

基于子带补偿的弹载聚束SAR成像算法

江淮¹⁾ 汉敏²⁾ 赵惠昌^{1)†} 张淑宁¹⁾

1)(南京理工大学, 电子工程与光电技术学院, 南京 210094)

2)(东南大学, 毫米波国家重点实验室, 南京 210094)

(2014年4月28日收到; 2014年5月26日收到修改稿)

弹载SAR成像常用非线性变标类算法改善聚焦效果. 然而, 非线性变标算法由于自身的局限性, 在三维匀加速聚束SAR成像模式中非常容易失效. 针对这一问题, 本文提出了一种子带补偿法, 并将该方法结合到弹载SAR聚束成像算法中. 新算法不引入三次相位操作, 可有效补偿随目标位置走动的多普勒调频率. 仿真结果和分析表明, 与常用的非线性变标类算法相比, 本文所提算法在运算量、成像结果、适用性上都具有优越性, 具有一定的工程应用价值和理论意义.

关键词: 弹载聚束SAR, 非线性变标, 子带补偿, 三维匀加速

PACS: 84.40.Xb, 84.40.Ua, 07.07.Df

DOI: 10.7498/aps.63.198404

1 引言

弹载SAR成像技术将SAR成像和导引头相结合, 具有全天时、全天候探测目标和成像的能力, 使不接触作战和外科手术模式的打击成为可能; 是精确制导武器的前沿发展技术, 一直受到各国的重视. 近年来, 国内也积极开展有关弹载SAR技术和算法的探索, 并取得了一些初步成绩: 易子生首先将双基地SAR成像中的级数反演法引入俯冲加速模型中, 推导了下降段弹载SAR的回波频谱, 给出了弹载SAR成像的初步算法^[1]. 在此基础上, 周松、肖忠源等将方位非线性变标结合到成像算法中, 实现了场景的精聚焦^[2,3]; 江淮等则提出了一种变量解耦的方位非线性变标法, 有效的补偿了场景多普勒调频率随位置走动的变化, 实现了大场景精聚焦算法^[4]. 不难看出, 方位非线性变标算法贯穿了整个弹载SAR精聚焦成像的研究. 然而非线性变标也有它自身的局限性: 若变标因子过小, 则算法近似条件不成立, 引起方位向散焦; 若变标因子过大, 则容易引起方位频率欠采样, 使成像结果出现虚假目标而难以识别^[5,6]. 在聚束SAR模式下, 目

标多普勒带宽比条带模式大大增加, 非线性变标算法非常容易失效, 成为算法研究的瓶颈.

针对这一问题, 本文先对方位信号中存在的一维变调频混合信号进行了深入的研究, 并提出了一种子带补偿法, 有效的实现了频谱的精聚焦. 在文献^[4]的基础上, 本文将子带补偿法引入到弹载聚束SAR成像算法中, 并给出了仿真结果. 对算法的进一步分析表明, 与非线性变标类算法相比, 该算法在运算效率、聚焦结果和算法要求条件等方面都有明显的优越性, 因此有一定的应用价值和理论意义.

2 变调频混合信号的匹配与补偿

弹载SAR成像由于运动复杂, 没有直线SAR的沿方位向响应不变的性质, 其方位向匹配函数的调频率会随着散射点位置的变化而变化, 从而引起方位向的严重散焦. 本节提出一种新的变调频混合信号的补偿匹配方法.

2.1 变调频混合信号

变调频混合信号的形式为

† 通讯作者. E-mail: zhaohch353@163.com

$$U_n(t_n, t_a) = \exp[j\pi(k_z + k_{s1}t_n + k_{s2}t_n^2) \times (t_a - \beta - \alpha t_n)^2],$$

$$n = 1, 2, 3, \dots \quad (1)$$

$$f_{\text{total}}(t_a) = \sum U_n(t_n, t_a), \quad (2)$$

其中 $k_z, k_{s1}, k_{s2}, \beta, \alpha$ 为已知的常量, t_a 为时间变量, t_n 为未知待估量, 且 k_z 远大于 $k_{s1}t_n + k_{s2}t_n^2$; 对不同的 t_n , 调频率为 $(k_z + k_{s1}t_n + k_{s2}t_n^2)$, 具有空变性, 因此无法对 $f_{\text{total}}(t_a)$ 进行统一补偿; 但实际处理中又希望单个 $U_n(t_n, t_a)$ 得到完全或近似的匹配压缩输出结果, 即

$$g_n(t_a) \approx U_n(t_n, t_a) \otimes \exp[j\pi(k_z + k_{s1}t_n + k_{s2}t_n^2)t_a^2]$$

$$= p_r(t_a - \beta - \alpha t_n), \quad (3)$$

$$g_{\text{total}}(t_a) = \sum g_n(t_a). \quad (4)$$

2.2 子带补偿法

由于不同 t_n 对应调频率并不相同, 很自然的想到可对 $f_{\text{total}}(t_a)$ 做不同调频率的脉冲压缩, 输出结果的不同位置对应各个 $U_n(t_n, t_a)$ 的完全匹配输出, 但是这种处理方法的计算量非常庞大. 减少计算量最直接的方法就是降低信号的采样点数, 为避免降采样带来的频谱混叠, 我们先引入去调频 (dechirp) 处理. 由于常数项残留视频相位 (residual video phase, RVP) 不影响信号的频率位置和调频率空变, 以下推导中可忽略该项的影响, 经过解线调的信号可写为

$$H_{\text{ref}} = \exp[-j\pi k_z(t_a - \beta)^2], \quad (5)$$

$$k_{rn} = k_{s1}t_n + k_{s2}t_n^2, \quad (6)$$

$$f_{\text{acentern}} = \alpha t_n(k_z + k_{rn}) + \beta k_{rn}, \quad (7)$$

$$f_2(t_n, t_a) = U_n(t_n, t_a) \cdot H_{\text{ref}}$$

$$= \exp(-j2\pi f_{\text{acentern}} t_a)$$

$$\times \exp(j\pi k_{rn} t_a^2) \cdot \text{RVP}, \quad (8)$$

$$f_{\text{total}2}(t_a) = f_{\text{total}}(t_a) \cdot H_{\text{ref}}$$

$$= \sum U_n(t_n, t_a) \cdot H_{\text{ref}}$$

$$= \sum f_2(t_n, t_a). \quad (9)$$

需要说明的是, 将 β 引入 dechirp 处理中是为了防止 β 过大 dechirp 后欠采样的情况. 从 (8) 式可看出, 经过解线调处理后, 单个信号 $U_n(t_n, t_a)$ 变为一个被 chirp 基 $\exp(j\pi k_{rn} t_a^2)$ 调制的单频信号 $f_2(t_n, t_a)$, 带宽降低为 $k_{rn}T$, T 为信号持续时间;

且其调频率 k_{rn} 和频率中心 f_{acentern} 均为与 t_n 有关函数. 典型 $f_{\text{total}2}(t_a)$ 的 FFT (fast fourier transformation, 快速傅里叶变换) 变换的结果 $G_{\text{total}2}(f_a)$ 如图 1 (a) 所示, 其中单个 $f_2(t_n, t_a)$ 可当作带限信号处理. 于是, 我们只需截取 $G_{\text{total}2}(f_a)$ 的一个子带进行处理即可 (图 1 (b)). 首先将截取的频谱直接 IFFT (inverse fast fourier transformation, 快速傅里叶反变换) 变换至时域得 $f'_2(t_n, t_a)$, 随后进行 chirp 调制基 $\exp(j\pi k_{rn} t_a^2)$ 的补偿, 作 FFT 变换并将结果替换原先截取的频谱, 即可得到对应 $f_2(t_n, t_a)$ 的完全匹配输出. 从频域上理解, 该操作相当于先对 $f_2(t_n, t_a)$ 零频搬移 ((10) 式), 再进行降采样处理和对应的 chirp 调制补偿 ((11) 式), 最后作 FFT ((12) 式), 并将频谱搬移回原位置 ((13) 式). 其中零频搬移不改变信号 $f_2(t_n, t_a)$ 的调频率 k_{rn} , 保留了信号的空变性; 而降采样又有效降低了 chirp 补偿和 FFT 运算的点数, 计算量也必然会大大减小.

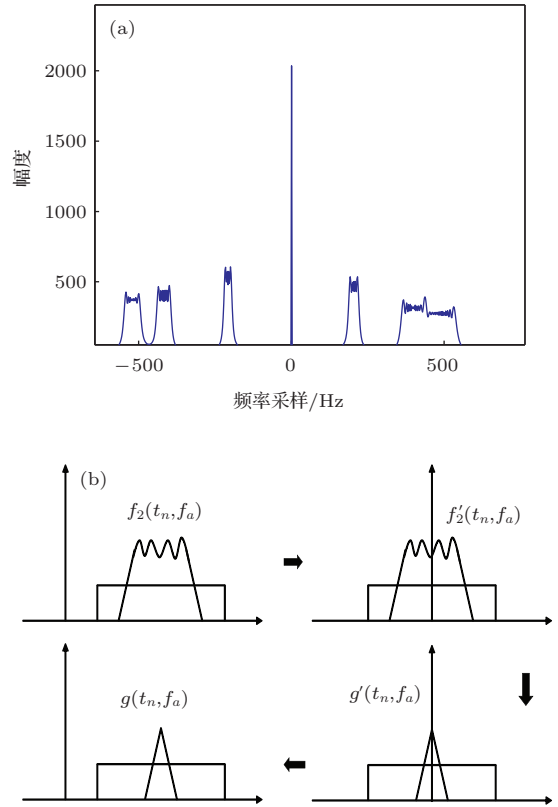


图 1 对信号子带的处理 (a) dechirp 后的信号频谱; (b) 子带补偿的频域示意图

$$f'_2(t_n, t_a) = f_2(t_n, t_a) \cdot \exp(j2\pi f_{\text{acentern}} t_a)$$

$$= \exp(j\pi k_{rn} t_a^2), \quad (10)$$

$$f''_2(t_n, t_a) = \exp(j\pi k_{rn} t_a^2) \cdot \exp(-j\pi k_{rn} t_a^2)$$

$$= \text{rect}(t/T), \quad (11)$$

$$g'(t_n, f_a) = \text{FFT}[f_2''(t_n, t_a)] = \text{sinc}(f_a), \quad (12)$$

$$\begin{aligned} g(t_n, f_a) &= g(t_n, f_a - f_{\text{acentern}}) \\ &= \text{sinc}(f_a - f_{\text{acentern}}) \\ &\approx \text{sinc}(f_a - k_z \alpha t_n). \end{aligned} \quad (13)$$

考虑到当 t_n 变化较小时, 调频率 k_{rn} 变化不大, 可在小范围内进行同一 chirp 补偿以实现近似的统一匹配, 这样就可在此精度和算法效率中取一个折中. 信号匹配的结果可近似为

$$g(t_n + \Delta t_n, f_a) \approx \text{sinc}[f_a - k_z \alpha (t_n + \Delta t_n)], \quad (14)$$

若有进一步要求可插值校正压缩位置.

(14) 式中小范围 t_n 内的信号匹配要考虑子带划分方式, 图 2 给出了子带截取和拼接的示意图: 其中 $G_{\text{total2}}(f_a)$ 为待处理信号 $f_{\text{total}}(t_a)$ 经过 H_{ref} 处理后的频谱; $G_i(f_a)$ 为从 $G_{\text{total2}}(f_a)$ 划分出的子带, B_{sub} 为各子带长度, W 为各子带补偿的有效范围, f_{ai} 为各子带划分的起始频率; $T_i(f_a)$ 为 $G_i(f_a)$ 经过 chirp 调频基补偿后的频谱, $T_i'(f_a)$ 为 $T_i(f_a)$ 的有效输出部分; $Q(f_a)$ 为拼接 $T_i'(f_a)$ 得到的最终频谱.

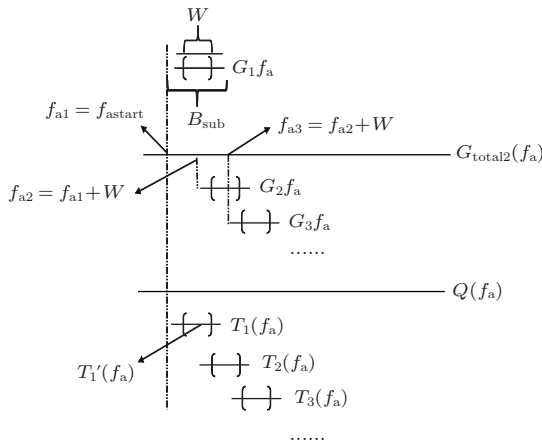


图 2 子带截取和拼接示意图

由图 2 对子带的划分和拼接方法, 可得完整的子带补偿算法如下:

1) 对待处理信号 $f_{\text{total}}(t_a)$ 进行 dechirp 操作: $f_{\text{total}}(t_a)$ 乘 H_{ref} , 得 $f_{\text{total2}}(t_a)$; 对 $f_{\text{total2}}(t_a)$ 作 FFT, 得其离散频谱 $G_{\text{total2}}(f_a)$;

2) 确定要补偿 $G_{\text{total2}}(f_a)$ 的起始频率 f_{astart} , 选取合适的子带带宽 B_{sub} 和窗长 W , 其中 $B_{\text{sub}} > \max(k_{rn}T)$, $W < B_{\text{sub}}$;

3) 以区间 $[f_{ai}, f_{ai} + B_{\text{sub}}]$ 截取 $G_{\text{total2}}(f_a)$, 得子带谱 $G_i(f_a)$; 由每个子带的中心频率 f_{acenteri}

计算对应调频率 k_{ri} ; 其中 $f_{a1} = f_{\text{astart}}$; $f_{ai} = f_{a(i-1)} + W; i = 1, 2, 3, \dots$;

4) 对每个截取的子带谱 $G_i(f_a)$ 作 IFFT, 得时域信号 $f_i(t_a)$;

5) 对 $f_i(t_a)$ 乘以调频率 k_{ri} 构成的 chirp 匹配基 $\exp(-j\pi k_{ri} t_a^2)$, 并进行 FFT 变换, 得信号 $T_i(f_a)$. 以窗 W 截取 $T_i(f_a)$ 的中间部分, 得截断信号 $T_i'(f_a)$;

6) 依顺序拼接 $T_i'(f_a)$ 得 $Q(f_a)$; 若有进一步要求则插值校正聚焦位置.

采用以上方法对图 1(a) 中的信号进行补偿, 初步补偿结果如图 3(a) 所示, 经过进一步插值校正的结果如图 3(b) 所示.

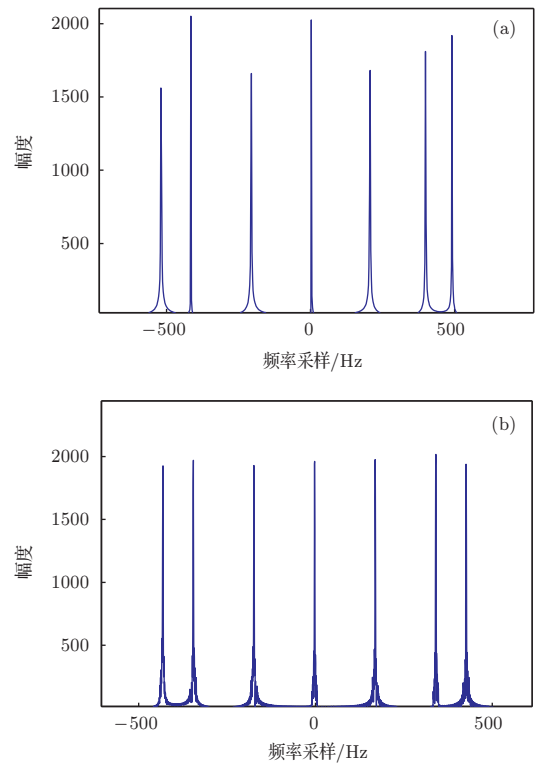


图 3 图 1(a) 中信号子带补偿的结果 (a) 初步补偿频谱; (b) 经插值校正后的频谱

3 弹载聚束 SAR 成像

下面进行弹载聚束 SAR 成像的讨论. 弹载聚束 SAR 成像几何如图 4 所示.

通常弹载 SAR 数据积累时间不长, 可认为弹体在短时间内处于三维匀加速运动状态; 设弹体零时刻时所处位置为 $(X_{\text{start}}, Y_{\text{start}}, H_{\text{start}})$, 其 X 轴初速度为 V_x , 加速度为 a_x , Y 轴初速度为 V_y , 加速度为 a_y , Z 轴初速度为 V_z , 加速度为 a_z , 则弹体任意时刻的位置可表示为 $(X_{\text{radar}}, Y_{\text{radar}}, H_{\text{radar}})$; 成像场景中心坐标为 (X_c, Y_c) , 成像范围

为 $2X_{\max} \times 2Y_{\max}$; 定义零时刻弹体到场景中心视线的夹角为斜视角 θ ; 聚束照射时间为 T_{spot} , 且整个时间内成像区域一直被波束所照射. t_r 表示快时间, t_a 表示慢时间, 雷达发射宽带信号 $p(t)$, 并以正交解调形式接收回波. 则雷达与成像区域内任意散

射点瞬时斜距及泰勒展开式可以写成 (19) 式, 经解调的回波可写成 (20) 式. 其中 C 为电磁波传输速度, λ 为载波波长, b_1, b_2, b_3, b_4 分别为斜距泰勒展开的各项系数. a_r, a_a 分别为发射信号和天线的窗函数.

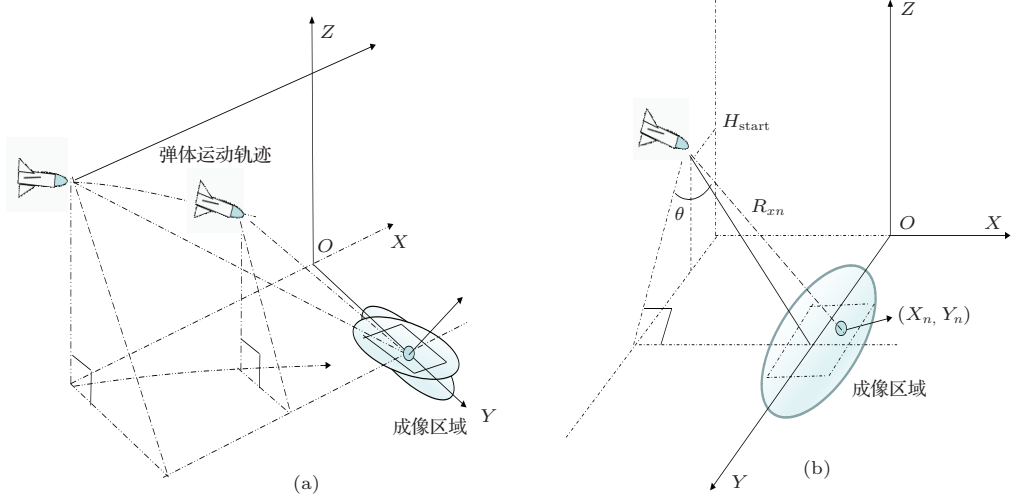


图4 弹载聚束 SAR 几何建模 (a) 弹载 SAR 的波束照射; (b) 零时刻的几何关系

$$X_{\text{radar}} = X_{\text{start}} + V_x t_a + 0.5 a_x t_a^2, \quad (15)$$

$$Y_{\text{radar}} = Y_{\text{start}} + V_y t_a + 0.5 a_y t_a^2. \quad (16)$$

$$H_{\text{radar}} = H_{\text{start}} + V_z t_a + 0.5 a_z t_a^2, \quad (17)$$

$$R_{xn} = \sqrt{(X_n - X_{\text{start}})^2 + (Y_n - Y_{\text{start}})^2 + H_{\text{start}}^2}, \quad (18)$$

$$R(t_a) = \sqrt{(X_n - X_{\text{radar}})^2 + (Y_n - Y_{\text{radar}})^2 + H_{\text{radar}}^2} \\ \approx R_{xn} + b_1 t_a + b_2 t_a^2 + b_3 t_a^3 + b_4 t_a^4, \quad (19)$$

$$S(t_r, t_a) = a_r \left[t_r - \frac{2R(t_a)}{C} \right] p \left[t_r - \frac{2R(t_a)}{C} \right] a_a(t_a) \\ \times \exp \left[-j \frac{4\pi R(t_a)}{\lambda} \right]. \quad (20)$$

以级数反演法^[1]推导的频谱具有通用性, 故对于回波信号的预处理, 本文与文献[4]相同, 仅仅是 b_1, b_2, b_3, b_4 具体展开式不同, 这里不再重复. 经距离向 FFT, 方位多普勒中心校正, 方位向 FFT, 二维去耦, 距离向 IFFT 的信号为

$$k_1 = 2(b_1 - b_{1\text{ref}}), \\ k_2 = 2b_2, k_3 = 2b_3, k_4 = 2b_4, \quad (21)$$

$$\varphi_{01} = \frac{\pi k_1}{k_2} + \frac{3\pi k_1^2 k_3}{4k_2^3} + \frac{\pi 9k_3^2 k_1^3}{8k_2^5} - \frac{\pi 4k_2 k_4 k_1^3}{8k_2^5}, \quad (22)$$

$$\varphi_{02} = \frac{27\pi C k_3^2 k_1^2}{16k_2^5 f_c} - \frac{12\pi C k_2 k_4 k_1^2}{16k_2^5 f_c} + \frac{\pi C}{2k_2 f_c}$$

$$+ \frac{3\pi C k_1 k_3}{4k_2^3 f_c} + \frac{\pi 3C(9k_3^2 - 4k_2 k_4)k_1^2}{16k_2^5 f_c}, \quad (23)$$

$$S_3(t_r, f_a) = \text{sinc} \left(t_r - \frac{2R_{xn}}{C} \right) a_a(f_a) \\ \times \exp(j\varphi_{01} f_a + j\varphi_{02} f_a^2), \quad (24)$$

其中 $b_{1\text{ref}}$ 为场景中心斜距的一阶导数, f_c 为发射信号载波. 由于 b_1, b_2, b_3, b_4 参数由目标位置 (X_n, Y_n) 决定, 与雷达录取的二维数据参量斜距 R_{xn} 和慢时间 t_a 相冲突, 不便于进一步的处理, 为此我们可以人为的引入一个慢时间与 X_n 的联系:

$$V_{\text{spot}} = \frac{2X_{\max}}{T_{\text{spot}}}, \quad t_n = \frac{X_n - X_c}{V_{\text{spot}}}, \quad (25)$$

$$X_n = X_c + V_{\text{spot}} t_n,$$

$$Y_n = \sqrt{R_{xn}^2 - H_{\text{start}}^2 - (X_c + V_{\text{spot}} t_n - X_{\text{start}})^2} \\ + Y_{\text{start}}. \quad (26)$$

此时 (X_n, Y_n) 被完全转换为斜距 R_{xn} 和慢时间时刻 t_n 表示的参量. 将 $\varphi_{01}\varphi_{02}$ 表示成 R_{xn} 和慢时间时刻 t_n 的函数并进行泰勒展开, 有

$$\varphi_{01} = \varphi_{01}(t_n, R_{xn}) \approx \varphi_{01}(0, R_{xn}) \\ + \left[\frac{\partial \varphi_{01}(t_n, R_{xn})}{\partial t_n} \Big|_{t_n=0} \right] t_n \\ = -2\pi\beta - 2\pi\alpha t_n, \quad (27)$$

$$\begin{aligned} \varphi_{02} &= -\pi^2/k_a(t_n, R_{xn}) \\ &\approx -\pi^2 \times \left(k_a(0, R_{xn}) + \left[\frac{\partial k_a(t_n, R_{xn})}{\partial t_n} \Big|_{t_n=0} \right] t_n \right. \\ &\quad \left. + \left[\frac{\partial^2 k_a(t_n, R_{xn})}{2\partial^2 t_n} \Big|_{t_n=0} \right] t_n^2 \right)^{-1} \\ &= \frac{-\pi^2}{\pi k_z + \pi k_{s1} t_n + \pi k_{s2} t_n^2}. \end{aligned} \quad (28)$$

将(27)式和(28)式代入(24)式并进行方位向IFFT, 结果为

$$\begin{aligned} S'_3(t_r, t_a) &= \text{sinc}\left(t_r - \frac{2R_{xn}}{C}\right) a_a(t_a) \\ &\quad \times \exp[j\pi(k_z + k_{s1}t_n + k_{s2}t_n^2) \\ &\quad \times (t_a - \beta - \alpha t_n)^2]. \end{aligned} \quad (29)$$

(29)式的方位向信号部分完全变为(1)式讨论的信号模式, 对于该信号的处理就不重复了. 经过子带补偿后, 压缩结果为

$$S_4(t_r, t_a) = \text{sinc}\left(t_r - \frac{2R_{xn}}{C}\right) \text{sinc}(f_a - \alpha k_z t_n), \quad (30)$$

再通过插值和斜距映射即可完成进一步的几何校正[4].

4 算法分析与仿真

基于子带补偿的弹载聚束SAR成像算法流程图如图5所示. 现阶段大部分弹载SAR成像精聚焦算法都使用了方位向非线性变标改善聚焦效果, 故而算法的运算量的比较可以参考非线性变标类. 这种算法对于方位向的处理包括3次复乘、3次FFT, 设方位向数据长度为 N_a , 则算法的计算量为 $3N_a(1 + \log N_a)$; 而本文提出的子带补偿算法的具体运算量则与选取的 B_{sub} 和 W 有关, 设划分的子带个数为 K , 子带数据长度为 M , 每个子带各进行了两次FFT、一次复乘, 加上其余运算开销, 计算量 $KM(2\log M + 1) + N_a(1 + \log N_a)$. 在表1的参数下, 取 $B_{\text{sub}} = 256$, $W = 50$, 子带补偿法的计算量约为非线性变标类的80%, 减少了计算量, 且各子

带的补偿彼此没有影响, 可并行进行, 有利于信号适时处理的实现.

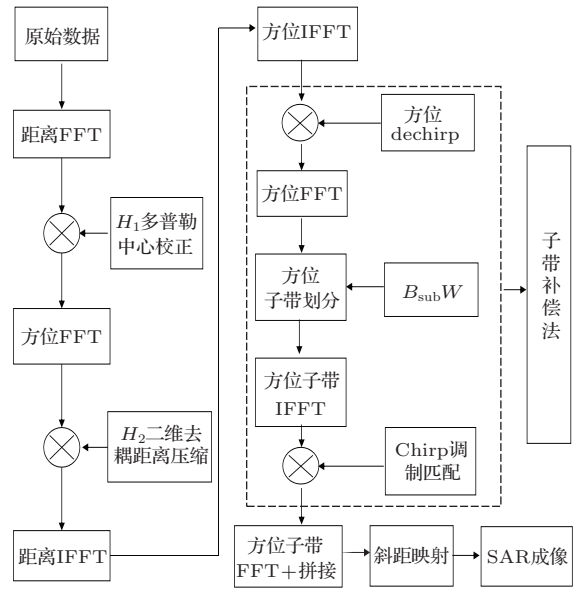


图5 算法流程示意

用一组典型参数(表1)对算法性能进行验证. 仿真的聚束照射时间 T_{spot} 为0.5 s, 目标位置矩阵点格如图6, 数量为 9×13 个, 覆盖面积 $200 \text{ m} \times 200 \text{ m}$. 为了说明算法的优越性, 本节同时用非线性变标算法进行成像并进行效果对比.

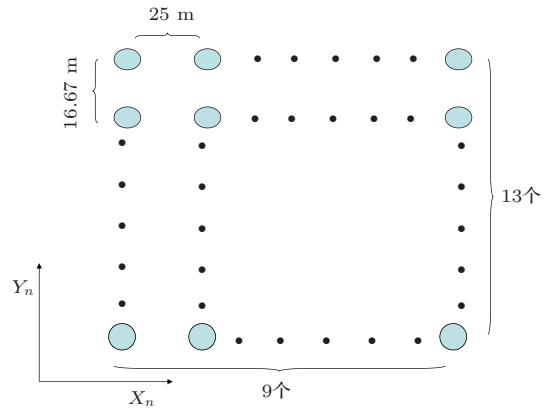


图6 仿真目标的位置

表1 弹载SAR仿真雷达参数

参数名	参数值	参数名	参数值
载波频率 f_c/GHz	10	初始水平速度 $V_x/(\text{m/s})$	345
信号带宽 B_r/MHz	75	水平加速度 $a_x/(\text{m/s}^2)$	20
脉冲时宽 $T_p/\mu\text{s}$	4	初始竖直速度 $V_y/(\text{m/s})$	10
脉冲重复频率 PRF/KHz	4	竖直加速度 $a_y/(\text{m/s}^2)$	40
采样频率 f_s/MHz	90	初始高度速度 $V_z/(\text{m/s})$	-92
弹体初始位置/m	(85, 1.25, 977)	高度加速度 $a_z/(\text{m/s}^2)$	-9.8
场景中心坐标 $(X_c, Y_c)/\text{m}$	(2000, 1000)	天线波束角 $\theta_{\text{bw}}/(\text{°})$	7

图7和图8是用非线性变标类算法进行成像的结果(方位向去斜前),变标因子加权分别为1.1和8.从图7可知,当变标因子较小时,成像因近似不成立而散焦;从图8可知,当变标因子较大时,虽然聚焦结果得到一定改善,但变标操作超出了方位频率采样,导致出现了大量假目标,边界点亦因近似误差变大而散焦;以上结果充分说明了非线性变标算法在弹载聚束SAR成像处理中的局限性.

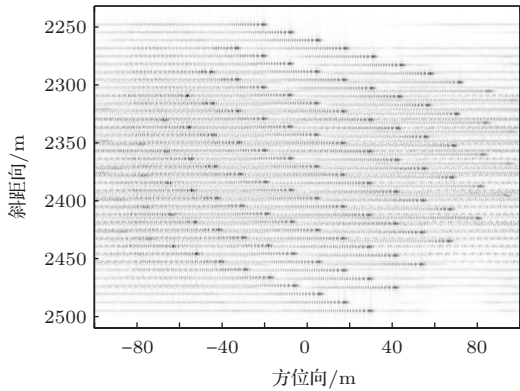


图7 变标因子加权为1.1时非线性变标算法成像结果

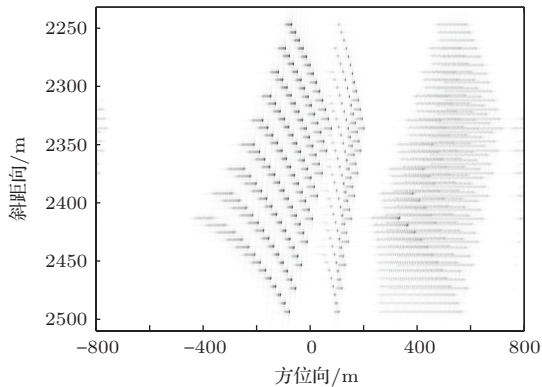


图8 变标因子加权为8时非线性变标成像结果

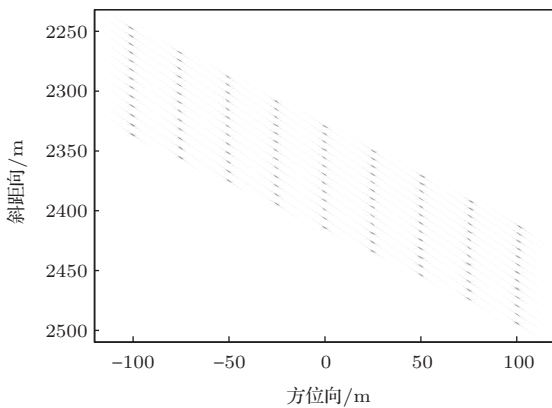


图9 子带补偿算法初步成像结果

图9是本文算法的初步成像结果,由于子带补偿法直接对方位向调频率误差进行补偿,且补偿了二阶 k_{s2} ,故聚焦效果非常好,中心点、边界点的压缩结果几乎一致,也没有出现假目标现象.此外,方位去斜操作已在方位dechirp处理中完成,这也方便了后续的几何校正.

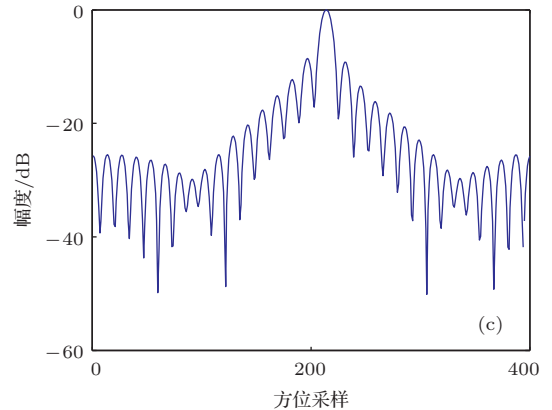
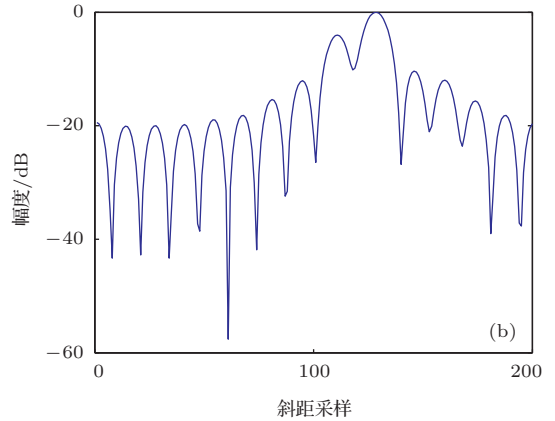
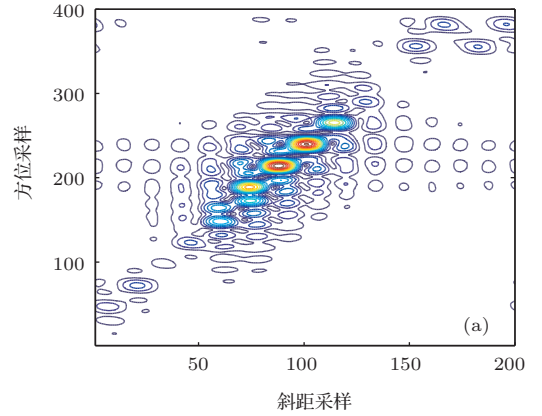


图10 (网刊彩色) 图9中心点成像 (a) 等高线;(b) 距离向剖面;(c) 方位向剖面

为进一步论证算法的性能,我们将图9中心点和边界点成像的等高线、距离向和方位向剖面图取出并绘出对数幅度图,结果见图10和图11;图12为图8中边界点成像结果.由图10(b)和图11(b)

可知, 在距离向剖面上, 目标响应出现了一定的扭曲, 这是因为雷达具有三维速度和加速度, 目标方位的多普勒中心会随着目标位置的变化而走动^[1,4], 且方位向分辨率大于距离向分辨率, 故经过方位去斜后距离向会发生一定的形变(图12中的散射点未经方位去斜处理); 在方位向剖面上, 非线性变标算法由于本身的近似误差, 引入了三次相位操作, 且不能很好的补偿多普勒调频率的二阶变化项 k_{s2} , 故图12(c)出现了主瓣展宽、旁瓣抬高、分辨率恶化的现象, 而子带补偿法则较好的补偿了调频率空变并使方位向聚焦良好(图10(c)和图11(c)). 表2和表3分别给出了图8和图9中的方位向参数

指标.

表2 图8成像质量指标

性能指标	中心点	中距点	远距点
方位向分辨率/m	0.34	0.55	1.13
方位峰值旁瓣比/dB	-13.15	-9.15	-7.34
方位积分旁瓣比/dB	-9.81	-6.54	-5.82

表3 图9成像质量指标

性能指标	中心点	中距点	远距点
方位向分辨率/m	0.34	0.35	0.35
方位峰值旁瓣比/dB	-13.13	-13.15	-13.14
方位积分旁瓣比/dB	-9.83	-9.81	-9.80

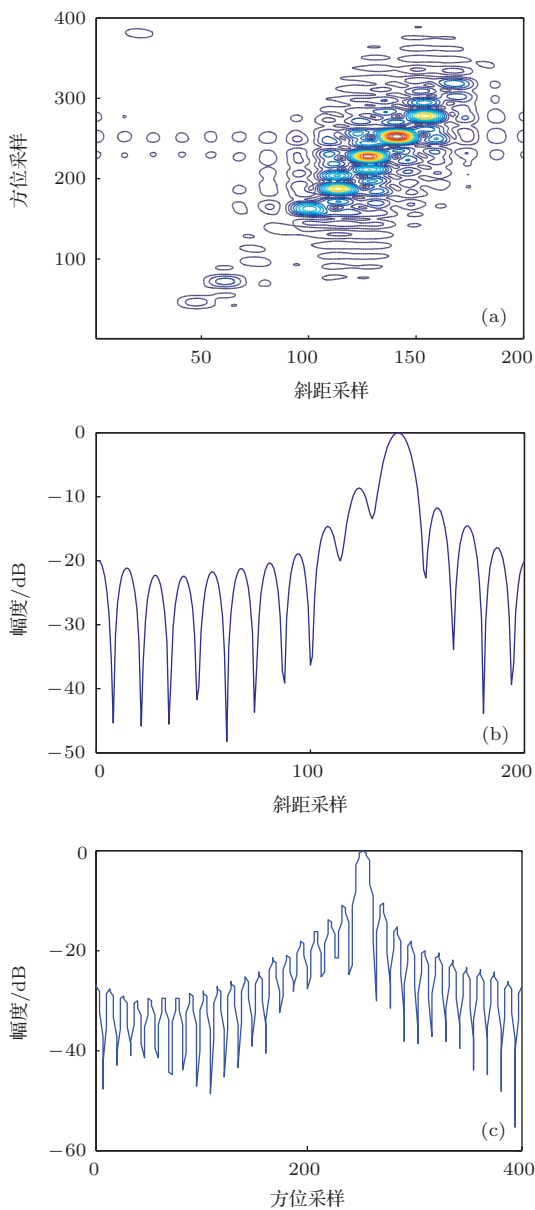


图11 (网刊彩色) 图9边界点成像 (a) 等高线;(b) 距离向剖面;(c) 方位向剖面

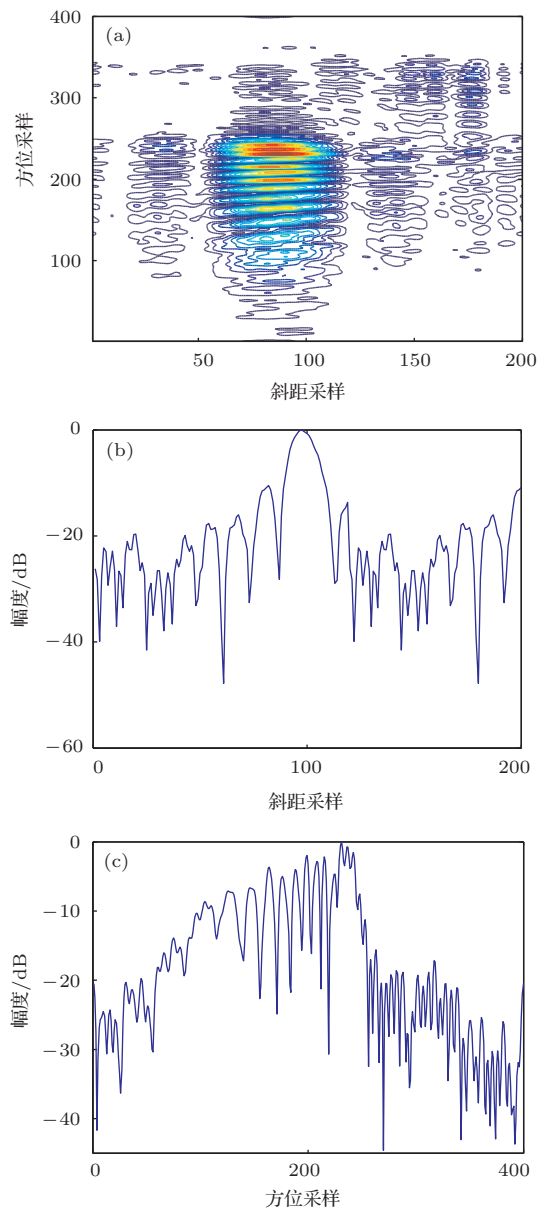


图12 (网刊彩色) 图8边界点成像 (a) 等高线;(b) 距离向剖面;(c) 方位向剖面

经过斜距几何校正的最终成像结果见图 13, 对比图 13 和图 6 可知, 目标压缩的方位和纵向与实际位置一致, 成像效果较好, 体现了本文算法的正确和有效性.

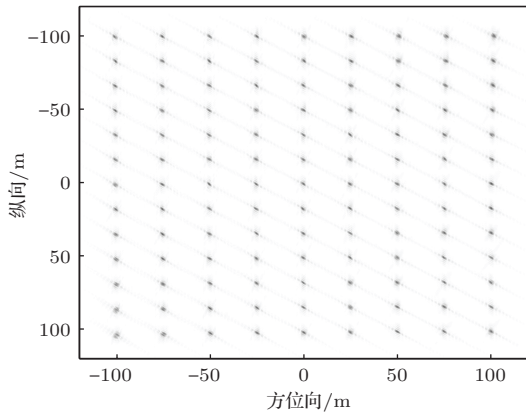


图 13 斜距校正后的最终成像结果

5 结 论

本文先对变调频混合信号的匹配进行深入分析, 推导和提出了一种新的子带补偿法, 并在弹载聚束 SAR 成像算法中予以成功运用. 和常用的非线性变标类弹载 SAR 算法相比, 仿真结果充分表

明了该方法运算少、成像效果好、要求条件低的优点. 对于弹载 SAR 而言, 方位采样频率的降低能够有效减少数据的吞吐量, 提高信号处理的实时性. 子带补偿法解决了变调频混合信号的补偿, 故本文算法也可推广运用到弹载条带式 SAR 成像或复杂运动的机载 SAR 成像中, 因此该算法有一定的应用价值和扩展意义. 下一步的工作将研究基于子带补偿法成像的几何校正问题, 以及对于弹体速度误差的补偿, 以便更好的完善此类算法.

参考文献

- [1] Yi Y S 2009 Ph. D. Dissertation (Xi'an: Xi'an University) (in Chinese) [易予生 2009 博士学位论文(西安: 电子科技大学)]
- [2] Zhou S, Bao M, Zhou P, Xing M D, Bao Z 2011 *J. Electron. Inf. Tech.* **33** 1421 (in Chinese) [周松, 包敏, 周鹏, 邢孟道, 保铮 2011 电子与信息学报 **33** 1421]
- [3] Xiao Z Y, Xu H P, Li C S 2013 *J. Electron. Inf. Tech.* **35** 1090 (in Chinese) [肖忠源, 徐华平, 李春升 2013 电子与信息学报 **35** 1090]
- [4] Jiang H, Zhao H C, Han M, Zhang S N 2014 *Acta Phys. Sin.* **63** 078403 (in Chinese) [江淮, 赵惠昌, 汉敏, 张淑宁 2014 物理学报 **63** 078403]
- [5] Milman A S 1993 *Int. J. Remote Sens.* **14** 1965
- [6] Davidson G W, Cumming I G 1996 *IEEE Trans. Aerosp. Electro. Syst.* **32** 121

An imaging algorithm for missile-borne spotlight SAR based on subband compensation

Jiang Huai¹⁾ Han Min²⁾ Zhao Hui-Chang^{1)†} Zhang Shu-Ning¹⁾

1) (*School of Electronic&Optical, Nanjing University of Science&Technology, Nanjing 210094, China*)

2) (*State key Laboratory of Milimeter Wave, South East University, Nanjing 210094, China*)

(Received 28 April 2014; revised manuscript received 26 May 2014)

Abstract

The missile-borne synthetic aperture radar (SAR) often use nonlinear scaling algorithm to improve the focusing effect. However, the nonlinear scaling algorithm cannot be used in missile-borne spotlight SAR because of its own limitations. Aiming at this problem, this paper first puts forward a new method named “sub-band compensation” and combined it to the missile-borne SAR spotlight imaging algorithm. This new algorithm does not introduce the three phases of operation, so the Doppler frequency rate can be effectively compensated under low PRF. Simulation results and analysis show that compared with the nonlinear chirp scaling algorithm, the proposed one has advantages in computation, results obtained, and applicability.

Keywords: missile-borne spotlight SAR, nonlinear chirp scaling, subband compensation, 3D acceleration

PACS: 84.40.Xb, 84.40.Ua, 07.07.Df

DOI: [10.7498/aps.63.198404](https://doi.org/10.7498/aps.63.198404)

† Corresponding author. E-mail: zhaohch353@163.com