

一种 SAR 高效数字去斜方法的研究

骆飞^{1,2} 王岩飞¹ 牛晓丽¹ 曹舸^{1,2}

(1. 中国科学院电子学研究所 北京 100190; 2. 中国科学院大学 北京 100049)

摘要: 在分析现有去斜方法的基础上,提出了一种改进的合成孔径雷达(SAR)高效数字去斜方法。当 SAR 发射信号脉宽能够覆盖距离向观测范围时,使用小于发射信号带宽的采样率进行欠采样,实现回波信号的距离向去斜接收,经快速傅里叶变换(FFT)完成脉冲压缩,可无混叠的恢复目标信息。该方法能够有效降低系统采样率,从而降低系统对于 ADC 器件的要求,减小了之后的数据处理量和存储量,为 SAR 系统的微型化实现提供了解决途径。给出了改进的数字去斜方法的理论分析和数学推导,并通过仿真实验论证了该方法的正确性和有效性。

关键词: 合成孔径雷达;宽带及超宽带线性调频信号;接收端去斜;快速傅里叶变换;欠采样

中图分类号: TN958 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.99

Study of a high efficient digital dechirp approach on SAR

Luo Fei^{1,2} Wang Yanfei¹ Niu Xiaoli¹ Cao Ge^{1,2}

(1. Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China;

2. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

Abstract: Based on the analysis of existing dechirp approaches, this article provides a modified high efficient digital dechirp approach on synthetic aperture radar(SAR). Under the premise that the pulse width is longer than the main irradiation area, sampling rate lower than the bandwidth of transmitted signal can be applied to receive the echo signal in range with dechirp. The dechirped signal is then compressed after FFT without aliasing. The method highly reduces the sampling rate, thereby decreases the requirement on ADC devices and then reduces the pressure upon following signal processing and storage. It provides an effective way to realize the miniaturization of SAR. The article puts forward theoretical analysis and mathematical derivations of this improved digital dechirp approach, and the accuracy and effectiveness of the method have been verified by the formulation and simulation.

Keywords: synthetic aperture radar (SAR); wideband or ultra-wideband LFM signal; dechirp-on-receive; FFT; undersampling

1 引言

合成孔径雷达(synthetic aperture radar, SAR)作为一种高分辨率成像雷达已在军事和民用方面得到广泛应用。为了获取观测区域或观测目标更多的信息, SAR 必须具备更高的分辨率,这就要求发射信号为宽带或超宽带信号^[1],而由此导致对系统的硬件要求提高,尤其对 AD 采集设备、数据存储及处理设备的要求更高。因此,如何解决宽带、超宽带信号的接收问题成为 SAR 的一个关键技术^[2-4]。

目前, SAR 领域中常用的一种宽带信号接收处理方式称作去斜方法(dechirp),又称为 STRETCH 处理方法或宽带压缩法。该方法简单高效,一方面,与传统匹配滤波方法

需要两次傅里叶变换(FFT)运算相比,去斜方法只需要一次 FFT 即可实现信号的脉冲压缩,从而降低了运算量;另一方面,去斜方法能够有效的降低接收信号的带宽和系统采样率,这样便减小了数据处理量和存储量,提高了数据处理速率。所以,使用去斜方法进行信号接收采集,在实现高分辨率的同时,能够降低采样率,减少数据采集难度和数据处理量,很好的解决了宽带及超宽带信号的接收问题^[5-8]。

现有常用的去斜方法主要包括接收端模拟去斜(dechirp-on-receive)^[9-10]和中频数字去斜^[11-12]。当雷达发射信号脉宽能够覆盖距离向观测范围时,采用接收端模拟去斜方法可以降低系统采样率,减小数据处理量和存储量,提高数据处理速率^[7-8]。该方法原理简单、应用成熟,国际

上很多 SAR 系统均采用了此种去斜方法^[13-19],如美国圣地亚(Sandia)国家实验室研制的 Lynx SAR^[13]和 miniSAR^[14],杨柏翰大学(Brigham Young University, BYU)研制的 μ SAR、NuSAR、microSAR 与 slimSAR^[15],德国研制的 MiSAR^[16]等。但接收端模拟去斜方法的系统复杂、成本较高,且容易引入非线性误差,导致校正较为困难^[18],于是数字去斜方法正获得越来越多的关注。与模拟去斜相比,已有的数字去斜方法能在数字域实现信号的去斜接收,既省去了复杂的模拟设备,又避免了模拟本振信号引入的误差干扰,因此降低了系统复杂度和成本,减小了误差校正难度^[11]。但中频数字去斜方法增加了数据采集设备、数据存储及处理设备的复杂度。本文提出一种改进的 SAR 高效数字去斜方法,利用小于发射信号带宽的采样率对雷达回波信号进行欠采样,在数字域完成信号的去斜接收,最后经 FFT 实现距离向压缩处理。本方法降低了系统采样率,减小数据处理量和存储量,提高了处理精度和速度,有利于 SAR 系统的微型化。

首先从去斜原理出发,分析已有去斜方法,之后提出一种改进的数字去斜方法,并对其进行数学推导及分析,最后通过仿真实验验证了该方法的正确性和有效性。

2 改进的 SAR 数字去斜方法

2.1 现有去斜方法

现有常用的去斜方法主要包括接收端模拟去斜和中频数字去斜。接收端模拟去斜是指用与发射信号调频斜率相反的模拟参考信号和接收到的雷达回波信号相乘,去除相位中随时间变化的二次项,得到点目标的单频信号,然后对其进行采样,完成信号的模拟去斜接收,最后经 FFT 实现回波信号的压缩处理。

假设雷达发射信号调频斜率为 K_r ,脉宽为 T_r ,观测范围 D 对应的回波时间为 T_d ($T_d = \frac{2D}{c}$),观测范围中心位置 R_c 对应的回波时间为 t_c ($t_c = \frac{2R_c}{c}$)。首先,系统生成一个调频斜率为 K_r 、脉宽为 T_{ref} ($T_{ref} \geq T_r + T_d$)、以 t_c 为中心的模拟线性调频信号作为参考信号,然后将其与回波信号相乘,去除相位中随时间变化的二次项,得到单频正弦波信号,正弦波信号的频率 f_r 与目标的斜距 R_0 成正比,其表达式为 $f_r = -K_r(t_0 - t_c)$ ($t_0 = \frac{2R_0}{c}$)。然后,这些单频信号经过低通滤波和放大,去除观测范围外的信号,再利用低通高精度 ADC 进行采样,便实现了回波信号的去斜接收。最后,将采样得到的数字形式的回波信号进行 FFT,完成回波信号的距离向压缩处理。

根据接收端模拟去斜的原理可知,去斜后信号的带宽为 B_d ($B_d = K_r T_d$),当发射信号脉宽能够覆盖观测范围,即 $D \leq \frac{cT_r}{2}$ 时,就能保证去斜后的信号带宽小于发射信号

带宽,即 $B_d < B_r$,这样便可以使用小于发射信号带宽的采样率完成回波信号的接收,达到降低数据运算量和存储量的效果。然而,模拟去斜方法要求生成带宽更大的模拟参考信号,因此线性度要求更高,同时需要校正由模拟参考信号引入的非线性误差,而且模拟参考信号生成设备和混频器的存在,导致该方法硬件开销大、成本高、系统复杂。

现有数字去斜方法一般在中频进行,利用高速 ADC 对雷达回波信号进行完整采样,然后在数字域和生成的数字参考信号相乘,实现信号的去斜接收。由于能够生成理想的宽带数字参考信号,所以避免了由模拟参考信号引入的非线性误差,降低了误差校正难度,同时也节省了硬件开销,降低了系统成本。然而,文献[11-12]中提出,为保证信号的完整性,在中频采样时常常采用满足奈奎斯特采样定理的采样率,对 SAR 回波信号直接采样,于是该方法无法达到降低采样率的目的,因此对系统的 ADC 设备、数据存储及处理设备的要求较高,导致其在微型化 SAR 的应用存在一定的局限性。

2.2 改进的 SAR 数字去斜方法

针对现有去斜方法,本文提出一种改进的 SAR 数字去斜方法,其原理如图 1 所示。该方法原理是用小于 SAR 发射信号带宽的系统采样率对 SAR 回波信号进行欠采样,得到数字形式的回波信号,然后在数字域,将数字回波信号与数字参考信号相乘,利用线性调频信号的时频关系,得到完整正确的单频正弦波信号,完成回波信号的数字去斜接收。最后经 FFT,实现回波信号的距离向压缩处理。采用这种改进的数字去斜方法,既能够降低系统难度、成本、尺寸、功耗和干扰等,也能够降低采样率,减小数据处理量和存储量,提高处理速度和精度。

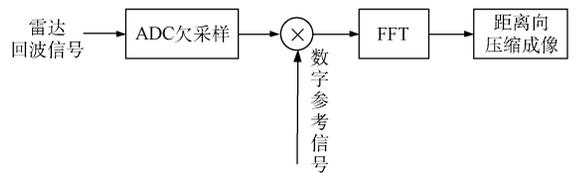


图 1 改进的数字去斜方法原理

设 SAR 回波信号表达式为:

$$s(t) = \text{rect}\left[\frac{t-t_0}{T_r}\right] \exp\{j\pi K_r(t-t_0)^2\} \quad (1)$$

式中: $\text{rect}\left[\frac{t}{T_r}\right]$ 为距离向包络,定义为:

$$\text{rect}\left[\frac{t}{T_r}\right] = \begin{cases} 1, & |t| \leq T_r \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (2)$$

参考信号表达式为:

$$s_{ref}(t) = \text{rect}\left[\frac{t-t_c}{T_{ref}}\right] \exp\{-j\pi K_r(t-t_c)^2\} \quad (3)$$

$S(f)$ 为 $S(t)$ 的 FFT 变换结果, $S_{ref}(f)$ 为 $S_{ref}(t)$ 的 FFT 变换结果。

使用小于信号带宽的采样率 f_s , 采样后, 利用驻定相位原理(POSP)分别求得 $S(f)$ 、 $S_{ref}(f)$ 在采样率范围内的频谱数字表达式为 $S(k)$ 与 $S_{ref}(k)$ 。

$$S(k) = \text{rect} \left[\frac{k\Delta f}{f_s} \right] \exp \left\{ -j\pi \frac{(k\Delta f)^2}{K_r} - j2\pi k\Delta f t_0 \right\} \quad (4)$$

$$S_{ref}(k) = \text{rect} \left[\frac{k\Delta f}{f_s} \right] \exp \left\{ j\pi \frac{(k\Delta f)^2}{K_r} - j2\pi k\Delta f t_c \right\} \quad (5)$$

式中: $\Delta f = f_s/N$, N 为 FFT 长度。

将数字回波信号与数字参考信号复乘得到数字单频信号表达式 $s_o(k)$ 。

$S_o(k)$ 为 $s_o(k)$ 的 FFT 结果, 根据傅里叶变换的性质可知, $S_o(k)$ 等于 $S(k)$ 与 $S_{ref}(k)$ 的频域卷积, 即:

$$S_o(k) = S(k) \otimes S_{ref}(k) =$$

$$K_r f_s \text{sinc} \left\{ \frac{f_s}{K_r} [k\Delta f + K_r(t_0 - t_c)] \right\} \times \exp \left\{ j\pi \frac{(k\Delta f)^2}{K_r} - j2\pi t_c k\Delta f \right\} \quad (7)$$

式中: 当 $k\Delta f = -K_r(t_0 - t_c)$, 即 $k = -K_r(t_0 - t_c)N/f_s$ 时, $S_o(k)$ 输出达到峰值, 即:

$$S_o(k)_{\max} = K_r f_s \exp \{ j\pi K_r(t_0^2 - t_c^2) \} \quad (8)$$

$K_r T_r^2$ 表示发射信号的时宽带宽积 TBP, 对于 SAR 系统而言, TBP 通常在 10^3 量级, 所以 $K_r(t_0^2 - t_c^2)$ 为整数, 故 $|\exp \{ j\pi K_r(t_0^2 - t_c^2) \}| = 1$, 于是输出峰值为:

$$S_o(k)_{\max} = K_r f_s \quad (9)$$

由此可知, 经欠采样数字去斜处理后, 回波信号的距离向压缩输出峰值位于 $f_r = -K_r(t_0 - t_c)$ 处, 这与接收端模拟去斜得到的结果是相同的。

由信号处理的知识可知, 当系统采样率 f_s 不满足奈奎斯特采样定理, 即 $f_s < B_r$ 时, 采样后的回波信号频谱在频域将会发生混叠, 此时信号无法通过频域滤波的方式恢复出来。

由采样导致的频率变化可以通过采样方程表示^[1]。设 SAR 复信号采样前的频率为 f , 采样后的频率为 f_1 , 则存在以下关系:

$$f_1 = -[\text{round}(f_1/f_s)] \times f_s \quad (10)$$

式中: round 表示取整。复信号欠采样前后的时频关系如图 2 所示。

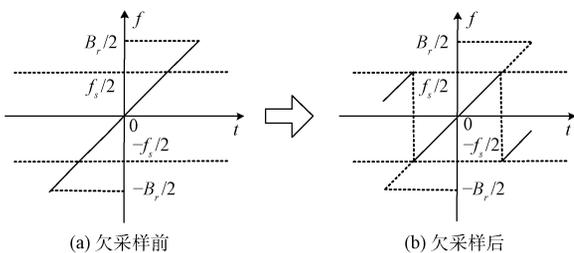


图 2 回波信号欠采样前后的时频图

通过图 2(b)可以看出, 线性调频信号经欠采样后, 频率与时间仍然成线性关系, 频率值变化范围为 $[-f_s/2, f_s/2]$, 且在时间上频率各部分是完全分开无重叠的。因此, 可以充分利用信号的时频关系正确恢复出原始信号。

假设雷观测范围内存在点目标 A, 通过模拟去斜, A 点回波信号去斜前后的时频关系如图 3(a) 所示; 通过欠采样后的数字去斜, A 点回波信号去斜前后的时频关系如图 3(b) 所示, 图 3(b) 中的数字参考信号可以看作是由图 3(a) 中模拟参考信号与 A 点回波信号同步欠采样得到。由图示可以看出, 欠采样后得到的单频信号的时频关系与模拟去斜得到的单频信号完全一致, 欠采样去斜得到的单频信号的信号持续时间仍然为 T_r , 没有损失。所以, 经欠采样数字去斜处理后信号的频率间隔为 $\Delta f = K_r \Delta t$, 信号的持续时间均为 T_r 。由 FFT 的性质可知, 对时间宽度为 T_r 的等频信号, 经 FFT 后, 其主瓣宽度为 $\Delta f = 1/T_r$, 目标在频域上的分辨率为 Δf , 故对应的时域分辨率为 $\Delta t = \Delta f / K_r = 1/K_r T_r = 1/B_r$, 对应的距离分辨率为 $\rho_r = c/(2B_r)$ 。因此, 欠采样数字去斜后得到的分辨率与接收端模拟去斜方法得到的结果是一致的。

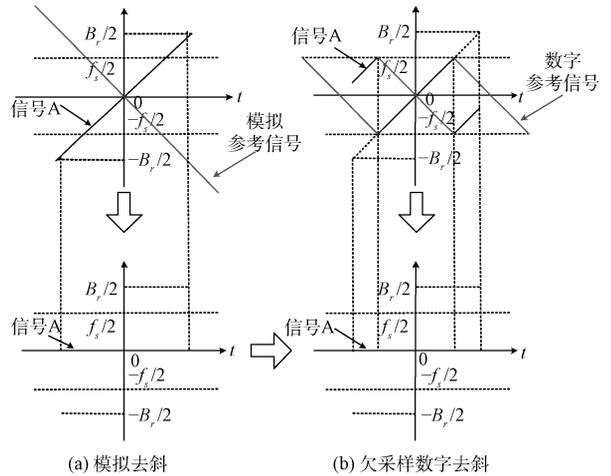


图 3 模拟去斜与改进的数字去斜信号时频关系

实际中, SAR 回波信号是由处于观测范围内不同位置的点目标的散射信号组成, 如图 4(a) 所示, 示意性地给出 3 个点目标的回波信号, 对其进行欠采样得到的时频关系如图 4(b) 所示, 然后经过数字去斜得到的结果如图 4(c) 所示。由图示可以看出, 利用改进的数字去斜方法, 对 SAR 观测范围内信号进行去斜接收得到的结果与使用接收端模拟去斜方法得到的结果是一致的。

综上所述, 当发射信号脉宽能够覆盖距离向观测范围时, 使用改进的数字去斜方法, 就可以用小于发射信号带宽的采样率对回波信号进行欠采样, 实现回波信号的去斜接收处理, 无混叠全分辨率的实现目标的一维距离压缩。

由去斜方法的原理可知, 系统采样率 f_s 对应的时间间

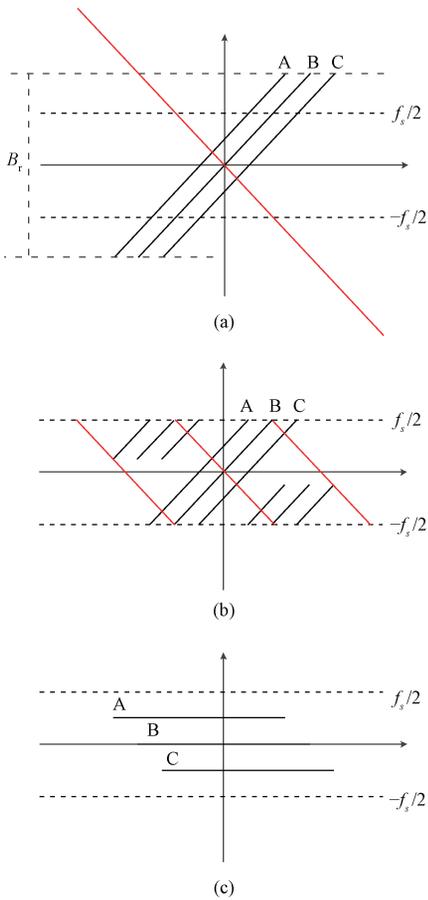


图 4 改进的数字去斜多点信号时频关系

隔 T_s 为 $T_s = \frac{f_s}{K_r}$ ，那么将 T_s 对应的距离宽度称为信号采集范围 S ，则 $S = \frac{cT_s}{2} = \frac{cf_s}{2K_r}$ 。如果信号采集范围小于观测范围，即 $S < D$ ，那么信号采集范围外的点目标经去斜处理后，得到的信号频率将超出 $[-f_s/2, f_s/2]$ 的范围，这样会与其他点目标信号发生混叠，无法正确输出其位置信息。

下面利用时频关系图来详细说明该点。假设存在 7 个点目标 A、B、C、D、E、F、G，其中 C、D、E 三点处于信号采集范围内，其余 4 点处于信号采集范围外，7 个点目标回波信号的时频关系如图 5(a) 所示，其中 C、D、E 三点用黑色线条表示，B、F 两点用绿色表示，A、G 两点用橙色表示。由于 C、D、E 三点处于信号采集范围内，所以能够正确的进行数字去斜接收，欠采样后时频关系如图 5(b) 黑色线条所示，与数字参考信号混频后得到 3 个正比于斜距的单频信号，如图 5(c) 黑色线条所示，最后经 FFT 便可以无混叠实现 3 个点的一维距离压缩。而其余 4 点，经欠采样后，其时频曲线已经与信号采集范围内其他点发生重叠，如图 5(b) 中所示。由于这 4 点处在信号采集范围外，对应的去斜后信号频率超出了 $[-f_s/2, f_s/2]$ 的范围，根据采样频率方程可

知，得到这 4 点的实际频率会返折进 $[-f_s/2, f_s/2]$ 的范围内，这样将导致这 4 点频率与其他的点目标频率相同，如图 5(c) 所示，再经过 FFT 后，必然发生目标重叠模糊，无法正确区分。所以必须满足信号采集范围大于距离向观测范围，才能保证欠采样数字去斜后的信号能够无混叠压缩输出。

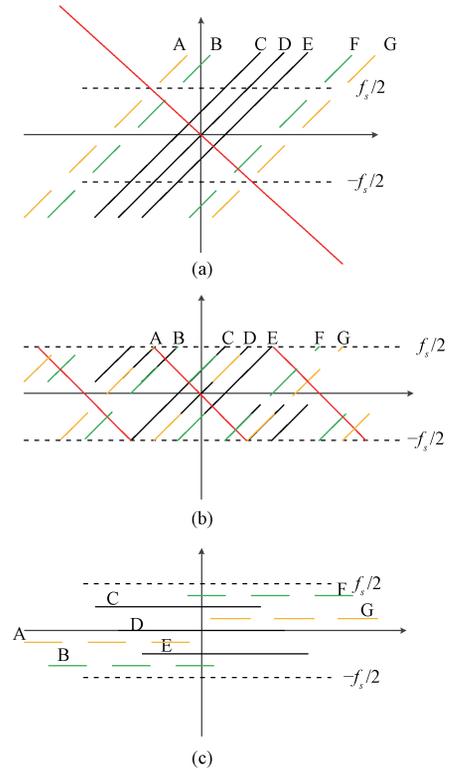


图 5 当观测范围较大时改进的数字去斜信号时频关系

根据以上分析，可以看出改进的数字去斜方法具有以下优点。

1) 与接收端模拟去斜方法相比，由于本方法是在数字域实现去斜接收处理，所以减少了模拟去斜参考信号的生成设备和模拟混频器，降低了系统成本及复杂度，降低了误差校正难度，提高了系统的稳定性、可靠性和一致性。

2) 与现有中频数字去斜方法和匹配脉冲压缩方法相比，本方法可以使用小于发射信号带宽的采样率对雷达回波信号进行欠采样，完成去斜接收处理，这样便大大降低了系统采样率，减少了数据处理量和存储量。

3) 当发射信号脉宽能够覆盖距离向观测范围时，使用本方法与现有去斜方法得到的距离向压缩效果是一致的。

3 仿真分析

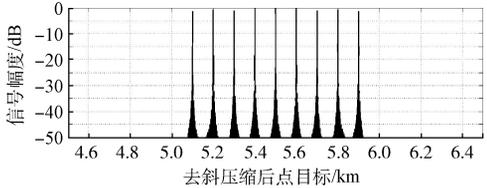
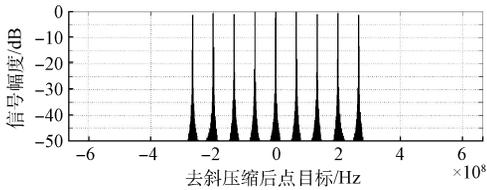
为验证改进的数字去斜方法的正确性和有效性，进行如下仿真分析。仿真参数如表 1 所示。

表 1 仿真参数

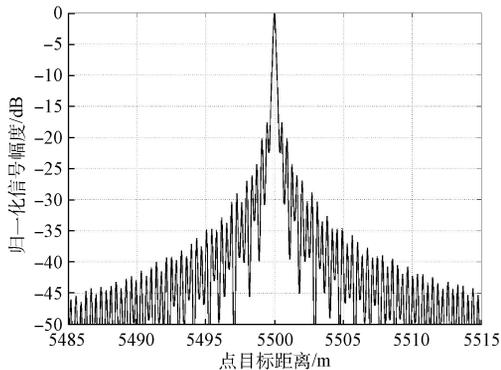
序号	参数名称	参数值
1	发射信号带宽 B_r	1 GHz
2	脉冲持续时间 T_r	10 μ s
3	观测范围 D	1 000 m(5 000~6 000)
4	观测范围中心点 R_0	5 500 m

根据仿真参数可知,发射信号脉宽 T_r 所能覆盖的条带宽度为 1 500 m,观测范围 D 对应的去斜后信号带宽 B_d 为 666.7 MHz。选取观测范围中心点为去斜参考点,即 $R_{ref}=R_0=5\ 500\text{ m}$ 。经去斜处理后,每个点目标均被压缩至频点 f_r 处。因此,观测范围中心点去斜后的信号频率为零,距离大于中心点的目标信号去斜处理后的频率值为负,而距离小于中心点的目标信号去斜处理后的频率值为正,频率大小正比于该点与中心点的距离差值。

首先,采用接收端模拟去斜方法处理得到的 9 个点目标的频谱如图 6 所示。由图可以看出,以频率表示的点目标位置正好与以实际距离表示的点目标位置顺序相反。



(a) 距离向 9 点目标频谱分析结果

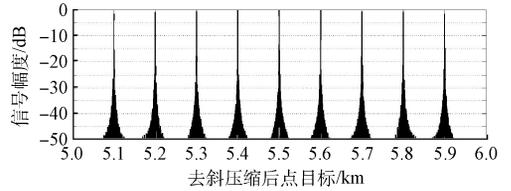
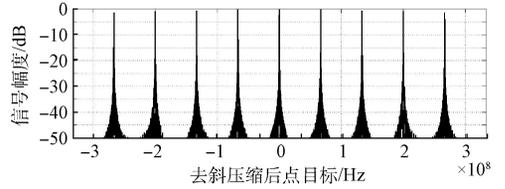


(b) 单点目标频谱分析结果

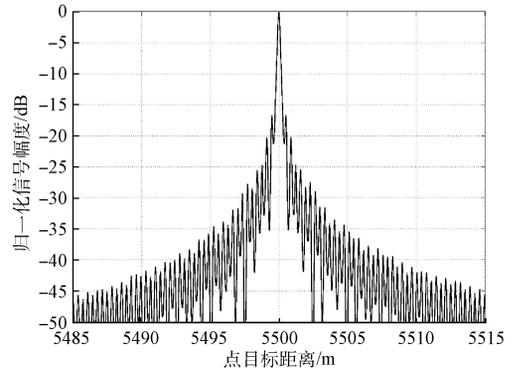
图 6 接收端模拟去斜距离向点目标频谱分析结果

采用改进的 SAR 数字去斜方法进行处理。不妨取采样率为 $f_s \geq B_d = \frac{2}{3} \times B_r$ 。图 7 是观测范围内均匀分布的 9 个点目标的距离向频谱分析图。可以看出,使用改进的

数字去斜方法可以正确无混叠的实现距离向一维压缩处理,在效果上与接收端模拟去斜方法是完全相同的。



(a) 距离向 9 点目标频谱分析结果



(b) 单点目标频谱分析结果

图 7 改进的数字去斜距离向点目标频谱分析结果

当信号采集范围小于观测范围,即 $S < D$ 时,不妨取观测范围为 2 500 m,采样率不变。取 M, N, P, Q 四点处于信号采集范围外,这 4 点对应的距离分别为 $R_M=4\ 850\text{ m}$, $R_N=4\ 950\text{ m}$, $R_P=6\ 150\text{ m}$, $R_Q=6\ 250\text{ m}$ 。可以算出按照模拟去斜方法处理后, M 点的频率为 $f_M=4.333\ 3 \times 10^8\text{ Hz}$, N 点的频率为 $f_N=3.6667 \times 10^8\text{ Hz}$, P 点的频率为 $f_P=-4.333\ 3 \times 10^8\text{ Hz}$, Q 点的频率为 $f_Q=-5 \times 10^8\text{ Hz}$ 。根据采样方程可知,经欠采样接收后, M 点频率为 $f_{M1}=-2.333\ 4 \times 10^8\text{ Hz}$, N 点频率为 $f_{N1}=-3 \times 10^8\text{ Hz}$, P 点频率为 $f_{P1}=2.333\ 4 \times 10^8\text{ Hz}$, Q 点频率为 $f_{Q1}=1.666\ 7 \times 10^8\text{ Hz}$ 。最后经 FFT 压缩得到的 13 个点的距离向频谱如图 8 所示。可以看出,处于信号采集范围外的点 M, N, P, Q 分别折回到 5 850、5 950、5 150、5 250 m 的位置,与其他点发生重叠,无法正确区分。

综上所述,发射信号带宽为 1 GHz、脉宽为 10 μ s 的 SAR 系统,距离向理想分辨率高达 0.15 m,当观测范围为 1 km 时,采用改进的数字去斜方法,只需使用 666.67 MHz 的系统采样率就可全分辨率无混叠的恢复出观测范围内所有点目标的距离向信息。如果采用匹配脉冲压缩方法或现有数字去斜方法,则至少需要使用 1 GHz 的采样率,对系

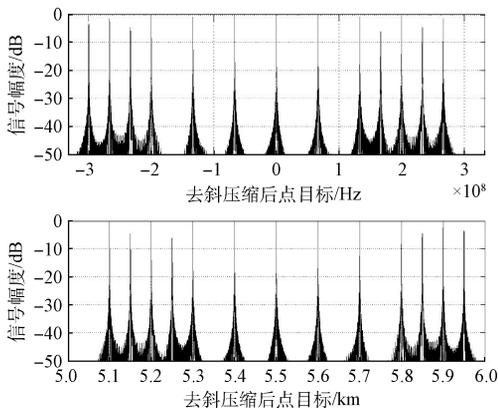


图 8 距离向发生混叠的点目标频谱分析结果

统的 ADC 设备以及后续数据处理、存储设备的硬件要求更高;如果采用接收端模拟去斜方法,在提高系统复杂度和成本的同时,增加了误差校准的难度。当条带观测范围变为 500 m 时,采用改进的数字去斜方法所需要的采样率仅为 333.33 MHz,进一步降低了系统采样率,大大减少了系统后续的数据运算量和存储量。因此,改进的数字去斜方法对于实现 SAR 系统的微型化有着积极的意义。

图 9(a)~(b)分别是距离向采用现有数字去斜方法和改进的数字去斜方法处理得到的某地区 SAR 雷达图像, SAR 发射信号脉宽为 $60 \mu\text{s}$,带宽为 200 MHz。图 9(a)采样率为 250 MHz,观测范围约为 8 km;图 9(b)采样率为 125 MHz,观测范围约为 4 km。对比两图可以看出,对于需要观测区域的成像效果基本一致。所以当观测范围较小时,完全可以采用本文提出的改进的 SAR 数字去斜方法,在降低系统采样率的同时可以得到需要区域的高分辨率的雷达图像。

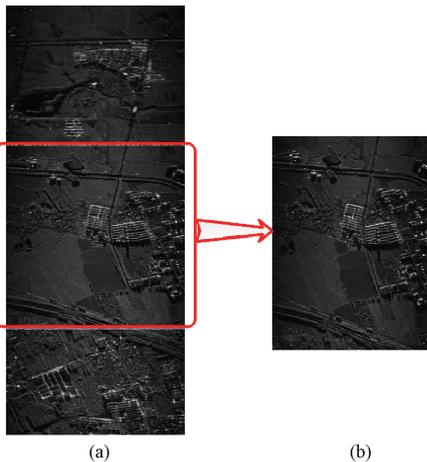


图 9 某地区 SAR 雷达图像

4 结 论

提出了一种改进的 SAR 高效数字去斜方法,当满足系

统的发射信号脉宽能够覆盖距离向观测范围时,就能够用小于发射信号带宽的采样率进行欠采样实现回波信号的数字去斜接收,并正确无混叠的完成距离向压缩成像。该方法与接收端模拟去斜方法相比,降低了系统成本及复杂度,降低了误差校正难度,提高了系统的稳定性、可靠性和一致性;与匹配脉冲压缩和现有的数字去斜方法相比,降低了系统采样率,减小了信号采集设备、数据存储、处理设备的实现难度。本方法为高频段、近作用距离、窄观测范围、高分辨率 SAR 系统的微型化实现提供了解决途径。

参考文献

- [1] CUMMING L G, WONG F H. Digital Processing of Synthetic Aperture Radar Data: Algorithm and Implementation[M]. Boston: Artech House, 2004.
- [2] 杨峰,蒋祥顺,胡剑浩,等. 超宽带脉冲信号的一种频域采样和接收方法[J]. 电子测量与仪器学报,2009, 23(7): 63-67.
- [3] WANG J, JIANG H. Research and implementation of dechirp pulse compression processing algorithm [C]. Computational Problem-Solving (ICCP) in 2010 International Conference, 2010: 28-431.
- [4] ZHANG X K, ZHAI W S, ZHANG Y H. A Prototype for stepped-frequency SAR dechirp imaging system and experimental verification[C]. Asia Pacific Microwave Conference, 2009:1208-1211.
- [5] 宿纪民,汪普宏. 一种超宽带相参雷达目标模拟器设计[J]. 国外电子测量技术,2014,33(1):65-68.
- [6] CARRARA W G, GOODMAN R S, MAJEWSKI R M. Spotlight Synthetic Aperture Radar Signal Processing Algorithms [M]. Boston: Artech House, 1995.
- [7] POLLOCK B, GOODMAN N A. Structured de-chirp for compressive sampling of LFM waveforms[C]. 7th Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop (SAM), 2012:37-40.
- [8] 王永伦, 姒强, 吕幼新. 宽带信号去斜脉冲压缩处理方法的研究[J]. 航空学报, 2006, 27(5):917-921.
- [9] MIDDLETON R J C. Dechirp-on-receive linearly frequency modulated radar as a matched-filter detector[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2012, 48(3):2716-2718.
- [10] 陈伟民,李存龙. 基于微波雷达的位移/距离测量技术[J]. 电子测量与仪器学报, 2015, 29(9): 1251-1265.
- [11] LIN Q Q, TAND P f. A new dechirp method for wideband radar direct IF sampling signal[C]. 2012 IEEE 11th International Conference on Signal Processing (ICSP), 2012:1920-1924.
- [12] 汪欣,陈海红. 宽带信号全数字去斜与脉压方法研

- 究[J]. 现代雷达, 2011, 33(9): 34-37.
- [13] TSUNODA S I, ATOMICS G, PACE F, et al. Lynx: A high-resolution synthetic aperture radar[C]. IEEE Aerospace Conference Proceedings, 2000: 51-58.
- [14] DOENY A W, DUBBERT D F. Digital signal processing applications in high-performance synthetic aperture radar processing [C]. Thirty-Seventh Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, Record, 2004: 947-949.
- [15] ZAUGG E, EDWARDS M, MARGULIS A. The slim SAR: A small, multi-frequency, synthetic aperture radar for UAS operation[C], IEEE Radar Conference, 2010: 277-282.
- [16] EDRICH M, WEISS G. Second-generation Ka-band UAV SAR system[C]. European, Amsterdam Radar Conference, 2008: 479-482.
- [17] NOUVEL J F, DUBOIS-FERNANDEZ P, DUPUIS X. The KASAR airborne campaign[C]. Geoscience and Remote Sensing Symposium IGARSS, Australia, 2013: 4471-4474.
- [18] DE WITT J J, NEL W A J. Range Doppler Dynamic Range Considerations for Dechirp on Receive Radar[C]. European Radar Conference, 2008: 136-139.
- [19] META A, HAKKAART P, DER ZWAN F V, et al. First demonstration of an X-band airborne FMCW SAR [C]. 6th European Conference on Synthetic Aperture Radar, 2006.

作者简介

骆飞, 1983 年出生, 硕士, 主要研究方向包括 SAR 成像理论及其信号处理等。

E-mail: seraph_mik@163.com

王岩飞, 1963 年出生, 研究员, 主要研究方向包括微波成像雷达系统及其理论、数字信号处理等。

牛晓丽, 1973 年出生, 副研究员, 主要研究方向包括 SAR 成像理论及数字信号处理等。

曹 舸, 1980 年出生, 博士, 主要研究方向包括 SAR 成像理论及其信号处理等。

横河发布最新高精度功率分析仪 WT1800E

横河于 2016 年 9 月 13 日发布最新高精度功率分析仪 WT1800E。横河数字功率分析仪系列产品在用户群中人气极高, 日前推出的这一最新版功率分析仪凭借其卓越的性能和灵活创新的测量功能, 可帮助工程师在电功率测量时获取更高精度、更准确的测量结果。WT1800E 广泛应用于逆变器、电机、照明系统、不间断电源、飞机动力系统、可再生能源发电和其他功率转换装置等行业, 为产品设计和能效测量提供理想的解决方案。

WT1800E 最多可以同时测量六个功率信号, 能实现诸如逆变器等产品的输入和输出的高精度同步测量, 并使效率测试更加方便快捷。WT1800E 不仅可以满足当前功率测量市场的需求, 也可以对应未来的功率转换产品的更高级更复杂的测试。

很多功率转换电路使用节能开关技术, 可能导致电压和电流波形因含有高次谐波部分而发生畸变。为了精确测量这些波形, WT1800E 采用高分辨率的 16 位模拟数字转换器, 其采样率达到 2 MS/s。用户可以测量直流功率和 0.1 Hz ~ 1 MHz 交流功率。基本功率测量精度 (50/60 Hz) 已提高到读数的 0.05% + 量程的 0.05%。

对于电机测试, WT1800E 提供了一个非常独特而强大的“电机评价”功能选项。使用单台 WT1800E, 即可测量所有电功率参数, 还可以测量转速、扭矩、机械功率、同

步转速、滑差、电机效率和系统总效率等。另外, WT1800E 还新增了电机旋转方向和电角度的测量功能。

WT1800E 拥有全新自动设置测量间隔的功能, 用户在对 EV/PHV/电机驱动器和其它变速旋转装置进行连续自动测试时将更加便捷。WT1800E 可在 50 ms 至 20 sec 之间手工设置九种数据更新速率或将更新率设为“自动”。

在太阳能发电领域, 需要进行最大峰值功率跟踪 (MPPT) 测量, 以实现光伏电池所产生功率的最大化, 为此, WT1800E 可以测量电压、电流和峰值功率以达到上述目的。

功率积分功能可以测量并网应用中的用电量。WT1800E 具有积分量程自动切换和“平均有功功率”功能, 从而能够测量功率波动较大时的功耗。

新的电流传感器电源选项最多可以直接连接 6 个电流传感器, 并提供 +/ - 15 V 供电。使用专用附件, 电流传感器电源选项还可以显著提高抗噪抑制能力 (高频共模电压的影响)。

WT1800E 具有最新通信接口, 例如以太网、USB 和 GPIB。WT1800E 支持 Modbus/TCP 协议, 能够与 PLC 和记录仪连接。此外, 用户可以插入 USB 移动存储用于本地数据传输。