

微波成象中多采样率信号预处理方法

李文德 王振荣 薛明华

(北京航空航天大学 205 教研室, 北京 100083)

摘要 在实际微波成象系统中, 其模糊成象窗口往往远大于目标成象窗口. 据此我们提出一种有效的成象前多采样率预处理方法. 它可以很好地压缩原始频域数据, 降低成象处理数据量和对计算机存储空间的要求, 提高数字成象处理效率. 为验证该方法的可行性, 文中最后给出了对微波暗室采集数据的处理结果.

关键词 微波/雷达成象; 多采样率处理; 成象算法

1. 引言

基于 SAR/ISAR 原理的高分辨率微波成象, 已经被广泛应用于地质测绘、遥感、军事侦察、电磁散射测量以及非侵入性检测等领域. 其距离向和方位向高分辨是分别通过发射宽带信号和借助孔径综合原理实现的. 距离向分辨率: $\Delta R_r = c/2B$, c 为光速, B 为信号带宽. 方位向分辨率: $\Delta R_a = \lambda/2\Theta$. λ 为波长, Θ 为孔径综合角. 通常, 微波成象系统所采集到的数据中含有大量与成象目标无关的信息, 因此, 若能消除这些信息, 就有可能压缩成象数据, 减小数据存储空间, 进而达到提高数字成象处理效率之目的. 本文利用实际成象系统中模糊窗口经常远大于目标成象窗口这一特征, 通过文中介绍的多采样率预处理方法, 来实现这一目标. 为了讨论方便, 我们限定成象为线性调频转台成象系统^[1].

2. 微波成象中多采样率信号预处理方法原理和实现

为分析方便起见, 我们先讨论转台成象原理和预处理方法. 随后, 讨论多采样率成象预处理原理和实现方法.

(1) 转台成象原理 图 1 为实验转台成象系统框图. 为简单起见, 设 FM 发射信号为: $S_T(t, \theta) = A \exp[j(2\pi f_0 t + \pi k t^2)]$, $|t| < T/2$. 其中, A 为包络幅度, f_0 为中心频率, k 为调频斜率, T 为脉冲宽度, θ 为转角. 参照图 2 孔径综合几何图, 并假设成象目标二维反射率密度函数为 $g(x, y)$, R_0 为转台中心到等效天线中心距离. 此外, 被成象目标处于平面波照射中(在微波暗室, 可利用紧缩场技术), 则可导出如下混频后归一化信号^[2]为

1992.05.04 收到, 1992.08.16 定稿.

李文德 男, 1965 年生, 讲师, 现从事微波成象、信号分析和处理、雷达目标特征和识别、工程图纸自动读取识别等方面的研究

王振荣 男, 1941 年生, 副教授, 从事微波电路和系统、电磁散射测量和预估、高分辨率雷达成象和系统、紧缩场系统、目标雷达可探测性等方面的研究.

薛明华 男, 1953 年生, 讲师, 现从事微波和射频电路、微波成象和系统、低散射测量支架、RCS 计算和测量等方面的研究.

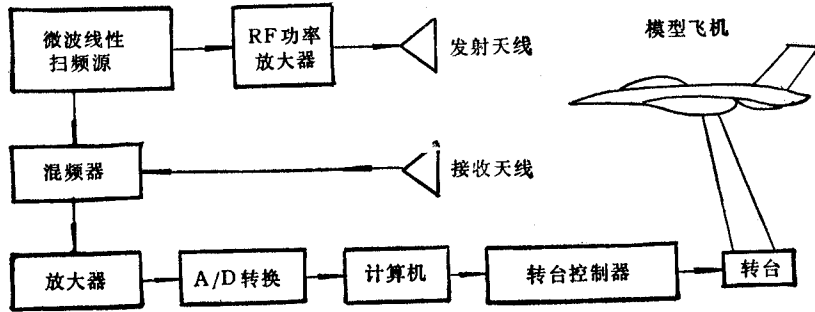


图1 试验成象系统框图

$$S_M(t, \theta) = \iint_Q g(x, y) \exp[-j4\pi f(t)(R_0 + x \sin \theta + y \cos \theta)/c] dx dy, \quad |t| \leq T/2 \quad (1)$$

上式中, Q 为积分区域, c 为光速, $f(t) = f_0 + kt$. 对(1)式求逆, 作极直坐标变换并离散化, 去掉常数因子, 可获得目标的二维象 $g'(x, y)$:

$$g'(x, y) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} S_M(t_m, \theta_n) f(t_m) \exp[j4\pi f(t_m)(R_0 + x \sin \theta_n + y \cos \theta_n)/c] \quad (2)$$

其中, $\theta_n = -\Theta/2 + n\Theta/(N-1)$, $0 \leq n \leq N-1$, $t_m = -T/2 + mT/(M-1)$, $0 \leq m \leq M-1$. 如果直接计算(2)式来获得目标反射率密度的二维象, 需要作二次求和叠加, 运算量很大. 于是, 人们依据不同成象条件, 通过对(2)式做各种近似处理, 推导出了几种快速算法. 其中比较著名的有: 距离-多普勒法 (R-D 法)^[2], 投影-解投影法^[3], 频域插值 R-D 法^[4], 孔径分割法^[5]以及频域分割法^[6]等. 这些算法的共同之处是都用到了 FFT 作纵向分辨处理. 考虑到实际处理时, 孔径被离散成 N 个点, 因而纵向处理至少需做 N 次 M 点长 FFT 运算. 若 M 很大, 则运算量就很可观. 事实上, M 的大小取决于纵向模糊窗口 ΔR_m 和发射信号带宽 B . 对单路解调系统, 可导出它们之间的关系: $\Delta R_m = (M-1)c/(4B)$. 而对转台上目标成象, 还需满足: $\Delta R_m > R_0 + D_r/2$, 其中 D_r 为实际纵向成象窗口 (总是大于或等于目标纵向最大延伸尺寸). 实际成象时, 一般 R_0 和 B 的值都很大, 故 M 值也大. 以 $R_0 = 1000\text{m}$, $B = 2\text{GHz}$, $D_r = 3\text{m}$ 为例, 可算得 $M > 26746$. 然而, 如果注意到实际场合有 $\Delta R_m > D_r$, 那么, 我们就可以利用多采样率信号处理原理^[4]降低 M 的值, 达到提高运算效率, 降低计算机存储空间的目的. 但对横向处理, 由于一般横向模糊窗口比较接近目标成象窗口, 故采用多采样率信号处理降低 N 值意义不大. 顺便指出, 与采用多样率信号处理密切相关的理论是波数理论^[7]. 关于它在数字成象处理中的潜在应用, 限于篇幅, 本文不作讨论.

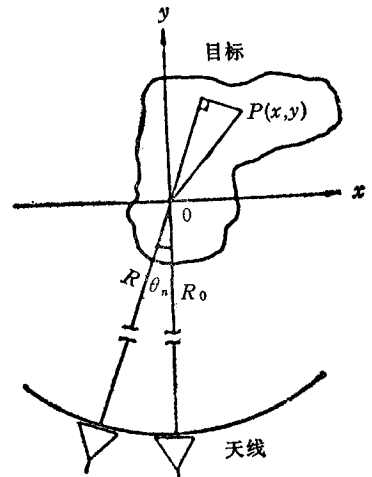


图2 孔径综合几何图

(2) 多采样率信号预处理原理和方法 图3示出了多采样率信号预处理框图。这

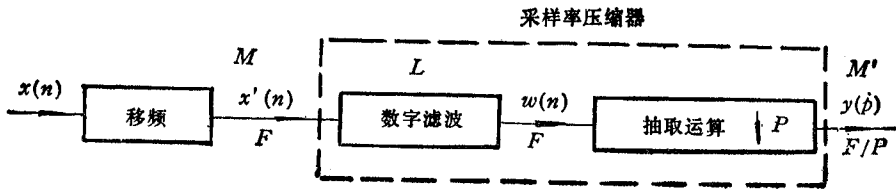


图3 多采样率预处理框图

里输入信号 $\{x(n)\}$ 为 $\{S_M(t_m, \theta_n) | 0 \leq m \leq M-1\}$ 。经过图3中的频移处理后, 可得到一组 $g(x, y)$ 的二维离散 DFT 谱线 $\{G(F_m, F_n) | 0 \leq m \leq M-1\}$, 其中, $F_m = 2f(t_m) \sin(\theta_n)/c$, $F_n = 2f(t_m) \cos(\theta_n)/c$ 。事实上, 只要对 $x(n)$ 乘上调制因子 $\exp[j4\pi f(t_m)R_0]$, 综合(1), (2)两式即可得到。图3中虚线内部分构成了一个采样率压缩器。它由两级构成: 数字滤波和抽取运算。滤波处理是为了滤除目标成像窗口外的其它信号分量, 压缩信号频带。只有这样才有可能通过后面的抽取运算, 达到降低输出序列长度的目的。抽取运算对输入的序列每隔 P 点抽取一点输出。其数学关系式可表为: $y(p) = w(p \cdot P)$ 。 P 称为抽取因子, 其大小直接影响输出数据量。整个采样率压缩器的输入和输出响应之间的关系式为^[4]:

$$y(p) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h(k)x'(p \cdot P - k) \quad (3)$$

当数字滤波器接近理想低通特性时, 即有

$$H(e^{j\omega}) \approx \begin{cases} 1, & |\omega| < \pi/P \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (4)$$

那么, 采样率压缩器输出和输入频谱之间有如下关系式^[4]:

$$Y(e^{j\omega}) \approx X'(e^{j\omega})/P, \quad |\omega| < \pi \quad (5)$$

从上式可以看出, 输入信号的谱在输出端被放大了 P 倍, 同时, 信号带宽也被压缩到为原来的 $1/P$ 。假定原先信号带宽为 $F/2$, 那么, 经过抽取运算后, 信号带宽变成 $F/(2P)$ 。根据采样定理, 这必然会在输出信号中出现频谱混叠现象。因此, 有必要在抽取运算前面加一级数字滤波运算, 使频谱混叠造成的影响降到可以忽略的程度。在具体设计数字滤波器时, 一个基本问题是如何确定参数 P 。我们前面已经提到, 实际成像感兴趣的是成目标的象。而目标以外的其它物体不是我们所需要的。因此, 理论上可以选择 P 为实际成像系统的纵向模糊窗口尺寸与目标成像窗口尺寸之比, 即 $P = 2\Delta R_m/D_r$ 。然而, 实际应用中, P 的值应略小一些。这样有利于放宽滤波器通带和过渡带的指标, 便于滤波器设计。至于阻带特性, 只要它做到对目标成像窗口外其它分量数据有足够大的衰减即可。此外, 在多采样率信号处理中, 通常选择滤波器类型为线性相位 FIR。过大的 P 值, 意味着 FIR 滤波器的抽头过多, 给实现带来困难。此时, 不妨采用多级采样率压缩器级联方式实现抽取 $\downarrow P$ 运算。业已证明^[4], 这样做可以大幅度放宽滤波器的特性指标。图4, 图5, 图6和图7示出了多采样率预处理的结果。图4为成像飞机模型, 图5为 $x(n)$ 的功率谱。图5中标出飞机的大至位置。经过移频和采样率压缩处理, 最后输出图7飞机一维距离象。这里 FIR 滤波器的响应 $|H(e^{j\omega})|^2$ 如图6所示。抽取因子 $P = 6$ 。从以上的分

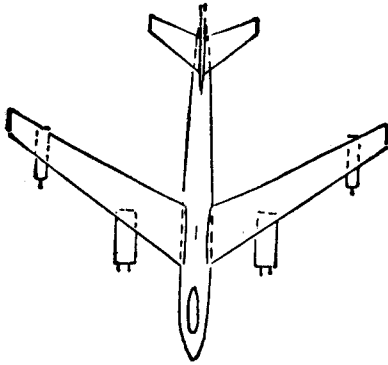
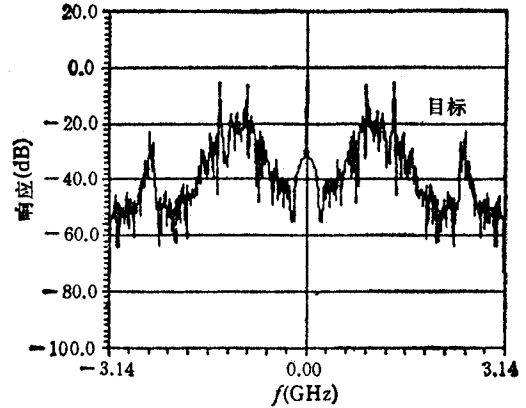
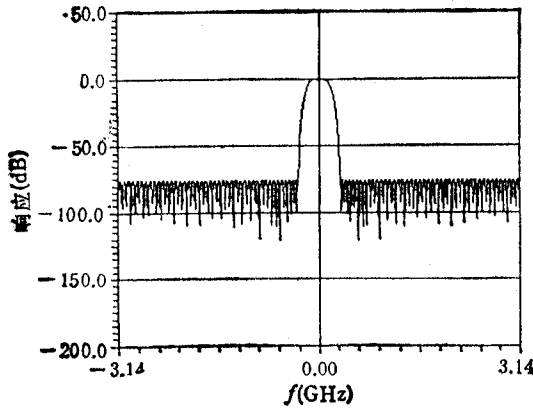
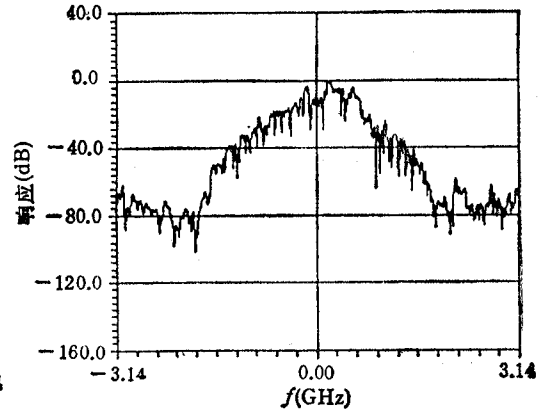


图4 成象模型飞机俯视平面简图

图5 $x(n)$ 的功率谱
图中横坐标应为角频率 (rad)图6 FIR 滤波器的功率响应
图中横坐标应为角频率 (rad)图7 成象窗口的一维距离象
图中横坐标应为角频率 (rad)

析可以看出,目标的二维信息(空域谱)得以很好的保留。因而,可以利用预处理后的数据进行成象处理。

现在讨论图3的预处理给成象处理带来的存储空间和运算量上的变化。设原始采集到的频域数据为 MN 点((2)式),则经过多采样率预处理后,频域数据变为 $M'N$ 点。其中, M' 的值与抽取级数有关。对单级抽取, $M' = \lceil (M + L - 1)/P \rceil$, $\lceil n \rceil$ 表示大于或等于 n 的最小整数, M 是输入信号序列长度(也就是频域数据纵向采集点数), L 是 FIR 滤波器抽头数。对多级抽取(假定由 Q 级采样率压缩器级联构成),从前往后顺序抽取因子为: P_1, P_2, \dots, P_Q , 滤波器抽头数为: L_1, L_2, \dots, L_Q 。每级抽取输出样本长度为: M_1, M_2, \dots, M_Q 。则可通过递推关系式得出最后输出序列长度 M' : $M_i = \lceil (M_{i-1} + L_{i-1} - 1)/P_i \rceil$, $i = 1, 2, \dots, Q$, $M_0 = M$, $M' = M_Q$ 。由于 $M' \ll M$,故真正成象处理时输入的数据量大大减小,相应地,降低了计算机的存储空间。在运算量上,若用 R-D 法作成象处理,纵向分辨处理总运算量为: $O(MNL + M'N \log M')$, 其中, $O(MNL)$ 为数字滤波运算量。相比于直接纵向处理运算量: $O(MN \log M)$, 可以发现,二者处于同一量级。但如果注意到 FFT 的长度由于 $M' \ll M$ 而大为缩短,那么,可以比较方便地用硬件实

现纵向分辨和多采样率预处理,可望做到实时或准实时 R-D 成象. 对高质量成象,此时需要其它算法替代 R-D 法. 以频域插值 R-D 法为例,可以估算出多采样预处理使得插值运算量降低 $O[(M - M')N(R + R')]$, 假定插值后频域数据量不变, R 和 R' 分别为插一个纵向和横向频域点所需的运算量. 通常在频域插值 R-D 法中,插值的运算时间要比作二维 FFT 时间长. 因而,采用多采样率预处理可以提高整个成象处理速度. 实际成象处理也证实了这一点. 此外,多采样率预处理输出的频域数据比原始频域数据更有利于作高分辨率外推成象,对此,我们将另文讨论.

3. 实验结果和结论

实验系统框图见图 1. 实验在微波暗室内进行,室内装有紧缩场系统,能够保证照射到目标上的电磁波为平面波. 系统发射的线性调频信号为 8—12GHz,脉冲宽度 $T = 16\text{ms}$,转台到天线距离为 $R_0 = 15.5\text{m}$. 线性相位 FIR 低通滤波器抽头数为 94,通带宽度为 0.8m,过渡带宽度为 1.2m,滤波器参照文献[6]给出的程序设计. 纵向模糊窗口宽度为 38.4m. 这里选抽取因子 $P = 25$. 原始频域数据样本数为 1024×64 ,预处理后数据样本数为 45×64 . 图 4 为实验用的模型飞机平面简图. 图 8 为直接对原始频域数据成出的象. 图 9 用多采样率预处理后的频域数据成出的象,二者都是用投影-解投影算法作成象处理. 对比图 8 和图 9,可以看出,二者的象是基本一致的. 这也说明本文介绍的方法是切实可行的. 至于用其它成象算法处理结果也是一致的,这里就不作进一步说明.

上面两节的分析和实验结果均表明:用降低采样率的方法来压缩成象频域数据,提高成象处理速度和降低存储空间是可行的.

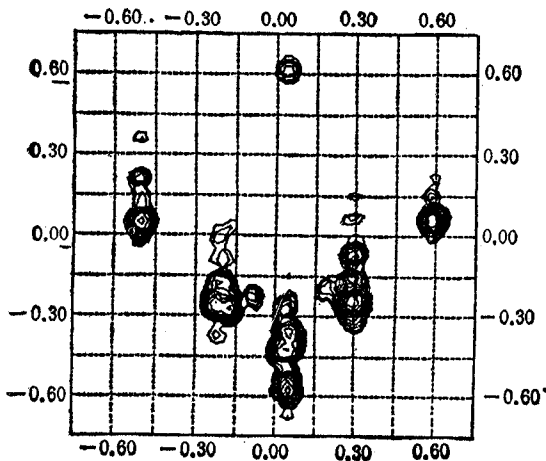


图 8 利用原始频域数据直接成象结果(等值线图)

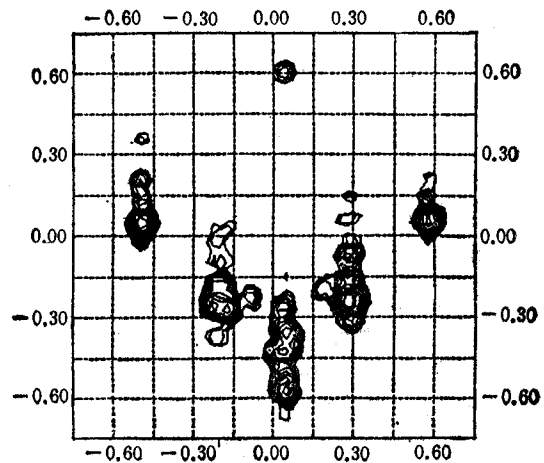


图 9 利用变采样率处理数据成象结果

参 考 文 献

- [1] D. L. Mensa, *High Resolution Cross-Section Imaging*, Artech House, (1991), chs. 2, 3.
- [2] 张澄波著,“综合孔径雷达——原理、系统分析和应用”,科学出版社,北京,1989年.
- [3] D. C. Ausherman et al., *Development in Radar Imaging*, *IEEE Trans. on AES*, AES-20 (1984) 4, 363—398.

- [4] R. E. Crochiere et al., Interpolation and Decimation of Digital Signal, *Proc. IEEE*, **69** (1981) 3, 300—331.
- [5] O. Rioul, M. Vetterli, Wavelets and Signal Processing, *IEEE Signal Processing Magazine*, Oct. 1991, pp. 14—18.
- [6] T. W. Parks et al., Chebyshev Approximation for Nonrecursive Digital Filters with Linear Phase, *IEEE Trans. on CT*, **CT-19**(1972)3, 189—194.

AN EFFICIENT MULTIRATE PREPROCESSING TECHNIQUE FOR MICROWAVE IMAGING

Li Wende Wang Zhenrong Xue Minghua

(*Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083*)

Abstract A effective multirate preprocessing technique for microwave imaging is presented. This technique has the advantages of largely compressing the original collected spectral data and reducing computational complexity of some imaging algorithms. Also, the preprocessed spectral data is suitable for off-line superresolution imaging processing.

Key words Microwave/Radar imaging; Multirate processing; Imaging algorithms