

文章编号: 1007-4619(2005)01-0024-08

SAR 点目标的响应形状

黄立胜 徐永建 郑天士 王贞松

(中国科学院计算研究所, 北京 100080)

摘 要: 人们普遍认为 SAR 点目标响应是 sinc 函数形状, 但是在通常条件下, SAR 点目标看上去不象 sinc 函数形状。文章从驻留相位原理的近似性、数字信号处理和连续信号处理的差别、人类视觉检波造成的频谱扩展、SAR 的斜视等方面, 指出其原因, 并阐述了使点目标形状象 sinc 函数形状需要满足的条件。并提出 SAR 图像从复数图到模值图的转化过程需要满足的条件和处理。

关键词: 合成孔径雷达; 点目标; 低通滤波器; 内插

中图分类号: TP701 文献标识码: A

1 引 言

为了分析合成孔径雷达(SAR)的成像性能, 通常将天线的方向图简化为矩形, 那么得到的回波方位向频谱幅度是矩形。人们通常存在一个误解, 矩形天线方向图的 SAR 回波数据经过成像处理后, 点目标的响应形状“看”上去是一个 $\text{sinc}(\cdot)$ 函数形状^[1-7]。但是实际上, 这只是一种极限情形, 即线性调频信号的时带积^[2]足够大时, 频谱幅度趋向于矩形, 采样频率趋向于无穷大, 离散信号趋向于连续, 点目标的冲击响应形状趋向于 $\text{sinc}(\cdot)$ 函数形状。这种情况在实际中是不可能达到的, 因此, 回波信号经过成像处理后, 点目标的冲击响应看上去并不像 sinc 函数形状。其中 sinc 函数定义为: $\text{sinc}(x) = \frac{\sin(\pi x)}{\pi x}$ 。

2 线性调频信号的频谱以及脉冲压缩后的点目标形状

在连续信号中, 如果信号的频谱 $X(\omega)$ 为一矩形^[8], 即

$$X(\omega) = \begin{cases} 1 & |\omega| \leq \omega_m \\ 0 & |\omega| > \omega_m \end{cases} \quad (1)$$

其中 ω 是角频率, 那么, 信号在时域 $x(t)$ 是 $\text{sinc}(\cdot)$ 函数形状, 即

$$x(t) = \frac{\omega_m}{\pi} \text{sinc}\left(\frac{\omega_m t}{\pi}\right) \quad (2)$$

线性调频信号的频谱可根据驻留相位原理 (Principle of Stationary Phase) 分析^[9], 即对于线性调频信号 $s(t)$

$$s(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) e^{j\pi k t^2} \quad (3)$$

利用驻留相位原理可求得信号 $s(t)$ 的幅度谱 $|S(\omega)|$ 为

$$|S(\omega)| = \frac{1}{\sqrt{k}} \text{rect}\left(\frac{\omega}{\Delta\omega}\right) \quad (4)$$

根据驻留相位原理和(1)(2)式, 人们通常认为 SAR 脉冲压缩后的点目标是 $\text{sinc}(\cdot)$ 函数形状。但是(3)(4)式只是近似关系式, 线性调频信号的时带积越大, 近似程度越好, 反之越差。因此, 经过脉冲压缩后的点目标形状只能近似 $\text{sinc}(\cdot)$ 函数形状。当带宽 $B_\omega = 60\text{MHz}$ 时, 宽 $T_\omega = 33\mu\text{s}$ 时, $|S(f)|$ 如图 1 实际计算结果与(4)式计算结果误差平均误差为 -22.8dB 。

3 离散信号和连续信号的差别

数字信号处理有其本身的规律^[10], 产生这样的

收稿日期: 2003-02-17 修订日期: 2003-11-17

基金项目: 国家自然科学基金(NFNS 69896250-2, 60303017)资助。

作者简介: 黄立胜(1971—), 男, 1995年7月毕业于北方交通大学通信系。主要从事通信、微波遥感技术、合成孔径雷达成像信号处理方面的研究, 发表文章多篇。

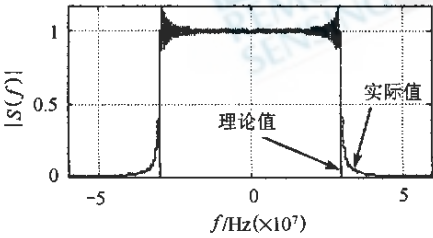


图 1 $|S(f)|$ 的理论值和实际值

Fig.1 The value of $|S(f)|$ in theory and reality

差别主要原因是,对于一个带宽有限的信号,其时域响应是无限宽的,而一个时宽有限的信号,其频谱是无限宽的。对一个带宽有限的信号采样时,只需采样频率满足采样定理即可保留所有信息,但是需要保留无限长的时宽。进行数字信号处理时,处理无限时宽的信号是不可能的,因此,必须对信号进行截短和周期延拓。从信息论的角度来看,截短导致信息的丢失,而从信号处理的角度来看,导致信号带宽扩大为无限,离散化时必然导致频谱的混叠,使离散周期信号与周期信号并不完全一样。

3.1 幅度谱为矩形的离散信号的时域形状

在离散非周期信号中,如果信号的频谱 $X(\omega)$ 为一矩形,即

$$X(\omega) = \begin{cases} 1 & 0 \leq |\omega| \leq \omega_m \\ 0 & \omega_m < |\omega| \leq \pi \end{cases} \quad (5)$$

那么(5)式时域的信号 $x(n)$, n 是离散时间,在时域是 $\text{sinc}(\cdot)$ 函数形状^[10],即

$$x(n) = \frac{\omega_m}{\pi} \text{sinc}\left(\frac{\omega_m n}{\pi}\right) \quad (6)$$

但是,在离散周期信号中,如果信号的频谱 $X(k)$ 为一矩形, k 为离散频率, N, K 为正整数,即

$$X(k) = \begin{cases} 1 & 0 \leq k < k_m \\ 0 & k_m \leq k < N \end{cases} \quad (0 < k_m < N) \quad (7)$$

对 $X(k)$ 取 IDFT^[10],得到 $x(n)$

$$x(n) = \frac{k_m}{N} \frac{\text{sinc}\left(\frac{nk_m}{N}\right)}{\text{sinc}\left(\frac{n}{N}\right)} e^{j\pi n \frac{k_m-1}{N}} \quad (8)$$

从上式可知, $|x(n)|$ 并非 $\text{sinc}(\cdot)$ 函数形状。当 $n \ll N$ 且 $K \ll 1$ 时,

$$\text{sinc}\left(\frac{n}{N}\right) \approx 1 \quad (9)$$

$$|x(n)| \approx \frac{k_m}{N} \text{sinc}\left(\frac{nk_m}{N}\right) \quad (10)$$

即 $\text{sinc}\left(\frac{nk_m}{N}\right)$ 的变化速度比 $\text{sinc}\left(\frac{n}{N}\right)$ 快 K 倍, $|x(n)|$ 的形状相当于一个慢变的 sinc 函数被一个快变的 sinc 函数调制。

3.2 时域 sinc 函数的频谱

从另一方面来说,当时域是经过截短的 sinc 函数时,其经 DFT 后的频谱也并不是矩形,而是近似矩形,如图 2。

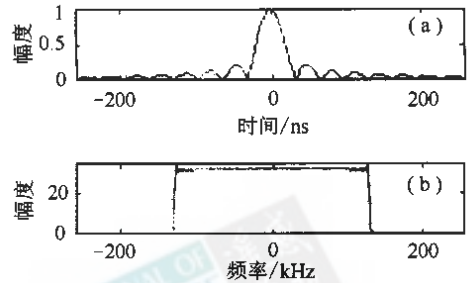


图 2 sinc 函数的波形和频谱

Fig.2 The wave form and spectrum of sinc function

在数字信号处理领域, $\text{sinc}(\cdot)$ 函数和矩形频谱并没有对应的变换关系。

4 采样率对 sinc 函数形状的影响

采样定理的根本意图是说明通过两倍于带宽的采样率所采的带限信号的信息量已经完备,与对人的感官认识并无干系。也就是说,我们完全可以用 sinc 函数与其离散时域信号的卷积来恢复连续信号。问题在于,人的视觉系统固有地具有某种低通滤波作用^[8],人们对于离散的点会不自觉的使用直线或者某种曲线连线来填充空余。到底使用什么样的曲线,与人的先验知识有很大关系,是一个不确定的问题,不确定加入本身会导致信息受到损失。人的问题与采样定理所关心的不在一个范畴。

假定要为用户显示一个有限带宽的信号,采样时按采样定理所需采样率来完成,而用户观察时需要利用与 sinc 函数卷积的方式使该离散信号无失真的复现原来的连续信号。这是采样定理所要说明的。但是,实际中由于 sinc 函数卷积的算法过于复杂,人们就采用一些简单的内插方式来完成。这种简单的内插方法使得信号的信息受到损害,所以就要求在采样时实现过采样,以达到信号的失真减小。这里过采样并未获得更多的信息,只是使后续简单的内插方式所损害的信息减少。

4.1 采样率对人眼视觉效果的影响

要从人眼的感官上看清信号的变化规律,通常只满足采样定理是远远不够的。对于一个单频的正弦信号,按照采样定理,只要在一个周期里至少采 2 个样本就可以了,但是采样结果看上去肯定不像正弦信号,而是更像三角波或方波,是一个类似...1, -1, 1, -1, 1, -1...的序列。即使用 4 倍的采样率,

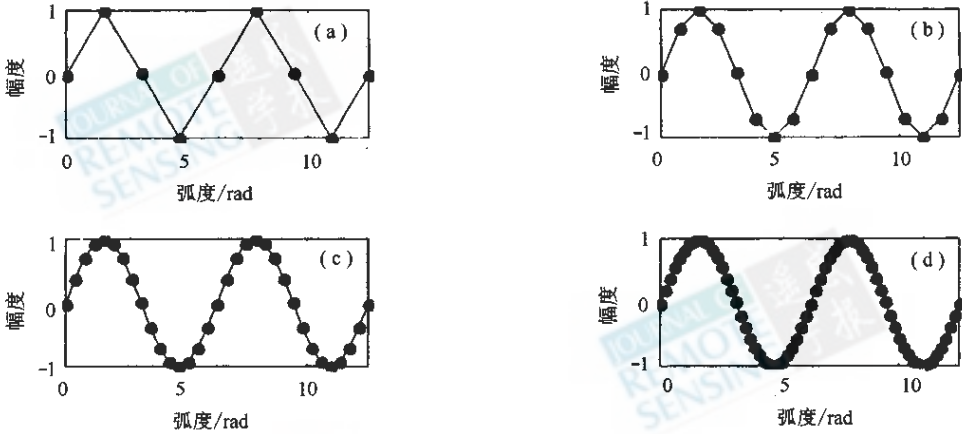


图 3 不同采样率下的 sin 函数波形

Fig. 3 The shapes of sin function under different sampling rate

(a) $f_s = 4f_{\max}$; (b) $f_s = 8f_{\max}$; (c) $f_s = 16f_{\max}$; (d) $f_s = 32f_{\max}$

假定一个连续信号 $x(t)$, 其最高频率 f_m , 与一个频率为 f_s 的冲率串 $p(t)$ 相乘后得到 $x_p(t)$, $f_m < f_s/2$, $x_p(t)$ 的频谱 $X_p(j\omega)$ 是角频率 ω 的周期函数^[8]。

$$p(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT_s) \quad (11)$$

$$x_p(t) = x(t)p(t) \quad (12)$$

$$X_p(j\omega) = \frac{1}{T_s} \sum_{k=-\infty}^{\infty} X(j\omega - k\omega_s) \quad (13)$$

其中是 $T_s = 1/f_s$ 是 $X_p(j\omega)$ 的采样周期, $\omega_s = \frac{2\pi}{T_s}$ 。采样率 f_s 越高, ω_s 越大, 频谱混叠就会越少, 对重建低通滤波器的要求就越低。

4.2 线性内插(一阶保持)滤波后的频域误差

通常,人们观察一个经过采样后信号的波形时,会自觉或不自觉对采样后该信号进行内插,想象信号经过内插后的波形。经常地,内插的办法是线性内插(一阶保持)。图 3 中的连线就是经过线性内插后的结果。下面分析不同采样率对线性内插滤波在频域误差的影响。一阶保持(线性内插)的传输函数

看上去也不太像正弦信号。这是因为,人眼的低通滤波作用和图 3 所示的离散点是否会被想象为正弦不是一回事,要从离散信号恢复出原来的连续信号,必须经过适当的低通滤波器,人眼虽然具有固有的低通滤波作用^[8],但是人眼并不是一个理想的低通滤波,而是有一定的下降坡度。图 3 是频率 $f = f_{\max}$ 正弦信号,分别用 4, 8, 16, 32 倍 $f_{\max}$ 的采样率 f_s 对其进行采样后的效果。

$H(j\omega)$ 为:

$$H(j\omega) = T_s \left[\text{sinc}\left(\frac{\omega T_s}{2\pi}\right) \right]^2 \quad (14)$$

经过一阶保持滤波的频谱为 $Y(j\omega)$, 由(14), (15)式可得(16)式

$$Y(j\omega) = X_p(j\omega)H(j\omega) \quad (15)$$

$$Y(j\omega) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} X(j\omega - k\omega_s) \left[\text{sinc}\left(\frac{\omega T_s}{2\pi}\right) \right]^2 \quad (16)$$

图 4 是矩形频谱通过一阶保持滤波的结果 (a) 是 X_p 和 H 的幅频 (b) 是一阶保持滤波后的结果 $Y(j\omega)$ 是频谱误差 $E(j\omega)$

其频谱的误差 $E(j\omega)$ 为

$$E(j\omega) = Y(j\omega) - T_s X(j\omega) \quad (17)$$

$$E(j\omega) = \sum_{k=-\infty, k \neq 0}^{\infty} X(j\omega - k\omega_s) \left[\text{sinc}\left(\frac{\omega T_s}{2\pi}\right) \right]^2 + X(j\omega) \left\{ \left[\text{sinc}\left(\frac{\omega T_s}{2\pi}\right) \right]^2 - 1 \right\} \quad (18)$$

频谱误差的总能量为

$$E_e = \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_m}^{\omega_m} X^*(j\omega) X(j\omega) \sum_{k=-\infty, k \neq 0}^{\infty} \left[\text{sinc}\left(\frac{\omega T_s}{2\pi} + k\right) \right]^2 d\omega$$

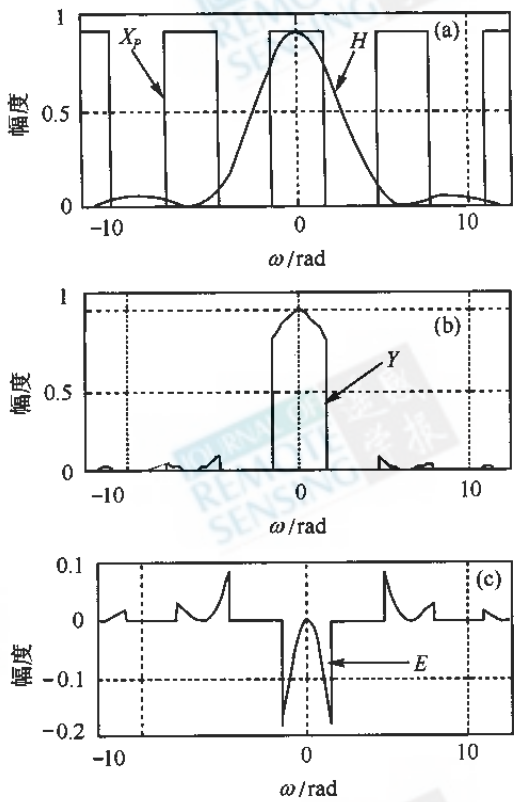


图 4 频谱矩形经过一阶保持

Fig.4 The rectangular spectrum
filtre with first-order hold

(a) $X_p(j\omega)$ 和 $H(j\omega)$; (b) $Y(j\omega)$; (c) $E(j\omega)$

$$+ \frac{1}{2\pi} \int_{\omega = -\omega_m}^{\omega_m} X^2(j\omega) [\sin(\omega T_s / (2\pi)) - 1]^2 d\omega \quad (19)$$

其中 $\omega_m = 2\pi f_m$, f_m 是带限信号的截止频率。上式中的 $[\sin(\omega T_s / (2\pi)) + k]^2$ ($k \neq 0$) 和 $[\sin(\omega T_s / (2\pi)) - 1]^2$ 都随 T_s 减少而单调递减, 当 $T_s \rightarrow 0$, $f_s \rightarrow \infty$ 时 $[\sin(\omega T_s / (2\pi)) + k]^2 \rightarrow 0$, $[\sin(\omega T_s / (2\pi)) - 1]^2 \rightarrow 0$, $E_e \rightarrow 0$ 。

当 $X(j\omega)$ 为矩形频谱时

$$X(j\omega) = \begin{cases} 1 & |\omega| \leq \omega_m \\ 0 & |\omega| > \omega_m \end{cases} \quad (20)$$

$$E_e = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega = -\omega_m}^{\omega_m} \left\{ \sum_{k=-\infty}^{\infty} k \neq 0 [\sin(\omega T_s / (2\pi)) + k]^2 \right\} d\omega + \frac{1}{2\pi} \int_{\omega = -\omega_m}^{\omega_m} [\sin(\omega T_s / (2\pi)) - 1]^2 d\omega \quad (21)$$

取 $f_m = 30\text{MHz}$, 计算在不同采样率下, E_e 的结果如表 1。由表 1 可以知道, 采样率每增加一倍, E_e/E

下降大约 12dB , 其中 E 为 $X(j\omega)$ 的能量, $E = \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_m}^{\omega_m} X^2(j\omega) d\omega$ 。

表 1 f_s 与 E_e 的关系

Table 1 The relationship of f_s between E_e

采样率 f_s/MHz	$(E_e/E)/\text{dB}$
66	- 10.64
132	- 21.86
264	- 33.69
528	- 45.68

4.3 检波后频谱的混叠

在观察 SAR 点目标形状时, 需要先对经过匹配滤波后的回波信号进行取模(检波), 我们最后看到的效果是经过检波, 然后内插的结果。通常, 信号的过零点并不正在采样点上, 对信号进行线性内插滤波会带来更大的误差。

检波是一个非线性滤波过程, 本身不能用线性系统的方法来分析, 但是对于频域矩形, 时域是 sinc 函数的信号来说, 仍然可以检波过程是 sinc 函数同一个周期方波、一个符号函数相乘的结果。由于周期方波和符号函数都是无限带宽的, 检波过程将导致信号的频带无限展宽, 原来的采样率不再满足采样定理的要求, 必然会导致频谱发生混叠。

检波后得到的信号 $|x(t)|$ 的频谱 $A_x(j\omega) = F(|x(t)|)$ 因检波是一个非线性过程, 不能直接求得检波后的频谱, 但对于一个特定的 sinc 函数 $x(t)$

$$|x(t)| = \sin(\omega_m t / \pi) r(\omega_m t) \text{sig}(\omega_m t) \quad (22)$$

其中 $r(\omega_m t)$ 是一个周期方波, $R(j\omega)$ 是其 Fourier 变换 $\text{sig}(\omega_m t)$ 是符号函数, 当 $\omega_m t \geq 0$ 是为 +1, 否则为 -1, $\text{SIG}(j\omega)$ 是其 Fourier 变换, 根据(22)式, 则有

$$A_x(j\omega) = X(j\omega) * R(j\omega) * \text{SIG}(j\omega) \quad (23)$$

A_x 比较复杂, 显式求解比较困难, 可以利用一个足够高的采样率对 $|x(t)|$, 用 FFT 计算 $|x(t)|$ 的频谱。图 5 是 $x(t)$ 和 $|x(t)|$ 的频谱, $f_m = 30\text{MHz}$, $f_s = 66\text{MHz}$, 图 6 是 $|x(t)|$ 经过采样后频谱发生混叠的情况。

由于检波后频谱发生展宽和混叠, 幅频特性、 E_e 与信号的时延 t_d 有关, E_e 是 t_d 的周期偶函数, 周期为 T_s 。图 7 是发生混叠后 $|x(t)|$ 的频谱 $A_x(j\omega)$ 和经过一阶保持滤波后残余的频谱误差 $E(j\omega)$ 。表 2 给出在不同采样率 f_s 、不同时延 t_d 下, 检波后再线

性内插得到的信号与 $|x(t)|$ 能量的误差。

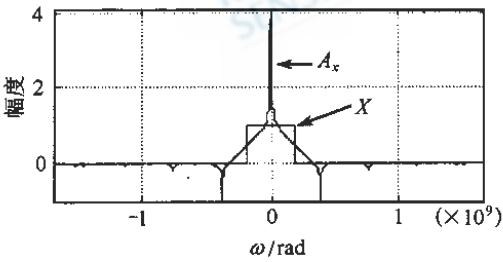


图 5 $x(t)$ 和 $|x(t)|$ 的频谱
Fig.5 Spectrums of $x(t)$ and $|x(t)|$

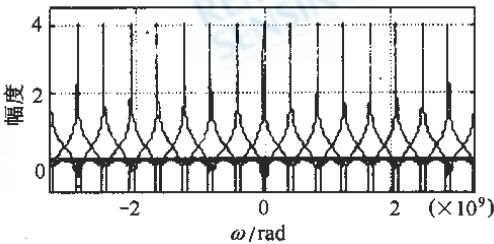


图 6 $|x(t)|$ 离散后的频谱混叠情况
Fig.6 Spectrum aliasing of $|x(t)|$ after sampling

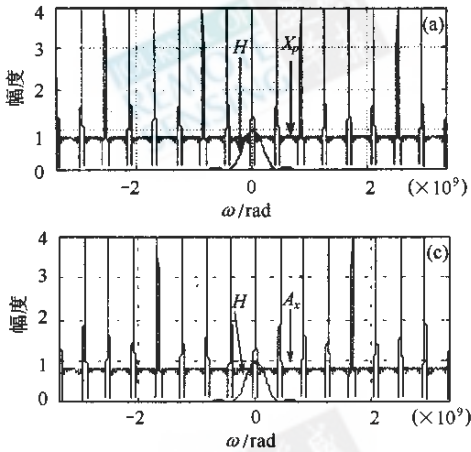


图 7 $|x(t)|$ 离散后的频谱和滤波后误差
Fig.7 Spectrum aliasing of $|x(t)|$ after sampling and error after filtering
(a) $A_x(t_d=0)$; (b) $E(j\omega, t_d=0)$; (c) $A_x(t_d=1/(2f_s))$; (d) $E(j\omega, t_d=1/(2f_s))$

sinc 函数内插的一个缺点是不直观,不易想象。简单的,可以用样条插值(Spline)^[12]来重建信号。

5 SAR 点目标冲击响应形状的与 sinc 函数的差距

SAR 成像的过程相当于一个二维的线性调频信号的压缩过程,在矩形天线方向图和矩形发射脉冲

表 2 检波后 f_s 与 E_e 的关系

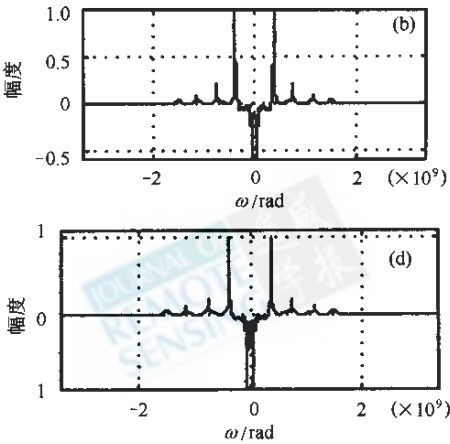
Table 2 The relationship of f_s between E_e after demodulation

$(E_e/E)/\text{dB}$	t_d		
	0	$\frac{1}{4f_s}$	$\frac{1}{2f_s}$
f_s/MHz			
66	-13.14	-9.91	-7.98
132	-18.78	-17.93	-17.05
264	-25.87	-27.00	-28.91
528	-37.74	-36.38	-35.30

4.4 利用带限内插重建信号

sinc 函数是带限信号,对其进行检波后会造成频谱发生混叠,因此,需要在检波时利用理想低通滤波器进行带限内插。内插后的结果相当于提高了采样率,检波发生的频谱混叠减少^[11]。带限内插用下式计算:

$$x_r(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x(nT) \text{sinc}(f_s(t - nT)) \quad (24)$$



情况下,如果 SAR 工作在正侧视模式,点目标的频谱近似矩形,但是如果 SAR 工作在斜视模式,点目标的频谱近似菱形,而且不同的算法得到频谱略有不同,图 9 是星载 SAR 经 Chirp Scaling^[13,14]算法的点目标频谱。

只有在频谱是矩形情况下,时域才可能是二维的 sinc 函数。在斜视模式下点目标形状和 sinc 函数有较大的差别。

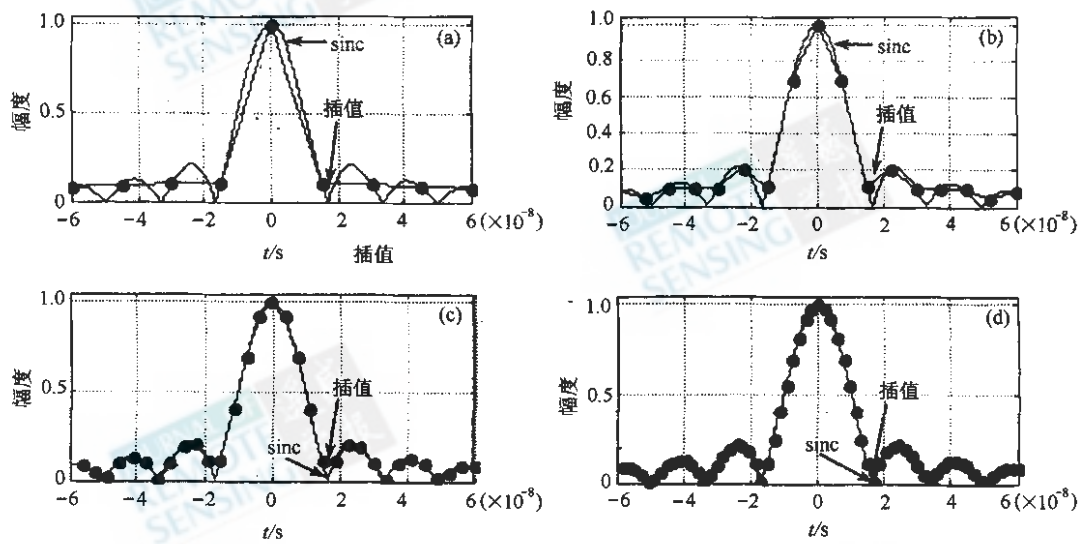


图 8 $|x(t)|$ 离散后再线性内插的结果

Fig.8 Reconstruction of $|x(t)|$ from its samples using liner interpolation
(a) $f_s = 66\text{MHz}$; (b) $f_s = 132\text{MHz}$; (c) $f_s = 264\text{MHz}$; (d) $f_s = 528\text{MHz}$

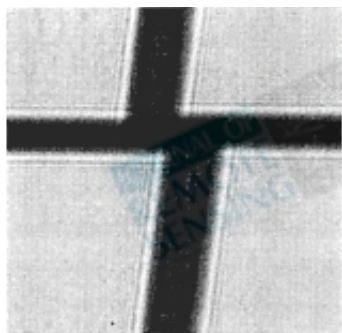


图 9 CS 成像后的星载 SAR 点目标频谱
Fig.9 The spectrum of a space-borne SAR point target after imaging

下面以星载 L-SAR 为例 ,比较成像处理后点目标响应形状与 sinc 函数的差距。仿真的参数和表 3 模拟点在赤道上 ,卫星飞行方向自南往北 ,波束扫描点移动速度大约 6850m/s ,多卜勒带宽约为 1681Hz。

表 3 星载 L-SAR 仿真的参数

Table 3 Parameter of space-borne L-band SAR			
波长 λ/m	0.24	天线直径 D/m	9
脉冲带宽 B_w/MHz	60	卫星高度 H_s/km	632
脉冲时宽 $T_w/\mu\text{s}$	33	卫星速度 $V_s/(\text{m/s})$	7450
采样率 f_s/MHz	66	升交角 $(^\circ)$	97.9
PRF/Hz	1800	距离 R/km	705

表 4 是利用仿真得到的信号和理论计算得到的

$\text{sinc}(\cdot)$ 函数进行比较 ,在距离向和方位向上的能量误差 E_e/E (dB)。图 10 是仿真得到的 SAR 点目标形状和 $\text{sinc}(\cdot)$ 函数的比较。由表 4 和图 9 可以知道 ,仿真得到的 SAR 点目标形状和 $\text{sinc}(\cdot)$ 函数略有差距 ,但是由于相对于信号带宽 ,采样率不是很高 ,线性内插的误差比较大。在 SAR 系统中 ,由于数据量很大 ,采样率不能取得很高 ,一般为信号带宽的 1.1 倍 ($f_s \approx 1.1B$) ,线性内插大约会带来 10dB 的能量误差。

表 4 星载 L-SAR 仿真的结果

Table 4 The simulating results of space-borne L-band SAR		
$(E_e/E)/\text{dB}$	无内插	线性内插
距离向	-23.57	-12.97
方位向	-21.88	-12.67

6 从复数图到模值图的转化

SAR 复数图到灰度图的转化过程中 ,需要经过取模(检波) ,必然导致信号频谱发生展宽和混叠 ,从而不满足采样定理^[10]的要求。为了满足采样定理 ,可以在取模前进行升采样 ,取模后滤波、降采样。

图 11 是滤波后的点目标的形状 ,表 5 是加滤波前后的点目标指标比较 ,实验中的采样率是 66MHz ,带宽是 60MHz。

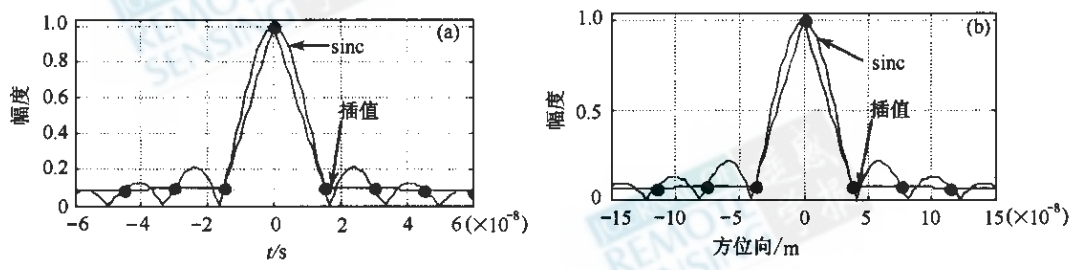


图 10 星载 L-SAR 点目标形状和 $|\text{sinc}(\cdot)|$ 函数的比较
(a) 距离向 ; (b) 方位向
Fig.10 The comparison of space-borne L-SAR point target with sinc function
(a) Range ; (b) Azimuth

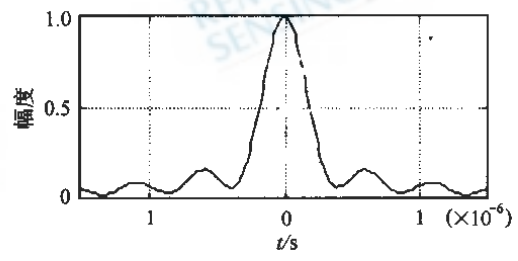


图 11 滤波后的点目标

Fig.11 The form of point target after filtering

表 5 加滤波前后的点目标指标比较

Table 5 The comparison of point target's image parameter		
	滤波前	滤波后
峰值旁瓣比	-13.2657	-16.0367
积分旁瓣比	-9.7233	-11.3976
分辨率/s	1.47×10^{-8}	1.69×10^{-8}

7 结 论

通过分析和仿真表明 ,点目标的冲击响应和 $\text{sinc}(\cdot)$ 函数之间有一定的差距 ,主要是由以下几个原因引起的 :

- (1) 线性调频信号的时带积不是无限大 ,频谱幅度只是近似矩形。
- (2) 进行数字信号处理时对信号进行截短 ,造成能量丢失。
- (3) 截短必然导致频谱无限扩张 ,频谱必然会有一部分发生混叠 ,采样率越高 ,混叠越少。
- (4) SAR 的斜视导致频谱幅度偏离矩形。

我们观察 SAR 点目标的冲击响应形状时 ,通常是经过取绝对值 (检波) 和几插 (低通滤波) 。检波会使频谱进一步扩张 ,一阶保持滤波和理想低通滤波

有一定的差距 ,采样率较低时 ,检波和内插和的结果会有较大误差 ,最后看到的效果和采样率有很大关系。

参 考 文 献 (References)

[1] Curlander J C , McDonough R N , Synthetic Aperture Radar Systems and Signal Processing[C] . New York : John Wiley & Sons Inc . , 1994 .

[2] Zhang D B . Principle System Analyze and Application of Synthetic Aperture Radar[M] . Beijing : Science Press , 1989 . [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 .]

[3] Chris Oliver , Shaun Quegan . Understanding Synthetic Aperture Radar Images[M] . Artech House , Boston . London , 1995 .

[4] Yu W D . Research of SAR Signal Processing[D] . Nanjing University of Aeronautics and Astronautics , 1997 . [禹卫东 . 合成孔径雷达成像信号处理研究[D] . 南京航空航天大学博士论文 , 1997 .]

[5] Liu Y T . Technology of Radar imaging[M] . Harbin : Harbin Institute of Technology , 1999 . [刘永坦 . 雷达成像技术[M] . 哈尔滨 : 哈尔滨工业大学出版社 , 1999 .]

[6] Georgio Franceschetti , Riccardo Lanari . Synthetic Aperture Radar Processing[M] , Washington , CRC Press , 1998 .

[7] Soumekh . Synthetic Aperture radar Signal Processing with Matlab Algorithms[M] . New York : John Wiley & Sons Inc . , Chapter 1 , 1999 .

[8] Oppenheim A V . Signals & Systems[M] . Prentice Hall Inc . , New York , 1997 .

[9] Raney R K . A New and Fundamental Fourier Transform Pair[A] . Proc . IGARSS'92[C] . 1992 , 106—107 .

[10] Oppenheim A V . Digital Signal Processing[M] . Prentice Hall Inc . , New York , 1997 .

[11] Sophocles J . Orfanidis . Introduction to Signal Processing[M] . Prentice Hall Inc . , New York , 1996 .

[12] Sun J G . Computational Graphics[M] . Beijing : Tsinghua University , 1998 . [孙家广 . 计算机图形学[M] . 北京 : 清华大学出版社 , 1998 .]

[13] Raney R Keith , Runge H , Bamler Richard , et al . Precision SAR

Processing Using Chirp Scaling[J]. *IEEE Trans. on Geoscience and Remote Sensing* , 1994 , **32** (4) : 786—799.

Processing Squint Mode SAR Data [J]. *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems* , 1996 , **32** (1) : 121—133.

[14] Davidson G W , Cumming I G , Ito M R. A Chirp Scaling Approach

The Shape of SAR Point Target Response

HUANG Li-sheng , XU Yong-jian , ZHENG Tian-yao , WANG Zhen-song

(*Institute of Computer Technology , Chinese Academy of Sciences , Beijing 100080*)

Abstract : It was said that the shape of a point target response is just a sinc function after forming in synthetic aperture radar (SAR) systems. But this idea is a mistake actually. The shape of a point target response can be close as a sinc function shape under some limited conditions. For example , if the time-band width product of a chirp signal is large enough and the spectrum of the chirp signal is close to rectangular , the sequence is long enough to enable more energy of signal being kept down , and the sampling frequency is high enough to ensure less aliasing of the spectrum.

Since the last shape is the modulus of a point target , the spectrum of the last shape is extended far away and the spectrum may have more aliasing , and any low-pass filters can not restore the signal satisfactorily. Usually , a linear-interpolation , which is a first-order hold low-pass filter (LPF) , is used to restore signal. It may have more errors than ideal LPF under lower sampling frequency. A higher sampling frequency may make the last shape of point target response more close to the shape of sinc function.

Because the spectrum will be extended during the process of demodulation , it may result in aliasing. To change the complex image to modular image , the signal needs upsampling and a low-pass filter before demodulation , and downsampling after demodulation.

Specially , more difference may be derived from a two-dimension sinc function shape for the shape of a point target response of a Squint Mode compared with a side-look SAR since its spectrum has more difference from rectangular than a side-look SAR.

The reasons of the shape of a point target response differing from a sinc function are analyzed , and simulation results have been presented to support the analysis in this paper.

Key words : Synthetic Aperture Radar (SAR) ; point target ; low pass filter (LPF) ; interpolation