

# 组合调制脉冲序列在扩展合成孔径雷达测绘带宽中的应用

唐 波<sup>1,2</sup>, 王卫延<sup>2</sup>

(1. 中国科学院电子学研究所微波成像技术国家级重点实验室, 北京 100080; 2. 中国科学院研究生院, 北京 100039)

**摘 要:** 针对合成孔径雷达(Synthetic Aperture Radar, SAR)的距离模糊问题, 本文提出组合调制脉冲序列的方法. 特点是在距离向和方位向两维上对距离模糊进行抑制. 其中, 在方位向上需要使用本文给出的方位向相位调制法. 由于产生距离模糊的回波一定是两个(或多个)在不同时刻发射出的脉冲的地面回波的叠加, 可以在发射前对其分别进行不同的相移, 然后从回波中修正前者的相移, 而后者仍保留两个相移之差. 这样就使后者多普勒历程被修改而前者不变.

**关键词:** SAR; 组合调制脉冲序列; 距离模糊; 宽测绘带

**中图分类号:** TN951 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2005)06-1004-04

## Application of Combined Pulse Series Coding in Wide-Swath SAR

TANG Bo<sup>1,2</sup>, WANG Wei-yan<sup>1</sup>

(1. Nat. Key Lab of MW Imaging Tech., Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100080, China;

2. Graduated School of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100039, China)

**Abstract:** This paper presents a method of combined pulse series coding which is used to suppress range ambiguity in Synthetic Aperture Radar (SAR). This method can suppress, in both range and azimuth, range ambiguity of back scattered signals. Specially, an azimuth phase shifting method is presented and used in this combined pulse series coding method to suppress range ambiguity in azimuth. Azimuth phase shifting method is based on the fact that back scattered signals with range ambiguity are generated by pulses of different radiating time. Following this method, shift pulses by different phases firstly, and then reverse shift the back scattered signals by one of these phases. Consequently, the Doppler history of back scattered signals will be disturbed except the desired signal whose shifted phase is completely reverse shifted.

**Key words:** SAR; combined pulse series coding; range ambiguity; wide swath

### 1 SAR的距离模糊问题

方位高分辨率与宽测绘带宽的要求, 是SAR设计中不能两全的一对矛盾. 因为高分辨率与宽测绘带宽都对信道容量提出了要求, 而对于一个SAR系统, 信道容量是确定的. 一般地, 测绘带的宽度 $\delta R$ 必须满足条件 $c/PRF \geq 2\delta R$ <sup>[1~3]</sup>. 如果不满足该条件, 则观测带内有有用回波信号的时间散布超过相邻脉冲之间的间隔, 使得上一个发射脉冲的回波信号与当前发射脉冲的回波信号重叠在一起, 从而出现响应的模糊性. 为了解决这一问题, 已有多种方法提出, 如多孔径法、脉冲编码方法、分布式小卫星、自适应数字波束零点形成方法等<sup>[4~8]</sup>. 其中脉冲编码方法实际上是从距离向隔离信号, 即通过间隔发射拟正交脉冲, 然后通过相应于发出脉冲的匹配滤波器, 把各个子测绘带的回波分开. 从方位向隔离信号的方法目前

未见报道. 本文提出的组合调制脉冲序列方法, 可以从方位与距离两维上对回波进行隔离, 通过理论分析和数值仿真, 证实该方法可以获得更好的隔离效果.

### 2 组合调制脉冲序列方法

基于本文第4节提出的方位向相位调制方法, 并将其与距离向的发射非相关脉冲方法相结合, 提出了一种组合调制脉冲序列方法. 该方法实现了对不同测绘带的叠加信号从方位向和距离向的二维隔离.

设天线发射的脉冲为:

$$f_i(t) = \exp(j\omega_c t) P(t - t_n) \text{rect}\left[\frac{t - t_n}{T}\right] \quad (1)$$

其中:  $P(t - t_n) = \exp\left[j\frac{\alpha}{2}(t - t_n)^2\right]$ ,  $T$ 为脉冲持续时间,  $t_n$ 为重复发射脉冲的时刻,  $\omega_c$ 为载频,  $\alpha$ 为调频斜率.  $x_n = ut_n$

为天线相位中心的坐标, 其中  $v$  为载机速度,  $r$  为斜距,  $R = \sqrt{r^2 + (x_n - x)^2}$ , 若令  $r' = \frac{dr}{dt}$ ,  $t' = t - t_n$ ,  $\Delta R = R - r = \sqrt{r^2 + (x_n - x)^2} - r$ ,  $x_n \rightarrow x'$ , 则分布目标的回波可写为<sup>[9]</sup>:

$$h(x', r') = \iint dx dr \cdot g(x, r) f(x' - x, r' - r, r) \\ = \iint dx dr \cdot g(x, r) \exp\left[-j \frac{4\pi r}{\lambda}\right] \exp\left[-j \frac{4\pi \Delta R}{\lambda}\right] \\ \cdot P\left[\frac{2r'}{c} - \frac{2(r + \Delta R)}{c}\right] \text{rect}\left[\frac{r - (r + \Delta R)}{cT/2}\right] \\ \cdot w^2(x_n - x, r) \quad (2)$$

其中  $g(x, r)$  为地面的后向散射系数,  $w(x_n - x, r)$  为天线方向图,  $c$  为光速.

设天线照射区域依距离模糊关系划分为两个测绘带, 远近测绘带地域散射系数分布为  $g_1, g_2$ , 接收回波可以利用式(2)严格的表达. 记分别位于远近测绘带的单位散射系数的两个点目标经过解调的二维回波为  $s_1, s_2$ . 为了表达方便, 不妨忽略不同点目标回波的差异, 则接收的回波可以近似表示为(忽略无关系数)

$$s = s_1 \odot g_1 + s_2 \odot g_2 \quad (3)$$

其中  $\odot$  表示二维卷积. 进一步, 如果忽略距离弯曲(这不会影响这里讨论的问题的本质), 则可将  $s_1, s_2$  分解为距离向方位向,  $s_1 = s_{1r} \cdot s_{1a}, s_2 = s_{2r} \cdot s_{2a}$ , 则

$$s = (s_{1r} \cdot s_{1a}) \odot g_1 + (s_{2r} \cdot s_{2a}) \odot g_2 \quad (4)$$

欲从  $s$  获得  $g_1$ , 需使用  $s_1$  对  $s$  进行相关处理, 不妨设先使用  $s_{1r}$  进行距离向相关, 记该操作为  $L_{1r}$ , 再使用  $s_{1a}$  进行方位向相关, 记该操作为  $L_{1a}$ , 则处理结果为

$$g'_1 = L_{1a}(L_{1r}(s)) \\ = L_{1a}(L_{1r}((s_{1r} \cdot s_{1a}) \odot g_1)) + L_{1a}(L_{1r}((s_{2r} \cdot s_{2a}) \odot g_2)) \quad (5)$$

和式的第 1 项为  $g_1$  的无距离模糊的雷达图像, 简称  $g_1$  的像, 而第 2 项与  $g_1$  无关, 因此, 应当抑制第 2 项, 以使  $g'_1$  能够反映出  $g_1$ . 本文的工作就是围绕怎样有效抑制第 2 项而展开, 因此主要分析第 2 项. 为了抑制第 2 项, 一般方法是使  $s_{2r}$  对  $L_{1r}$  的响应很低, 这就是在距离向发射非相关信号的方法, 如脉冲编码等. 本文提出了一种在方位向上作处理的方法, 就是给  $(s_{2r} \cdot s_{2a}) \odot g_2$  乘上一个方位序列  $\varphi_a$ , 则式(5)成为

$$g'_1 = L_{1a}(L_{1r}((s_{1r} \cdot s_{1a}) \odot g_1)) + L_{1a}(L_{1r}(\varphi_a(s_{2r} \cdot s_{2a}) \odot g_2)) \quad (6)$$

选择合适的  $\varphi_a$ , 就可以使  $\varphi_a \cdot (s_{2r} \cdot s_{2a})$  对  $L_{1a}$  具有很低的响应. 至于如何加入  $\varphi_a$ , 需使用下文将详述的方位向相位调制方法. 组合调制脉冲序列方法, 就是组合使用这两种方法, 从两个方向隔离, 使隔离度进一步改善.

### 3 距离向编码法

从距离向隔离混叠回波的方法主要是脉冲编码方法, 其中的一种特例就是发射正负调频斜率的线性调频信号. 即发射脉冲为

$$u(t) = \exp(j\omega_c t + (-1)^n j\pi k_r (t - n/\text{PRF})^2) \text{rect}\left[\frac{t - n/\text{PRF}}{T}\right] \quad (7)$$

其中  $T$  为脉冲宽度,  $\omega_c$  为载频. 由于只有正负两种斜率的信号, 因此只包括两个测绘带.

式(5)中第二项的  $L_{1r}$  就是使用第  $n$  与第  $n+1$  脉冲进行相关:

$$p(\tau, n) = \int \exp((-1)^n j\pi \cdot k_r (\tau + t)^2) \\ \cdot \exp((-1)^{n+1} j\pi \cdot k_r t^2) dt \\ = \exp((-1)^n j\pi \cdot k_r \tau^2 / 2) \int \exp((-1)^n j\pi \\ \cdot 2\pi \cdot k_r (t + \tau/2)^2) dt \\ = (-1)^n \begin{cases} \frac{\exp\left[j\pi \frac{\text{sgn}(2k_r) \cdot k_r^2 \tau^2}{2k_r}\right]}{\sqrt{4k_r}} \cdot [C_1 + C_2] \\ 0 \end{cases} \\ + \text{sgn}(2k_r) j(S_1 + S_2), \quad |\tau| \leq T \quad (8)$$

式中的菲涅耳函数的具体表达为:

$$\begin{aligned} \frac{C_1}{S_1} &= \frac{C}{S} \left[ \sqrt{k_r} (T \pm \text{sgn}(2k_r) |\tau|) \right] \\ \frac{C_2}{S_2} &= \frac{C}{S} \left[ \sqrt{k_r} (T \mp \text{sgn}(2k_r) |\tau|) \right] \end{aligned}$$

$p(\tau, n) = p^*(\tau, n+1)$ , 上标星号表示共轭. 因此, 某点目标的回波经另一测绘带的距离向匹配函数处理后, 可以表示为

$$S'(\tau, n) = p(\tau, n) \exp\left[jk_a \left(\frac{n - n_0}{\text{PRF}}\right)^2\right] \quad (9)$$

式中略去了点目标的后向散射系数,  $k_a$  为方位向调频斜率,  $n_0$  为该点目标的方位向序号. 由于  $p(\tau, n) = p^*(\tau, n+1)$ ,  $S'$  在方位向上的相位受到一些破坏, 其方位聚焦效果也会受到一定程度的影响.

本文对该方法的隔离效果进行仿真研究. 仿真方法的出发点是: 地域中任取一点, 考察该点的信息在最终雷达图像中的分布情况. 该分布是由分别使用远近测绘带的匹配函数对该点回波进行处理得到的. 仿真中为了方便作对比, 把该点在远近测绘带上的信息分布图拼到了一起. 仿真所用参数: SAR 高度 400km, 测绘带近端斜距 670km, 远端斜距 850km, 载频波长 0.03m, 天线尺寸  $9\text{m} \times 0.27\text{m}$ , 信号带宽 30MHz, 脉冲宽度 7.5μs, PRF 1700Hz.

仿真结果见图 1(a)、(b). 图 1(a) 为未作任何处理时的结果, 目标点在远近两个带上都有很高的响应, 即一个点变成了多个像点, 产生了模糊. 图 1(b) 为使用了发射正负调频斜率的线性调频信号的脉冲编码方法. 由图可见, 该点在另一测绘带上的响应得到了很好的抑制, 隔离度达到了 34dB. 然而, 在方位向仍然存在一定增益. 本文的组合调制脉冲序列方法可以很好的解决这一问题. 图 1(b) 中存在三个脊, 是因为受到  $p(\tau, n) = p^*(\tau, n+1)$  的影响.

### 4 方位向相位调制法

SAR 的载频是 SAR 系统的时钟. 随基带信号发出的一

段载频信号的相位记录了发射时的时刻,当脉冲返回时,通过将该时刻与 SAR 时钟此时的时刻进行对比,得到延时的时间。叠加的回波是由相继发出的两个脉冲造成的,可以修改其中一个脉冲携带的发射时刻信息,即在发射时额外乘上一相位因子,而另一个脉冲的携带的发射时刻信息也被修改了,但修改的量不同。这样,在补偿其中一个测绘带回波的延时使其正确的同时,使另一测绘带的脉冲延时仍然不正确,从而修改其方位向回波信号。这就是方位向相位调制法的基本原理。这里,“时钟,时刻”都是对 SAR 的载频而言。

考察 SAR 的整个航迹,对它在方位向的空间采样点进行编号: 1, 2, ...  $n$  ...,  $N$ , 设在第  $n$  点发射信号载波为  $\exp(j\omega_d + j\theta_0) \cdot \exp(j\phi_n)$ ,  $n = 1, 2, \dots, N$ ,  $\omega_c$  为载波,给载波加了一个与快变时间  $t$  无关的相位  $\phi_n$ , 此即本文所称的方位向相位调制。则接收的信号解调后表示为

$$s_d(n\Delta x, t) = \exp(j\phi_n) \cdot s_1(n\Delta x, t) + \exp(j\phi_{n-1}) \cdot s_2(n\Delta x, t) \quad (10)$$

其中  $s_1(n\Delta x, t)$ 、 $s_2(n\Delta x, t)$  为两测绘带面目标的未改变脉冲携带的发射时刻信息的情况下的解调后的回波,  $\Delta x$  为地速比。现在对  $s_d(n\Delta x, t)$  作处理, 矫正第 2 测绘带回波的延时, 得

$$\begin{aligned} s_\Delta(n\Delta x, t) &= s_d(n\Delta x, t) \cdot \exp(-j\phi_{n-1}) \\ &= \exp(j(\phi_n - \phi_{n-1})) \cdot s_{d1}(n\Delta x, t) + s_{d2}(n\Delta x, t) \\ &= \exp(j\phi_n) \cdot s_{d1}(n\Delta x, t) + s_{d2}(n\Delta x, t) \end{aligned} \quad (11)$$

可以看到, 处理后得到的数据  $s_\Delta(n\Delta x, t)$  包括了第 2 测绘带的回波和方位向被  $\exp(j\phi_n)$  调制的第 1 测绘带的回波, 式 (6) 中的  $\varphi_a$  就是  $\exp(j\phi_n)$ 。同样的, 也可得到  $s'_\Delta(n\Delta x, t)$ , 使其包括第 1 测绘带的回波和方位向被  $\exp(-j\phi_n)$  调制的第 2 测绘带的回波。则有可能选取合适的  $\phi_n$ , 使  $\varphi_a \cdot (s_{2r} \cdot s_{2a})$  对  $s_{2a}$  的相关很小, 从而使两测绘带的回波在方位向上也能达到一定的隔离度。

$\phi_n$  的取值是任意的。若  $\phi_n$  为随机相位, 则可将另一测绘带上的方位向的线性调频相位关系彻底打破。假设距离向不做任何隔离处理, 仅将  $\phi_n$  设为随机相位, 仿真得图 1(c), 其隔离度达 20dB。此外,  $\phi_n$  还有其他许多有意义的取值方式, 如  $\phi_n = n^2 \cdot \frac{1}{\text{PRF}} \cdot f \cdot 2\pi$ ,  $\phi_n = n \cdot \frac{1}{\text{PRF}} \cdot f \cdot 2\pi$  等( $f$  为任意系数)。

## 5 组合调制脉冲序列法

使用组合调制脉冲序列, 即将方位向相位调制方法与脉冲编码方法结合使用, 从二维上对混叠的回波进行隔离。也就是使

$$\begin{aligned} g'_1 &= L_{1a}(L_{1r}(s)) \\ &= L_{1a}(L_{1r}((s_{1r} \cdot s_{1a}) \odot g_1)) + L_{1a}(L_{1r}(\varphi_a(s_{2r} \cdot s_{2a}) \odot g_2)) \end{aligned}$$

中, 不但  $s_{2r}$  对  $L_{1r}$  有较低的响应, 同时使  $\varphi_a \cdot (s_{2r} \cdot s_{2a})$  对  $L_{1a}$  具有很低的响应。

使用同样的仿真参数, 将图 1(b) 中使用的相位编码方法

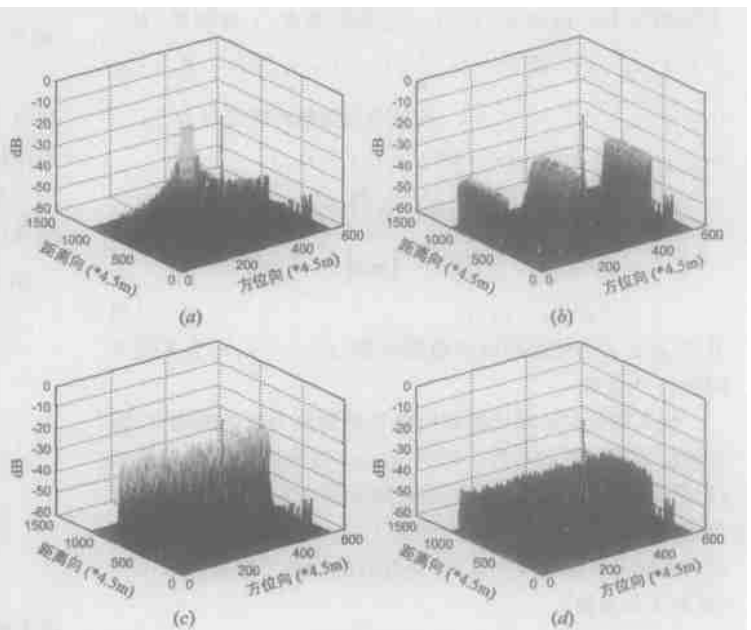


图 1 点目标成像结果

与图 1(c) 中的方位向相位调制方法结合, 经仿真, 得图 1(d), 隔离度提高到了 40dB 左右, 分别比图 1(b)、(c) 提高了大约 6dB、20dB。

由图 1 可以看到, 编码分离可以达到很好的峰值比, 但对积分比没有改善。图 1(b) 仅仅是将图 1(a) 的峰在距离向拍扁、图 1(d) 仅仅是将图 1(b) 的干扰部分抹平而已。因此, 编码的方法比较适用于峰值比比积分比更有实际意义的场合, 如对海洋上的军舰成像等。图 2

## 6 面目标仿真

本节对本文的方法应用于面目标的效果进行仿真。表示海洋上的近测绘带中有两个 A 形的强散射目标, 在远测绘带中有两个 B 形的强散射目标, 由于存在距离模糊, 这两种形状的目标相互混叠。假设海洋的后向散射系数很小。由图 3(a) 看到, B 形状目标的成像结果受到严重影响。图 3(b) 仅使用距离向互反斜率编码, 图 3(c) 使用距离向互反斜率编码并加入方位噪声。可以看到, 图 3(c) 比图 3(b) 效果好。严格的数据分析也表明, 图 3(c) B 形状目标的附近背景要比图 3(b) B 形状目标的附近背景要低。这对于目标的检测是有利的。由于篇幅所限, 图 3 仅给出

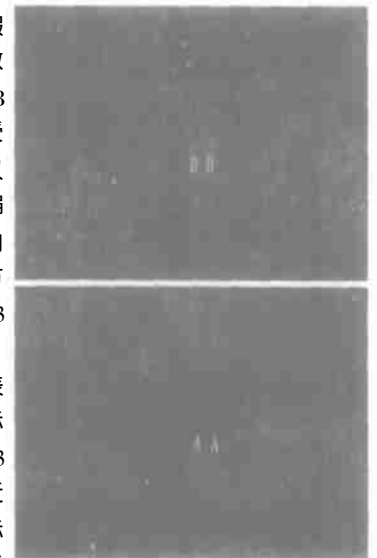


图 2 无距离模糊时远近两个测绘带成像结果

了远测绘带中两个 B 形状目标的成像效果, 与之混叠的近测绘带中两个 A 形状目标的成像效果与其相似。

## 7 讨论

本文提出了通过方位向隔离回波的新方法——方位向相位调制方法。在此方法的基础上, 提出将距离向隔离与方位向隔离进行组合, 形成了组合调制脉冲序列法。仿真表明, 组合调制脉冲序列法可以使回波的隔离度进一步改善, 并且基本上不增加系统的复杂度, 系统的信道容量不变, 而成像区域展宽, 像素点增多, 且像素点的大小与空间分辨率相当, 因此, 唯一的解释为各像素点的信息量下降, 信息量的下降就

是文中指出的积分旁瓣比的恶化造成的。然而, 对于弱背景中的强目标, 其受影响程度是很小的, 或者说弱背景对旁瓣的积分是很小的。这里的旁瓣, 是指图 1 中除主瓣以外的部分。所以, 在弱背景强目标的场合, 如海洋中的舰船, 使用脉冲编码和本文提出的方法具有显著的优势, 达到了观测场景和观测系统的优化组合。本文提出的方位向相位调制方法进一步改善了脉冲编码方法的效果。

## 参考文献:

- [ 1 ] 张澄波. 综合孔径雷达——原理、系统分析和应用[M]. 北京: 科学出版社, 1989. 87- 87.  
ZHANG Chengbo. Synthetic Aperture Radar——Principle, System analysis and Application[M]. Beijing: Science Press, 1989. 87- 87.
- [ 2 ] 斯科尔尼克. 雷达手册(第八分册)[M]. 北京: 国防工业出版社, 1978. 8- 8.

M I Skolnik. Radar Handbook( Vol. 8) [M]. Beijing: National Defence Industry Press, 1978. 8- 8.

- [ 3 ] A Currie, M A Brown. Wide swath SAR[ J]. IEE Proc F, April 1992, 139( 2): 122- 135.
- [ 4 ] J P Aguttes. New designs or modes for flexible Space borne SAR[ A]. IGARSS 2002: 2002 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium / 24th Canadian Symposium on Remote Sensing Proceedings[ C]. Piscataway, N J: Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2002. 674- 676.
- [ 5 ] H D Griffiths, P Mancini. Ambiguity suppression in SARs using adaptive array techniques[ A]. IGARSS '91: Remote Sensing, Global Monitoring for Earth Management: 1991 International Geoscience and Remote Sensing Symposium[ C]. New York, NY: Institute of Electrical and Electronics Engineers, 1990. 1015- 1018.
- [ 6 ] K Tomiyasu. Image processing of synthetic aperture radar range ambiguous signals[ J]. IEEE Trans Geosci and Remote Sensing, Sept. 1994, 32: 1114- 1117.
- [ 7 ] 李真芳, 邢孟道, 王彤, 保铮. 分布式小卫星 SAR 实现全孔径分辨率的信号处理[ J]. 电子学报, 2003, 31( 12): 1800- 1803.
- [ 8 ] M Younis, W Wiesbeck. Digital beamforming in SAR systems[ J]. IEEE Trans Geosci and Remote Sensing, July 2003, 41( 71): 1735- 1739.
- [ 9 ] Giorgio Franceschetti, Riccardo Lanari. Synthetic Aperture Radar Processing[M]. Boca Raton: CRC Press, 1999. 76- 76.

## 作者简介:



唐 波 男, 1978 年 4 月生于江苏, 博士生, 主要从事微波成像研究。E-mail: tangbo@mail. ie. ac. cn



王卫廷 男, 1947 年 10 月生于山西, 研究员, 博士生导师, 主要从事电磁散射与逆散射、微波成像原理等研究。E-mail: wywang@mail. ie. ac. cn