

基于高超声速平台前斜视多通道SAR-GMTI杂波抑制方法

王宇^{①②} 曹运合^{*①} 齐晨^① 韩玖胜^① 刘玉涛^②

^①(西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室 西安 710071)

^②(通信网信息传输与分发技术重点实验室 石家庄 050081)

摘要: 针对高超声速(HSV)平台雷达系统, 该文提出一种基于高超声速平台前斜视多通道合成孔径雷达地面动目标检测(SAR-GMTI)杂波抑制方法。该方法先进行时域距离走动校正和距离压缩, 并补偿距离向通道相位误差实现距离向包络对齐; 然后再对方位多普勒扩展的信号进行3阶线调频傅里叶变换(CFT)压缩, 并补偿方位向通道相位误差实现方位向包络对齐; 接着在距离时域-方位CFT域利用数字波束形成(DBF)技术对杂波及其模糊分量置零进行空时自适应处理(STAP), 从而可以有效抑制静止杂波及其模糊分量并提取出无模糊的运动目标回波信号。

关键词: 合成孔径雷达地面动目标检测; 高超声速飞行器; 前斜视; 多普勒模糊; 空时自适应处理

中图分类号: TN957.51

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2020)02-0458-07

DOI: 10.11999/JEIT181002

Multi-channel SAR-GMTI Clutter Suppression Method Based on Hypersonic Platform Forward Squint

WANG Yu^{①②} CAO Yunhe^① QI Chen^① HAN Jiusheng^① LIU Yutao^②

^①(National Key Technology of Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an 710071, China)

^②(Science and Technology on Information Transmission and Dissemination in Communication Networks Laboratory, Shijiazhuang 050081, China)

Abstract: According to the HyperSonic Vehicle (HSV) borne radar platform system, a multi-channel SAR-GMTI clutter suppression method is presented based on hypersonic platform forward squint mode. First, range walk correction and range compression are completed in the time domain, and the distance envelope is aligned simultaneously with phase error compensation. Then, the Doppler extended signal is compressed by three-order azimuth Chirp Fourier Transform (CFT), and the azimuth envelope of the echo is aligned with phase error compensation simultaneously. Next, the Digital Beam Forming (DBF) technology is applied to the range time-azimuth CFT domain by nulling the clutter and its ambiguous components to achieve Space-Time Adaptive Processing (STAP). The stationary clutter and its ambiguous components can be suppressed effectively and the echo signs of the moving target without blurring can be extracted.

Key words: Synthetic Aperture Radar Ground Moving Target Indication (SAR-GMTI); HyperSonic Vehicle (HSV); Forward squint; Doppler ambiguity; Space-Time Adaptive Processing (STAP)

1 引言

高超声速飞行器(HyperSonic Vehicle, HSV)一般指飞行速度超过5倍音速的有翼或无翼飞行器, 主要有高超声速巡航导弹、高超声速飞机和空天飞

机3种类型^[1]。高超声速飞行器一般飞行在临近空间(20~100 km), 具有“双高”(高空、高速)的特性, 从而实现“2小时到达”的全球战略意图^[2]。临近空间高超声速飞行器有望作为精确制导武器或武器平台完成快速远程战场侦察、火控制导和精确打击等任务^[3], 在军事领域具有极其重要的作用, 成为当前的研究热点。

HSV前斜视合成孔径雷达地面动目标检测(Synthetic Aperture Radar Ground Moving Target Indication, SAR-GMTI)目前面临如下几个问题: (1)高速度和大斜视角会使回波产生巨大的距离走动量, 同时还会使回波的多普勒中心频率发

收稿日期: 2018-11-01; 改回日期: 2019-04-20; 网络出版: 2019-09-20

*通信作者: 曹运合 cyh_xidian@163.com

基金项目: 国家自然科学基金(61771367), 通信网信息传输与分发技术重点实验室开放基金(HHS19641X003)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (61771367), The science and Technology on Information Transmission and Dissemination in Communication Networks Laboratory Foundation (HHS19641X003)

生很大偏移,从而使得回波信号在距离向和方位向耦合严重;(2)HSV的高速度会使回波信号的多普勒带宽严重展宽。而SAR-GMTI系统的脉冲重复频率(Pulse Repetition Frequency, PRF)比信号多普勒带宽要小很多,这就会造成回波多普勒谱发生模糊^[4-6];另一方面,HSV的尺寸限制了雷达系统无法提供足够的空域自由度来实现从模糊的杂波中提取出不模糊的运动目标分量;(3)在高分辨率情况下,大斜视角会使不同通道接收的宽带回波信号包络偏移远远超过一个分辨单元,造成包络偏差,影响后续的杂波抑制等处理。

针对以上问题,本文提出了一种基于高超声速平台前斜视多通道SAR-GMTI杂波抑制方法,该方法针对HSV的高速度和大斜视角带来的巨大距离走动量和多普勒中心偏移、多普勒模糊以及回波信号的包络偏移等问题进行了深入研究并给出了相应的解决方法。该方法先进行时域距离走动校正并完成距离压缩,同时补偿距离向通道相位误差实现距离向包络对齐;然后再对方位多普勒扩展的信号进行3阶线调频傅里叶变换(Chirp Fourier Transform, CFT)压缩,并同时补偿方位向通道相位误差实现方位向包络对齐;接着在距离时域-方位CFT域利用数字波束形成(Digital Beam Forming, DBF)技术对杂波及其模糊分量置零进行空时自适应处理(Space-Time Adaptive Processing, STAP),从而可以有效抑制静止杂波及其模糊分量并提取出无模糊的运动目标回波信号。在空间资源有限的高超平台上,本方法在多普勒模糊数相同的情况下对天线阵元数目的需求减少1/2。

2 HSV前斜视系统几何模型

基于高超声速平台前斜视多通道SAR-GMTI系统几何模型图如图1所示(图中以5个天线通道为例, $N=5$)。

N 个天线通道沿航迹向水平排布,雷达工作在前斜视模式,由中间通道发射线性调频(Linear Frequency Modulation, LFM)信号,各个子孔径通

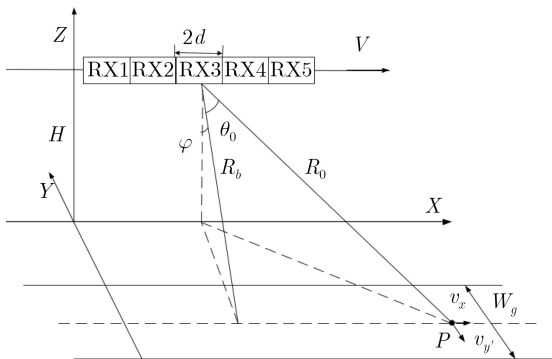


图1 高超声速平台前斜视多通道SAR-GMTI系统几何模型

道同时接收回波信号,相邻子孔径中心间距为 $2d$ 。HSV沿 X 轴方向飞行,高度为 H ,速度为 V ,前斜视角为 θ_0 ($\theta_0 > 45^\circ$),俯仰角为 φ 。 W_g 为观测场景的方位向宽度,在方位慢时间 $t_m = 0$ 时刻,波束中心指向场景中心。由于雷达作用距离远大于子孔径间的基线长度,可用等效相位中心原理^[7]进行模型分析,每一组分离的发射和接收通道都可以等效为等效相位中心(Effective Phase Center, EPC)处的自发自收通道,相邻EPC间距变为 d 。

设场景中存在动目标 P ,其中, v_x 和 $v_{y'}$ 分别表示动目标在数据录取平面内沿航迹方向和垂直航迹方向的速度, R_0 和 R_b 分别表示波束中心到动目标的中心斜距和最近垂直距离。第 n 个通道与动目标之间的瞬时斜距可以表示为

$$R_n = \sqrt{[R_b - v_{y'}(t_m + \Delta t_n)]^2 + [\xi + X_0]^2} \quad (1)$$

其中, $\Delta t_n = d_n/(V - v_x)$, $\xi = (V - v_x)(t_m + \Delta t_n)$, d_n 为第 n 个通道EPC相对于参考通道EPC的距离(本文中以第1个通道作为参考通道)。

在高速大斜视角情况下,正侧视时的距离2阶泰勒展开已无法满足系统质量要求^[8],必须对斜距进行更高次项的泰勒级数展开。对式(1)在 $t_m = 0$ 处进行3阶泰勒展开得到斜距的近似表达式为

$$R_n \approx R_0 - V_{r_rel}(t_m + \Delta t_n) + \frac{1}{2R_0} V_{a_rel}^2(t_m + \Delta t_n)^2 + \frac{1}{2R_0^2} V_{r_rel} V_{a_rel}^2(t_m + \Delta t_n)^3 \quad (2)$$

其中, $V_{r_rel} = V \sin \theta_0 + v_r$ 和 $V_{a_rel} = -V \cos \theta_0 + v_a$ 为动目标相对平台等效径向速度和方位向速度,动目标自身的相对径向速度为 $v_r = v_{y'} \cos \theta_0 - v_x \sin \theta_0$,相对方位向速度为 $v_a = v_{y'} \sin \theta_0 + v_x \cos \theta_0$ 。由于 $v_x \ll V$ 和 $v_{y'} \ll V$,可得 $V_{r_rel} \approx V \sin \theta_0$, $V_{a_rel} \approx -V \cos \theta_0$ 和 $\Delta t_n \approx d_n/V$ 。

3 动目标的粗聚焦图像及复响应

第 n 个通道接收动目标距离向傅里叶变换后回波信号为

$$S_{2T,n} = \sigma_T w_r \left(\frac{f_r}{\gamma} \right) a_a(t_m + \Delta t_n) \cdot \exp \left(-j\pi \frac{f_r^2}{\gamma} \right) \exp \left[-j \frac{4\pi}{c} R_0 f_{rc} \right] \cdot \exp \left[j \frac{4\pi}{c} V_{r_rel} \left(t_m - \frac{d_n}{V} \right) f_{rc} \right] \cdot \exp \left[-j \frac{4\pi}{c} \cdot \frac{1}{2R_0} V_{a_rel}^2 \left(t_m - \frac{d_n}{V} \right)^2 f_{rc} \right] \cdot \exp \left[-j \frac{2\pi}{c R_0^2} \cdot V_{r_rel} V_{a_rel}^2 \left(t_m - \frac{d_n}{V} \right)^3 f_{rc} \right] \quad (3)$$

其中, σ_T 为动目标的散射截面积, $a_r(\cdot)$ 和 $a_a(\cdot)$ 分别为回波信号的距离窗函数和方位窗函数, \hat{t} 和 t_m 分别为距离快时间和方位慢时间, γ 为LFM信号的调频率, λ 表示发射信号波长, c 为光速, $f_{rc} = f_r + f_c$, f_r 为距离频率, f_c 为载频, $w_r(\cdot)$ 为距离频域窗函数。式(3)中第3个指数项包含距离走动分量, 第4个指数项包含2阶距离弯曲分量, 最后一个指数项包含3阶距离弯曲分量, 4阶距离弯曲分量的影响可忽略。由此构造不同接收通道的时域距离走动校正函数

$$H_{\text{runc},n} = \exp \left[-j \frac{4\pi}{c} V \sin \theta_0 \left(t_m + \frac{d_n}{V} \right) f_{rc} \right] \quad (4)$$

式(4)的距离走动校正函数分为两部分, 其中第1部分 $\exp \left[-j \frac{4\pi}{c} V \sin \theta_0 (f_r + f_c) t_m \right]$ 为常规的随慢时间 t_m 变化而变化的距离走动项。在HSV前斜视模式下, 斜视角 θ_0 较大, $\sin \theta_0 \approx 0$ 不再成立, 同时HSV的速度 V 很大, 导致距离走动量非常大, 距离走动量与载机平台速度 V 和斜视角 θ_0 都成正比关系。

距离和方位向分辨率均为1 m。当速度 V 超过5倍音速(1700 m/s)时, 整个合成孔径时间里的距离走动量也为百倍的距离分辨单元量级, 会造成严重的距离和方位2维耦合, 而距离弯曲量则相对小很多, 距离弯曲的影响主要体现在信号的方位多普勒扩展程度。因此在距离徙动校正时可以不考虑距离弯曲的影响, 但必须进行距离走动校正。

式(4)中的第2部分 $\exp \left[-j \frac{4\pi}{c} \sin \theta_0 f_{rc} d_n \right]$ 为补偿由通道间距引起的不同通道回波的距离包络偏移差。斜视角 θ_0 越大, 不同通道回波的距离包络偏差也就越大。

对式(3)分别乘以距离脉冲压缩和距离走动补偿函数, 得到距离走动校正后并距离向包络对齐的信号形式为

$$\begin{aligned} S3_{T,n} = & \sigma_T w_r \left(\frac{f_r}{\gamma} \right) a_a \left(t_m + \Delta t_n \right) \\ & \cdot \exp \left\{ -j \frac{4\pi}{c} f_{rc} \left[R_0 - v_r \left(t_m + \frac{d_n}{V} \right) \right] \right\} \\ & \cdot \exp \left\{ -j \frac{4\pi}{c} f_{rc} \frac{1}{2R_0} V_{a_rel}^2 \left(t_m + \frac{d_n}{V} \right)^2 \right\} \\ & \cdot \exp \left\{ -j \frac{4\pi}{c} f_{rc} \frac{1}{2R_0^2} V_{r_rel} V_{a_rel}^2 \left(t_m + \frac{d_n}{V} \right)^3 \right\} \end{aligned} \quad (5)$$

可以看出, HSV的高速会使SAR回波信号的多普勒带宽严重展宽。此外, SAR-GMTI系统的PRF比信号多普勒带宽小^[9], 这会造成多普勒频谱折叠甚至出现模糊的现象, 使得后续杂波抑制更加繁琐。

对于HSV平台前斜视模式, 通常HSV选择飞行在20~100 km的临近空间范围, 飞行速度选择在5~7倍声速范围。图2仿真分析了不同斜视角情况下HSV平台3阶距离弯曲量以及对方位相位误差的影响。从图2中可以看出, 当斜视角 $\theta_0 \geq 50^\circ$ 时, 3阶距离弯曲量已超过方位分辨率的1%量级, 对应的方位相位变化超过了一个相位周期, 这会带来方位模糊和扩展。4阶距离弯曲量则处在 10^{-4} 数量级上, 其对方位相位的影响也远没有超过一个相位周期, 故不会造成方位模糊和扩展。因此对于HSV平台前斜视模式, 除了要考虑方位相位2次项造成的多普勒谱展宽外, 还要考虑3次项的影响, 这也就是前述必须对斜距进行3次泰勒展开的原因。

受方位2阶CFT操作^[10]的启发, 构造第 n 个通道的方位3阶CFT域压缩函数为

$$\begin{aligned} H_{\text{CFT},n} = & \exp \left\{ j \frac{4\pi}{c} f_{rc} \frac{V^2 \cos^2 \theta_0 \left(t_m + \frac{d_n}{V} \right)^2}{2R_0} \right\} \\ & \cdot \exp \left\{ j \frac{4\pi}{c} f_{rc} \frac{V \sin \theta_0 V^2 \cos^2 \theta_0 \left(t_m + \frac{d_n}{V} \right)^3}{2R_0^2} \right\} \end{aligned} \quad (6)$$

CFT作为FT的推广, 比传统的FT具有更好处理频率扩展信号的能力^[11]。它本质上可以看作是将方位向多普勒扩展的信号进行匹配压缩处理, 可以防止发生多普勒谱折叠和模糊问题。从式(6)可以看出, 构造的方位CFT压缩函数在对信号进行方位多普勒谱压缩的同时还补偿了由通道间距引起的不同通道回波方位向包络偏移差。对式(5)乘以式(6)进行CFT变换, 得到方位压缩后的距离频域-方位CFT域信号形式为

$$\begin{aligned} S4_{T,n} = & \int S3_{T,n} H_{\text{CFT},n} (f_r, t_m) \exp(-2\pi f_a t) dt \\ = & \sigma_T w_r \left(\frac{f_r}{\gamma} \right) G_{az} w_{az} (f_a - f_d) \\ & \cdot \exp \left[-j \frac{4\pi}{c} f_{rc} R_0 \right] \exp \left[j 2\pi (f_a + f_d) \frac{d_n}{V} \right] \\ & \cdot \exp \left(j 2\pi f_d \frac{d_n}{V} \right) \end{aligned} \quad (7)$$

其中, $w_{az}(\cdot)$ 为方位频域窗函数, G_{az} 为方位积累处理后的信号增益, f_a 为多普勒频率, $f_d = \frac{2v_r}{c} (f_r + f_c)$ 。

对式(7)进行距离逆傅里叶变换, 则第 n 个通道动目标点粗聚焦信号形式为

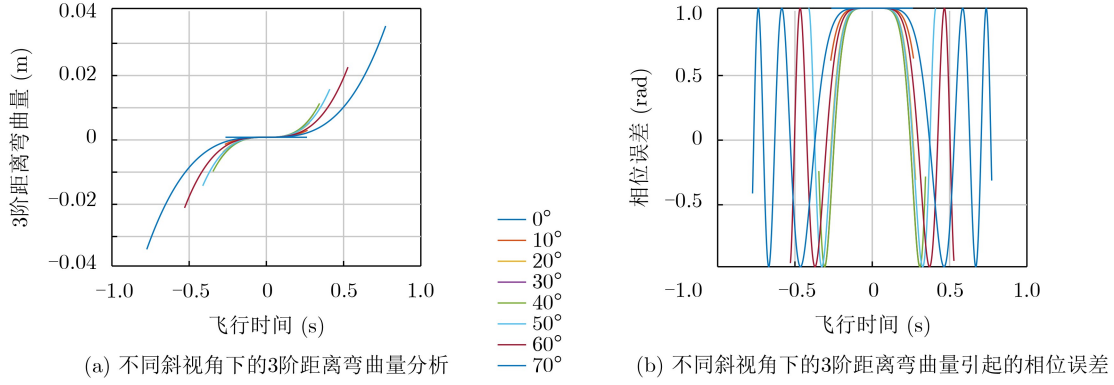


图2 不同斜视角下的3阶距离弯曲量结果图

$$\begin{aligned}
S_{4T,n} &= \int S_{3T,n} H_{CFT,n}(f_r, t_m) \exp(-2\pi f_a t) dt \\
&= \sigma_T w_r \left(\frac{f_r}{\gamma} \right) G_{az} w_{az}(f_a - f_d) \\
&\quad \cdot \exp \left[-j \frac{4\pi}{c} f_{rc} R_0 \right] \exp \left(j 2\pi f_d \frac{d_n}{V} \right) \\
&\quad \cdot \exp \left[j 2\pi (f_a + f_d) \frac{d_n}{V} \right] \quad (8)
\end{aligned}$$

其中, $f_{dc} = \frac{2v_r}{\lambda}$ 为由动目标径向速度引起的多普勒中心频率偏移。

令 B_a 为信号方位多普勒带宽。由于HSV载雷达系统PRF选择的限制, 一般 $PRF \leq B_a$ 。不失一般性, 假设 $B_a/PRF = 2L + 1$ (其中 L 为正整数) 为回波信号多普勒模糊次数, 即把原始的多普勒谱分成 $2L + 1$ 个模糊分量区域^[12]。每个通道回波在方位向均是以PRF进行采样, 动目标的多普勒中心和CFT频率谱都存在模糊, 多普勒中心的模糊数可以定义为

$$K_{dc} = \left\lceil \frac{f_{dc}}{PRF} - 0.5 \right\rceil \quad (9)$$

其中, $\lceil \cdot \rceil$ 表示向上取整操作。

动目标基带多普勒中心频率为

$$f_{dc_b} = f_{dc} - K_{dc} \cdot PRF \in \left[-\frac{PRF}{2}, \frac{PRF}{2} \right] \quad (10)$$

动目标的基带斜距速度表示为

$$\begin{aligned}
v_{r_b} &= \frac{f_{dc_b} \cdot \lambda}{2} \\
&= v_r - K_{dc} \cdot v_{PRF} \in \left[-\frac{v_{PRF}}{2}, \frac{v_{PRF}}{2} \right] \quad (11)
\end{aligned}$$

其中, $v_{PRF} = \frac{PRF \cdot \lambda}{2}$ 为第1盲速度。

假设动目标位于第 l 个模糊分量位置, 则动目标模糊的CFT频率谱为

$$\begin{aligned}
S_{T,n} &= \sigma_T G_r G_{az} a_r \left(\hat{t} - \frac{2R_0}{c} \right) \\
&\quad \cdot w_a(f_a + f_{dc_b} + (K_{dc} + l) \cdot PRF) \\
&\quad \cdot \exp \left(-j \frac{4\pi}{\lambda} R_0 \right) \exp \left[j 2\pi (f_a + l \cdot PRF) \frac{d_n}{V} \right] \\
&\quad \cdot \exp \left(-j 2\pi (f_{dc_b} + K_{dc} \cdot PRF) \frac{d_n}{V} \right) \quad (12)
\end{aligned}$$

其中, $l \in [-L, L]$ 。式(12)即是动目标的粗聚焦图像。

在频率单元 f_a 中, 动目标对应的多通道导向矢量为

$$\mathbf{a}_{T,l}(f_a) = \exp \left(j 2\pi (f_a + l \cdot PRF - f_{dc}) \frac{d_n}{V} \right) \quad (13)$$

多通道SAR系统输出的动目标复响应为

$$\begin{aligned}
\mathbf{S}_T &= [S_{T,1}(\hat{t}, f_a), \dots, S_{T,n}(\hat{t}, f_a), \dots, S_{T,N}(\hat{t}, f_a)]^T \\
&= S_{T,0}(\hat{t}, f_a + l \cdot PRF) \cdot \mathbf{a}_{T,l}(f_a) + \mathbf{e}(f_a) \quad (14)
\end{aligned}$$

其中,

$$\begin{aligned}
S_{T,0}(\hat{t}, f_a) &= \sigma_T G_r G_{az} a_r \left(\hat{t} - \frac{2R_0}{c} \right) \\
&\quad \cdot w_a(f_a + f_{dc_b} + K_{dc} \cdot PRF) \\
&\quad \cdot \exp \left(-j \frac{4\pi}{\lambda} R_0 \right) \quad (15)
\end{aligned}$$

$\mathbf{e}(f_a)$ 为加性噪声矢量(这里假设为高斯白噪声)。静止杂波可以认为是运动参数等于零的动目标, 因此, 静止杂波的粗聚焦过程不再具体讨论。

4 STAP杂波抑制处理

杂波抑制过程中, 要求所有杂波及其模糊分量方向均要得到抑制, 只保留潜在运动目标方向。由于方位空域自由度可以用来精确实现多个零点的凹陷, 多通道构型具有提供同时抑制杂波及其模糊分量的潜能。受阵列信号处理中数字波束形成思想启发, 可以用多个多普勒方向约束方式来抑制杂波及其多普勒模糊分量方向。由于杂波及其模糊分量方

向已知,在杂波及其相应的模糊方向上可以精确形成零点。此外,由于运动目标参数未知,通过选择在 $v_{PRF}/2$ 对应方向保持最大能量来尽可能保留动目标信号。

杂波抑制的最优准则表示为

$$\left. \begin{aligned} \min_{W_i} & \mathbf{W}_i^H(f_a) \mathbf{R}_X \mathbf{W}_i(f_a) \\ \text{s.t.} & \mathbf{W}_i^H(f_a) \mathbf{C} = \mathbf{Q} \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

其中, $\mathbf{R}_X = \mathbb{E} \left[(\mathbf{S}_C(f_a) + \mathbf{S}_T(f_a)) (\mathbf{S}_C(f_a) + \mathbf{S}_T(f_a))^H \right]$ 为在CFT频率单元 f_a 处多通道输出对应的协方差矩阵。实际处理中,通常采用处于不同距离单元的杂波点近似代替用于估计杂波协方差矩阵所需的独立样本。

$$\mathbf{C} = [\mathbf{a}'_{T,l}(f_a), \mathbf{a}_{C,-L}(f_a), \dots, \mathbf{a}_{C,l}(f_a), \dots, \mathbf{a}_{C,L}(f_a)]$$

为约束的导向矢量矩阵, $\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} 1, 0, \dots, 0 \\ \vdots \\ 0, \dots, 1 \end{bmatrix}^H$, $\mathbf{W}_i(f_a)$

为在CFT频率谱中提取位于第 l 个动目标区域中动目标的权矢量,且

$$\mathbf{a}'_{T,l}(f_a) = \exp \left(j2\pi \left(f_a + l \cdot \text{PRF} - \frac{2v_{\text{PRF}}}{\lambda} \right) \frac{d_n}{V} \right) \quad (17)$$

式(16)的最优解表示为

$$\mathbf{W}_i^{\text{opt}}(f_a) = \mathbf{R}_X^{-1} \mathbf{C} (\mathbf{C}^H \mathbf{R}_X^{-1} \mathbf{C})^{-1} \mathbf{Q} \quad (18)$$

则杂波抑制输出为

$$\hat{\mathbf{S}}_{T,l}(f_a) = [\mathbf{W}_i^{\text{opt}}(f_a)]^H \cdot [\mathbf{S}_C(f_a) + \mathbf{S}_T(f_a)] \quad (19)$$

经过CFT压缩后,单个动目标的CFT谱只出现在某个动目标区域,抑制杂波所需要的空域自由度为 $D_1 = N + 1$;相比于ISTAP方法中动目标的频谱还会出现在各个动目标模糊区域中,抑制杂波所需要的空域自由度为 $D_2 = 2N + 1$ 。因此,采用本文所提出的在方位CFT域杂波抑制方法在多普勒模糊数相同的情况下对天线阵元数目的需求减少1/2。

整个杂波抑制的处理流程图如图3所示,该方法先进行时域距离走动校正并完成距离压缩,同时实现距离向包络对齐;然后再对方位多普勒扩展信号进行3阶CFT压缩,并补偿方位向通道相位误差实现方位向包络对齐;在距离时域-方位CFT域利用DBF技术对杂波及其模糊分量置零进行杂波抑制,从而抑制静止杂波及其模糊分量并提取出无模糊的运动目标回波信号。

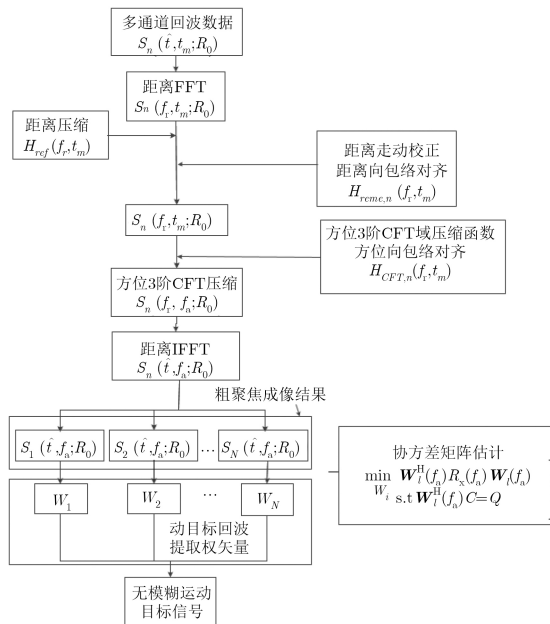


图3 杂波抑制处理流程图

5 仿真分析

为了验证本文方法的有效性,下面进行仿真分析。有关仿真参数设置如表1所示。

仿真设置场景静止杂波为均匀排布的点阵,在场景中还设置了一个运动目标点,坐标值为(50 m, 0 m),其沿航迹向和垂直航迹向的速度分别为-8 m/s和9.534 m/s,则其等效相对径向速度和方位向速度约为-12.45 m/s和0 m/s,信杂比和信噪比分别为0 dB和10 dB。

图4(a)和图4(c)分别是对距离走动校正后信号进行常规FT和3阶方位CFT的结果。图4(b)为图4(a)的局部放大图,在图中可以看出运动目标发生了3次多普勒谱模糊,同一回波中杂波与动目标的多普勒模糊次数相同,这会使得后续杂波抑制过程变得困难。图4(c)中经过3阶方位CFT压缩后,单个点目标的多普勒谱被极大压缩,从而避免了多普勒谱模糊。

由表1中信号多普勒带宽和PRF的关系可得,回波多普勒谱发生3次模糊。图5(a), 5(b)和5(c)分别是假设运动目标分别在这3个运动目标模糊区域中进行STAP杂波抑制的结果。输出动目标图像的幅度各不相同,其中第1幅图中动目标的输出幅度最大,这证明此时假设的动目标导向矢量与动目标真实的导向矢量最接近匹配,即运动目标落在第

表1 仿真参数

参数名称	载频 f_c	斜视角	平台高度 H	中心斜距 R	距离分辨率	信号多普勒带宽	重频PRF	平台速度 V	相邻通道间距 d	方位分辨率
参数值	10 GHz	50°	30 km	60 km	1 m	1530 Hz	554 Hz	2380 m/s	1.5 m	1 m

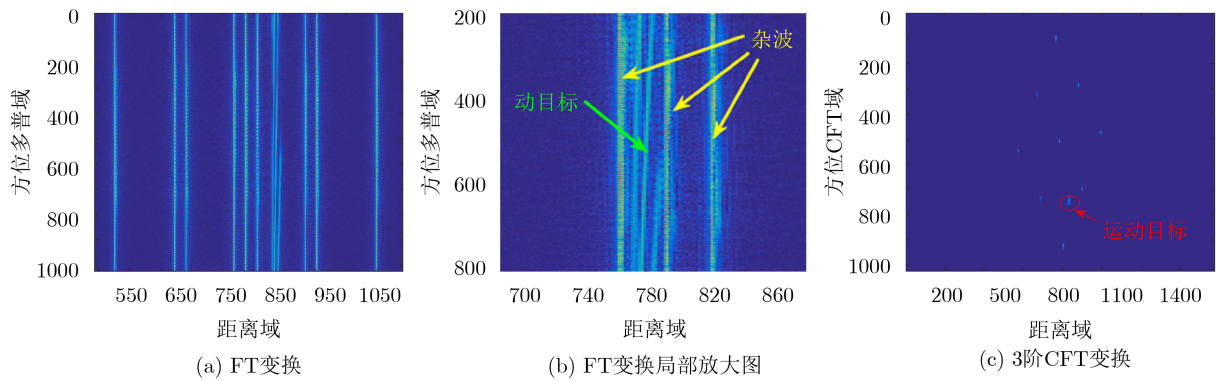


图 4 不同傅里叶交换结果

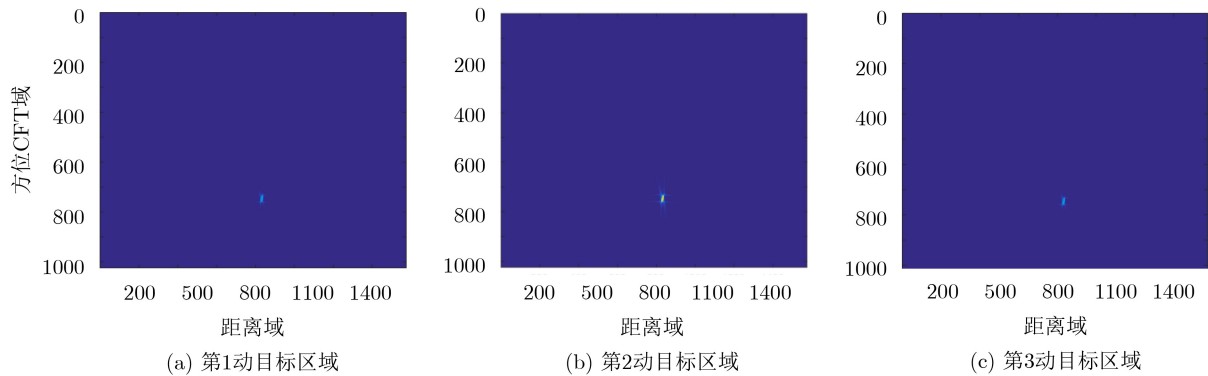


图 5 杂波抑制结果

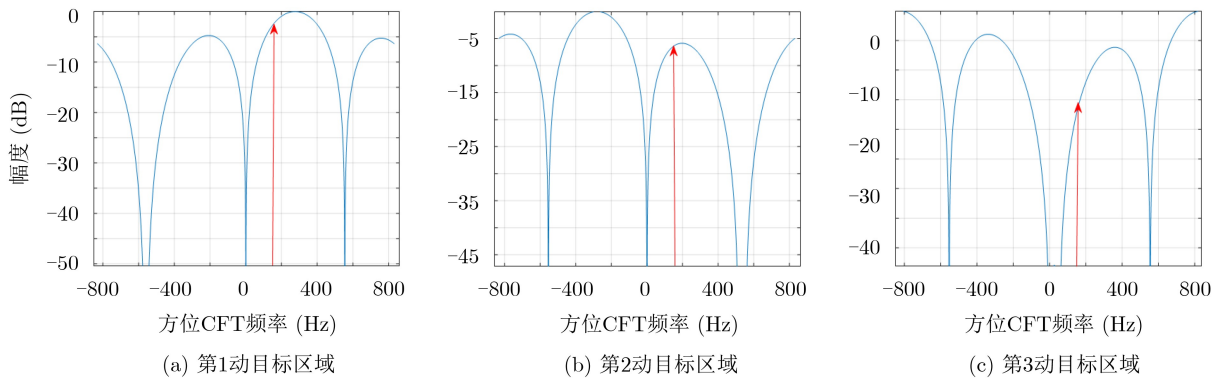


图 6 阵列天线方向图

1个运动目标区域，从而可以估计动目标真实的径向速度^[13]。

为了进一步说明杂波抑制的有效性，图6分别是用3个运动目标区域中的动目标导向矢量进行空时自适应杂波抑制天线方向图。在杂波及其模糊分量位置(即 $f_a = kPRF$, k 为整数)都形成了很深的零点，在相邻两零点中间形成峰值，这符合我们所设计的在 $v_{PRE}/2$ 处保持最大能量原则。图中箭头指向为运动目标所在的多普勒方向。可以看到，采用不同运动目标区域的动目标导向矢量进行杂波抑制后动目标的剩余幅度是不同的，只有当采用运动目标真实所在动目标区域的导向矢量时，剩余动目标幅

度才最大，而采用的动目标导向矢量偏离真实动目标导向矢量越远，则动目标的剩余幅度越小。

6 结束语

本文针对高超声速飞行器平台载雷达系统，分析了在前斜视模式下杂波的多普勒模糊特性，并提出了一种基于高超平台前斜视的多通道SAR-GMTI杂波抑制方法。该方法针对HSV的高速度和大斜视角带来的巨大距离走动量和多普勒中心偏移、多普勒谱模糊和以及不同通道回波信号的包络偏移等问题进行了入研究并给出了相应的解决方法。该方法先进行时域距离走动校正并完成距离压缩，同时补

偿距离向通道相位误差实现距离向包络对齐; 然后再对方位多普勒扩展的信号进行3阶CFT压缩, 并同时补偿方位向通道相位误差实现方位向包络对齐; 接着在距离时域全身方位CFT域利用DBF技术对杂波及其模糊分量置零进行STAP杂波抑制, 从而有效抑制静止杂波及其模糊分量并提取出无模糊的运动目标回波信号。最后通过仿真分析证明了该方法的正确性和有效性。

参 考 文 献

- [1] WANG Wenqin. Near-space vehicle-borne SAR with reflector antenna for high-resolution and wide-swath remote sensing[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2012, 50(2): 338–348. doi: [10.1109/TGRS.2011.2158224](https://doi.org/10.1109/TGRS.2011.2158224).
 - [2] XU Gang, XING Mengdao, ZHANG Lei, et al. Robust autofocusing approach for highly squinted SAR imagery using the extended wavenumber algorithm[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2013, 51(10): 5031–5046. doi: [10.1109/TGRS.2013.2276112](https://doi.org/10.1109/TGRS.2013.2276112).
 - [3] XU Huajian, YANG Zhiwei, TIAN Min, et al. An extended moving target detection approach for high-resolution multichannel SAR-GMTI systems based on enhanced shadow-aided decision[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2018, 56(2): 715–729. doi: [10.1109/TGRS.2017.2754098](https://doi.org/10.1109/TGRS.2017.2754098).
 - [4] WANG Yu, CAO Yunhe, PENG Zhigang, et al. Clutter suppression and GMTI for hypersonic vehicle borne SAR system with MIMO antenna[J]. *IET Signal Processing*, 2017, 11(8): 909–915. doi: [10.1049/iet-spr.2017.0193](https://doi.org/10.1049/iet-spr.2017.0193).
 - [5] XU Jia, HUANG Zuzhen, WANG Zhirui, et al. Radial velocity retrieval for multichannel SAR moving targets with time-space Doppler deambiguity[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2018, 56(1): 35–48. doi: [10.1109/TGRS.2017.2720692](https://doi.org/10.1109/TGRS.2017.2720692).
 - [6] HUANG Yan, LIAO Guisheng, XU Jingwei, et al. GMTI and parameter estimation for MIMO SAR system via fast interferometry RPCA method[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2018, 56(3): 1774–1787. doi: [10.1109/TGRS.2017.2768243](https://doi.org/10.1109/TGRS.2017.2768243).
 - [7] WANG Guanqiong, LI Jingwen, and WEI Yang. Influence factors analysis of SAR-GMTI system performance[J]. *Applied Mechanics and Materials*, 2013, 380-384: 692–696. doi: [10.4028/www.scientific.net/AMM.380-384.692](https://doi.org/10.4028/www.scientific.net/AMM.380-384.692).
 - [8] YANG Taoli, WANG Yong, and LI Wei. A moving target imaging algorithm for HRWS SAR/GMTI systems[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2017, 53(3): 1147–1157. doi: [10.1109/TAES.2017.2667858](https://doi.org/10.1109/TAES.2017.2667858).
 - [9] 邢孟道, 孙光才, 李学仕. 用于高分辨率宽测绘带SAR系统的SAR/GMTI处理方法研究[J]. *雷达学报*, 2015, 4(4): 375–385. doi: [10.12000/JR15096](https://doi.org/10.12000/JR15096).
XING Mengdao, SUN Guangcai, and LI Xueshi. Study on SAR/GMTI processing for high-resolution wide-swath SAR system[J]. *Journal of Radars*, 2015, 4(4): 375–385. doi: [10.12000/JR15096](https://doi.org/10.12000/JR15096).
 - [10] 吴明宇, 杨桃丽, 吴顺君, 等. 星载多通道高分辨率宽测绘带SAR系统运动目标检测方法[J]. *电子与信息学报*, 2014, 36(2): 441–444. doi: [10.3724/SP.J.1146.2013.00465](https://doi.org/10.3724/SP.J.1146.2013.00465).
WU Mingyu, YANG Taoli, WU Shunjun, et al. Ground moving target indication for spaceborne multi-channel high resolution wide swath SAR system[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2014, 36(2): 441–444. doi: [10.3724/SP.J.1146.2013.00465](https://doi.org/10.3724/SP.J.1146.2013.00465).
 - [11] XIA Xianggen. Discrete chirp-Fourier transform and its application to chirp rate estimation[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2000, 48(11): 3122–3133. doi: [10.1109/78.875469](https://doi.org/10.1109/78.875469).
 - [12] XIA Meng and YANG Xiaoniu. Moving target parameter estimation of spaceborne SAR-GMTI based on the analysis of acceleration[C]. 2011 IEEE CIE International Conference on Radar, Chengdu, China, 2011: 1242–1246. doi: [10.1109/CIE-Radar.2011.6159781](https://doi.org/10.1109/CIE-Radar.2011.6159781).
 - [13] SUWA K, YAMAMOTO K, TSUCHIDA M, et al. Image-based target detection and radial velocity estimation methods for multichannel SAR-GMTI[J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2017, 55(3): 1325–1338. doi: [10.1109/TGRS.2016.2622712](https://doi.org/10.1109/TGRS.2016.2622712).
- 王 宇: 男, 1991年生, 博士生, 研究方向为合成孔径雷达地面动目标检测(SAR-GMTI)、空时自适应处理(STAP).
曹运合: 男, 1978年生, 教授、博士生导师, 研究方向为雷达信号处理, 阵列信号处理, 高速实时信号处理, DSP与FPGA开发.
齐 晨: 女, 1993年生, 硕士生, 研究方向为合成孔径雷达地面动目标检测(SAR-GMTI).
韩玖胜: 男, 1994年生, 博士生, 研究方向为合成孔径雷达地面动目标检测(SAR-GMTI)、空时自适应处理(STAP).