到目标二维图像.

RD处理可以分为两个相对独立的步骤:距离脉冲压缩和方位压缩.在距离脉冲压缩中,匹配滤波处理是一种常用的方法,其相应函数可表示 $s_r(\hat{t}) = \text{rect}(\hat{t}/T_p) \cdot \exp(-j\pi K_r \hat{t}^2)$,匹配滤波器函数的频率响应表示为 $H(f) = S_i(f)$.脉冲压缩过程只对回波快时间部分进行处理,经滤波器的调制回波频率响应为

$$\begin{aligned} Y_i(f) &= R_i(f) S_i^*(f) \\ &= \tau_r K |1 - 2\alpha_r| S_i(f) S_i^*(f) \\ &\quad + \tau_r \cdot \text{sinc}(f\tau_r) \sum_{k=0}^{K-1} a_k \exp(-j2\pi k\tau_r f) \Bigg|_{f \neq 0} \otimes S_i(f) S_i^*(f) \quad (8) \end{aligned}$$

其中 $R_i(f)$ 是接收回波 $r(\hat{t}, t_m)$ 快时间部分的频率响应,对式(8)进行逆傅里叶变换,得到其时域输出

$$\begin{aligned} y(\hat{t}) &= F^{-1}(\tau_r K |1 - 2\alpha_r| S_i(f) S_i^*(f)) \\ &\quad + F^{-1}\left(\tau_r \cdot \text{sinc}(f\tau_r) \sum_{k=0}^{K-1} a_k \exp(-j2\pi k\tau_r f) \Bigg|_{f \neq 0} \otimes S_i(f) S_i^*(f)\right) \\ &= \tau_r K |1 - 2\alpha_r| I_r(\hat{t}) \\ &\quad + \tau_r \sum_{k=0}^{K-1} a_k F^{-1}(\text{sinc}(f\tau_r) \exp(-j2\pi k\tau_r f) \Bigg|_{f \neq 0} \otimes S_i(f) S_i^*(f)) \quad (9) \end{aligned}$$

其中, $I_r(\hat{t}) = (1 - | \hat{t}/T_p |) \cdot \text{sinc}(K_r T_p \hat{t} (1 - | \hat{t}/T_p |))$ 为未调制点目标快时间距离压缩的结果.

根据式(9),非周期PSS调制的距离脉压输出结果包含一个零阶峰,其幅度系数同样为 $\tau_r K |1 - 2\alpha_r|$.式中第二项表示连续的多普勒频移在匹配滤波的线性叠加.继续在慢时间域进行方位压缩,经PSS调制的二维图像输出可表示为

$$\begin{aligned} I(\hat{t}, t_m) &= \tau_r \tau_a K L |1 - 2\alpha_r| (1 - 2\alpha_a) |I_r(\hat{t}) I_a(t_m) + \\ &\quad \left[\tau_r \sum_{k=0}^{K-1} a_k F^{-1}(\text{sinc}(f\tau_r) \exp(-j2\pi k\tau_r f) \Bigg|_{f \neq 0} \otimes S_i(f) S_i^*(f)) \right] \\ &\quad \cdot \left[\tau_a \sum_{l=0}^{L-1} b_l F^{-1}(\text{sinc}(f\tau_a) \exp(-j2\pi l\tau_a f) \Bigg|_{f \neq 0} \otimes S_m(f) S_m^*(f)) \right] \quad (10) \end{aligned}$$

其中 $S_m(f)$ 为方位慢时间匹配滤波函数的频率响应, $I_a(t_m) = (1 - | t_m/T_L |) \cdot \text{sinc}(K_a T_L t_m (1 - | t_m/T_L |))$ 为未调制点

目标慢时间方位压缩的结果, K_a 为方位调频率.

由于码元序列的随机性, 图像输出不能进一步以解析表达式进行表征. 根据式(10)的第一项, 图像输出包含一个零阶点目标, 当 $\alpha_r=0.5$ 和 $\alpha_a=0.5$ 时, 零阶点目标消失; 第二项表示连续多普勒调制沿距离向和方位向的线性叠加, 在图像中生成块状区域, 从而能够实现目标特征的压制.

4.2 特征压制效果评估

(1) 压制区域面积

根据非周期 PSS 调制后二维脉压输出可知, 目标信号的能量被平滑, 并且沿距离向形成一些条形区域. 条形区域的中心位置为 $R_m = \pm(2n+1)c/(4\tau_r K_r)$, n 为距离向区域的阶数. 变换后的零阶区域的中心位置为 $R_{i0}=0$, 距离向主覆盖范围为

$$\Delta R_{\text{rmain}} = \frac{c}{\tau_r K_r} \quad (11)$$

进行方位压缩后, 在方位向同样形成条带状区域, 区域中心为 $R_{am} = \pm(2m+1)v/(2\tau_a K_a)$, m 为方位向区域的阶数, v 为载机的速度, 中心区域的主瓣宽度表示为

$$\Delta R_{\text{amain}} = \frac{2v}{\tau_a K_a} \quad (12)$$

PSS 二维非周期调制的反射信号经成像处理, 矩形块状区域形成, 根据式(11)和式(12), 中心区域面积为

$$S_{\text{main}} = \Delta R_{\text{rmain}} \cdot \Delta R_{\text{amain}} = \frac{2cv}{\tau_r \tau_a K_r K_a} \quad (13)$$

为了获得有效的防护, 调制参数应满足 $\Delta R_{\text{rmain}} > L_r$ 和 $\Delta R_{\text{amain}} > L_a$, 其中 L_r 和 L_a 是真实目标沿距离向和方位向的长度. 因此, 快时间码宽应满足 $\tau_r < c/(K_r L_r)$, 慢时间码宽应满足 $\tau_a < 2v/(K_a L_a)$. 此外, 主瓣中心的峰值不能太大, 因此快时间和慢时间占空比需要接近 0.5.

(2) 压制区域干信比

干信比是衡量压制干扰的一项重要指标, 以往主要从雷达方程的角度进行计算. 而对于 SAR 图像特定区域压制干扰, 需要连同压制区域面积进行联合计算. 假设目标回波功率为 P_t , 经距离向和方位向匹配滤波后, SAR 图像目标输出功率表示为

$$P_{\text{ot}} = N_a N_r P_t = \frac{N_a N_r P G_t^2 \lambda^2 \sigma_t}{(4\pi)^3 R^4} \quad (14)$$

其中 N_r 表示距离向处理增益, N_a 表示方位向处理增益, P 为 SAR 系统发射信号功率, G_t 表示天线增益, σ_t 表示被保护目标的 RCS, R 代表被保护目标与雷达间距离. 将 PSS 置于被保护目标旁, 回波信号经 SAR 成像处理后的输出功率为

$$P_{\text{oj}} = \frac{N_a N_r P G_t^2 \lambda^2 \sigma_j}{(4\pi)^3 R^4} \quad (15)$$

其中 σ_j 为 PSS 反射器的 RCS, 主瓣压制区域输出功率为

$$P_{\text{ojmain}} = \eta_{\text{main}} P_{\text{oj}} = \frac{\eta N_a N_r P G_t^2 \lambda^2 \sigma_j}{(4\pi)^3 R^4} \quad (16)$$

其中 η_{main} 代表主瓣区域功率占比, 因此求解 η_{main} 是表征本文压制干扰信干比的关键.

式(1)给出的随机编码 PSS 脉冲模型可以被视为通信领域中的双极性不归零码, 下面对它的统计特性进行分析, 其功率谱密度 (Power Spectrum Density, PSD) 表示为

$$P_{\text{sd}}(f) = \frac{4\beta(1-\beta) \left| \tau \cdot \text{sinc}(\tau f) \right|^2}{\tau} + \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left| \frac{(2\beta-1)\text{sinc}(n)}{\tau} \right|^2 \delta\left(f - \frac{n}{\tau}\right) \quad (17)$$

其中 τ 为码元宽度, β 为编码序列 +1 元素所占比例.

由前面对 PSS 非周期信号匹配滤波结果可知, 当占空比 $\beta=0.5$ 时, 零阶峰值消失, 且主瓣平均功率电平较高, 这种情况下压制效果较好, 式(17)可以进一步表示为

$$P_{\text{sd}}(f) = \tau \text{sinc}^2(f\tau) \quad (18)$$

由图 5 可知, 非周期 PSS 调制呈现连续调制的特点, 当 $f = \pm 1/\tau$, $P_{\text{sd}}(f) = 0$, 其主瓣 (红色阴影区域) 的平均功率密度较大, 主瓣区域功率占比 η_{main} 可表示为主瓣区域面积占总面积的比值, 即

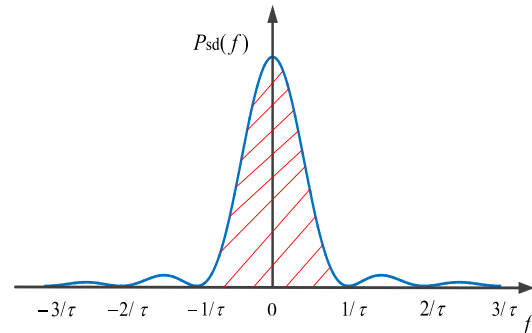


图 5 功率谱密度曲线

$$\eta_{\text{main}} = \frac{\int_{-1/\tau}^{1/\tau} P_{\text{sd}}(f) df}{\int_{-\infty}^{+\infty} P_{\text{sd}}(f) df} = \frac{\int_{-1/\tau}^{1/\tau} \frac{\sin^2(\pi f \tau)}{f^2} df}{\int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\sin^2(\pi f \tau)}{f^2} df} \quad (19)$$

若为二维调制, 其主瓣区域功率占比应为距离向主瓣功率占比和方位向主瓣功率占比的乘积, 这里定义了压制区域内干信比 JSR_{main} , 其表示为

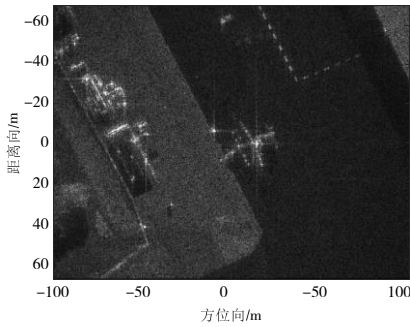
$$\text{JSR}_{\text{main}} = 10 \lg\left(\frac{P_{\text{ojmain}}}{P_{\text{oj}}}\right) = 10 \lg\left(\frac{\eta_{\text{rmain}} \eta_{\text{amain}} \sigma_j}{\sigma_t}\right) \quad (20)$$

其中 η_{rmain} 和 η_{amain} 分别为距离向主瓣功率和方位向主瓣功率占比.

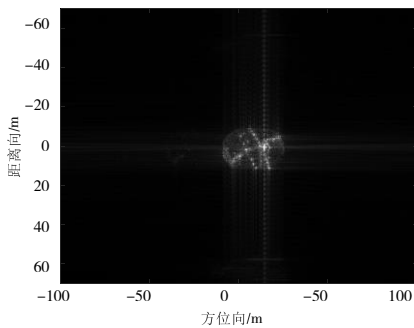
5 实测数据仿真分析

为了进一步分析SAR图像二维压制性特征操控效果,美国Sandia国家实验室的SAR实测数据被用来进行验证.在场景中,雷达工作载频9 GHz($\lambda=0.033$ m),LFM信号带宽 $B=300$ MHz,调频率 $K_f=1.5 \times 10^{14}$ Hz/s,脉宽 $T_p=2$ μ s,方位向调频率 $K_a=90$ Hz/s,平台速度 $v=180$ m/s,场景成像采用RD成像算法.原始成像结果如图6所示,一架飞机作为被保护目标位于场景中央.其距离向和方位向的长度分别为25 m和30 m.

实测SAR数据是事先获得的,因此将通过计算机仿真模拟PSS非周期调制,以获得期望的压制效果.为了便于比较干扰器与目标的RCS大小,在本仿真中将SAR图像中的目标从图像中分割出来,乘以相应比例系数作为PSS干扰器,如图6(b)所示.



(a) 真实场景SAR图像



(b) 目标SAR图像

图6 实测SAR数据

图7给出了基于SAR实测数据的非周期PSS调制处理流程.首先,将目标图像从获取的SAR图像中分离,通过图像反演技术分别获取场景回波信号与目标回波信号.然后,得到的目标回波信号乘以相应比例系数经PSS非周期调制生成干扰信号.最后,将干扰信号与场景回波信号进行叠加,对叠加后的信号进行RD成像处理,得到调制后的SAR图像.

基于PSS压制方法主要利用材料散射特性快速时

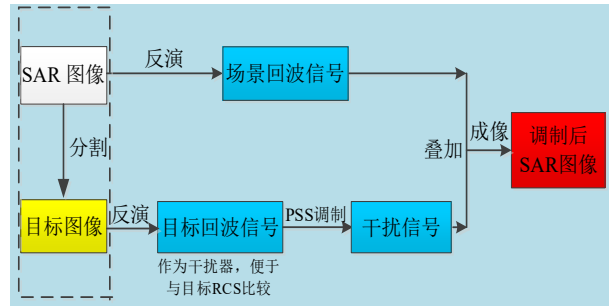


图7 SAR实测数据仿真处理流程

变的方式,使原始PSS目标图像能量沿距离向和方位向扩散,形成一片可控的压制区域.具体布设主要包括两种方式:一是将许多PSS材料板贴于目标表面,每块PSS拥有相同的调制波形并且同步.因此,被多块PSS覆盖的飞机目标图像为各块PSS点目标调制后SAR图像之和.二是将PSS制作成强反射体(角反射器)置于被保护目标周围,利用电控的方式对反射器的散射特性进行快速切换,原本的目标能量在SAR图像上扩散,形成的块状压制区域能够有效覆盖被保护目标.

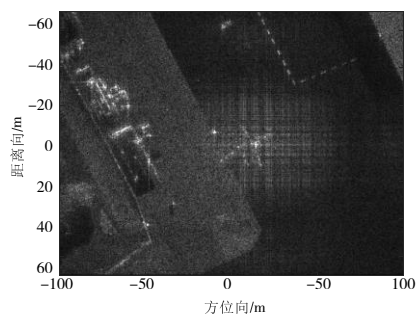
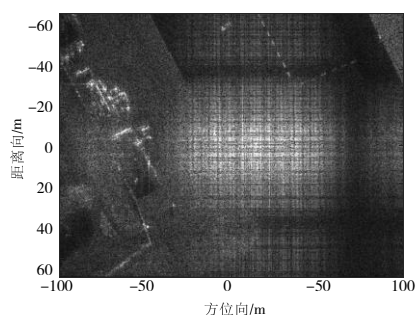
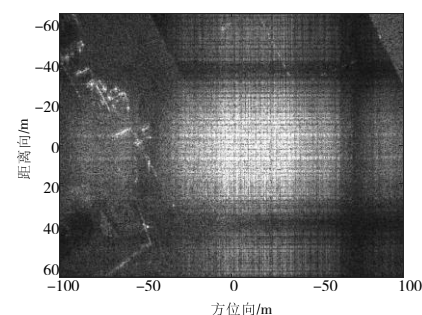
下面对PSS的SAR目标特征压制效果进行仿真验证.首先分析反射器RCS与目标RCS比值对于压制性能的影响,假设PSS反射器 $\tau_r=25$ ns, $\tau_a=50$ ms, 占空比都为0.5.图8给出了不同 σ_j/σ_t 下SAR图像特征压制的效果.

如图8(a)所示,当实施二维非周期PSS相位调制,且 $\sigma_j/\sigma_t=1$ 时,场景中央的飞机目标特征被矩形块状区域所覆盖,生成的矩形区域沿距离向和方位向的长度都为80 m,压制区域面积为6 400 m^2 ,此时主瓣区域干信比为-3.35 dB,飞机具体轮廓可见,压制效果较差.保持其它调制参数不变, $\sigma_j/\sigma_t=5$,如图8(b)所示,飞机轮廓基本被覆盖.随着 σ_j/σ_t 继续增大,当 $\sigma_j/\sigma_t=10$,如图8(c)所示,飞机轮廓完全消失,无法进行有效识别,此时压制效果最佳.表2总结了不同 σ_j/σ_t 下压制区域面积与干信比.

下面分析非周期PSS快时间与慢时间调制码宽对于图像压制性特征操控效果的影响.假设此时 $\sigma_j/\sigma_t=5$,图9给出了不同快时间与慢时间调制码宽下图像特征压制的仿真结果.

如图9(a)所示,当 $\tau_r=100$ ns, $\tau_a=200$ ms时,压制区域为400 m^2 ,主瓣压制区域干信比为1.132 dB,目标特征基本消失.如图9(b)所示,当 $\tau_r=50$ ns, $\tau_a=100$ ms,压制区域为1 600 m^2 ,与调制码元宽度呈正比,主瓣压制区域干信比为2.432 dB.随着调制码元宽度继续的减少,当 $\tau_r=16.67$ ns, $\tau_a=33.33$ ms,主瓣区域面积变为14 400 m^2 ,主瓣压制区域干信比为5.375 dB,此时目标特征开始显现,压制失效,如图9(c)所示.

表3总结了不同 τ_r 、 τ_a 下压制区域面积与干信比.分析原因,因为当反射器RCS固定后,虽然调制方式改

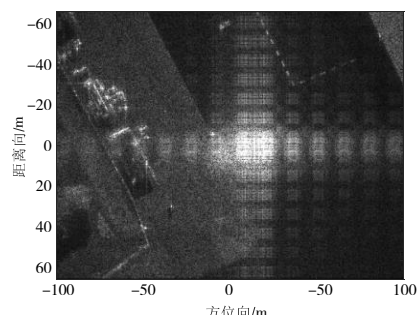
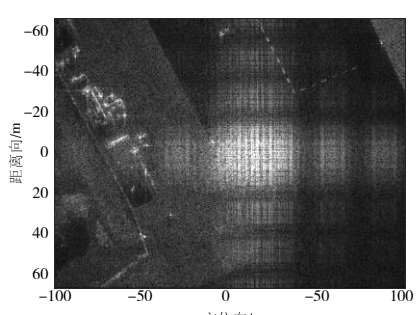
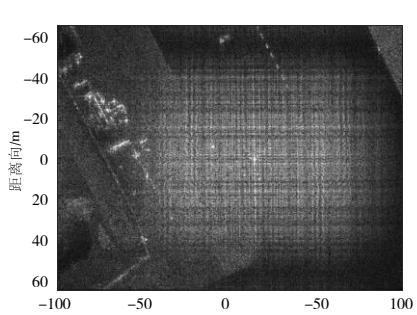
(a) $\sigma_j/\sigma_i=1$ (b) $\sigma_j/\sigma_i=5$ (c) $\sigma_j/\sigma_i=10$ 图 8 不同 σ_j/σ_i 下特征压制效果表 2 不同 σ_j/σ_i 下压制区域面积与干信比

组号	σ_j/σ_i	τ_r	τ_a	S_{main}	JSR_{main}
(a)	1	25 ns	50 ms	6 400 m ²	-3.35 dB
(b)	5	25 ns	50 ms	6 400 m ²	2.75 dB
(c)	10	25 ns	50 ms	6 400 m ²	5.39 dB

变,但其总能量不变.随着压制区域的增大,虽然主瓣区域干信比也随着增大,但区域内平均干扰能量降低,而目标能量保持不变,所以特征渐渐暴露.因此,合理设置调制参数,协调压制区域面积和区域内压制能量分布,以求达到最佳压制效果.

6 结束语

本文提出了一种基于非周期 PSS 的 SAR 目标特征

(a) $\tau_r=100 \text{ ns}, \tau_a=200 \text{ ms}$ (b) $\tau_r=50 \text{ ns}, \tau_a=100 \text{ ms}$ (c) $\tau_r=16.67 \text{ ns}, \tau_a=33.33 \text{ ms}$ 图 9 不同 τ_r 和 τ_a 下特征压制效果表 3 不同 τ_r/τ_a 下压制区域面积与干信比

组号	σ_j/σ_i	τ_r	τ_a	S_{main}	JSR_{main}
(a)	5	100 ns	200 ms	400 m ²	1.132 dB
(b)	5	50 ns	100 ms	1 600 m ²	2.413 dB
(c)	5	16.67 ns	33.33 ms	14 400 m ²	5.375 dB

操控方法.不同于周期 PSS 的离散频谱调制,经调制的反射谱具有连续的频移特性.基于此,利用非周期 PSS 对 SAR 信号进行脉内-脉间联合相位调制,经 SAR 成像处理后形成沿距离方位的块状压制性干扰区域.同时,通过控制快时间与慢时间码元宽度,可以实现生成矩形区域的面积控制.最后,利用实测 SAR 图像数据事后调制仿真,验证了该方法的有效性.

本文主要从信号层面初步验证了 PSS 具备 SAR 目

标特征压制的能力,提出的方法可以拓展到更多的电磁调控材料.在实际应用中,雷达运载平台与雷达信号参数往往未知,如何确定PSS调制参数是需要继续研究的问题.同时,PSS材料与三维目标共形情况下的电磁调控更为复杂,后续我们将着重从材料的电磁性能、适应场景的鲁棒性、调制参数的优化展开深入研究,更多的“奥秘”还需进一步探索.

参考文献

- [1] OLIVER C, QUEGAN S. Understanding Synthetic Aperture Radar Images[M]. Raleigh: SciTech Publ, 2004
- [2] 保铮, 邢孟道, 王彤. 雷达成像技术[M]. 北京: 电子工业出版社, 2005: 123-132.
- [3] CUMMING I G, WONG F H C. Digital Processing of Synthetic Aperture Radar Data: Algorithms and Implementation[M]. Boston: Artech House, 2005.
- [4] LIU Y C, WANG W, PAN X Y, et al. Inverse omega-K algorithm for the electromagnetic deception of synthetic aperture radar[J]. IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing, 2016, 9(7): 3037-3049.
- [5] BAI X, TAO R, WANG Z J, et al. ISAR imaging of a ship target based on parameter estimation of multicomponent quadratic frequency-modulated signals[J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2014, 52(2): 1418-1429.
- [6] SHI Q Z, WANG C, HUANG J J, et al. Multiple targets deception jamming against ISAR based on periodic Periodic $0-\pi$ phase modulation[J]. IEEE Access, 6: 3539-3548.
- [7] ZHOU F, ZHAO B, TAO M L, et al. A large scene deceptive jamming method for space-borne SAR[J]. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2013, 51(8): 4486-4495.
- [8] 吴晓芳, 代大海, 王雪松, 等. 基于微动调制的SAR新型有源干扰方法[J]. 电子学报, 2010, 38(4): 954-959.
WU X F, DAI D H, WANG X S, et al. A novel method of active jamming for SAR based on micro motion modulation[J]. Acta Electronica Sinica, 2010, 38(4): 954-959. (in Chinese)
- [9] 张云鹏, 毕大平, 房明星, 等. 对SAR双通道对消的方位向间歇采样散射波干扰[J]. 电子学报, 2018, 46(12): 2832-2839.
ZHANG Y P, BI D P, FANG M X, et al. Azimuth intermittent sampling scatter-wave jamming against SAR dual-channel cancellation[J]. Acta Electronica Sinica, 2018, 46(12): 2832-2839. (in Chinese)
- [10] FENG D J, XU L T, PAN X Y, et al. Jamming wideband radar using interrupted-sampling repeater[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2017, 53(3): 1341-1354.
- [11] ZHAO B, ZHOU F, TAO M L, et al. Improved method for synthetic aperture radar scattered wave deception jamming[J]. IET Radar, Sonar & Navigation, 2014, 8(8): 971-976.
- [12] TAI N, PAN Y J, YUAN N C. Quasi-coherent noise jamming to LFM radar based on pseudo-random sequence phase-modulation[J]. Radioengineering, 2015, 24(4): 1013-1024.
- [13] TAI N, CUI K B, WANG C, et al. The design of a novel coherent noise jammer against LFM radar[J]. IEICE Electronics Express, 2016, 13(21): 20160924.
- [14] WU Q H, ZHAO F, AI X F, et al. Two-dimensional blanket jamming against ISAR using nonperiodic ISRJ[J]. IEEE Sensors Journal, 2019, 19(11): 4031-4038.
- [15] 张亚坤, 曾凡, 戴全辉, 等. 雷达隐身技术智能化发展现状与趋势[J]. 战术导弹技术, 2019, (1): 56-63.
ZHANG Y K, ZENG F, DAI Q H, et al. Development status and trend of intelligent radar stealth technology[J]. Tactical Missile Technology, 2019, (1): 56-63. (in Chinese)
- [16] WEI X Z, XU S K, PENG B, et al. False-target image synthesizer for countering ISAR via inverse dechirping [J]. Journal of Systems Engineering and Electronics, 2016, 27(1): 99-110.
- [17] 陈静. 雷达无源干扰原理[M]. 北京: 国防工业出版社, 2009: 42-51.
CHEN J. Principles of Radar Passive Jamming[M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2009: 42-51. (in Chinese)
- [18] Zhang L, Chen X Q, Liu S, et al. Space-time-coding digital metasurfaces[J]. Nature Communications, 2018, 9(1): 1-11.
- [19] ZHANG L, CHEN M Z, TANG W K, et al. A wireless communication scheme based on space- and frequency-division multiplexing using digital metasurfaces[J]. Nature Electronics, 2021, 4(3): 218-227.
- [20] 杨欢欢, 曹祥玉, 高军, 等. 可重构电磁超表面及其应用研究进展[J]. 雷达学报, 2021, 10(2): 206-219.
YANG H H, CAO X Y, GAO J, et al. Recent advances in reconfigurable metasurfaces and their applications[J]. Journal of Radars, 2021, 10(2): 206-219. (in Chinese)
- [21] WU R Y, CUI T J. Microwave metamaterials: From exotic physics to novel information systems[J]. Frontiers of Information Technology & Electronic Engineering, 2020, 21(1): 4-26.

- [22] XU L T, FENG D J, WANG X S. Matched-filter properties of linear-frequency-modulation radar signal reflected from a phase-switched screen[J]. IET Radar, Sonar & Navigation, 2016, 10(2): 318-324.
- [23] XU L T, FENG D J, ZHANG R, et al. High-resolution range profile deception method based on phase-switched screen[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2016, 15: 1665-1668.
- [24] WANG J J, FENG D J, XU L T, et al. Synthetic aperture radar image modulation using phase-switched screen[J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2018, 17(5): 911-915.
- [25] WANG J J, FENG D J, XU Z M, et al. Time-domain digital-coding active frequency selective surface absorber/reflector and its imaging characteristics[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2021, 69(6): 3322-3331.
- [26] GONG S X, WEI X Z, LI X. ECCM scheme against interrupted sampling repeater jammer based on time-frequency analysis[J]. Journal of Systems Engineering and Electronics, 2014, 25(6): 996-1003.
- [27] ZHOU C, LIU F, LIU Q. An adaptive transmitting scheme for interrupted sampling repeater jamming suppression[J]. Sensors (Basel, Switzerland), 2017, 17(11): E2480.
- [28] DAI Z D, JIANG S Q, IMAMURA K, et al. Asymptotic behavior of normalized linear complexity of ultimately nonperiodic binary sequences[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2004, 50(11): 2911-2915.
- [29] 吴传章, 陈伯孝. 间歇非均匀采样转发干扰产生方法研究[J]. 系统工程与电子技术, 2021, 43(1): 1-10.
WU C Z, CHEN B X. Study on generating method of interrupted non-uniform sampling repeater jamming[J]. Systems Engineering and Electronics, 2021, 43(1): 1-10. (in Chinese)
- [30] CHAMBERS B, TENNANT A. The phase-switched screen[J]. IEEE Antennas and Propagation Magazine, 2004, 46(6): 23-37.
- [31] TENNANT A, CHAMBERS B. Time-switched array analysis of phase-switched screens[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2009, 57(3): 808-812.

作者简介



王俊杰 男, 1991年出生于湖南省长沙市. 现为国防科技大学电子信息系统复杂电磁环境效应国家重点实验室讲师. 主要研究方向为新材料电磁调控、新型电子对抗技术.
E-mail: wangjunjie14@vip.qq.com



冯德军 男, 1972年出生于湖南省湘潭市. 现为国防科技大学电子信息系统复杂电磁环境效应国家重点实验室研究员, 博士研究生导师, 主要研究方向为智能电子对抗、精确制导与目标识别.



隋冉 女, 1998年出生于内蒙古自治区赤峰市, 现于国防科技大学电子信息系统复杂电磁环境效应国家重点实验室攻读硕士学位, 主要研究方向为新材料电磁调控、雷达信号处理.



邢世其 男, 1984年出生于江西省九江市. 现为国防科技大学电子信息系统复杂电磁环境效应国家重点实验室研究员, 主要研究方向为极化雷达成像、雷达信号处理与合成孔径雷达对抗.



肖顺平 男, 1964年出生于江西省南昌市. 现为国防科技大学电子信息系统复杂电磁环境效应国家重点实验室教授, 博士生导师, 主要研究方向为雷达极化信息处理、电子信息系统仿真评估技术. 中国电子学会会员编号: E190007666S.