

# 一种基于正交脉冲分集的 ISAR 欺骗 干扰消除与识别方法

彭正翔, 张 群, 刘治东, 李开明, 蔡 斌

(空军工程大学信息与导航学院, 西安, 710077)

**摘要** 延时转发欺骗性干扰是针对逆合成孔径雷达(ISAR)成像的一种重要干扰方法,为了对抗干扰产生的假目标,提出一种基于正交脉冲分集的 ISAR 欺骗干扰识别与消除方法。首先建立了逆合成孔径雷达干扰信号模型,研究并给出了针对此干扰的正交脉冲设计应当满足的约束条件,通过设计一组半正交化的脉冲实现了对于延时转发欺骗干扰的消除与识别。该方法通过对逆合成孔径雷达波形的正交化设计,可以检测并消除延时转发干扰产生的假目标,实现相应的逆合成孔径雷达抗干扰。最后通过仿真实验在 20 dB 的干信比条件下,产生了 0.3 倍峰值的旁瓣波形,并成功得到 ISAR 图像。同时在 5 dB 以上的高信噪比条件下,将文中方法与已有方法进行对比,ISAR 图像的峰值信噪比提升了约 5 dB,验证了所提方法的有效性。

**关键词** 逆合成孔径雷达;抗欺骗干扰;正交波形设计;脉冲分集

**DOI** 10.3969/j.issn.1009-3516.2022.02.007

**中图分类号** TN957 **文献标志码** A **文章编号** 1009-3516(2022)02-0039-07

## A Method of ISAR Identifying and Eliminating Deceptive Jamming Based on Orthogonal Pulse Diversity

PENG Zhengxiang, ZHANG Qun, LIU Zhidong, LI Kaiming, CAI Bin

(Information and Navigation School, Air Force Engineering University, Xi'an 710077, China)

**Abstract** Delay forwarding deceptive jamming is an important jamming method in the light of the inverse synthetic aperture radar (ISAR) imaging. In order to counter the false target caused by jamming, an ISAR deceptive jamming recognition and elimination method is proposed based on orthogonal pulse diversity. Firstly, a jamming signal model of ISAR is established, and the constraint conditions of orthogonal pulse design for this jamming are studied and given. A group of semi orthogonal pulses are designed to eliminate and identify the delay forwarding deception jamming. This method can detect and eliminate the false target caused by delay forwarding jamming by orthogonal design of inverse synthetic aperture radar waveform, and achieve the corresponding anti-jamming of inverse synthetic aperture radar. Finally, through the simulation experiment, the sidelobe waveform with 0.3 times the peak value is generated under the condition of 20 dB interference signal ratio, and the ISAR image is successfully obtained. At the same time, the existing methods being compared with high signal-to-noise ratio of more than 5 dB, the peak signal-to-noise ra-

**收稿日期:** 2021-09-25

**基金项目:** 国家自然科学基金(61631019,61871396);陕西省自然科学基金基础研究计划(2020JM-348)

**作者简介:** 彭正翔(1996—),男,湖北襄阳人,硕士生,研究方向为 ISAR 抗干扰。E-mail:zhengxvt0@163.com

**引用格式:** 彭正翔,张群,刘治东,等.一种基于正交脉冲分集的 ISAR 欺骗干扰消除与识别方法[J].空军工程大学学报(自然科学版),2022,23(2):39-45.PENG Zhengxiang, ZHANG Qun, LIU Zhidong, et al. A Method for ISAR Identification and Elimination of Deceptive Jamming in Based on Orthogonal Pulse Diversity[J]. Journal of Air Force Engineering University (Natural Science Edition), 2022, 23(2): 39-45.

tio of ISAR image is improved by about 5 dB, and the method is valid

**Key words** inverse synthetic aperture radar; anti-deception jamming; orthogonal waveform design; pulse diversity

逆合成孔径雷达(ISAR)是一种高分辨成像雷达,是获取远距离目标高分辨率图像的有效途径,并在战场侦察、态势监测等方面发挥着重要作用。随着 ISAR 面临的军事威胁越来越严重,针对其产生的各种干扰和抗干扰技术迅速成为电子战领域的研究热点。

逆合成孔径雷达干扰方法大致可以分为两类:压制干扰和转发式欺骗干扰。欺骗干扰通过模仿逆合成孔径雷达回波的特征,能够产生与真实图像极为相似的假目标,从而误导逆合成孔径雷达的信息获取<sup>[1]</sup>,比其他干扰方法更具优势。故欺骗干扰的消除与抑制问题是逆合成孔径雷达面临的一项重要任务。同时,以数字射频存储器(DRFM)为代表的超大规模集成电路和固态电路的发展,使得有源转发式欺骗干扰能够高逼真、高功率、高智能的截获与复刻雷达的发射信号,导致雷达处于恶劣的电磁环境中而不能正确获取目标图像,极大的影响了逆合成孔径雷达的工作效能。文献[2]提出了一种关于距离欺骗干扰的模板生成方法,能够形成针对 ISAR 电磁特性与几何特征高度相似的二维虚假目标。

为了简单有效地实现逆合成孔径雷达的抗干扰,特别是抗转发式欺骗性干扰,脉冲分集是一种非常有效的策略。文献[3]提出了基于脉冲分集的方法来对抗转发式欺骗干扰,能够分离非相干回波信号中的虚假目标与真实目标,但只给出了一种单一方法,并未给出应当满足的一般条件。文献[4]在文献[3]的基础上采用全速率正交脉冲块设计和二维频域运动补偿,提高匹配滤波后真实目标的信噪比,并且可以有效地进行干扰对消。文献[5]采用了基于回波时频相关特征的识别方法,能够对自卫式欺骗干扰产生较好的识别效果。文献[6]设计了一种信号调频斜率正负变化的发射波形能够对欺骗干扰保持较高识别率的同时进行有效的抑制。但以上研究并未涉及脉冲分集编码的通用形式与约束条件,也并未对其进行说明<sup>[7-10]</sup>。故本文在 ISAR 成像的模型背景下,借鉴为无线通信信道上的数据传输而提出,并而后被推广至时空分组码<sup>[11]</sup>的正交化结构<sup>[12]</sup>,提出了脉冲的正交结构应当符合的数学形式,并在复杂情况下给出了具体的脉冲波形设计方法。

基于上述思路,本文使用了基于脉冲分集的正

交波形组合,并在 ISAR 成像的背景中对虚假目标的消除与识别问题和波形设计条件下真实反射体成像信息进行了详细分析,在此基础上提出了基于逆合成孔径雷达图像欺骗性干扰的识别和消除方法。

## 1 干扰信号模型与正交脉冲波形设计方法

### 1.1 干扰信号模型

随着干扰技术的发展<sup>[13-15]</sup>,欺骗干扰已经能够生成高度逼真的假目标,因此,假设干扰机生成的假目标速度与距离与真实目标都高度相似,但假目标的几何形状不一定与真实目标相同。图 1 为 ISAR 成像几何示意图,其中  $R_m(t_m)$  为飞机某个散射点到雷达的距离,  $t_m$  为慢时间,  $R_0$  为雷达和目标之间的最小距离,  $v$  为目标移动速度,  $r_x$  为雷达的横坐标。

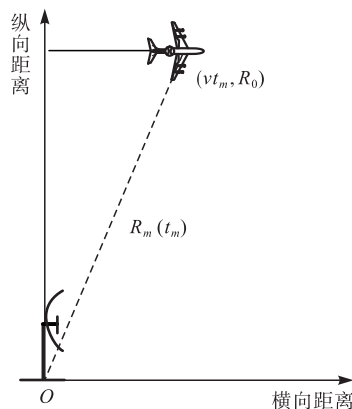


图 1 ISAR 成像几何示意图

如图 1 所示,在某段慢时间中,  $R_m(t_m)$  可表示为:

$$R_m(t_m) \approx R_0 + \frac{(vt_m - r_x)^2}{R_0} = R_0 - \frac{2r_x vt_m}{R_0} + \frac{(vt_m)^2}{R_0} \quad (1)$$

由于发射信号是线性调频信号,则目标的回波信号如下:

$$s(t_r, t_m) = a_r \exp \left[ j2\pi f_c \left( t_r - \frac{2R_m}{c} \right) \right] \cdot \exp \left[ j\pi u \left( t_r - \frac{2R_m}{c} \right)^2 \right] \quad (2)$$

式中:  $t_r$  为快时间;  $a_r$  为真实目标的后向散射系数;  $f_c$  为载波频率。在“stop-go”模型下,距离欺骗干扰会被赋予一个额外的固定时延  $T$ 。将式(1)代入式(2)有:

$$s(t_r, t_m) = \sigma_n \exp \left[ j2\pi f_c \left( t_r - \frac{2R_0}{c} + \frac{2r_x vt_m}{cR_0} - \frac{(vt_m)^2}{cR_0} + r \right) \right] \cdot \exp \left[ j\pi u \left( t_r - \frac{2R_0}{c} + \frac{2r_x vt_m}{cR_0} - \frac{(vt_m)^2}{cR_0} + r \right)^2 \right] \quad (3)$$

该时延通常比脉冲重复时间小得多,然后转发给逆合成孔径雷达接收机。由于干扰机都需要分析与处理发射信号,因此干扰机转发的虚假信号往往会滞后于真实目标的雷达回波。即便干扰机能够在非常短的脉冲重复时间内完成信号的处理与转发,但干扰机若需要产生距离雷达更近的假目标时,仍需要采用之前的脉冲。因此在本文中,假设发射机延迟了 1 到数个脉冲宽度。

## 1.2 正交波形设计的约束条件

对于采用脉冲分集策略的雷达系统,在不同的慢时间会发射与上一慢时间完全不同或者不完全相同的脉冲,为此雷达系统需要按照特定的顺序发射脉冲序列,但由于雷达不可能做到每个脉冲都完全不同,所以假定雷达发射若干个脉冲就会进行一次循环,对于雷达发射脉冲的循环序列有:

$$\mathbf{p}_n(t) = \begin{pmatrix} f_1(t) \\ f_2(t) \\ \vdots \\ f_{n-1}(t) \\ f_n(t) \end{pmatrix} \quad (4)$$

式中: $f(t)$ 为某慢时间脉冲采用的脉冲波形。按照 $\mathbf{p}_n(t)$ 重复循环序列的长度,构成矩阵 $\mathbf{G}(t)(n \times n)$ 有:

$$\mathbf{G}(t) = \begin{pmatrix} f_1(t) & f_1(t) & \cdots & f_1(t) \\ f_2(t) & f_2(t) & \cdots & f_2(t) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ f_n(t) & f_n(t) & \cdots & f_n(t) \end{pmatrix} \quad (5)$$

容易看出,矩阵 $\mathbf{G}(t)$ 的每一列都是前一列向下平移一位,因此在下文中称矩阵 $\mathbf{G}$ 为回波矩阵,对于回波矩阵有:

$$\int_{-T/2}^{T/2} \mathbf{G}(t) \cdot \mathbf{G}(t)^* dt = \mathbf{D} \quad (6)$$

式中: $T$ 为脉冲周期; $\mathbf{D}_c$ 为对角矩阵,而且如果回波矩阵中各元素均为 $0, \pm f_1(t), \pm f_1^*(t), \pm f_2(t), \pm f_2^*(t), \dots$ ,则说明发射脉冲满足严格的正交性质,则称发射脉冲为正交脉冲组。这种正交脉冲组合能在保持原有匹配滤波结构不变的情况下,分离真实反射体信号。

若回波矩阵满足:

$$F(\mathbf{G}(t), \mathbf{G}^*(t)) = \mathbf{D}_c \quad (7)$$

则说明在采用与发射脉冲相关的匹配滤波结构下,就能够达到消除信号干扰的目的,而这种脉冲结

构是由运算函数 $F(\cdot)$ 的形式决定的。各个参数之间的含义将在后面的 2 种正交波形设计方案中进行说明。

## 2 虚假目标消除方法

### 2.1 虚假信号的消除

在波形设计方面,本文并不希望对发射波形做出太多改变,其中一个很重要的原因是线性调频(LFM)等成像信号具有优良的获取目标的成像信息的特性,并且相位中的成像信息易于被提取。在方法 1 中采用了相互正交的脉冲设计,方法 2 沿续并改进了文献[3~4]的波形半正交结构。这两种方法分别对应式(9)和式(20)~(21)的脉冲设计。

#### 2.1.1 方法 1

利用 4 路相互正交的线性调频信号,第  $i$  路信号的表达式为:

$$f(t, i) = \text{rect}\left(\frac{t}{t_p}\right) \exp\left(j2\pi\left(f_c t + \frac{q}{t_p} i t + \frac{1}{2} \mu t^2\right)\right), \quad i=0, 1, 2, 3; q \in \mathbf{N} \quad (8)$$

式中: $t_k$ 为快时间; $t_p$ 为脉冲宽度; $f_c$ 为发射信号载频; $q$ 为自然数,相邻两路子载波之间的频率间隔为 $\Delta f = \frac{q}{T_p}$ ,由于 $f(t, i)$ 间相互正交,即满足:

$$\int_{-T_p/2}^{T_p/2} f(t, i_1) f^*(t, i_2) dt = \begin{cases} F, & i_1 = i_2 \\ 0, & i_1 \neq i_2 \end{cases} \quad (9)$$

式中: $F$ 是常数,因此规定雷达发射脉冲的循环为:

$$\mathbf{p}_1(t) = \begin{pmatrix} f(t, 1) \\ f(t, 2) \\ f(t, 3) \\ f(t, 4) \end{pmatrix} \quad (10)$$

将 $\mathbf{p}_1$ 重复 4 次,构成矩阵 $\mathbf{G}(t)$ 有:

$$\mathbf{G}(t) = \begin{pmatrix} f(t, 1) & f(t, 4) & f(t, 3) & f(t, 2) \\ f(t, 2) & f(t, 1) & f(t, 4) & f(t, 3) \\ f(t, 3) & f(t, 2) & f(t, 1) & f(t, 4) \\ f(t, 4) & f(t, 3) & f(t, 2) & f(t, 1) \end{pmatrix} \quad (11)$$

由式(7)有:

$$\int_{-T_p/2}^{T_p/2} \mathbf{G} \cdot \mathbf{G}^* dt = 4F \cdot \mathbf{I} \quad (12)$$

式中: $\mathbf{I}$ 是 $4 \times 4$ 的单位矩阵,通过式(7)验证了各个快时间中的脉冲是两两正交的。

雷达在某慢时间接收到的回波信号 $s(t_m)$ 由真实信号 $s_r$ 和虚假干扰信号 $s_j$ 构成:

$$s(t_m) = s_r + s_j = f(t, i) + f(t, i+1) \quad (13)$$

由于 $f(t, i), f(t, i+1)$ 的正交性,故其与参考信号 $f^*(-t, i)$ 卷积为 0,即:

$$R(t) = s(t_r) * s(t) = f(t, i) * f^*(-t, i) + f(t, i+1) * f^*(-t, i) = f(t, i) * f^*(-t, i) \quad (14)$$

式中: \* 表示卷积, 依据式(9), 即  $f(t, i)$  的正交性质, 保证了干扰脉冲被匹配滤波消除。

### 2.1.2 方法2

在本文定义的由4个慢时间构成的循环周期内, 首先讨论干扰机延迟了1个脉冲, 在表1中展示了在1个循环周期中, 雷达接收机接收到的发射脉冲与干扰脉冲。

表1 1个循环周期内, 雷达接收机接收到的发射脉冲与干扰脉冲

慢时间	发射脉冲	干扰脉冲
$t_0$	$f_0(t)$	$f_0^*(-t)$
$t_1$	$f_1(t)$	$f_0(t)$
$t_2$	$-f_1^*(-t)$	$f_1(t)$
$t_3$	$f_0^*(-t)$	$-f_1^*(-t)$

依据表1所示, 雷达接收机在  $t_1, t_3$  两个慢时间收到的雷达回波  $s(t_r, t_m)$  都应该是发射脉冲的回波与干扰机的干扰脉冲的总和。

$$s_1(t_r, t_1) = s_r + s_j = \sum a_j f_0 \left( t_r - \frac{2R'_m(t_0)}{c} \right) + \sum a_r f_1 \left( t_r - \frac{2R_m(t_1)}{c} \right) \quad (15)$$

$$s_3(t_r, t_3) = -\sum a_j f_1^* \left( - \left( t_r - \frac{2R'_m(t_2)}{c} \right) \right) + \sum a_r f_0^* \left( - \left( t_r - \frac{2R_m(t_3)}{c} \right) \right) \quad (16)$$

式中:  $R'_m(t_0), R'_m(t_2)$  为干扰信号中包含的  $t_0, t_2$  两段慢时间的虚假目标信息;  $a_r, a_j$  为真实散射点和干扰模拟的虚假目标的后向散射系数。在式(16)中忽略  $s_3(t_r, 3)$  中长度为2个脉冲的延迟, 用以简化公式的推导形式。接着对  $s_1(t_r, t_1), s_3(t_r, t_3)$  进行傅里叶变换:

$$S(\omega, t_1) = \sum a_j F_0(\omega) \exp \left[ -j\omega \frac{2R_m(t_0)}{c} \right] + \sum a_r F_1(\omega) \exp \left[ -j\omega \frac{2R_m(t_1)}{c} \right] \quad (17)$$

$$S(\omega, t_3) = \sum a_j F_1^*(\omega) \exp \left[ -j\omega \frac{2R_m(t_2)}{c} \right] + \sum a_r F_0^*(\omega) \exp \left[ -j\omega \frac{2R_m(t_3)}{c} \right] \quad (18)$$

式中:  $F_0(\omega), F_1(t)$  分别为  $f_0(t), f_1(t)$  的傅里叶变换。由于发射脉冲的正交结构, 其中的真实散射点和发射机模拟的虚假目标易于被匹配滤波分离。采用式(7)的匹配滤波方法, 定义运算结果为  $R(\omega)$ 。从后面的推导中我们将会知道,  $R(\omega)$  中干扰所产生的部分将会被匹配滤波消除, 只保留下成像所需的

真实信息。

$$R(\omega) = F_1^*(\omega) S(\omega, t_1) + F_0(\omega) S(\omega, t_3) = \sum a_r |F_1(\omega)|^2 \exp \left[ -j\omega \frac{2R_m(t_1)}{c} \right] + \sum a_r |F_0^*(\omega)|^2 \exp \left[ -j\omega \frac{2R_m(t_3)}{c} \right] + \sum a_j F_1^*(\omega) F_0(\omega) \begin{bmatrix} \exp \left[ -j\omega \frac{2R'_m(t_0)}{c} \right] \\ -\exp \left[ -j\omega \frac{2R'_m(t_2)}{c} \right] \end{bmatrix} \quad (19)$$

可以看出, 式(19)的前两项是真实回波, 而最后一项则是虚假干扰。简写成如下形式:

$$R(\omega) = R_r(\omega) + \sum a_j b_j(\omega) R_j(\omega) \quad (20)$$

对比式(19), 其中  $b_j(\omega) = F_1^*(\omega) F_0(\omega)$  并由  $f_0(t), f_1(t)$  决定, 前一部分  $R_r(\omega)$  代表式(19)中间的前两项并包含了  $t_1, t_3$  两个慢时间脉冲全部的成像信息, 后一部分  $\sum a_j b_j(\omega) R_j(\omega)$  属于干扰项。我们先讨论干扰部分  $R_j(\omega)$ :

$$R_j(\omega) = \exp \left[ -j\omega \frac{2R'_m(t_0)}{c} \right] - \exp \left[ -j\omega \frac{2R'_m(t_2)}{c} \right] = 2 \begin{bmatrix} -\sin \left( -\omega \left( \frac{R'_m(t_0) + R'_m(t_2)}{c} \right) \right) + \\ i \cos \left( \omega \frac{R'_m(t_2) - R'_m(t_0)}{c} \right) \end{bmatrix} \cdot \sin \left( \omega \frac{R'_m(t_2) - R'_m(t_0)}{c} \right) \quad (21)$$

在此, 只需要讨论最后一项, 将式(1)代入:

$$\sin \left( \omega \frac{R'_m(t_2) - R'_m(t_0)}{c} \right) = \sin \left[ \frac{\omega v}{c} (t_2 - t_0) \left( \frac{2r_2}{R_0} + \frac{v}{R_0^2} t_2 + t_0 \right) \right] \quad (22)$$

由于目标运动速度远低于光速和两个慢时间间隔极短这两个基本条件, 所以式(22)中的  $\frac{\omega v}{c}, (t_2 - t_0)$  两项都与0极为接近, 则认为其乘积  $\sin \left( \omega \frac{R'_m(t_2) - R'_m(t_0)}{c} \right) = 0$ , 即  $R_j(\omega) = 0$ 。至此干扰项  $b_j(\omega), R_j(\omega)$  为0, 说明干扰部分被式(19)的匹配滤波方法消除。

包含虚假干扰的信息用下式表示, 与式(19)~(22)的推导方法类似, 可得:

$$J(\omega) = F_0^*(\omega) S(\omega, t_1) - F_1(\omega) S(\omega, t_3) = \sum a_j \left\{ \begin{array}{l} |F_1(\omega)|^2 \exp \left[ -j\omega \frac{2R'_m(t_0)}{c} \right] + \\ |F_0^*(\omega)|^2 \exp \left[ -j\omega \frac{2R'_m(t_2)}{c} \right] \end{array} \right\} \quad (23)$$

由此可以看出, 虚假干扰是否存在是由其干扰机模拟的散射点后向散射系数  $a_j$  决定的, 只需通过判断此函数的值, 即可判定是否存在虚假干扰。

## 2.2 真实回波的提取

前文证明了方法 2 和方法 1 中欺骗干扰能够被匹配滤波消除,而且在方法 2 中通过式 (23) 能够判别欺骗干扰是否存在。因此,由于干扰项已被消除,方法 2 中的式 (20) 中的  $R(\omega)$  将仅包含真实回波,故:

$$R(\omega) = R_r(\omega) = \sum a_r |F_1(\omega)|^2 \exp\left[-j\omega \frac{2R_m(t_1)}{c}\right] \sum a_r |F_0^*(\omega)|^2 \exp\left[-j\omega \frac{2R_m(t_3)}{c}\right] \quad (24)$$

将式 (1) 代入式 (24), 与式 (22) 相同, 有  $\cos\left(\frac{\omega}{c}(R_m(t_3) - R_m(t_1))\right) = 1$ , 说明经过匹配滤波后的雷达回波中已经包含真实散射点在  $t_1, t_3$  两个慢时间的成像所需的全部信息。

对式 (24) 进行傅里叶反变换:

$$r(t) = \sum a_r p_s f_0 \left[ t - \frac{2R_m(t_1)}{c} \right] + \sum a_r p_s f_1 \left[ t - \frac{2R_m(t_3)}{c} \right] \quad (25)$$

在此需要说明的是, 式 (25) 中看上去相位并不相同的 2 个点冲击函数, 并非是一个一维距离像中的 2 个不同脉冲, 而是  $t_1, t_3$  两个慢时间的两个极为相似的一维距离像之和。同时由于是两项之和, 式 (25) 相比于发射脉冲系数提高了一倍, 说明在高斯噪声条件下的目标真实信息的信噪比提高了一倍。但在干扰条件下, 这种方法虽消除了虚假目标的存在, 也使得成像所需要的脉冲数量也提高了一倍。

至此, 在干扰机延迟 1 个脉冲的情况已经讨论完毕。由于延迟 2 个、3 个脉冲时的匹配滤波方法与式 (19)、(23) 的形式、推导与结论非常相似, 所以在这里直接给出表达式而不加以讨论。

延迟 2 个脉冲时:

$$R(\omega) = F_0(\omega)S(\omega, t_0) + F_1^*(\omega)S(\omega, t_2) \quad (26)$$

$$J(\omega) = F_1^*(\omega)S(\omega, t_0) + F_0^*(\omega)S(\omega, t_2) \quad (27)$$

延迟 3 个脉冲时:

$$R(\omega) = F_0^*(\omega)S(\omega, t_1) - F_1(\omega)S(\omega, t_3) \quad (28)$$

$$J(\omega) = F_1^*(\omega)S(\omega, t_1) + F_0(\omega)S(\omega, t_3) \quad (29)$$

其中值得一提的是, 延迟 3 个脉冲情况的 2 个运算公式与延迟 1 个脉冲情况下只是运算结果的含义不同而公式本身高度一致, 即  $R(\omega)$  与  $J(\omega)$  进行了交换。

在本节中介绍了 2 种不同的具体方法, 其中方法 1 设计了 1 组具体的正交脉冲波形, 并从理论上证明了真实信号的提取的可能性。但在方法 2 中, 设计的则是一种正交化的脉冲结构, 而非具体的脉

冲形式。这种半正交结构的脉冲形式导致了 4 次发射脉冲在干扰条件下只能有 2 个最终的成像脉冲, 而这种系统损耗在部分情况下是不能被接受的。但同时使得系统能够通过 2 个极为相似的计算公式, 仅仅通过加权相加这种基础运算, 就能够完成对欺骗性干扰的消除与识别。

## 3 数值仿真

为评估本方法性能, 仿真实验应用了在每个循环周期中发射 4 个脉冲的 ISAR 雷达, 并且规定在下一个脉冲中重发截获来自真实散射点回波的重复干扰机。采用在第 2 节中提出的半正交脉冲波形, 并且发射脉冲的基带波形是具有相同持续时间的 chirp 信号。主要雷达模拟参数见表 2。

表 2 雷达主要模拟参数

$f_c/\text{GHz}$	$B/\text{Hz}$	$T_p/\mu\text{s}$	$u/(\text{Hz/s})$
10	$3 \times 10^8$	1	$3 \times 10^{14}$

首先在脉冲设计的方案中, 只需要满足式 (6) 或式 (7), 即可形成正交的或者是半正交的脉冲组合, 以达到欺骗干扰的识别与消除的目的。在方法 2 中没有对脉冲的具体形式做约束, 但由于假定反射系数等物理因素保持不变, 故发射脉冲在中心频率等参数中不应相差过大。首先从回波的两个慢时间中提取两路信号, 在规定的匹配滤波条件下, 即可同时完成干扰消除与干扰的分离与提取。

图 2 是在干信比为 20 dB 的条件下的 ISAR 图样, 其中真实目标已经被圈出, 是通过干扰消除后的图像。其余 2 个均是干扰形成的图样。图 3 是同等级干扰条件下经过干扰消除后的单点 ISAR 图样, 在这样的条件下目标的回波产生的单点图样依然十分明显。图 4 是在图 2 单点处的方位向切片归一化之后的图形。经过半正交脉冲的对消, 从图 2、图 4 可以很明显地看到, 在干扰信号比发射信号高 20 dB 的情况下, 产生了幅度约为峰值 0.3 倍的旁瓣信号。

由于最终信号由 2 个脉冲所获取的信息叠加合成, 其中图 5 与图 6 分别代表在干扰条件下雷达在  $t_1, t_3$  两个慢时间收到的信号, 经由匹配滤波处理后, 将原本数倍于回波信号的雷达干扰, 转化为了雷达的旁瓣信号, 但  $t_1, t_3$  两个慢时间由于耦合关系旁瓣出现在峰值信号的不同位置, 并且  $t_1, t_3$  的左右两侧的旁瓣信号相加之后是相互对称的。

本文的仿真方法全部采用干扰在最大旁瓣方向和距离-Doppler 平面上。在多种干信比条件下, 从图 7 能够看到转发式干扰只有到了极高的强度,

ISAR 的峰值信噪比才会发生剧烈变化,相比于回波时频相关差异的雷达欺骗干扰识别方法<sup>[5]</sup>,本文提出的方法在较高干扰强度的情况下效果更好,具备更强的抗干扰性能。

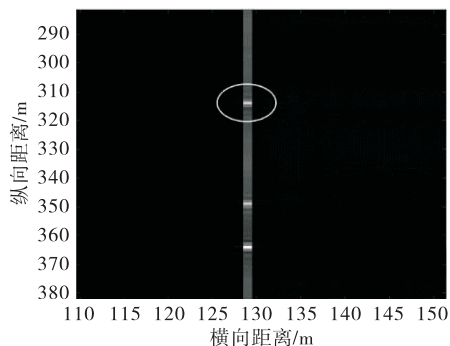


图 2 干扰条件下包含虚假目标的点目标 ISAR 图像

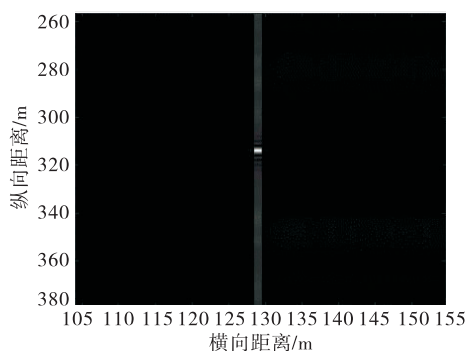


图 3 干扰条件下经过干扰消除后的点目标 ISAR 图像

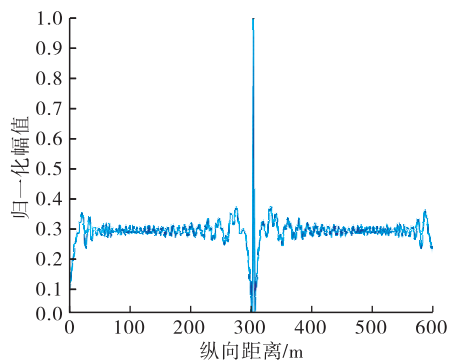


图 4 干扰条件下采用抗干扰波形后目标的距离

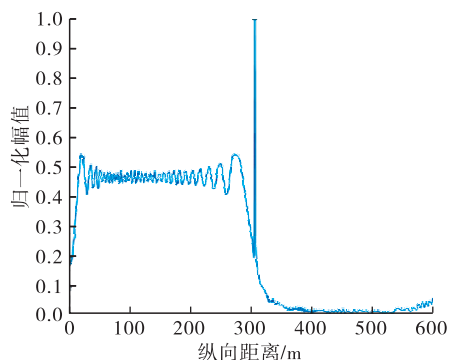


图 5 干扰条件下  $t_1$  时的匹配滤波信号

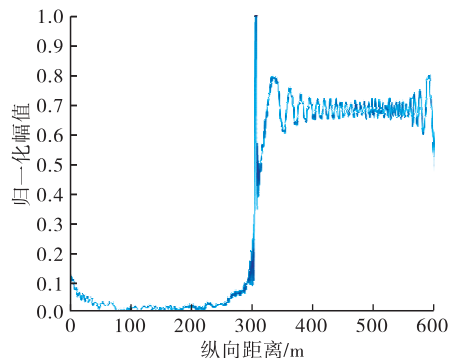


图 6 干扰条件下  $t_a$  时的匹配滤波信号

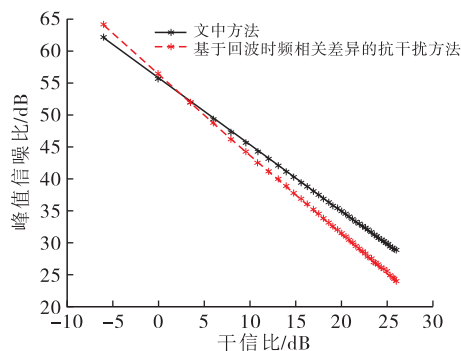


图 7 在不同干信比下 ISAR 图样的峰值信噪比

## 4 结语

本文提出了一种基于正交脉冲分集的 ISAR 欺骗干扰消除与识别方法,同时给出了脉冲正交应当采用的具体形式与约束条件。同时采用了 1 组正交脉冲组和半正交脉冲设计,并利用 2 个匹配滤波消除虚假目标,完成了对于虚假目标的识别。通过模拟在多种信噪比条件下所获取的 ISAR 图样的峰值信噪比,结果表明本文的半正交脉冲分集方法能够更加有效地对延迟转发式干扰进行消除与识别。然而由于脉冲的半正交结构导致了信息的利用率不够,因此为提高信息利用率,如何建立脉冲分集与雷达阵列的二维耦合关系是今后进一步研究的方向。

## 参考文献

- [1] 李永祯, 黄大通, 邢世其, 等. 合成孔径雷达干扰技术研究综述[J]. 雷达学报, 2020, 9(5): 753-764.
- [2] 张旭峰, 唐宏斌, 徐少坤. ISAR 雷达欺骗式干扰信号生成算法[J]. 国防科技大学学报, 2014, (4): 49-54, 76.
- [3] AKHTAR J. Orthogonal Block Coded ECCM Schemes Against Repeat Radar Jammers [J]. IEEE Transactions on Aerospace Electronic Systems, 2009, 45(3): 1218-1226.
- [4] XIA L, LIU N, ZHAO S S, et al. A Aadar ECCM Method Based on Orthogonal Pulse Block and Two-Dimensional Frequency Domain Motion Compensation

