

一种宽测绘带 SAR 新方法的探讨¹

王小青^{***} 朱敏慧^{*}

^{*}(中国科学院电子学研究所微波成像技术国家重点实验室 北京 100080)

^{**}(中国科学院研究生院 北京 100039)

摘 要 宽测绘带 SAR 是当前星载合成孔径雷达研究的热点问题, 在需要全球动态观察或高重复周期观察局部地区的应用中都希望能进行宽测绘带成像. 该文论述了一种基于多调制方式的宽测绘带方法, 并详细论述了调制方式的选择, 盲区问题及其数据处理方法.

关键词 宽测绘带 SAR, 多调制方式, 非均匀采样

中图分类号 TN951

1 引言

SAR 是一种微波成像系统, 它利用发射脉冲的带宽来衡量距离向的分辨率, 利用回波的多普勒带宽来衡量方位向的分辨率. PRF(脉冲重复频率)即为方位向的采样频率, 因此 PRF 必须满足 Nyquist 准则, 即 PRF 要大于多普勒带宽. 实际上, 如果方位向波束的某些旁瓣回波的多普勒频率处于 PRF 整数倍附近就会产生方位向模糊. 所以为了抑制这种方位向模糊就需要比较高的 PRF. 另一方面, 如果距离向波束旁瓣的回波到达 SAR 天线的正好与主瓣回波相差整数个脉冲周期就会产生距离向模糊, 为了抑制这种距离向模糊就需要比较低的 PRF. 对于星载 SAR 来说, 星下点回波的干扰是很严重的, 为了避免星下点回波的干扰, 可以使星下点回波到达 SAR 天线的正好处于发射脉冲的时间, 即 $PRF = mc/(2H)$, m 为一个整数, H 为 SAR 平台高度, c 为光速^[1].

一般的 SAR 使用同一个天线进行信号的收发, 在发射脉冲和收 / 发切换的时候不能接收信号. 设脉冲持续时间为 T_1 , 收发切换时间为 T_2 , 令 $T = T_1 + T_2$, 则测绘带斜距范围为

$$\left(\frac{n}{PRF} + T\right) \frac{c}{2} < R < \left(\frac{n+1}{PRF}\right) \frac{c}{2} \quad (1)$$

其中 n 为一整数, c 为光速, R 为斜距.

要得到更宽的测绘带并避免距离向模糊就要采样一些特殊的方法. 在文献 [2] 中介绍了几种宽测绘带方法: Multiple elevation beam 方法, 发射时使用一个在距离向主瓣很宽的波束, 然后用几个在距离向上相邻并且较窄的波束接收, 这样可以扩展测绘带同时避免距离向模糊, 这种方法的缺点是会产生相邻波束之间的旁瓣干扰和盲区; Single phase center multibeam 方法, 发射一个方位向波束主瓣很宽的脉冲, 然后用几个方位向上相邻并且较窄的波束接收, 这样可以降低 PRF 从而扩展测绘带, 这种方法的缺点也是会产生相邻波束之间的旁瓣干扰; Displace phase centers multibeam 方法, 这种方法不存在旁瓣干扰问题, 但是会增大天线的方位向长度; 还有一种 ScanSAR 方法^[3], 这是目前最成熟的一种方法, 已经进入了实用阶段, 这种方法的缺点主要是方位向分辨单元随测绘带宽度的增大而增大. 另外在文献 [4, 5] 中介绍了两种基于多孔径接收的宽测绘带, 这类方法可以在保持分辨率的情况下扩展测绘带, 但会使飞行平台和天线的控制更加复杂.

本文介绍了一种基于多调制技术的扩展测绘带的方法, 可以在保持 SAR 分辨率的情况下扩展测绘带, 并利用变脉冲周期技术来避免盲区问题.

¹ 2002-06-12 收到, 2003-01-08 改回

2 基于多调制技术扩展测绘带的方法

如果不降低 PRF 又要扩展测绘带为原来的 k 倍, 则测绘带的斜距范围为

$$\left(\frac{n}{\text{PRF}} + T\right) \frac{c}{2} < R < \left(\frac{n+k}{\text{PRF}}\right) \frac{c}{2} \quad (2)$$

其中 T 为脉冲持续时间和收发切换时间之和。

这个测绘带包括 k 个子测绘带, 它们的范围为

$$\left(\frac{n+i-1}{\text{PRF}} + T\right) \frac{c}{2} < R_i < \left(\frac{n+i}{\text{PRF}}\right) \frac{c}{2}, \quad 1 \leq i \leq k \quad (3)$$

显然 SAR 天线接收的是这 k 个子测绘带的回波的混叠信号, 也就是第 1 个子测绘带反射的 n 个周期以前的脉冲、第 2 个子测绘带反射的 $n+1$ 个周期以前的脉冲, \dots , 第 k 个子测绘带反射的 $n+k$ 个周期以前的脉冲回波的混叠信号, 只要这连续 k 个相继的脉冲信号可以相互区分就可以实现扩展测绘带的目的。如果有 k 种可以互相区分的调制方式, 那么只要 SAR 天线轮流发射这 k 种不同调制方式的脉冲就可以实现测绘带扩展。

3 调制方式的选择

有两种多调制方案可以考虑: 用 k 种不同频带的线性调频信号和用扩展频谱多址技术。用 k 种不同频带的线性调频信号可以得到很高的隔离度, 某个频带的线性调频信号在另一种信号通道中的抑制比例由滤波器的抑制和线性调频信号的时带积共同决定, 抑制比为

$$J_1 = \left| D \int_{t=0}^{T_1} e^{-j2\pi(k/2)t^2} e^{j2\pi(k/2)t^2 + j2\pi\Delta f t} dt \right| / \left| \int_{t=0}^{T_1} e^{-j2\pi(k/2)t^2} e^{j2\pi(k/2)t^2} dt \right| < \frac{D}{T_1 2\pi\Delta f} \quad (4)$$

其中 D 为带通滤波器的衰减, Δf 为两个频带中心频率差, T_1 为脉冲持续时间。这个抑制比通常会很高。但是这种方案的缺陷是带宽利用率低。因为某种波段的 SAR 的工作频率范围有限, 而线性调频信号的带宽往往很宽, 这样就不允许有很多个频带的线性调频信号。

另一种方案是使用扩展频谱多址技术。常规 SAR 是利用线性调频信号的锐相关性来获得距离向的分辨率, 而伪随机码也同样具有锐相关性, 如果 SAR 发射伪随机码再对回波用同一个伪随机码进行相关处理同样也可以获得较高的距离向分辨率。以幅值为 1 的 m 序列伪随机码为例。设伪随机码基带信号为 $N(t)$, 它的自相关函数为

$$R_N(t) = \begin{cases} NT_c - (N+1)t, & 0 \leq |t| < T_c \\ -T_c, & T_c \leq |t| < (N-1)T_c \end{cases} \quad (5)$$

其中 N 为伪随机码周期, T_c 为码元宽度。

该函数的主瓣底宽为 $2T_c = 2/\Delta f$ (Δf 为伪随机码的带宽), 这个结果与相同带宽的线性调频信号的自相关函数主瓣底宽近似相等, 因此用伪随机码得到的斜距分辨率与用相同带宽的线性调频信号近似相等。用伪随机码对载波调制后就成为一种宽带 BPSK 信号, 这种信号的产生和自相关匹配可以用声表面波器件很方便地实现。

伪随机码的优点是带宽利用率高。仍以 m 序列为例, 码长为 $N = 2^n - 1$ 的伪随机数列有 $\Phi(N)/N$, 其中 $\Phi(N)$ 为欧拉函数^[6]。若 SAR 发射的脉冲带宽为 Δf , 持续时间为 T_1 , 则伪随机序列码长为 $\Delta f \cdot T_1$, 对于一般的 SAR 来说这个数值为几百到几千不等。一些常用码长的伪随机序列个数如表 1 所示:

表 1 常用码长的伪随机序列个数

码长	随机序列个数	码长	随机序列个数
127	18	1023	60
255	16	2047	176
511	48	4095	144

可见同样码长的伪随机序列的选择余地是很大的, 不同伪随机序列的互相关函数是很小的, 设两个幅值为 1 的伪随机序列为 $N_1(t)$ 和 $N_2(t)$, 它们的互相关函数为

$$R_{1,2}(t) = T_c \quad (6)$$

其中 $0 \leq |t| < (N-1)T_c$.

所以一种伪随机信号在另一种伪随机信号通道中的抑制约为 N 倍, 如果选用 k 种伪随机码作为 k 种调制方式, 则各个子测绘带的隔离程度取决于伪随机序列的码长, 这个抑制比为

$$J_2 = 1/N = 1/(T_1 \Delta f) \quad (7)$$

其中 T_1 为脉冲持续时间, Δf 为伪随机序列频带宽度.

通过比较可以得出以下结论: 选用 k 种不同频带的线性调频信号可以有很高的隔离度, 但是子测绘带的数目有限; 选用 k 种码长相同的伪随机码可以将测绘带扩展很多倍, 但是各个子测绘带隔离度不高, 选用哪种方案要看具体的需求.

4 盲区的解决方法

从 (3) 式可以看出在各个子测绘带之间有 $k-1$ 条盲区, 宽度均为 $T \cdot c/2$, 这是因为发射信号时不能接收而导致的, 调整脉冲重复周期可以解决这个问题, 周而复始地使用 k (k 为测绘带扩展的倍数) 种脉冲重复周期 L_1, L_2, \dots, L_k (如图 1 所示). 这 k 个重复周期满足

$$L_S = (S-1)T + L_1 \quad (8)$$

其中 S 为 2 到 k 的一个整数.

这样第 j 个脉冲的 $k-1$ 个盲区的斜距范围为

$$\left. \begin{aligned} \left[q \sum_{S=1}^k L_S + \sum_{i=j}^{m+j-1} L_i \right] \frac{c}{2} < R'_{jm} < \left[q \sum_{S=1}^k L_S + \sum_{i=j}^{m+j-1} L_i + T \right] \frac{c}{2}, \\ 1 \leq m \leq k-j+1 \\ \left[q \sum_{S=1}^k L_S + \sum_{i=j}^k L_i + \sum_{i=1}^{m-k+j} L_i \right] \frac{c}{2} < R'_{jm} < \left[q \sum_{S=1}^k L_S + \sum_{i=j}^{m+j} L_i + T \right] \frac{c}{2}, \\ k-j+2 \leq m \leq k-1 \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

其中 q 为一整数, L_1, \dots, L_k 为 k 种脉冲周期, T 为脉冲持续时间和收发切换时间

将 (8) 式代入 (9) 式, 可以得出要使得各个脉冲的盲区互相隔离就要满足:

$$\begin{array}{cccccc} 0 & 1 & 2 & \dots & & k-1 \\ 1 & 2 & 3 & \dots & k-1 & 0 \\ 2 & 3 & 4 & \dots & k-1 & 0 & 1 \\ \vdots & & & & & & \vdots \\ k-1 & 0 & 1 & 2 & \dots & k-2 \end{array}$$

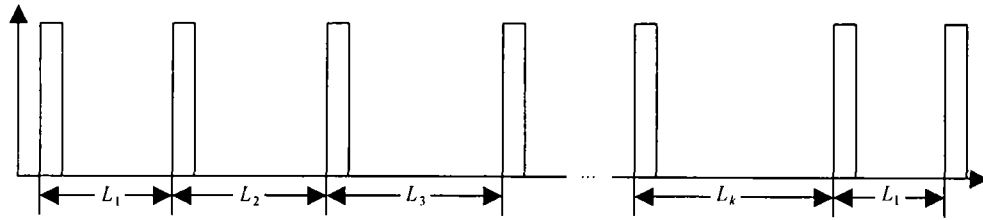


图 1 脉冲时序图

这 k 行数列中任意两行数列的前 m 个数之和不相等 ($0 < m < k$)。经过简单的推导可以得出以下结论: 如果 k 为质数则各个脉冲的盲区可以互相隔离, 如果 k 为合数则某些脉冲的盲区会相互覆盖。也就是如果 k 为质数则某个脉冲的盲区对于相邻的 $k-1$ 个脉冲都是可见的, 因此在各个脉冲的盲区上的采样率是非盲区的 $(k-1)/k$, 如果 k 为合数则在某些盲区上的采样率要更低, 但不会低于 $(k-2)/k$ 。在后续处理中可以用插值法将未采样的点补齐。

5 数据处理方法

改变脉冲重复周期就使得在方位向的采样变成不均匀采样, 在误差允许的情况下可以将这种非均匀采样近似为均匀采样, 否则就要将数据处理的方式稍加改变。

设某一个斜距单元的回波信号经过距离压缩后的方位向信号为 $s(t)$, 离散化后为 $s(n) =$

$s\left(\lfloor \frac{n}{k} \rfloor \sum_{S=1}^k L_S + \sum_{S=1}^{(n-\lfloor(n/k)k\rfloor)/k} L_S\right)$, 其中 $\lfloor \cdot \rfloor$ 表示下取整。

设采样点数 $L = kM$, 其中 M 为 2 的整数次幂, k 为子测绘带个数。将数据分成 k 组: $s_1(r) = s(kr)$, $s_2(r) = s(kr+1)$, \dots , $s_k(r) = s(kr+k-1)$, r 为一个整数, $0 \leq r \leq N-1$ 。

由于每组数据都是均匀采样, 采样周期为 $\sum_{i=1}^k L_i$ 。且采样点数是 2 的整数次幂, 所以每组信号的傅里叶变换可以用 FFT 算法, 并且每组信号的频谱是以 M 为周期重复的, 因此可以 M 为周期重复 k 次扩展为 $L = kM$ 个点。所以方位向信号的傅里叶变换为

$$\text{DFT}[s(n)] = \text{FFT}[s_1(n)] + \sum_{m=2}^{k-1} e^{-jn\omega \sum_{i=1}^{m-1} L_i} \text{FFT}[s_m(n)] \quad (10)$$

方位向匹配滤波函数的傅里叶变换也要取 L 个点。然后将 $S'(n)$ 与方位向匹配滤波函数在频域相乘再反变换。因为这时采样点数 $L = kM$, 不是 2 的整数次幂, 但 M 是 2 的整数次幂, 所以在傅里叶反变换时也可以先把频域分成 k 组, 分别进行 IFFT。

设频域相乘后的频谱为 $Y(n)$, 将其分为 k 组: $Y_1(r) = Y(kr)$, $Y_2(r) = Y(kr+1)$, \dots , $Y_k(r) = Y(kr+k-1)$, r 为一个整数, $0 \leq r \leq N-1$ 。

将这 k 个数组分别进行 IFFT 后再以 M 为周期重复 k 次, 扩展为 $L = kM$ 个点, 然后进行加权求和, 即

$$\text{IDFT}[Y(n)] = \sum_{m=1}^k e^{j(m-1)n\omega(L_1 + ((k-1)/2)T)} \text{IFFT}[Y_m(n)] \quad (11)$$

6 讨 论

本文所介绍的方法与现有的宽测绘带方法相比有如下特点: 可以在保持分辨率的情况下将测绘带扩展很多倍; 采用信道隔离的方法来隔离各个子测绘带, 而不是用多波束的方法隔离子

测绘带, 这样就降低了天线的复杂性并避免了相邻波束旁瓣抑制问题; 采用了不固定的脉冲重复频率从而克服了盲区问题。

但是此方法主要缺陷是数据处理和系统控制将变得很复杂。另外方位向的非均匀采样会带来一定程度的方位向频谱模糊。方位向频谱模糊对成像的影响及其抑制方法以及如何进一步简化系统控制并提高运算速度都有待于进一步研究。

参 考 文 献

- [1] 张澄波, 综合孔径雷达原理、系统分析与应用, 北京, 科学出版社, 1989年11月第一版, 第三章.
- [2] A. Currie, M. A. Brown, Wide-swath SAR, IEE Proc.-F, 1992, 139(2), 122-135.
- [3] R. K. Moore, Scanning spaceborne synthetic aperture radar with integrated radiometer, IEEE Trans. on AES, 1981, AES-17(3), 410-420.
- [4] G. D. Callaghan, I. D. Longstaff, Wide-swath space-born SAR using a quad-element array, IEE Proc.-Radar, Sonar, 1999, 146(3), 159-165.
- [5] Nathan A. Goodman, Sih Chung Lin, Processing of multiple-receiver spaceborne arrays for wide-area SAR, IEEE Trans. on GRS, 2002, GRS-40(4), 841-852.
- [6] 朱近康, 扩展频谱通信及其应用, 合肥, 中国科技大学出版社, 1993年1月第一版, 第四章.

A DISCUSSION ON A NEW METHOD OF WIDE SWATH SAR

Wang Xiaoqing* ** Zhu Minhui*

**(National Key Laboratory of Microwave Imaging Technology,
Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100080, China)*

*** (Graduate School, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100039, China)*

Abstract Wide swath SAR is a hotspot of the research of SAR (Synthetic Aperture Radar). In many fields of SAR application which require global and dynamic surveillance or frequent surveillance of a certain part of the earth surface, it is expected that the swath of SAR is much more wider. A new method of wide swath SAR based on multiple modulation mode is presented in this paper. The selection of modulation mode, the solution to the problem of blind zone, and the data processing method of this system are discussed.

Key words Wide swath SAR, Multiple modulation mode, Nonuniform sampling

王小青: 男, 1978年生, 博士生, 研究方向为信号与信息处理.

朱敏慧: 女, 1943年生, 研究员, 博士生导师, IEEE高级会员, 主要研究方向为计算机图像和图形学, 微波遥感与雷达技术、雷达信号与信息处理等.