

文章编号: 1672-2892(2010)04-0378-05

基于 DUC 的 ISAR 图像欺骗干扰技术

江 舸, 肖汉波, 蔡英武, 李合生

(中国工程物理研究院 电子工程研究所, 四川 绵阳 621900)

摘要: 针对宽带线性调频体制雷达, 介绍了一种图像欺骗干扰信号的实现方法。通过分析雷达回波去斜率解调原理, 得到图像欺骗干扰信号的特征表达式。然后采用正交数字上变频(DUC)技术进行基带信号数字域调制和频率变换。经过高性能频谱仪和成像软件分析, 证明了该干扰算法能产生具有欺骗效果的图像(400点×400点)。

关键词: 逆合成孔径雷达; 电子对抗; 欺骗干扰; 数字上变频

中图分类号: TN97

文献标识码: A

Image deception jamming technology based on DUC

JIANG Ge, XIAO Han-bo, CAI Ying-wu, LI He-sheng

(Institute of Electronic Engineering, China Academy of Engineering Physics, Mianyang Sichuan 621900, China)

Abstract: Aimed at wide-band linear frequency modulation(LFM) radar, a method of image deception signal generation was put forward. Via the analysis of the demodulation of radar echo, the expression of the image deception signal was obtained. Then, a solution based on Digital Up Converter(DUC) was proposed, which implemented the conversion of a complex digital baseband signal to a real passband signal. Through the analysis by using high performance spectrum analyzer and image software, the validity of this method to generate jamming picture(400×400 pixel) was proved.

Key words: Inverse Synthetic Aperture Radar; electronic countermeasures; cheat jamming; Digital Up Converter

逆合成孔径雷达(Inverse Synthetic Aperture Radar, ISAR)是一种二维成像雷达, 可以产生目标高分辨力的距离-多普勒二维明暗度图像。ISAR 的距离分辨力与发射信号的带宽相关, 通过将回波信号与发射信号相关处理来进行距离向的距离压缩; ISAR 的正交距离分辨力由目标相对雷达转动产生的多普勒频率梯度获得, 通过对不同视角下接受到的回波信号相干处理来实现方位向的距离压缩。目前, ISAR 成像已在军事领域中获得非常重要的应用, 它不但能提供目标的距离、方位数据, 还可以通过获得目标的高分辨力二维图像来实现对目标的分类和识别, 以及对武器的精确制导等。ISAR 干扰成为当前电子对抗领域的一个重要研究对象^[1-4]。

基于以上需求, 本文研究实现了一种基于数字上变频(DUC)的 ISAR 图像欺骗干扰源。该干扰源以 STRETCH 体制 ISAR 雷达为干扰对象, 提出了一种可变图像模板的干扰算法及硬件实现方法。根据侦察 ISAR 雷达信号的特征参数, 导入欺骗图像模板(雷达坐标系)。通过加载不同的图像模板, 干扰源可以产生不同物体的二维 ISAR 图像。

1 干扰信号数学模型分析

设雷达发射信号 $S(t)$ 为线性调频信号, 信号中心频率为 f_c , 调频斜率为 k 。

$$S(t) = \exp \left[j2\pi \left(f_c t + \frac{1}{2} k t^2 \right) \right] \quad (1)$$

干扰源将雷达信号延时 $\Delta\tau$ 再转发回雷达, 产生点目标干扰信号 $J(t)$ 。

$$J(t) = S(t - \Delta\tau) = J'(t)S'(t) \quad (2)$$

式中 $S'(t)$ 与雷达信号 $S(t)$ 相同, 目前对超宽带线性调频信号 $S'(t)$ 的产生方式有转发式(DRFM)和引导式(DDS(Direct Digital Synthesizer)+倍频链)2种。本文采用侦察参数引导, 由 DDS+倍频链方式产生 $S'(t)$ 。

$J'(t)$ 为数字基带干扰信号。将单点目标欺骗推广到多点目标欺骗, N 点目标基带干扰信号 $J'(t)$ 表达式如下:

$$J'(t) = \sum_{n=1}^N [A_n \exp(-j2\pi kt\Delta\tau_n) \exp(-j2\pi f_c \Delta\tau_n) \exp(j\pi k \Delta\tau_n^2)] = \sum_{n=1}^N [A_n \exp(-j2\pi kt\Delta\tau_n) B_n(\Delta\tau_n)] \quad (3)$$

式中: $\Delta\tau_n$ 为点目标的延迟时间, 即慢时间; t 称为快时间, 通过差频处理, t 不再出现在公式里; A_n 为散射点的强度; $\exp(-j2\pi kt\Delta\tau_n)$ 为差频频率, 称为距离项。将 $\exp(-j2\pi f_c \Delta\tau_n) \exp(j\pi k \Delta\tau_n^2)$ 简写为 $B_n(\Delta\tau_n)$, 在一个脉冲周期里慢时间 $\Delta\tau_n$ 是定值, 因此 $B_n(\Delta\tau_n)$ 在单个脉冲内为常数。

2 ISAR 图像欺骗干扰信号生成

2.1 距离向干扰信号生成

用于 ISAR 成像的雷达发射信号一般采用线性调频(LFM)调制, 载频可达到几兆赫兹, 带宽也能达到 1 GHz。直接对这样的目标回波信号进行采样接收, 在现有的器件水平上是很困难的。通常的做法是对信号采用去斜率解调(Stretch)接收处理, 将高载频、大时宽带宽的雷达回波信号和经过一定延迟的本振信号共轭相乘, 作混频处理, 取出差频, 把射频宽带信号降为低中频窄带信号, 再对中频回波信号进行数字采集及成像等事后处理。雷达回波信号去斜解调原理如图 1 所示。

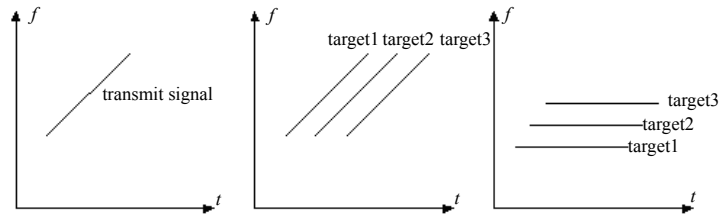


Fig.1 Principle of dechirp
图 1 雷达回波信号去斜率解调原理

设雷达发射时宽为 T 带宽为 B 的线性调频脉冲信号, 信号形式如下:

$$s(t) = \exp \left[j2\pi \left[f_t + \frac{kt^2}{2} \right] \right] \quad (4)$$

式中: f 为载频; 调频斜率 $k = B/T$ 。

Stretch 处理是用发射信号延迟 t_1 后的固定时延 $s(t-t_1)$ 作为本振参考信号, 和回波信号混频, 取出差频。由图 1 可以看出, 固定点目标的回波信号去斜率解调后成为一个固定频率的信号, 对于距离为 L 的 2 个点目标, 其回波信号时间间隔为 $2L/c$, Stretch 后 2 个点目标的特征频率差值 $\Delta f = 2kL/c$ 。设目标长 $L = 60 \text{ cm}$, 雷达发射信号带宽 $B = 1 \text{ GHz}$, 时宽 $T = 100 \mu\text{s}$, 则去斜后的中频回波信号带宽为:

$$\Delta f = \frac{2LB}{cT} = 4 \text{ MHz} \quad (5)$$

干扰信号 $J(t)$ 经过去斜率解调(Stretch)接收处理后信号 $J'(t)$ 为:

$$J'(t) = [A_n \exp(-j2\pi kt\Delta\tau_n) \exp(-j2\pi f_c \Delta\tau_n) \exp(j\pi k \Delta\tau_n^2)] \quad (6)$$

设 ISAR 的带宽为 1 GHz, 其对应的距离分辨力为 15 cm。15 cm 对应回波延迟为 1 ns, 也就是说干扰源对图像模板上不同点的回波时延的分辨力要达到 1 ns, 这是非常难于实现的。对于采用 STRETCH 体制的 ISAR, 对目标回波延迟的分辨力等效为对频率的分辨力^[5-6]。众所周知, 模拟不同频率的信号比模拟不同延迟的信号要容易得多。因此, 干扰源就用不同频率的点频信号来模拟不同点的回波延迟。例如: 第 n 点目标的频率值 $f_n = -k2x_n/c$, x_n 为第 n 个目标点和参考信号的距离差。

2.2 方位维干扰信号生成

ISAR 雷达依靠被成像物体对雷达视线的相对转动实现方位向分辨力。在转台模型中, 目标的方位向距离由相位旋转因子 $\exp(j4\pi\Delta\theta y/\lambda)$ ^[7] 确定。该散射点的方位向距离 y 越大, 目标转角 $\Delta\theta$ 越大, 多普勒频率也越大。

将 $B_n(\Delta\tau_n)$ 从地球坐标系转换到雷达坐标系, 大地坐标系中的平动等效为雷达坐标系中的转动, 证明 $B_n(\Delta\tau_n)$ 与旋转因子 $\exp(j4\pi\Delta\theta y/\lambda)$ 是统一的。当信号中心频率、调频斜率一定时, $B_n(\Delta\tau_n)$ 仅与延迟时间 $\Delta\tau_n$ 有关。在相邻脉冲间, 目标相对雷达运动, $\Delta\tau_n$ 也随之发生变化。由于相邻脉冲间 $\Delta\tau_n$ 的变化小, 忽略掉平方项 $\exp(j\pi k \Delta\tau_n^2)$ 。

同时将 $f_c = c/\lambda$, $\Delta\tau_n = 2(R + \Delta R_n)/c$ 代入 $B_n(\Delta\tau_n)$ 可得:

$$B_n(\Delta\tau_n) = \exp[-j2\pi c/\lambda 2(R + \Delta R_n)/c] = \exp[-j4\pi(R + \Delta R_n)/\lambda] \quad (7)$$

式中: R 为雷达与目标中心的距离; λ 为雷达信号波长; c 为光速; ΔR_n 为相邻脉冲间第 n 个目标点相对于雷达移动的位置(雷达坐标系)。

将大地坐标系中的平动 ΔR_n 等效为雷达坐标系中的转动 $\delta\theta$ ($\delta\theta$ 为相邻脉冲间第 n 个目标点的转动角度), 如图 2、图 3 所示:

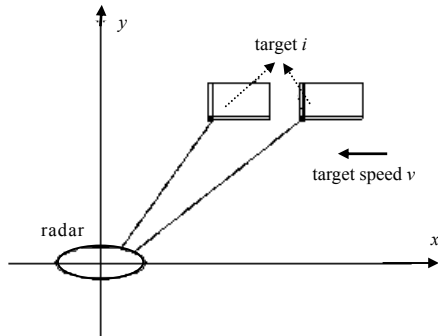


Fig.2 Spherical coordinate
图 2 大地坐标系

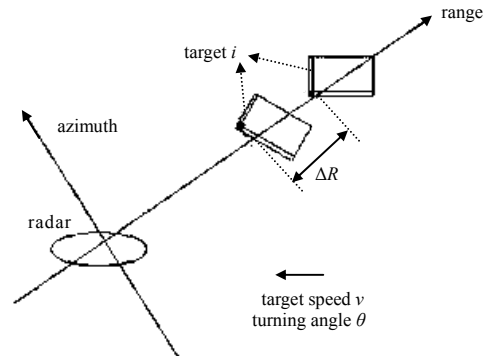


Fig.3 Radar coordinate
图 3 雷达坐标系

如图 3 所示 $\Delta R_n = v'\Delta t + y_n\delta\theta$, 其中 v' 为目标平动分量, y_n 为第 n 个目标点在方位维上的坐标值。

不考虑目标平动的影响, 将 $\Delta R_n = y_n\delta\theta$ 代入式(7)可得:

$$B_n(\Delta\tau_n) = \exp(-j4\pi y_n \delta\theta / \lambda) \quad (8)$$

因此在忽略 $\exp(j\pi k \Delta\tau_n^2)$ 时, $B_n(\Delta\tau_n)$ 与相位旋转因子 $\exp(j4\pi \Delta\theta y_n / \lambda)$ 是等价的。

3 基于 AD9957 的欺骗干扰信号生成

按照上述干扰算法将假目标图像的距离向和方位向信息加载入干扰信号回波, 并通过 FPGA 实时生成干扰信号。直接生成雷达目标的中频回波数据, 计算量依然很大, 要实现实时回波数据比较困难。由于目标的中频回波信号是一个中频窄带信号, 因此可用上变频进一步降低数据量^[8]。

AD9957 是 ANALOG 公司推出的一款高性能数字上变频芯片。它把 DDS 核、数字上变频器、高速高性能的 14 bit DAC(Digital Analog Converter)、时钟倍频电路和数字插值与滤波器等数字信号功能集成到一块芯片上, 具有完善的数字上变频能力和高质量的模拟中频信号输出。它的特点主要有:

- 1) 基带 I,Q 两路数据通路各 18 bit;
- 2) 集成 14DAC, 8 bit 输出幅度控制寄存器, 动态范围可达 80 dB;
- 3) 内部集成 32 bit 相位分辨率、14 bit 幅度分辨率的正交 DDS 核;
- 4) 可编程插值速率寄存器。

AD9957 内部结构如图 4 所示。

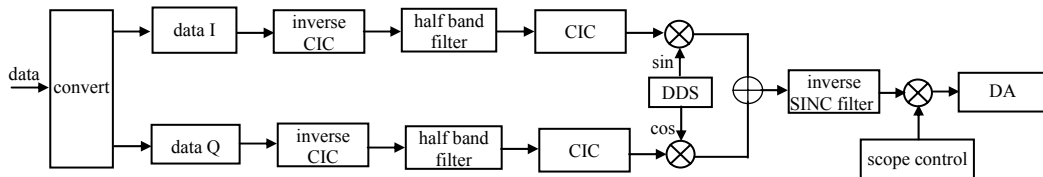


Fig.4 Configuration of AD9957
图 4 AD9957 内部结构框图

基带 I,Q 两路正交采样补码数据从 AD9957 的并行数据口相间输入到内部, 先经过逆 CIC(Cascaded Integral Comb)预补偿滤波器, 以减少 CIC 滤波器的幅度响应曲线轻微倾斜带来的影响。然后两路数据分别通过可编程插值速率级联梳状滤波器, 将基带数据的采样速率提高到系统时钟频率, 再和同样速率的数字中频数据流混频。假

如系统时钟为 1 GHz, 插值倍数为 20, 则采样频率为 50 MHz。工作于系统时钟的 DDS 核输出完全正交的两路数字中频数据流, 与 I,Q 两路基带数据分别相乘再相加, 输出即为单边带调制的正交上变频信号。调制过程为:

$$\cos B \sin \omega + \sin B \cos \omega = \sin(\omega + B) \quad (9)$$

式中 ω 为中频频率。调制完毕后的数字流经过一个逆 SINC 滤波器。这是因为 D/A 的时域响应可以等效为一个门函数, 它的幅频特性具有 SINC 函数的形状, 因此要用一个逆 SINC 函数来补偿。8 bit 的幅度控制寄存器用于控制数字信号处理过程中的增益, 避免数据流的幅值过大而使 D/A 饱和。数据流最终经过高性能的 D/A 转换为模拟信号输出。

4 测试结果及仿真分析

将雷达系统参数(脉宽、带宽、调频斜率等)、图像模板参数(RCS、图像大小等)、图像旋转角度等信息发送到 FPGA, 按照上述干扰算法生成假目标图像的信号回波。试验中设雷达线性调频信号带宽为 1 GHz, 模板在雷达成像时间内旋转角度为 5° , 模板采用“805”(见图 5), 模板中相邻 2 点间的间隔为 0.4 m。图 6 为“805”图像模板去斜后宽带干扰信号的频谱图。图中干扰信号的 3 dB 带宽约为 4 MHz, 根据式(2)可得图像模板距离向宽度为 60 m 左右。

为了确保干扰信号的干扰效果及通用性, 通过第三方成像软件作干扰效能分析。利用 Quartus II 软件中 SignalTap II 逻辑分析仪采集 FPGA 内部的基带干扰数据, 并保存为*.DAT 格式。在成像软件中对干扰数据作成像处理。图 7 为成像结果, 图中横坐标为距离向分辨单元, 纵坐标为方位向分辨单元。图中“805”在距离向上占据大约 400 个距离单元, 可等效为 60 m, 这与通过干扰信号带宽推导的距离值是相符的。

从上面的仿真和测试可以看出频谱仪测试结果与成像软件所得图像在数据结果上是相互吻合的, 进一步证明了该算法的有效性。

5 结论

本文讨论了一种可以产生二维图像欺骗干扰效果的 ISAR 雷达干扰源, 该系统采用 FPGA 产生去斜后图像干扰数据, 利用 DUC 实现数模转换, 生成干扰信号。该干扰源具有可变图像模板的优点, 图像模板可以是微波暗室测得的或真实雷达测得的图像信息。通过加载不同的图像模板, 干扰源可以产生不同物体的二维 ISAR 图像。试验结果表明, 该算法是有效的, 并能满足实时转发干扰信号的要求。

参考文献:

- [1] 王盛利,于立,倪晋麟,等. 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.
- [2] Ozkan kantemir. VHDL modeling and simulation of a digital image synthesizer for countering ISAR[D]. Monterey:naval postgraduate school, 2003:1-6.
- [3] 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.
- [4] 马俊霞,蔡英武,陈惠连. SAR 压制干扰仿真及效果评估[J]. 信息与电子工程, 2004,2(6):109-113.
- [5] 陈世耕,邓维波,宗成阁,等. 试验 ISAR 模拟信号源[Z]. 逆合成孔径雷达文集, 1996.
- [6] 叶炜,保铮,王根源. ISAR 外场实测数据的成像研究[Z]. 逆合成孔径雷达文集, 1996.
- [7] 保铮,邢孟道,王彤. 雷达成像技术[M]. 北京:电子工业出版社, 2008.
- [8] 刘朝军,王伟,陈曾平. ISAR 目标中频回波模拟器设计[J]. 现代雷达, 2006,28(1):6-8.

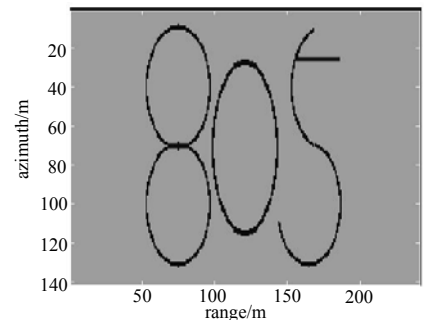


Fig.5 “805” template
图 5 “805” 模板

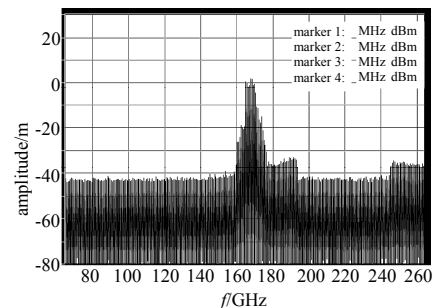


Fig.6 Output signal of AD9957 in frequency domain
图 6 AD9957 输出信号频域图

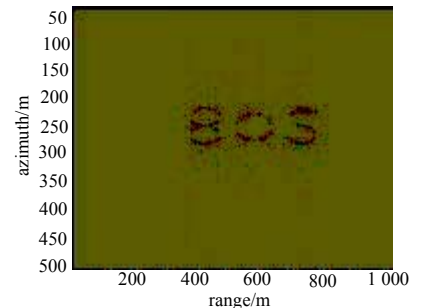
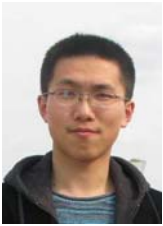


Fig.7 Image result of “805”
图 7 “805” 模板成像结果

作者简介:



江 舸(1982-), 男, 四川省乐山市人, 硕士, 实习研究员, 主要研究方向为雷达对抗.email:jiangge321@163.com.

肖汉波(1975-), 男, 江西省吉安市人, 硕士, 副研究员, 主要从事雷达信号处理方面的研究.

李合生(1970-), 男, 四川省巴中市人, 博士, 副研究员, 主要研究方向为信号与信息处理、小波理论与应用.

蔡英武(1971-), 男, 四川省绵阳市人, 硕士, 研究员, 主要从事雷达对抗总体研究.

(上接第 377 页)

- [13] 宋万忠. 无人机载毫米波合成孔径雷达技术[J]. 电讯技术, 2002,1(6):4-7. (SONG Wan-zhong. UAV Millimeter Wave Synthetic Aperture Radar Technique[J]. Telecommunication Engineering, 2002,1(6):4-7.)
- [14] 范丽京. 美欧无人机载合成孔径雷达简介[J]. 空载雷达, 2004,1(4):5-7. (FAN Li-jing. America and Europe UAV-Borne Synthetic Aperture Radars[J]. Spaceborne Radar, 2004,1(4):5-7.)
- [15] 皮亦鸣,杨建宇,付毓生,等. 合成孔径雷达成像原理[M]. 成都:电子科技大学出版社, 2008. (PI Yi-ming,YANG Jian-yu,FU Yu-sheng,et al. Theory of Synthetic Aperture Radars[M]. Chengdu:University of Electronic Science and Technology of China Press, 2008.)
- [16] Cumming I G,Wong F H. 合成孔径雷达成像—算法与实现[M]. 洪文,译. 北京:电子工业出版社, 2007. (Cumming I G,Wong F H. Digital Processing of Synthetic Aperture Radar Data:Algorithms and Implementation[M]. Beijing:Publishing House of Electronics Industry, 2007.)
- [17] 袁孝康. 合成孔径雷达方程[J]. 上海航天, 2002,1(3):1-5. (YUAN Xiao-kang. Synthetic Aperture Radar Equations[J]. Aerospace Shanghai, 2002,1(3):1-5.)
- [18] 袁孝康. 星载合成孔径雷达导论[M]. 北京:国防工业出版社, 2003. (YUAN Xiao-kang. Introduce to the Spaceborne Synthetic Aperture Radar[M]. Beijing:National Defense Industry Press, 2003.)
- [19] Barton D K. 雷达系统分析与建模[M]. 南京电子技术研究所,译. 北京:电子工业出版社, 2007. (Barton D K. Radar System Analysis and Modeling[M]. Beijing:Publishing House of Electronics Industry, 2007.)
- [20] 周峰,邢孟道,保铮. 一种无人机机载 SAR 运动补偿的方法[J]. 电子学报, 2006,34(6):1002-1007. (ZHOU Feng,XING Meng-dao,BAO Zheng. A Method of Motion Compensation for Unmanned Aerial Vehicles Borne SAR[J]. Chinese Journal of Electronics, 2006,34(6):1002-1007.)

作者简介:



林 华(1977-), 男, 福建省浦城人, 工程师, 硕士, 主要研究方向为雷达信号处理、超大规模数字集成电路设计.email:linhua9068@sohu.com.