

基于二相编码信号的 SAR 成像

蔡永俊, 牛诚翔

(中国航空工业集团公司雷华电子技术研究所, 江苏 无锡 214063)

摘要: 二相编码信号是一种具有扩谱特性的雷达信号, 无论是在雷达的探测能力、低截获能力, 还是在距离分辨力以及速度分辨力方面, 都十分出色。首先介绍常用的二相编码信号形式, 然后基于非“停走停”假设推导回波信号的准确表达式, 从本质上阐述二相编码信号的脉内多普勒偏移产生的原因, 基于此分析相位编码信号的多普勒敏感性, 并将其应用于合成孔径雷达(SAR)成像, 可以提高其抗干扰能力。通过点目标仿真, 验证了本文分析的有效性。

关键词: 二相编码; 多普勒偏移; SAR 成像; 抗干扰

中图分类号: P412.25

文献标识码: A

DOI: 10.16157/j.issn.0258-7998.211585

中文引用格式: 蔡永俊, 牛诚翔. 基于二相编码信号的 SAR 成像[J]. 电子技术应用, 2022, 48(3): 123-128.

英文引用格式: Cai Yongjun, Niu Chengxiang. SAR imaging based on binary-phase codes signal[J]. Application of Electronic Technique, 2022, 48(3): 123-128.

SAR imaging based on binary-phase codes signal

Cai Yongjun, Niu Chengxiang

(AVIC Leihua Electronic Technology Research Institute, Wuxi 214063, China)

Abstract: Binary-phase codes signal is a kind of spectrum spread signals, which works very well not only in terms of detection capability and low-intercept capability but also the range and velocity resolution. This article firstly introduces common binary-phase codes signals, then deduces the accurate echo representation based on non “stop-go-stop” assumption, expounds the cause of Doppler shift during the pulse in essence, and analyses the Doppler sensitivity of phase-code signal. Finally, it is applied to SAR imaging, which can improve its ability of anti-interference. The validity of the analysis in this paper is verified by point target simulation.

Key words: binary-phase; Doppler shift; SAR imaging; anti-interference

0 引言

现代战争中, 雷达面临着越来越复杂的电磁环境, 低截获概率(Low Probability of Intercept, LPI)雷达是一种能够提高我方战场生存能力的一种新体制雷达系统。传统 SAR 雷达发射线性调频信号, 但是其形式过于简单, 易被截获, 相位编码信号采用码型捷变技术, 使得其抗干扰能力很强, 但是易受多普勒频移的影响, 在多普勒频移变化较大场合需要对其补偿。本文研究将二相编码信号应用于 SAR 成像, 并分析在 SAR 信号获取过程中多普勒频移产生的影响, 目标提升 SAR 抗干扰和低截获能力^[1-3]。

1 二相编码

二相编码信号通过调相而获得, 将宽脉冲分成许多短的子脉冲, 这些脉冲宽度相等, 但各自以特殊的相位被发射。每个子脉冲的相位依照对应的相位编码来选择。当发射的频率不是子脉冲宽度的倒数的整数倍时, 编码信号在倒相点不连续^[4-6]。

对于二相码, 信号的复包络为:

$$u(t) = \begin{cases} \sum_{k=0}^{P-1} c_k v(t-kT), & 0 < t < \Delta = PT \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (1)$$

式中 T 为子脉冲宽度, c_k 为第 k 个码的取值(1 或 -1), 码长为 P 。

$$v(t) = \begin{cases} 1, & 0 < t < T \\ 0, & \text{其他} \end{cases}$$

巴克码是一种二元随机序列码 $\{c_n\}$, $c_n \in \{+1, -1\}$, $n=0, 1, 2, \dots, N$, 其非周期自相关函数满足:

$$R(m) = \sum_{k=0}^{N-1-|m|} c_k c_{k+m} = \begin{cases} P, & m=0 \\ 0 \text{ 或 } \pm 1, & m \neq 0 \end{cases} \quad (2)$$

巴克码自相关函数的主旁瓣比等于压缩比, 即为码长 P , 且有均匀的旁瓣, 因此巴克码是一种较为理想的脉冲压缩信号。13 位巴克码信号形式及频谱如图 1 所示。

m 序列通常采用线性逻辑反馈移位寄存器来产生,

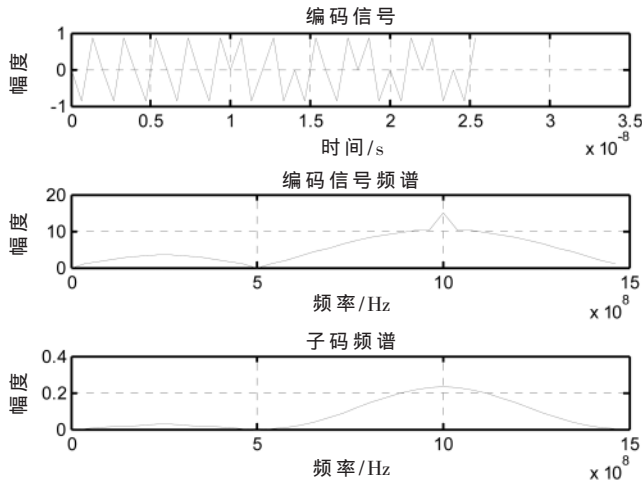


图 1 13 位巴克码信号形式及频谱

一般来说,一个 n 级线性反馈移位寄存器可能产生的最长周期等于 $2^n - 1$,最长线性反馈移位寄存器序列的简称也就是 m 序列。由于 m 序列具有周期性,其自相关函数也具有周期性。它的周期自相关函数很理想,但是,它的非周期自相关函数就不尽如人意,如果序列长度为 N ,当 $N \gg 1$ 时,主旁瓣比接近于 $\sqrt{N}$ 。不同码长 m 序列及 127 位 m 序列频谱如图 2 所示。

由上述结果可知,二相编码信号的脉压特性主要由码长决定,而信号的频谱主要取决于子脉冲的频谱。

与 LFM 信号相比,相位编码最突出的一个问题便是“多普勒敏感性”^[7],即当回波信号存在一定的脉内多普勒频移时,对于回波信号是一种内调制,破坏了匹配滤波器的相关性。随着多普勒频移的增加,相位编码信号脉冲压缩的处理结构与脉内多普勒偏移失配,会导致脉冲压缩后信号主瓣展宽,峰值下降,旁瓣升高,影响了距离分辨率,严重时信号无法检测^[8-9]。下文将基于非“停走停”假设推导回波准确的表达式,从本质上阐述脉内多普勒偏移的由来,并以此分析多普勒敏感性对于 SAR 成像的影响。

2 非“停走停”假设下回波信号表达式

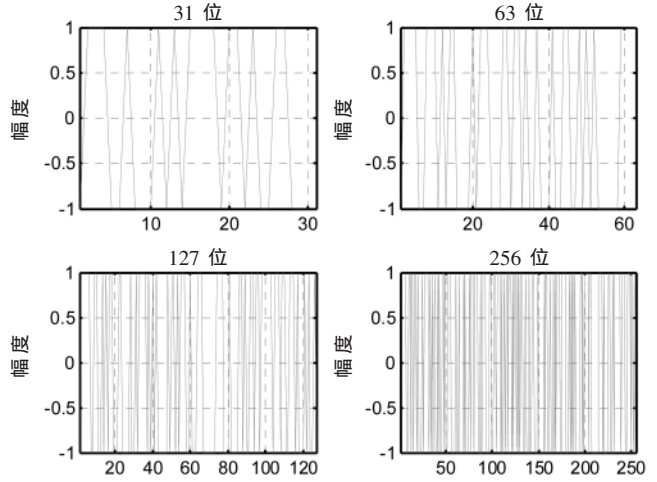
SAR 成像几何中,不考虑“停走停”假设,雷达与目标的瞬时斜距为:

$$R(t_a, t) = \sqrt{R_0^2 + v^2(t_a + t)^2} \quad (3)$$

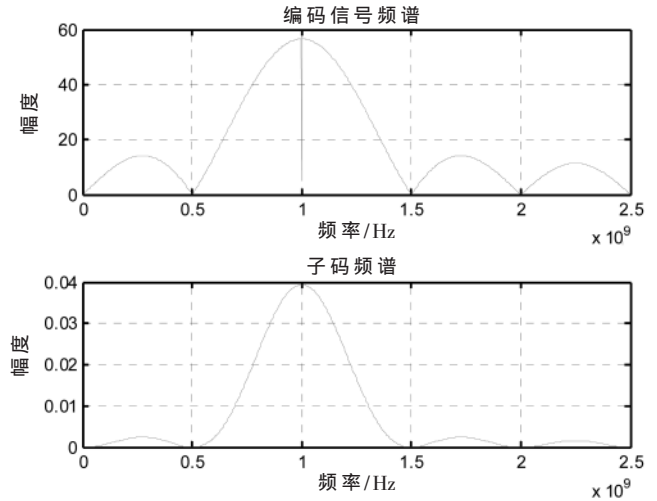
在距离时间 $t=0$ 处进行泰勒级数展开,由于在极短的脉冲持续时间内,因此可忽略其二次及更高次项的影响,展开后瞬时斜距可表示为:

$$R(t_a, t) = \sqrt{R_0^2 + v^2 t_a^2} + \frac{v^2 t_a}{\sqrt{R_0^2 + v^2 t_a^2}} t = R_a - v_r t \quad (4)$$

其中 $R_a = \sqrt{R_0^2 + v^2 t_a^2}$ 为方位 t_a 时刻雷达与目标的瞬时斜距, $v_r = -\frac{v^2 t_a}{\sqrt{R_0^2 + v^2 t_a^2}}$ 为 t_a 时刻目标与雷达的径向速度。



(a) 不同码长 m 序列



(b) 127 位 m 序列频谱

图 2 不同码长 m 序列及 127 位 m 序列频谱

所以,当 $t=0$ 时, $R(t_a, 0) = R_a$ 。雷达的发射波形抵达目标的时间为:

$$t' = t - \frac{\tau}{2} \quad (5)$$

设在极短的脉冲调制周期内雷达与目标的径向速度保持不变,则雷达照射到目标时的瞬时斜距为:

$$R(t_a, t') = R_a - v_r t' \quad (6)$$

则目标的回波延迟为:

$$\tau = \frac{2R(t_a, t')}{c} = \frac{2(R_a - v_r t')}{c} \quad (7)$$

结合以上几式可得,目标回波延迟为:

$$\tau = \frac{2(R_a - v_r t)}{c - v_r} \quad (8)$$

代入回波信号表达式:

$$\begin{aligned} s_r(t) &= A a(t - \tau) \exp[j\varphi(t - \tau)] \cdot \exp\left[j2\pi f_0 \left(t - \frac{2(R_a - v_r t)}{c - v_r}\right)\right] \\ &= A a(t - \tau) \exp[j\varphi(t - \tau)] \cdot \exp\left[j2\pi f_0 \left(\frac{c + v_r}{c - v_r} t - \frac{2R_a}{c - v_r}\right)\right] \quad (9) \end{aligned}$$

由于 $v_r=c$, 则:

$$\frac{c+v_r}{c-v_r} = \frac{1+v_r/c}{1-v_r/c} \approx \left(1 + \frac{v_r}{c}\right)^2 \approx 1 + \frac{2v_r}{c} \quad (10)$$

所以回波信号表达式为:

$$\begin{aligned} s_r(t) &= A a(t-\tau) \exp[j\varphi(t-\tau)] \cdot \\ &\quad \exp\left(j2\pi f_0 t + j2\pi f_0 \frac{2v_r}{c} t - j4\pi f_0 \frac{R_a}{c-v_r}\right) \\ &= A a(t-\tau) \exp[j\varphi(t-\tau)] \exp\left(-j \frac{4\pi R_a}{\lambda}\right) \exp(j2\pi f_0 t + j2\pi f_d t) \end{aligned} \quad (11)$$

其中, $f_d = f_0 \frac{2v_r}{c} = \frac{2v_r}{\lambda}$ 为方位 t_a 时刻的多普勒频率。

$\exp[\varphi(t-\tau)]$ 的取值与 $\exp[\varphi(t)]$ 一样, 为 +1 与 -1 的相位编码信号序列, 仅是时间上的延迟。

下变频后的回波信号表达式如下:

$$s_r(t) = A a(t-\tau) \exp[j\varphi(t-\tau)] \exp\left(-j \frac{4\pi R_a}{\lambda}\right) \exp(j2\pi f_d t) \quad (12)$$

其中, A 是目标对发射信号的幅度调制, 为信号窗函数, 第一个指数项为相位编码信号序列, 第二个指数项为方位相位表示雷达与目标相对运动的多普勒历程, 由第三个指数项可知, 回波信号存在着附加的多普勒偏移。由于上式回波信号是在不考虑“停走停”假设情形下推导出的, 因此对于相位编码信号而言, 该频率属性为脉内多普勒频率, 是在单个脉冲从发射到接收其回波这一“快时间”内产生的多普勒频率。而与之不同的是, 第二个指数项包含的是对于方位成像有益的脉间多普勒频率, 是两个发射脉冲在其“慢时间”间隔产生的多普勒频率^[10-12]。

3 距离多普勒成像

由上文分析可知, 相位编码信号的峰值旁瓣比只取决于编码长度 P , 理论上可以通过增加编码信号长度来提升峰值旁瓣比, 但由上节可知, 一味地增加码长将导致回波信号对多普勒频移更为敏感, 对于多普勒频移较大的应用场合, 将导致峰值旁瓣比迅速下降甚至失配从而抵消通过增加码长来提升峰值旁瓣比的效果, 因此多普勒频移对回波脉压的实际影响需要结合具体应用场景及实际系统参数而具体分析, 当发射脉宽确定, 若码长太小将导致回波自相关性能下降峰值旁瓣比降低, 若增加码长也将同时导致码元宽度的减小, 从而也会增加系统的复杂性^[13-15]。

相位编码信号具有复杂的相位结构是低截获概率雷达信号的主要形式之一^[7], 下文结合实际场景利用 Baker 二相码进行 SAR 成像仿真, 并分析脉内多普勒偏移在 SAR 成像模式下的影响。

距离多普勒(RD)成像算法其基本思想是将二维的匹配滤波的过程分解成两个一维处理的级联^[8], 先对回波信号进行距离向匹配滤波, 然后将信号变换到距离多

普勒域, 通过插值来校正由于相对运动所引起的距离徙动, 最后通过方位向匹配滤波实现数据的完整聚焦处理。其中距离向利用脉冲压缩实现高分辨, 方位向利用脉间多普勒信息实现方位聚焦。

(1) 脉内多普勒频移补偿

由于 SAR 成像主要针对地面静止目标, 因此对于脉内多普勒频移的补偿与对空搜索等主要针对动目标的场合不同, 只需要补偿地速引起的脉内多普勒频移即可, 补偿因子为:

$$h(t) = \exp(-j2\pi f_d t) \quad (13)$$

补偿后信号表达式为:

$$s_r(t) = A a(t-\tau) \exp[j\varphi(t-\tau)] \exp\left(-j \frac{4\pi R_a}{\lambda}\right) \quad (14)$$

(2) 距离压缩

距离压缩依靠相位编码信号的回波和相位编码的本振信号进行求自相关。对 SAR 回波距离压缩, 第一步对回波进行快时间域傅里叶变换, 可得:

$$s_r(f) = A \omega(f) \text{FFT}\{\exp[j\varphi(t-\tau)]\} \cdot \exp\left(-j \frac{4\pi R_a}{\lambda}\right) \quad (15)$$

同样对相位编码本振信号复共轭进行傅里叶变换:

$$s_m(f) = \text{FFT}\{\text{conj}[s(-t)]\} \quad (16)$$

将 $s_r(f)$ 与 $s_m(f)$ 相乘然后进行 IFFT 得到:

$$s_r(t) = \text{IFFT}\{s_r(f)s_m(f)\} = A P(t-\tau) \exp\left(-j \frac{4\pi R_a}{\lambda}\right) \quad (17)$$

其中 $P(t)$ 为宽度为 $2T$ 的一个编码信号压缩脉冲。

(3) 距离徙动校正

对于小斜视角情形, 点目标瞬时斜距可以表示为:

$$R(\eta) = \sqrt{R_0^2 + V_r^2 \eta^2} \approx R_0 + \frac{V_r^2 \eta^2}{2R_0} \quad (18)$$

将上式代入式(17):

$$s_r(t, \eta) = A P\left(t - \frac{2R(\eta)}{c}\right) \exp\left(-j \frac{4\pi R_0}{\lambda}\right) \exp(-j\pi K_a \eta^2) \quad (19)$$

由于距离相同方位位置不同的所有目标的距离徙动(RCM)轨迹在距离多普勒域轨迹重合, 因此在距离多普勒域对一个目标的 RCM 校正等同于对一组目标的 RCM 校正, 此时 RCM 表达式为:

$$R(f_\eta) = R_0 + \frac{\lambda^2 R_0}{8 V^2} f_\eta^2 \quad (20)$$

将式(19)进行方位向傅里叶变换可得到信号在距离多普勒域的形式:

$$s_r(t, f_\eta) = A \exp\left(-j \frac{4\pi R_0}{\lambda}\right) P\left(t - \frac{2R(f_\eta)}{c}\right) \exp\left(j\pi \frac{f_\eta^2}{K_a}\right) \quad (21)$$

经过距离徙动校正后, 信号在 RD 域的表达式为,

$$s_r(t, f_\eta) = A \exp\left(-j \frac{4\pi R_0}{\lambda}\right) P\left(t - \frac{2R_0}{c}\right) \exp\left(j\pi \frac{f_\eta^2}{K_a}\right) \quad (22)$$

此时, 所有目标回波轨迹在距离多普勒域均为一条直线, 可以进行方位向匹配滤波完成场景的聚焦。

(4)方位压缩

方位向匹配滤波的参考函数为:

$$H_w(f_\eta) = \exp\left(-j\pi \frac{f_\eta^2}{K_a}\right) \quad (23)$$

将式(22)与式(23)相乘并进行傅里叶逆变换即可完成方位压缩:

$$s_r(t, \eta) = A \exp\left(-j \frac{4\pi R_0}{\lambda}\right) P\left(t - \frac{2R_0}{c}\right) \text{sinc}(B_a \eta) \quad (24)$$

其中 B_a 为方位多普勒带宽。

算法流程图如图3所示。

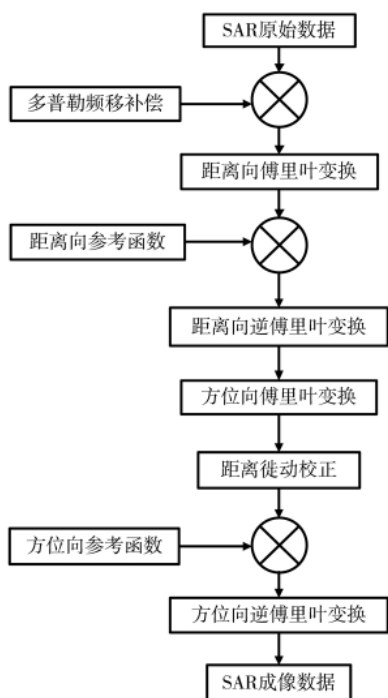


图3 距离多普勒成像流程

4 仿真分析

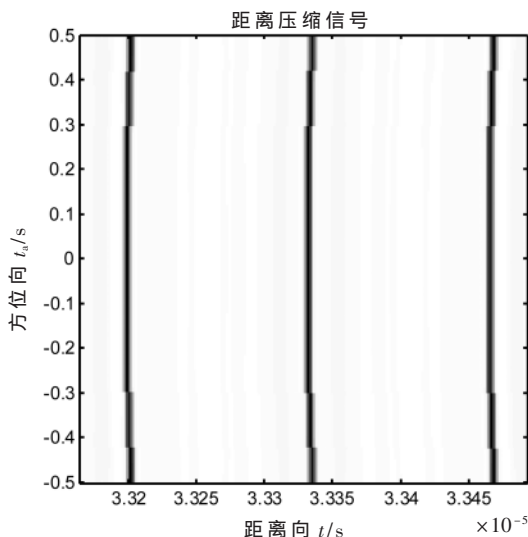
根据上文对相位编码回波信号及波形参数分析,选用127位m序列作为发射信号为例仿真距离多普勒成像。仿真参数如表1所示。

表1 仿真参数

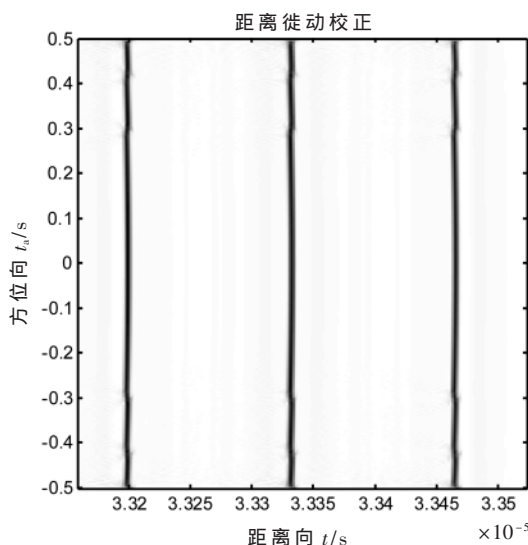
参数	值	参数	值
中心频率/GHz	5	带宽/MHz	300
采样率/MHz	600	码元宽度/ns	5
平台速度/(m/s)	200	脉宽/ μ s	0.635
场景中心/km	5	码元个数/个	127
PRF/Hz	1 000	距离分辨率/m	0.75
斜视角/(°)	0	方位分辨率/m	1
合成孔径长度/m	150	目标个数/个	3

经过距离徙动校正后,回波数据域方位向上最大值在一条线上,校正前后如图4所示。

编码信号由于存在脉内多普勒敏感现象,在该系统



(a)校正前



(b)校正后

图4 距离徙动校正前距离徙动校正

参数下分析多普勒频移对成像结果的影响,结果如图5所示。发现当有多普勒偏移时即不补偿多普勒频移时,成像结果剖面与补偿多普勒频移时几乎重合,表明在该系统下多普勒偏移对成像结果几乎没有影响。

多普勒偏移引起的主瓣增益损失如图6所示,点图像及等高线图如图7所示。通过仿真参数知,该系统下的最大脉内多普勒偏移值为75 Hz,而图6显示了当存在多普勒偏移值时成像处理目标增益的损失随脉内多普勒频率的变化关系曲线。由图可知,当多普勒偏移引起主瓣增益损失达到3 dB时需要的偏移值为696.5 kHz,而在该组仿真参数的SAR模式中最大的多普勒偏移值为75 Hz,远远小于696.5 kHz,所以此时多普勒偏移对成像结果的影响可以忽略不计,成像剖面图符合预期。因此该波形参数及雷达参数下,多普勒变化较窄,多普勒

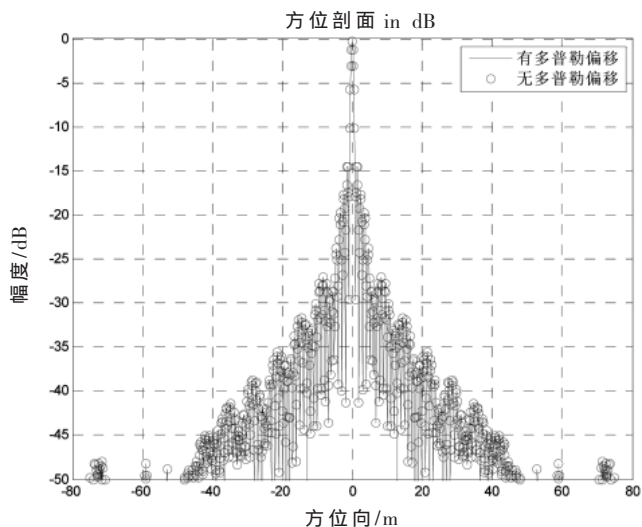
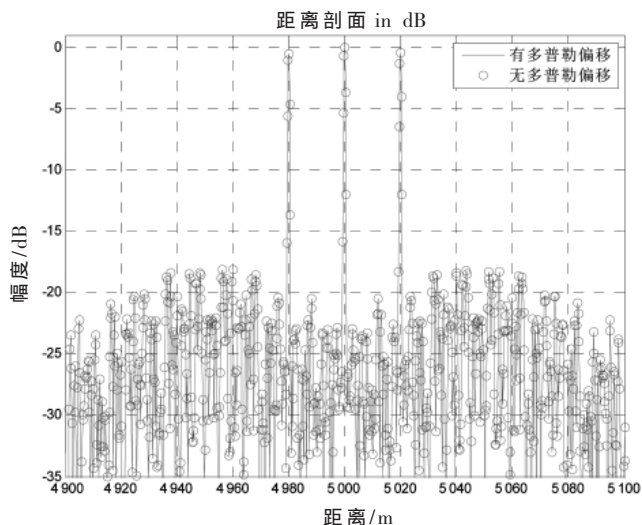


图5 距离剖面方位剖面

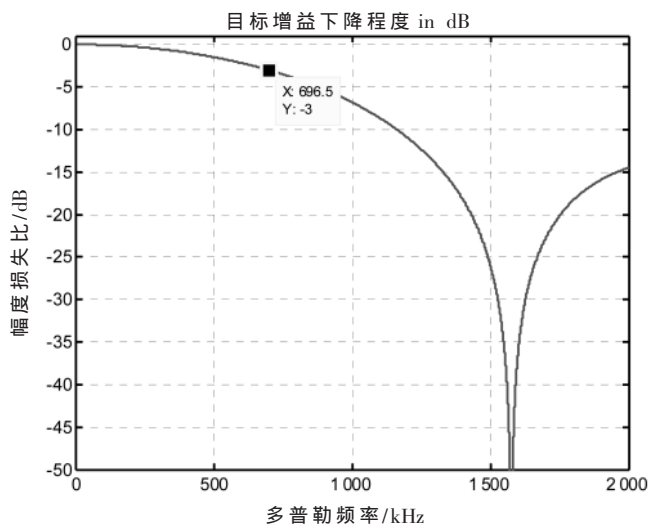
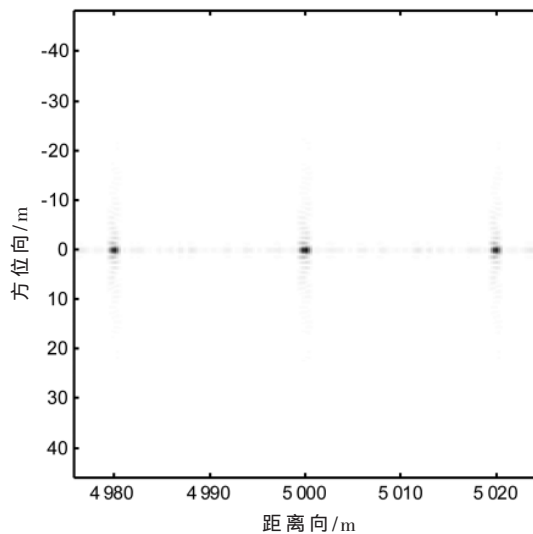


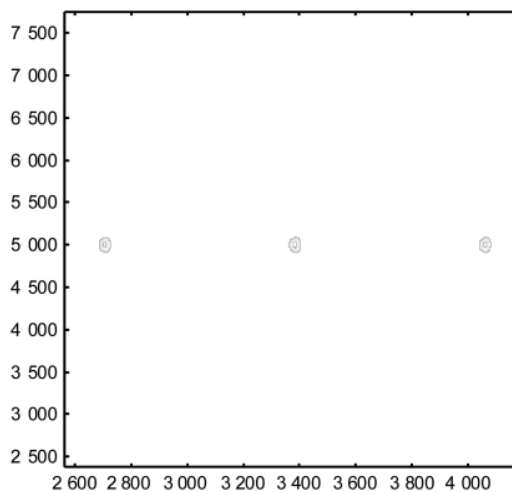
图6 仿真参数下多普勒偏移引起的主瓣增益损失

容限较宽。

同时,由剖面图可知,距离旁瓣电平为 -18.15 dB ,方



(a)点图像图



(b)等高线图

图7 点图像及等高线图

位旁瓣电平为 -14.5 dB 。

5 结论

本文从非“停走停”假设角度推导了回波信号的准确表达式,从本质上去揭示了相位编码信号的脉内多普勒偏移的来源,并基于此分析相位编码信号的多普勒敏感性。对于 SAR 成像处理,由于成像一般针对地面静止目标,其频率偏移受载机速度和姿态的影响,可以事先由雷达参数得出,只需在距离向处理时在不同方位时刻分别补偿掉脉内多普勒偏移,当偏移远远小于多普勒容限时可以忽略。最后通过仿真验证了本文分析的有效性。

参考文献

- [1] 张光义.提高雷达系统抗干扰能力的一些措施[J].现代雷达,2001,23(1):6-12.
- [2] 王统祥,范建华,叶永涛,等.变换域 LPI 信号设计与性能分析[J].电子技术应用,2014,40(12):115-117.
- [3] 侯小林,羊彦,高健健,等.雷达低截获概率信号及验证

- 方法[J].西安电子科技大学学报(自然科学版),2012,39(4):184-190.
- [4] 姬长华,张秀丽.二相编码雷达信号及常见问题处理[J].现代电子技术,2008(5):8-10.
- [5] 张恒达,冯西安.二相编码信号性能分析[J].电子设计工程,2014,22(12):138-140.
- [6] 孙雪竹.LPI 雷达分析及信号处理的 DSP 实现[D].西安:西安电子科技大学,2011.
- [7] CHENG Y P,BAO Z.Doppler compensation for binary phase-coded waveforms[J].IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems,2002,38(3):1068-1072.
- [8] 王杰,梁兴东,丁赤飏,等.OFDM SAR 多普勒补偿方法研究[J].电子与信息学报,2013,35(12):3037-3040.
- [9] 王毅鹰,苏兮.基于 m 序列信号的多普勒补偿方法[J].现代雷达,2007,29(2):48-51.
- [10] 田孝斌.二相编码信号的多普勒特性及其补偿算法研究[J].电子科技,2013,26(9):31-33.
- [11] 周鹏,徐若曦,章锦文.几种序列编码在雷达系统中的

- 应用分析[J].信息通信,2014,139(7):21.
- [12] 尹灿斌,贾鑫.复合调频-调相合成孔径雷达信号性能分析[J].电子学报,2012,40(6):405-409.
- [13] 林智梅.基于相位编码信号的 SAR 目标成像及抗干扰性能分析[D].秦皇岛:燕山大学,2016.
- [14] 郭磊,王宇,邓云凯.基于方位向相位编码技术的方位向多通道 SAR 距离模糊抑制方法[J].电子与信息学报,2015,37(3):601-606.
- [15] 刘永坦.雷达成像技术[M].哈尔滨:哈尔滨工业大学出版社,1999.

(收稿日期:2021-04-01)

作者简介:

蔡永俊(1989-),男,博士研究生,工程师,主要研究方向:合成孔径雷达成像与系统。

牛诚翔(1983-),男,硕士研究生,高级工程师,主要研究方向:合成孔径雷达成像与系统。



扫码下载电子文档

(上接第 122 页)

4 结论

通过对整个系统进行验证,本文设计的干扰模拟器能够实现对雷达脉冲信号的实时重构转发,性能指标能够满足测试验证的需求,并且模拟器可以根据 FPGA 中设计好的逻辑配合上位机的控制灵活产生多种不同类型的干扰样式,模块化的板卡为干扰模拟器提供了较好的可扩展性,能够适应多种雷达抗干扰性能测试的需求,可为研究人员在雷达波形设计和信号处理算法研制时提供验证测试方案参考。

参考文献

- [1] 冉宏远,张宏伟,张民国.数字射频存储器发展现状及趋势[J].飞航导弹,2018(6):44-48.
- [2] 高霞,全英汇,李亚超,等.基于 BSS 的 FDA-MIMO 雷达主瓣欺骗式干扰抑制方法[J].系统工程与电子技术,2020,42(9):1927-1934.
- [3] 张兴利,梁艳青,王建.雷达型导弹抗拖曳式诱饵干扰半实物仿真试验技术[J].航空兵器,2015(6):55-57.
- [4] 于卫刚,吴昌松,张德欣,等.一种多功能宽带雷达目标与干扰模拟器设计[J].现代防御技术,2020,48(5):105-112.
- [5] 刘亭洲,王海锋,李乐怡.一种雷达回波模拟器的研究与

- 设计[J].航空兵器,2018(3):73-77.
- [6] 张鹏.基于通用仪器的 DRFM 雷达目标模拟器实现[J].现代雷达,2015,37(8):81-85.
- [7] NI 针对高吞吐量应用推出全新的 PXI 远程控制和总线扩展模块[J].电子测量与仪器学报,2017,31(9):1506.
- [8] 吴永刚.基于 DRFM 的有源雷达干扰技术研究[D].长春:吉林大学,2013.
- [9] 刘巧玲,李文臣,张文明,等.间歇采样移频转发干扰效果仿真分析[J].电子信息对抗技术,2009,24(1):48-50.
- [10] 张成发.宽带远距离雷达回波模拟器实现[D].成都:电子科技大学,2018.
- [11] 李宝鹏,彭志刚,王艳军,等.基于 VST-FPGA 的雷达侦察与干扰系统设计[J].电子测量与仪器学报,2020,34(11):181-187.
- [12] 王雪松,刘建成,张文明,等.间歇采样转发干扰的数学原理[J].中国科学 E 辑:信息科学,2006(8):891-901.

(收稿日期:2021-06-28)

作者简介:

汪敏(1993-),男,硕士研究生,主要研究方向:雷达波形对抗。

范红旗(1978-),通信作者,男,博士,主要研究方向:主动感知系统、目标跟踪、信息融合与智能导引等,E-mail:fan-hongqi@nudt.edu.cn。



扫码下载电子文档

版权声明

经作者授权，本论文版权和信息网络传播权归属于《电子技术应用》杂志，凡未经本刊书面同意任何机构、组织和个人不得擅自复印、汇编、翻译和进行信息网络传播。未经本刊书面同意，禁止一切互联网论文资源平台非法上传、收录本论文。

截至目前，本论文已经授权被中国期刊全文数据库（CNKI）、万方数据知识服务平台、中文科技期刊数据库（维普网）、DOAJ、美国《乌利希期刊指南》、JST 日本科技技术振兴机构数据库等数据库全文收录。

对于违反上述禁止行为并违法使用本论文的机构、组织和个人，本刊将采取一切必要法律行动来维护正当权益。

特此声明！

《电子技术应用》编辑部

中国电子信息产业集团有限公司第六研究所