

文章编号: 1001 - 2486(2011)01 - 0059 - 06

## 随机频率步进雷达成像分析\*

彭岁阳, 张 军, 沈振康

(国防科技大学 电子科学与工程学院 ATR 实验室, 湖南 长沙 410073)

**摘要:**随机频率步进信号兼具步进频率雷达和宽带噪声雷达的特点,不仅可以降低系统瞬时带宽和数据采样率,还具有优良的低截获概率(LPI)、电磁兼容性(EMC)和抗射频干扰(ARFI)特性。分析了随机频率步进信号的相关输出及模糊函数的统计特性,如一阶矩、二阶矩和方差等,并与均匀频率步进信号做了抗干扰性能的比较。提出并分析了相关输出结合 Range-Doppler 模式的 SAR 成像方法,同时通过仿真实验验证了该方法成像的有效性。

**关键词:**随机频率步进信号;相关输出;模糊函数;抗干扰;距离多普勒算法

**中图分类号:**TN957.52 **文献标识码:**A

## Imaging Analysis of Random Step Frequency Radar

PENG Sui-yang, ZHANG Jun, SHEN Zhen-kang

(ATR Laboratory, National Univ. of Defense Technology, Changsha 410073, China)

**Abstract:** The random step frequency signal shares the characteristics of the step frequency radar and the wideband noise radar. It not only reduces the instantaneous band-width and data sampling rate, but also has the good characteristics of the low probability of intercept, the electromagnetic compatibility and the radio-frequency immunity. The statistic characteristics of correlation output and ambiguity function like first moment, second moment, and variance were analyzed, and the radio-frequency immunity of the random step frequency signal was compared with linear stepped frequency signal in this paper. The SAR imaging algorithm based on the Correlation-Output and Range-Doppler algorithm was presented and analyzed, and the simulation result verified the validity.

**Key words:** random step frequency signal; correlation output; ambiguity function; radio-frequency immunity; range-doppler algorithm

近年来,噪声宽带成像雷达受到国内外的重点关注。该体制雷达结合了宽带成像技术和噪声雷达技术,具有十分优良的低截获概率(LPI)、电磁兼容性(EMC)和抗射频干扰(ARFI)特性。同时其模糊函数是理想“图钉形”的,这使得它具有无模糊测距、测速性能和良好的距离、速度分辨率。

目前噪声宽带成像雷达在军事和民用上得到迅速发展。美国内布拉斯加州 - 林肯大学的 Narayanan, Lukin 和 Xu 等先后研制出频率范围在 250M ~ 500MHz 的叶簇穿透 UWB 随机噪声成像雷达、频率范围在 1G ~ 2GHz 的 UWB 随机噪声雷达 Arc-SAR/ISAR 等试验样机<sup>[1-4]</sup>。2002 年,乌克兰国家科学院 Tarchi 等研制了一套成像系统,该系统利用了 0.15GHz 带宽的 X 波段噪声作为 SAR 发射信号<sup>[5]</sup>,取得了在短距离 SAR 和 ISAR 的成像试验结果。

2007 年, Axelsson 提出一种新的随机频率步进雷达体制<sup>[6]</sup>,该体制兼具步进频率雷达和噪声

雷达的特点。随机频率步进信号可以降低系统瞬时带宽和数据采样率,模糊函数同样是理想“图钉形”的,具有十分优良的低截获概率(LPI)、电磁兼容性(EMC)和抗射频干扰(ARFI)特性。与宽带噪声雷达相比,随机频率步进信号易于实现,能与普通雷达信号发射体制兼容。随机频率步进雷达的信号产生器件具有通用性。宽带噪声雷达需要专门的噪声信号产生器,随机频率步进雷达信号可以由普通的均匀频率步进雷达稍微修改而生成。只需要实时生成随机码,按照该随机码即可产生对应的随机频率步进信号。

本文探讨和分析了随机频率步进信号的相关输出及其模糊函数的统计特性如一阶矩、二阶矩和方差,与均匀频率步进信号做了抗干扰性能的比较,提出了一种基于随机频率步进雷达的 SAR 成像算法,并通过仿真实验验证了该体制成像方法的有效性。

\* 收稿日期:2010 - 01 - 16

基金项目:国家部委基金项目(9140A01060307KG01)

作者简介:(1981—),男,博士生。

# 1 相关法成像原理及统计特性

## 1.1 相关法成距离像原理

随机频率步进雷达是均匀频率步进雷达的进一步推广。在均匀频率步进雷达体制下,瞬时频率  $F_i = f_c + f_i, i = -N/2, -N/2 + 1, \dots, N/2 - 1$ , 其中  $f_i = i\Delta f, \Delta f$  是固定步长。而在随机频率步进雷达体制下  $f_i$  不再是线性递增的,而是一定带宽内服从随机分布,在本文中假定为均匀随机分布  $U(-\frac{B}{2}, \frac{B}{2})$ 。那么在一个帧周期(脉冲串重复周期)  $T_m$  内,第  $i$  个随机频点的信号可以表示为:

$$s(i, t) = \text{rect}(\frac{t - iT}{T_s}) \exp\{j2\pi(f_c + f_i)t\} \quad (1)$$

式中,  $t$  是全时间,  $i$  是帧内步进频率点,  $T_s$  是脉冲宽度,  $T$  是脉冲重复周期,  $\text{rect}(\cdot)$  是矩形窗函数。

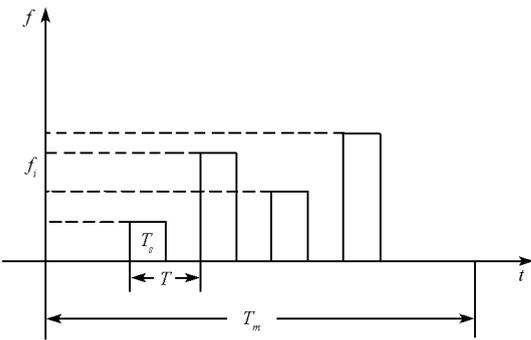


图1 随机频率步进信号序列示意图

Fig.1 Random step frequency signal sequence illustration

不妨设点目标位置为  $P_0$ ,那么对应回波延迟为  $t_0 = 2P_0/c$ ,第  $i$  个频点的回波可以表示成  $As(i, t - t_0)$ ,  $A$  表示信号强度。随机信号雷达采用相关输出法来实现匹配滤波,设相关时间延迟为  $\tau$ ,那么对一帧内的所有单频点回波求相关输出得到:

$$\begin{aligned} \text{Corr}_d(\tau) &= \sum_{i=-N/2}^{N/2-1} As(i, t - t_0) s^*(i, t - \tau) \\ &= A \exp\{j2\pi[f_c(\tau - t_0)]\} \sum_{i=-N/2}^{N/2-1} \exp\{j2\pi f_i(\tau - t_0)\} \end{aligned} \quad (2)$$

式(2)的结果即表示目标的一维距离像。若  $f_i$  是线性递增的,则式(2)的结果可表示成 sinc 函数形式。而此处  $f_i$  是随机变化的,因此需要采用统计方法分析其距离像特性。

## 1.2 相关法距离像的统计特性

如果  $f_i$  服从某个分布  $p(x)$ ,那么相关输出(即距离像)  $\text{Corr}_d(\tau)$  的一阶矩可以表示为:

$$\begin{aligned} D_1 &= E\{\text{Corr}_d(\tau)\} \\ &= AN \int_{-\infty}^{\infty} p(x) \exp[j2\pi(f_c + x)(\tau - t_0)] dx \end{aligned} \quad (3)$$

假设  $p(x)$  为均匀分布  $U(-B/2, B/2)$ ,由式(3)可得到

$$\begin{aligned} D_1 &= E\{\text{Corr}_d(\tau)\} \\ &= AN \int_{-\frac{B}{2}}^{\frac{B}{2}} \frac{1}{B} \exp[j2\pi(f_c + x)(\tau - t_0)] dx \\ &= AN \exp[j2\pi f_c(\tau - t_0)] \frac{\sin[B\pi(\tau - t_0)]}{B\pi(\tau - t_0)} \end{aligned} \quad (4)$$

式(4)中,若相关时间延迟  $\tau$  等于  $t_0$ ,则  $E\{\text{Corr}_d(\tau)\}$  取得极值,这正是散射点所在位置。相关输出  $\text{Corr}_d(\tau)$  的二阶矩可以表示为

$$\begin{aligned} D_2 &= E\{| \text{Corr}_d(\tau) |^2\} \\ &= E\{A^2 \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} \sum_{m=-N/2}^{N/2-1} \exp[j2\pi f_m(\tau - t_0)] \exp[-j2\pi f_n(\tau - t_0)]\} \\ &= NA^2 + A^2 E\{\sum_{n \neq m} \sum \exp[j2\pi f_m(\tau - t_0)] \exp[-j2\pi f_n(\tau - t_0)]\} \end{aligned} \quad (5)$$

若假设  $f_m$  和  $f_n$  统计独立,且都服从均匀分布  $U(-B/2, B/2)$ ,则由式(5)得到

$$\begin{aligned} D_2 &= NA^2 + A^2(N^2 - N) \int_{-\frac{B}{2}}^{\frac{B}{2}} \int_{-\frac{B}{2}}^{\frac{B}{2}} \frac{1}{B^2} \cdot \\ &\exp[j2\pi(f_c + x)(\tau - t_0)] \cdot \\ &\exp[-j2\pi(f_c + y)(\tau - t_0)] dx dy \\ &= NA^2 + A^2(N^2 - N) \left\{ \frac{\sin[B\pi(\tau - t_0)]}{B\pi(\tau - t_0)} \right\}^2 \end{aligned} \quad (6)$$

于是得到相关输出的方差

$$\begin{aligned} \sigma^2 &= D_2 - |D_1|^2 \\ &= NA^2 - A^2 N \left\{ \frac{\sin[B\pi(\tau - t_0)]}{B\pi(\tau - t_0)} \right\}^2 \end{aligned} \quad (7)$$

由  $\sigma^2$  及 sinc 函数的特性可知,相关输出的统计方差在  $\tau$  等于  $t_0$  时为 0,当  $\tau$  远离  $t_0$  时迅速增大,而二阶矩正好相反,这一特性反映出相关输出良好的旁瓣和噪声抑制能力。

## 2 模糊函数

不妨设点目标作线性运动,对应时延为  $t_0(q_n) = 2(R_0 + Vq_n)/c$ ,  $V$  是点目标运动速度,  $R_0$  是初始位置,  $q_i$  是步进频点  $f_i$  发射的时间。对应的参考信号时延为  $\tau(q_i) = 2(R_r + V_r q_n)/c$ ,  $R_r$  是参考信号的位置,  $V_r$  是参考信号的速度。由式(2)知道其相关输出为

$$\text{Corr}_d(\tau) = A \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} \exp\{j2\pi(f_c + f_n) \cdot [\tau(q) - t_0(q_n)]\} \quad (8)$$

令  $dR = R_r - R_0, dV = V_r - V$ , 则式(8)可写成:

$$\text{Corr}_d(dR, dV) = A \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} \exp\{j \frac{4\pi}{c}(f_c + f_n) \cdot (dR + dVq_n)\} \quad (9)$$

文献[6]定义了  $\chi(dR, dV) = \frac{\text{Corr}_d(dR, dV)}{\text{Corr}_d(0, 0)}$

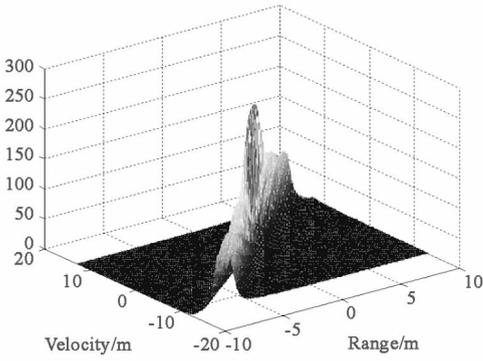
为随机频率步进信号速度与距离的模糊函数。采用式(3)~(7)类似的计算方法,可得到  $\chi(dR, dV)$  的一阶矩、二阶矩和方差如下:

$$\begin{aligned} D_1[\chi(dR, dV)] &= E\{\chi(dR, dV)\} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} \exp\{j \frac{4\pi f_c}{c}(dR + dVq_n)\} \\ &\quad \frac{\sin \frac{2B\pi}{c}(dR + dVq_n)}{\frac{2B\pi}{c}(dR + dVq_n)} \end{aligned} \quad (10)$$

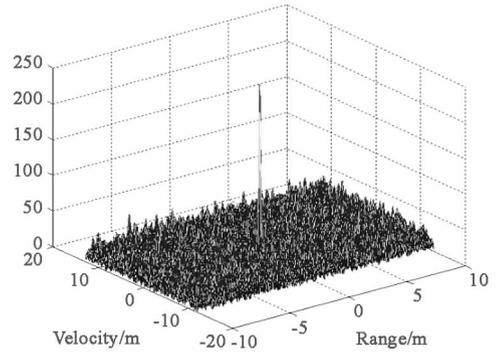
$$\begin{aligned} D_2[\chi(dR, dV)] &= E\{|\chi(dR, dV)|^2\} \\ &= \frac{1}{N} + \frac{(N-1)}{N^2} \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} \left[ \frac{\sin \frac{2B\pi}{c}(dR + dVq_n)}{\frac{2B\pi}{c}(dR + dVq_n)} \right]^2 \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} \sigma^2[\chi(dR, dV)] &= D_2 - |D_1|^2 \\ &= \frac{1}{N} - \frac{1}{N} \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} \left[ \frac{\sin \frac{2B\pi}{c}(dR + dVq_n)}{\frac{2B\pi}{c}(dR + dVq_n)} \right]^2 \end{aligned} \quad (12)$$

由式(11)、式(12)及 sinc 函数的性质知道,模糊函数  $\chi(dR, dV)$  在 0 处突出,然后迅速减小,形成图钉状。图 2 对比了均匀频率步进信号与随机频率步进信号的距离速度模糊函数。均匀频率步进信号的模糊函数呈斜刀刃形,而随机频率步进信号的模糊函数呈理想的图钉形。



(a) Linear step frequency signal



(b) Radom step frequency signal

图 2 均匀频率步进信号与随机频率步进信号的距离速度模糊函数对比

Fig. 2 Contrast of range-velocity ambiguity function between linear step frequency signal and random step frequency signal

### 3 抗干扰特性

一般 SAR 信号受压制式干扰的影响很小,但对欺骗式干扰非常敏感。欺骗式干扰信号的产生主要有两种方式,一是截获 SAR 宽带信号并分析出信号的中心频率和带宽,然后构造宽带干扰信号;另一种是直接接收回波,人为延迟并放大发射回去,称之为应答式干扰。均匀频率步进雷达信号和线性调频雷达重复发射相同的宽带信号,如果在前面截获宽带信号并构造欺骗干扰信号,那么会给 SAR 图像造成虚假散射点。随机频率步进雷达每次发射的信号都是随机的,并采用时域相关输出的方式实现高分辨成像。截获后的信号需要作分析或延迟放大才能发射干扰信号,而任意两次发射的随机频率步进信号并无相关性,故干扰信号的影响只相当于噪声信号。

假设已截获前一次的随机频率步进信号为  $w(i, t) = \exp\{j2\pi(f_c + q_i)t\}$ ,  $q_i$  是该次信号在频带

( $-B/2, B/2$ ) 内的随机样本。构造干扰信号为  $w(i, t - t_1)$ ,  $t_1$  是干扰信号的人为延迟。那么目标回波的信号为:  $X(i, t) = A s_i(i, t - t_0) + w(i, t - t_1)$ , 于是有:

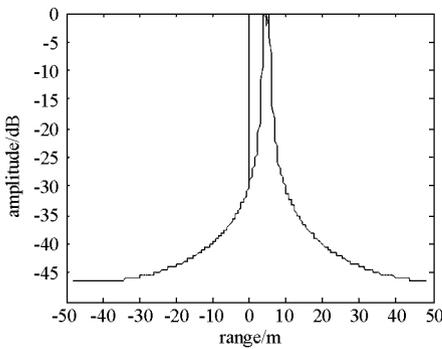
$$\begin{aligned} \text{Corr}_s(\tau) &= \sum_{i=-N/2}^{N/2-1} A X(i, t - t_0) s_i^*(i, t - \tau) \\ &= \text{Corr}_d(\tau) + \sum_{i=-N/2}^{N/2-1} \exp\{j2\pi(q_i - f_i)t \\ &\quad + j2\pi f_c(\tau - t_1) - j2\pi f_i \tau + j2\pi q_i t_1\} \end{aligned} \quad (13)$$

后面求和项要出现峰值,除非  $q_i$  等于  $f_i$ 。但由于干扰信号与发射信号不相关,  $q_i$  和  $f_i$  是不相关的随机量,故对应的相关输出不会出现峰值,而是出现类似噪声的杂波。

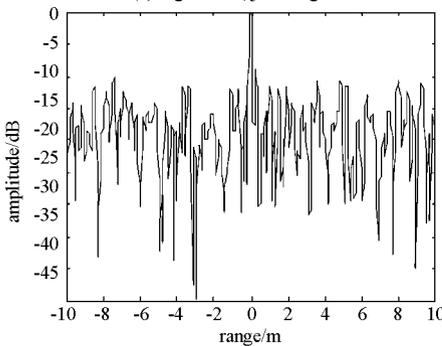
图 3 比较了欺骗式干扰下均匀频率步进信号与随机频率步进信号的距离像,其中信号干扰强度比值(以下称之为信干比)为  $-1\text{dB}$ 。图 3(a)采用的发射信号体制为均匀频率步进信号,欺骗式干扰信号也为均匀频率步进信号,干扰信号的频

带为原信号的 1.1 倍,频带全部覆盖原信号的频带。在理想的情况下,干扰信号参数与原信号完全匹配,此时采用 Dechirp 方式脉冲压缩处理后,距离像出现了与真实散射点强度差不多的虚假散射点。但通常要完全测知信号的参数是很困难的,不过可以确定大致频带范围。若宽带干扰信号与本振信号的频带有部分失配,则对应于干扰信号的虚假散射点的 sinc 脉冲函数有展宽,并导致旁瓣上升。失配越严重,干扰信号产生的虚假散射点旁瓣越宽。因此干扰信号应尽量使得干扰信号与本振信号的频带接近,这样干扰的效果才好。图 3(a)中干扰信号的频带为原信号的 1.1 倍,可以看出干扰信号产生的虚假峰值电平在 -7dB 以上,显然对图像质量有严重的影响。图 3(b)和图 3(c)发射信号体制为随机频率步进信号,欺骗式干扰信号分别为均匀频率步进信号和随机频率步

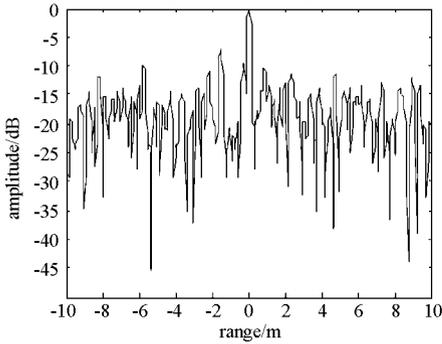
进信号。图 3(b)和图 3(c)并无多少区别,干扰信号只产生一些微弱的高频杂波,其原因可以由式 (12)解释。不论干扰信号采用何种体制,只要频率点与原发射信号的频率点不相关,成像结果都会很差。图 4 给出了欺骗式干扰下随机频率步进信号的性能曲线。在不加锐化窗条件下,信干比为 -5dB 时,峰值旁瓣比(PSLR)与积分旁瓣比(ISLR)仍然在 -10dB 以下,与信干比为 5dB 时相差不大,这反映了随机频率步进信号优良的抗干扰能力。



(a) signal:LSF, jamming: LSF



(b) signal:RSF, jamming: LSF



(c) signal: RSF, jamming: RSF

图 3 欺骗式干扰下均匀频率步进信号(LSF)与随机频率步进信号(RSF)的距离像比较

Fig.3 Comparison of the range profile between random step frequency (RSF) signal and linear frequency stepped (LSF) signal

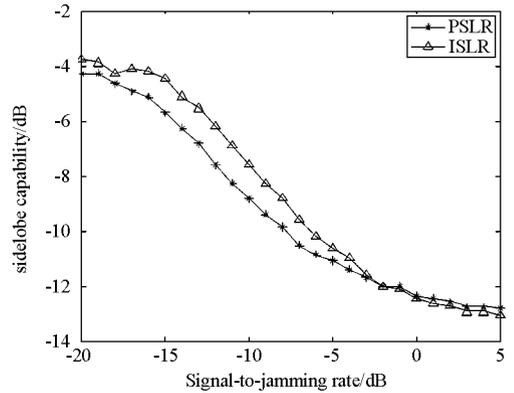


图 4 信干比与旁瓣强度的性能曲线

Fig.4 Performance curve between signal-to-jamming ratio and sidelobe

### 4 SAR 成像原理

一般宽带噪声信号均采用时域相关法成像,经典的 SAR 频率域成像算法如 RD 法、CS 法等无法直接采用。若在二维平面均采用时域相关法成像,这就是后向投影算法(Back Projection)。BP 算法是对成像区域的每一个像素,计算出它相对于雷达传感器在每个慢时间点位置的时延后,进行相干叠加得到这个像素的图像。BP 算法的原理简单,但是由于是在二维平面逐点计算,计算量非常巨大,效率远远低于频率域算法。且由于采用随机频率的波形设计,导致并不能采用快速 BP 算法。本文提出一种相关输出结合 Range-Doppler 算法处理的 SAR 成像算法。

设 SAR 传感器以条带 SAR 形式以速度  $V$  侧斜视匀速通过场景测绘区。不妨设散射点  $P_0$  在地面的二维直角坐标为  $(r_0, x_0)$ ,  $R(t)$  是全时间  $t$  时刻点目标到雷达的瞬时距离,那么

$$t_0(t) = \frac{2R(t)}{c} = \frac{2\sqrt{r_0^2 + (x_0 - Vt)^2}}{c} \quad (14)$$

频率步进波存在多普勒敏感的问题(即帧内距离徙动),因此需要对回波进行帧内运动补偿。对于第  $m$  个帧周期的第  $i$  个频点回波,其时间  $t$  可表示为  $t = t_m + iT$ ,其中  $t_m = mT_m = mNT$ 。将  $t$  代入式(14)得到:

$$\begin{aligned}
t_0(i, t_m) &= \frac{2\sqrt{r_0^2 + (x_0 - Vt_m - ViT)^2}}{c} \\
&= \frac{2\sqrt{r_0^2 + (x_0 - Vt_m)^2 - 2(x_0 - Vt_m)ViT + (ViT)^2}}{c} \\
&\approx \frac{2\sqrt{r_0^2 + (x_0 - Vt_m)^2}}{c} - \frac{(x_0 - Vt_m)ViT}{\sqrt{r_0^2 + (x_0 - Vt_m)^2}} \quad (15)
\end{aligned}$$

式(15)的近似中,忽略了二次项 $(ViT)^2$ 。将式(15)代入式(1)得到:

$$\begin{aligned}
s(i, t_m) &= \text{rect}\left(\frac{t - iT}{T_s}\right) \exp\{j4\pi(f_c + f_i)R_l(t_m)/c\} \\
&\quad \exp\{-j4\pi(f_c + f_i)\Delta R(iT)/c\} \quad (16)
\end{aligned}$$

式(16)中  $R_l(t_m) = \frac{2\sqrt{r_0^2 + (x_0 - Vt_m)^2}}{c}$ ,  $\Delta R(iT)$

$= \frac{(x_0 - Vt_m)ViT}{\sqrt{r_0^2 + (x_0 - Vt_m)^2}}$ 。式(16)即表示第  $m$  帧第  $i$

个频率点回波,其中第二项为需要补偿的帧内徙动量。实际中 $(r_0, x_0)$ 是未知的,只能采用波束中心照射到场景带的“足迹”(footprint)的位置替代。设0时刻的“足迹”的坐标为 $(r_c, x_c)$ ,则  $t_m$  时刻的“足迹”为 $(r_c, x_c + vt_m)$ ,那么帧内徙动量

$\Delta R(iT) \approx ViT \frac{x_c}{\sqrt{r_c^2 + x_c^2}}$ 。由该补偿量可以得知:

正侧视条件下,0时刻波束在地面足迹坐标为 $(0, r_c)$ 。因此,正侧视条件下, $\Delta R(iT) = 0$ 。这是可以理解的,正侧视条件下,多普勒中心频率为0,并不存在多普勒敏感。小斜视角条件下, $x_c \ll r_c$ ,

故补偿量可进一步近似写成  $\Delta R(iT) \approx \frac{x_c}{r_c} ViT$ 。大

中斜视角下, $x_c$ 的贡献不可忽略,而  $\frac{x_c}{\sqrt{r_c^2 + x_c^2}}$  表示

的是0时刻波束中心的斜视角  $\theta_0$  的正弦,故徙动量  $\Delta R(iT) \approx ViT \sin\theta_0$ 。斜视条件下存在帧内多普

勒中心频率,  $f_{dc} = \frac{2d[\Delta R(iT)]}{\lambda d[iT]} = \frac{2V \sin\theta_0}{\lambda}$ 。那么

帧内距离徙动的补偿过程表示为:

$$\begin{aligned}
s_l(i, t_m) &= s(i, t_m) \exp\{j4\pi(f_c + f_i)\Delta R(iT)/c\} \\
&= \text{rect}\left(\frac{t - iT}{T_s}\right) \exp\{j4\pi(f_c + f_i)R_l(t_m)/c\} \\
&\quad \exp\{j4\pi(f_c + f_i)\Delta R(iT)/c\} \quad (17)
\end{aligned}$$

对式(17)按式(2)的方式求距离向的相关输出得到:

$$\begin{aligned}
\text{Corr}_d(\tau, t_m) &= Aw_a(t_m) \exp\{j2\pi[f_c(\tau - \frac{2R_l(t_m)}{c})]\} \cdot \\
&\quad \sum_{i=-N/2}^{N/2-1} \exp\{j2\pi f_i(\tau - \frac{2R_l(t_m)}{c})\} \quad (18)
\end{aligned}$$

式(18)相当于是距离压缩后的点目标回波,其中  $w_a(t_m)$  表示方位向矩形窗函数,帧时间  $t_m$  相当于方位慢时间。对式(18)乘以相位调整因子,并

稍作整理得到:

$$\begin{aligned}
s_{cu}(\tau, t_m) &= \text{Corr}_d(\tau, t_m) \exp\{-j2\pi f_c \tau\} \\
&= Aw_a(t_m) \exp\left\{-\frac{j4\pi f_c R_l(t_m)}{c}\right\} \cdot \\
&\quad \sum_{i=-N/2}^{N/2-1} \exp\left\{j2\pi f_i\left(\tau - \frac{2R_l(t_m)}{c}\right)\right\} \quad (19)
\end{aligned}$$

式(19)的相位调整因子是为了方便方位向处理。对  $\text{Corr}_d(\tau, t_m)$  作距离向傅立叶变换可得到距离频率域。由于随机频率步进波的特殊性,并不能直接导出这一结果,而需要采用统计特性的方式,于是有:

$$\begin{aligned}
E\{s_{f_c}(f_\tau, t_m)\} &= E\left\{s_{cu}(\tau, t_m) \exp(-j2\pi f_\tau \tau) d\tau\right\} \\
&= Aw_a(t_m) \exp\left\{-\frac{j4\pi f_c R(t_m)}{c}\right\} \cdot \\
&\quad E\left\{\int_{i=-N/2}^{N/2-1} \exp[j2\pi f_i(\tau - \frac{2R(t_m)}{c})] \exp[-j2\pi f_\tau \tau] d\tau\right\} \\
&= Aw_a(t_m) \exp\left\{-\frac{j4\pi f_c R(t_m)}{c}\right\} \cdot \\
&\quad \int \frac{\sin B\pi(\tau - \frac{2R(t_m)}{c})}{B\pi(\tau - \frac{2R(t_m)}{c})} \exp\{-j2\pi f_\tau \tau\} d\tau \\
&= AW_r(f_\tau) w_a(t_m) \exp\left\{-\frac{j4\pi(f_c + f_\tau)R(t_m)}{c}\right\} \quad (20)
\end{aligned}$$

式(20)与经典的条带 SAR 成像公式一致,本文采用 RD 算法处理后续成像过程,其算法流程如图 5。

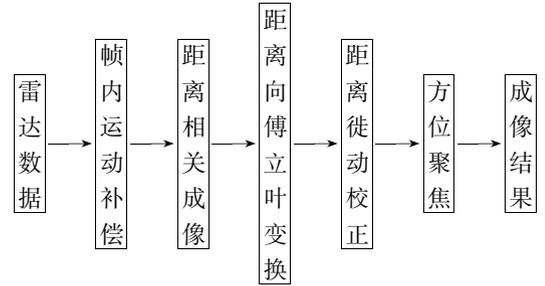


图5 随机频率步进雷达成像流程图

Fig.5 Flow chart of SAR imaging method based on random step frequency radar

## 5 仿真实验

雷达载频为 10GHz,发射信号采用随机频率步进信号,步进频点服从带宽为 100MHz 的均匀分布。平台飞行速度 100m/s,雷达平台距离场景中心线 5000m。雷达距离分辨率和方位分辨率均为 1.5m,测绘带范围为 100m × 100m,帧内频率步进脉冲数 128,帧周期数为 128,故脉冲重复频率为 16.384kHz。仿真中加入欺骗式干扰信号,信号与干扰信号强度比为 0dB。仿真目标为 5 × 5 的

点阵,按图 5 的流程最终得到 SAR 图像结果如图 6 和图 7 所示。

实验验证了算法的有效性。

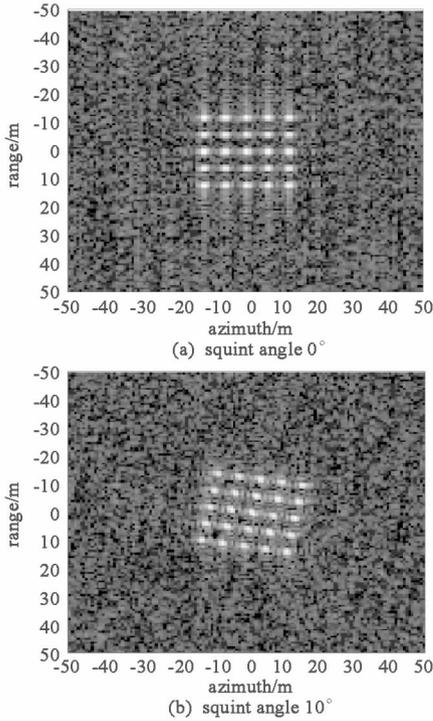
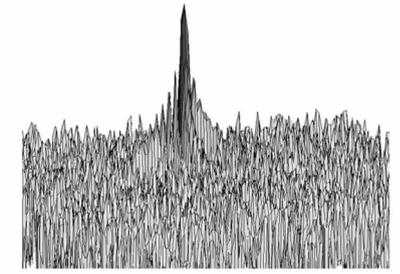


图 6 随机频率步进雷达 SAR 成像结果  
Fig.6 SAR imaging results based on random step frequency radar

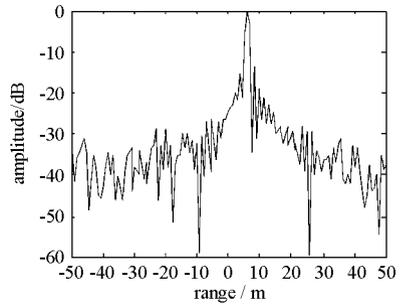
图 6(a)是随机频率步进雷达正侧视 SAR 成像结果,可以看出像点清晰,干扰信号的影响微弱,仅在周围有残余的随机斑点噪声。图 6(b)是斜视角为 10°时的成像结果,相对于正侧视而言,图像稍模糊一些,这说明帧内运动补偿存在残余,且残余量随斜视角增大而增加。图 7 是点阵中位置为(6,6)的像点的三维图和距离剖面图。由图 7(b)、(c)可知,点目标的距离像很清晰,且峰值旁瓣比在 -13dB 以下,而方位像剖面较差,峰值旁瓣比在 -8.5dB 左右。造成方位向峰值旁瓣比下降的原因是每帧的步进频率是随机的,导致距离徙动校正时会有相位残余。若采用经典的 BP 算法效果要好些,但计算量巨大,并不实用。

### 6 结束语

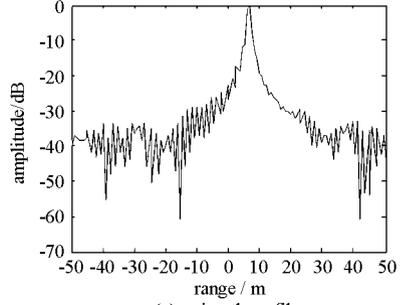
本文研究了随机频率步进雷达体制,该体制兼具连续型宽带噪声雷达和步进频率雷达的优点。随机频率步进信号易于实现,能与普通雷达信号发射体制兼容,且可以极大地降低系统瞬时带宽和采样率。通过探讨随机频率步进信号与连续宽带噪声信号的关系,分析了随机频率步进信号的距离像(即相关输出)及模糊函数的统计特性如一阶矩、二阶矩和方差等,与均匀频率步进信号做了距离像抗干扰性能的比较。最后分析了相关输出结合 RD 模式的 SAR 成像方法,并通过仿真



(a) three dimensional image



(b) range profile



(c) azimuth profile

图 7 点目标的三维图、距离向剖面 and 方位剖面

Fig.7 Three dimensional image, range profile and azimuth profile of point target

### 参考文献:

- [1] Narayanan R M, Yi X, Hoffmeyer P D, et al. Design, Performance, and Applications of a Coherent Ultra-wideband Random Noise Radar [J]. Optical Engineering, 1998, 37(6): 1855 - 1869.
- [2] Lukin K, Nesti G, Mogila A A, et al. Short Range Imaging Applications Using Noise Radar Technology [C]. The 3rd European Conference on SAR, Munich, Germany, May 2000; 361 - 365.
- [3] Xu X J, Narayanan R M. FOPEN SAR Imaging UWB Step Frequency and Random Noise Waveforms [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2001, 37(4): 1287 - 1300.
- [4] Xu X J, Ram M N. Imaging Performance Analysis of a FOPEN UWB Random Noise Radar [J]. IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2001, 4: 273 - 276.
- [5] Tarchi D, Leva D, Lukin K A, et al. SAR Imaging Using CW and Pulsed Noise Radar [C] // Proc. of the First International Workshop on the Noise Radar Technology, 19 - 20 Sept. 2002, Yalta, Crimea, Ukraine, Paper Inv. 6.
- [6] Axelsson S R J. Analysis of Random Step Frequency Radar and Comparison With Experiments [J]. IEEE Transactions on GeoScience and Remote Sensing, 2007, 45(4): 890 - 904.
- [7] Cumming I G, Wong F H. 合成孔径雷达成像——算法与实现 [M]. 洪文, 胡东辉等译. 电子工业出版社, 2007.