

一种平行航线双基聚束式 FMCW SAR 的两步处理方法

梁 毅, 李燕平, 邢孟道, 保 铮

(西安电子科技大学雷达信号处理国防科技重点实验室, 陕西西安, 710071)

摘 要: 本文首先对基于调频连续波(FMCW)的平行航线双基聚束式 SAR 回波信号进行了建模, 分析了雷达发射信号过程中载机连续运动带来的多普勒频移的影响. 之后利用瞬时频率的概念, 通过引入最近距离和、最近距离差以及半类双基角等变量, 推导出平行航线双基聚束式 FMCW SAR 回波信号的二维波数域表达式, 在此基础上提出了一种针对平行航线双基聚束式 FMCW SAR 数据的两步处理方法. 两步处理方法首先通过方位预滤波处理实现方位谱解模糊, 然后通过残余聚焦实现多普勒频移补偿以及双基的频率变标处理, 同时, 对方位预滤波处理各步操作引起的数据时频关系变化进行了分析. 仿真数据处理验证了本文分析的正确性和算法的有效性.

关键词: 调频连续波; 平行航线双基聚束式 SAR; 多普勒频移; 瞬时频率; 方位预滤波; 残余聚焦

中图分类号: TN911 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2013) 10-1975-08

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2013.10.017

A Two-Step Processing Approach for Parallel Bistatic Spotlight FMCW SAR Focusing

LIANG yi, LI Yan-ping, XING Meng-dao, BAO Zheng

(National Key Lab. of Radar Signal Processing, Xidian Univ., Xi'an, 710071, China)

Abstract: This paper establishes the received signal model of parallel bistatic spotlight SAR adopting frequency modulated continuous wave(FMCW), and analyzes the affect of doppler frequency shift introduced by platform's continuous motion while radar transmitting and receiving signals. Then using the concept of instantaneous frequency and through introducing the parameters, i.e. the sum and difference of the closest slant range, and the half quasi bistatic angle, the received signal expression in two dimensional wave-number domain is deduced. Based on this, a two-step processing approach for parallel bistatic spotlight FMCW SAR focusing is presented, which uses azimuth pre-filtering step to overcome azimuth spectral folding phenomenon first. Following this operation, a second residual focusing step is applied to carry out doppler frequency shift compensation and the bistatic frequency scaling processing. Meanwhile, the time frequency relations changing from each stage of azimuth pre-filtering are analyzed in detail. Simulation data processing verifies the analysis and the proposed algorithm.

Key words: frequency modulated continuous wave(FMCW); parallel bistatic spotlight SAR; Doppler frequency shift; instantaneous frequency; azimuth pre-filter; residual focusing

1 引言

调频连续波(FMCW)技术与合成孔径雷达(SAR)技术的完美结合, 促使了重量轻、成本低、功耗低的高分辨率成像雷达的诞生^[1], 使得 SAR 系统更加的小型化, 从而可以降低对适装平台的要求. 与脉冲式 SAR 相比, 在同等作用距离的情况下, FMCW SAR 需要较低的发射功率, 一般固态放大器就可以满足要求, 而且较低的发射

功率也使其具有隐蔽性好、抗反辐射导弹能力强的特点. 脉冲式 SAR 基于“一步一停”假设, 目标瞬时斜距与距离快时间近似无关, 而 FMCW SAR 在整个脉冲重复周期内发射信号, 较长的扫频时间决定了在发射信号和接收信号过程中目标与雷达平台之间的距离是变化的. 雷达平台连续运动带来的影响是在距离向产生多普勒频移^[2], 该多普勒频移会引起回波包络越距离单元徙动, 影响图像的聚焦效果.

聚束式 SAR 作为 SAR 的一种重要工作模式,能够实现条带式 SAR 难以达到的高分辨率.方位向为了避免频谱混叠,脉冲重复频率需要大于总的多普勒带宽,然而过高的方位采样率会带来数据率的增加,对后续的成像处理提出很高的要求.考虑到聚束式 SAR 有一个明显的特点,其瞬时多普勒带宽相对于总的多普勒带宽来说是较小的,参数设计时完全可以只使方位采样率仅大于瞬时多普勒带宽,而通过后续信号处理算法解决方位模糊的问题.

单基 FMCW SAR 受到系统收发隔离在内的限制,其作用距离一般比较近^[3].双基 SAR 中收、发天线分置在两个独立的平台上,可以有效克服收发之间的耦合问题,提高作用距离.实际中,为了获取更丰富的地物散射信息,更高的机动性、隐蔽性,更好的抗干扰和抗截获性能也通常要求 SAR 以双基模式工作^[4].本文即研究平行航线双基聚束式 FMCW SAR 成像.

2 平行航线双基聚束式 FMCW SAR 信号模型分析

平行航线双基聚束式 SAR 成像几何模型如图 1 所示,在载机飞行过程中,通过控制天线波束指向,使得天线波束以较长驻留时间照射某一特定区域,从而得到比条带式 SAR 更长的合成孔径长度和更宽的多普勒带宽,实现方位向分辨率的提高.假设收、发平台的速度为 v (接收在前,发射在后),两者之间的基线为 $(2h_x, 2h_y, 2h_z)$,以零时刻沿航向基线中点在地面的投影为原点建立坐标系,则方位 t_m 时刻收发平台的坐标分别为 $(vt_m + h_x, h_y, H + h_z)$ 、 $(vt_m - h_x, -h_y, H - h_z)$,其中 H 为载机飞行高度.对于地面场景中的任一点目标 $p(X_n, Y_n, 0)$,收发雷达到目标的瞬时斜距记作 $R_R(\hat{t}, X)$ 和 $R_T(\hat{t}, X)$.需要强调的是, FMCW SAR 中目标的瞬时斜距是一个与距离快时间有关的量^[1],表现为距离、方位间的耦合,相当于一个多普勒频移项^[2].

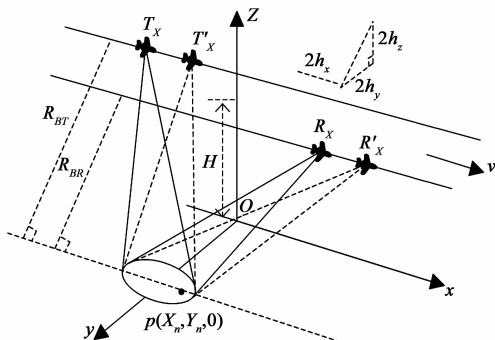


图1 平行航线双基聚束式SAR成像几何模型

若雷达发射 LFMW 信号,则接收端经解线频调处理后的差频输出

$$s(\hat{t}, X) = \sigma \cdot w_a(X) \cdot \text{rect} \left[\frac{\hat{t} - \frac{(R_R(\hat{t}, X) + R_T(\hat{t}, X))}{c}}{T_p} \right] \exp \left[-j \frac{2\pi}{c} \gamma \left(\hat{t} - \frac{R_{ref}}{c} \right) R_\Delta \right] \cdot \exp \left[-j \frac{2\pi}{c} f_c R_\Delta + j \frac{\pi \gamma}{c^2} R_\Delta^2 \right] \quad (1)$$

其中 σ 为目标的后向散射系数, X 为收发平台的方位位移 ($X = vt_m$), \hat{t} 为距离快时间, t_m 为方位慢时间, γ 为距离向调频率, $w_a(X)$ 由雷达的方向性函数决定, T_p 为脉冲宽度, f_c 为载波频率, c 为光速, R_{ref} 为解线频调处理的参考距离, 定义为方位零时刻收发雷达到场景中心点的瞬时斜距和, $R_\Delta = R_R(\hat{t}, X) + R_T(\hat{t}, X) - R_{ref}$. 在大时间带宽积的条件下, 上式可以进一步写为^[5]

$$s(\hat{t}, X) = \left\{ A(\hat{t}, X) \exp \left[-j \frac{2\pi}{c} \gamma \left(\frac{f_c}{\gamma} + \hat{t} \right) R_\Delta \right] \right\} \otimes \exp(-j\pi\gamma\hat{t}^2) \quad (2)$$

其中 $A(\hat{t}, X) = \sigma \cdot w_a(X) \cdot \text{rect} \left[\frac{\hat{t}}{T_p} \right]$, \otimes 表示卷积. 令 $K_R = \frac{2\pi f_c}{c}$, $\Delta K_R = \frac{2\pi \gamma \hat{t}}{c}$, $b = \frac{2\pi \gamma}{c^2}$, 有

$$s(\Delta K_R, X) = \left\{ A(\Delta K_R, X) \exp[-jK_R R_\Delta] \right\} \otimes \exp(-j \frac{\Delta K_R^2}{2b}) \quad (3)$$

其中 $A(\Delta K_R, X) = \sigma \cdot w_a(X) \cdot \text{rect} \left[\frac{\Delta K_R}{bcT_p} \right]$, K_R 为距离波数, 且 $K_R = K_{Rc} + \Delta K_R$.

2.1 多普勒频移影响分析

根据图 1 所示的几何关系, 任意方位 t_m 时刻, 收发雷达到目标点的瞬时斜距和为

$$R(\hat{t}, t_m) = \sqrt{R_{BT}^2 + [v(\hat{t} + t_m) - h_x - X_n]^2} + \sqrt{R_{BR}^2 + [v(\hat{t} + t_m) + h_x - X_n]^2} \quad (4)$$

其中 R_{BR} 、 R_{BT} 分别为点目标到收、发雷达的最近距离. 需要说明的是, 在连续波 SAR 中, 目标的瞬时斜距是一个与距离快时间有关的量. 在传统的脉冲式 SAR 中, 采用的是“一步一停”近似, 这是由于发射信号的脉冲宽度较小, 脉冲作用期间目标与雷达平台的相对距离变化很小, 近似认为不变, 而在连续波 SAR 中, 由于在整个脉冲重复间隔内发射信号, 较长的扫频时间决定了瞬时斜距是一个与距离快时间 \hat{t} 有关的量^[6]. 将式(4)在 $\hat{t} = 0$ 处进行泰勒展开, 并近似到一次项, 得

$$R(\hat{t}, t_m) = R_T(t_m) + \frac{(vt_m - h_x - X_n)v}{R_T(t_m)} \hat{t} + R_R(t_m) + \frac{(vt_m + h_x - X_n)v}{R_R(t_m)} \hat{t} \quad (5)$$

其中 $R_T(t_m) = \sqrt{R_{BT}^2 + (vt_m - h_x - X_n)^2}$, $R_R(t_m) = \sqrt{R_{BR}^2 + (vt_m + h_x - X_n)^2}$.

由雷达平台连续运动引入的多普勒频移(距离向)

$$f_d = -\frac{1}{\lambda} \frac{dR(\hat{t}, t_m)}{dt} = -\frac{1}{\lambda} \frac{(v t_m - h_x - X_n)v}{R_T(t_m)} - \frac{1}{\lambda} \frac{(v t_m + h_x - X_n)v}{R_R(t_m)} \quad (6)$$

观察图 2 中飞行航线与目标构成的斜平面,有

$$\frac{(v t_m - h_x - X_n)}{R_T(t_m)} = -\sin\theta'_T \quad \frac{(v t_m + h_x - X_n)}{R_R(t_m)} = -\sin\theta'_R \quad (7)$$

其中 θ'_R, θ'_T 为收、发雷达的瞬时观测角,将(7)式代入(6)式,得

$$f_d = \frac{v \sin\theta'_T}{\lambda} + \frac{v \sin\theta'_R}{\lambda} = f_a \quad (8)$$

上式中 λ 为载波波长, f_a 为方位向的多普勒频率. 上式表明,多普勒频移等于方位多普勒频率. 在脉冲式 SAR 中,由于瞬时斜距与距离快时间近似无关,可以近似认为不存在这个多普勒频移. 多普勒频移的存在会引起目标能量散布在多个距离单元,从而影响对目标的聚焦效果,实际中通常需要补偿该多普勒频移的影响. 由多普勒频移引起的距离偏移^[7]

$$R = \frac{c}{2\Delta f} \cdot f_d \cdot PRI = \frac{c}{2\Delta f} \cdot \frac{f_d}{PRF} = \frac{c}{2\Delta f} \cdot \frac{f_a}{PRF} \quad (9)$$

上式中 PRF 为脉冲重复频率.

在正侧视的情况下, f_a 较小,即满足 $f_a \in [-\frac{PRF}{2}, \frac{PRF}{2}]$, 当多普勒带宽相对于脉冲重复频率来说较小时,由多普勒频移引起的距离变化小于四分之一距离分辨单元,此时多普勒频移的影响通常可以忽略^[2].

在聚束式 SAR 情况下,由于总的多普勒带宽往往大于脉冲重复频率(系统设计时为了降低数据率,脉冲重复频率选择仅大于瞬时多普勒带宽,而小于总的多普勒带宽),因此距离偏移会达到几个距离分辨单元的量,如果不补偿多普勒频移,将会造成成像结果的严重散焦.

2.2 信号二维波数域表达式

利用瞬时频率的概念^[8],将式(3)变换到方位波数域. 式(3)中与方位有关的相位项记作

$$G(\Delta K_R, X) = \exp[-jK_R(R_T(\hat{t}, X) + R_R(\hat{t}, X))] \quad (10)$$

对上式作方位傅立叶变换,即完成方位位置域 X 到方位波数域 K_X 的转换,得

$$G(\Delta K_R, K_X) = \int \exp[-jK_R(R_T(\hat{t}, X) + R_R(\hat{t}, X)) - jK_X X] dX \quad (11)$$

假设上式对应的驻定相位点为 X^* , 在此位置处收发雷达相对目标的瞬时斜视角为 θ_R, θ_T , 根据驻定相位原理,得

$$G(\Delta K_R, K_X) = \exp[-jK_R(R_T(\hat{t}, X^*) + R_R(\hat{t}, X^*)) - jK_X X^*] \quad (12)$$

另一方面,双基地 SAR 任意时刻的瞬时多普勒为收发平台相对目标运动产生的瞬时多普勒之和,因而有

$$K_X = K_R(\sin\theta_T + \sin\theta_R) = 2K_R \sin\alpha \cos\beta \quad (13)$$

上式中, $\alpha = \frac{(\theta_T + \theta_R)}{2}$, β 为半类双基角,且 $\beta = \frac{(\theta_T - \theta_R)}{2}$. 在单基 SAR 中, $\theta_R = \theta_T$, α 为斜视角, β 为零.

观察图 2 中收发平台航迹与目标构成的斜平面,横向为方位位移,纵向为斜距,收发平台到目标的最近距离分别为 R_{BR} 和 R_{BT} ,收发平台从 R_X, T_X 飞行 X^* 后到达 R'_X, T'_X , 由图 2 中的几何关系,此时收发平台到目标 p 的瞬时斜距为

$$\begin{cases} R_T(\hat{t}, X^*) = R_{BT} \cos\theta_T + (X_n - X^* + h_x - vt) \sin\theta_T \\ R_R(\hat{t}, X^*) = R_{BR} \cos\theta_R + (X_n - X^* - h_x - vt) \sin\theta_R \end{cases} \quad (14)$$

将式(14)代入式(12)中,有

$$G(\Delta K_R, K_X) = \exp\{-jK_R[R_{BT} \cos\theta_T + R_{BR} \cos\theta_R + h_x(\sin\theta_T - \sin\theta_R) - v \frac{\Delta K_R c}{2\pi\gamma}(\sin\theta_T + \sin\theta_R)] - jK_X X_n\} \quad (15)$$

为分析方便,引入变量最近距离和 $R_{B\Sigma}$ 及最近距离差 $R_{B\Delta}$, 且 $R_{B\Sigma} = R_{BT} + R_{BR}$, $R_{B\Delta} = R_{BT} - R_{BR}$, 并将式(13)代入式(15),整理得

$$G(\Delta K_R, K_X) = \exp\left\{-j\left(\frac{R_{B\Sigma}}{2} + h_x \tan\beta\right) \sqrt{4K_R^2 \cos^2\beta - K_X^2} + j\frac{R_{B\Delta}}{2} \tan\beta \cdot K_X + jv \frac{\Delta K_R c}{2\pi\gamma} K_X - jK_X X_n\right\} \quad (16)$$

上式相位中的最后一项表征了聚束式双基地 SAR 的方位平移不变性. $\frac{R_{B\Sigma}}{2}$ 在单基地 SAR 中的物理意义为雷达到目标的最近距离, $R_{B\Delta}$ 、 β 和 h_x 在单基地 SAR 中是不存在的,去掉上述参数,上式就蜕化为单基时的情况. 上式中的第三项为载机在雷达收发信号过程中连续运动引入的距离、方位耦合相位,由于是距离波数 ΔK_R 的一次项,会引起回波包络的移动,从而影响图像的聚焦效果,通常在数据处理的第一步补偿掉该项的影响. 另外,半类双基角 β 不仅是距离位置的函数,还和目标相对收发雷达的瞬时斜视角有关(等效的即与方位波数 K_X 有关),实际中 β 可以通过几何关系计算得到,也可以通过数值计算的方法获得.

对于式(16)在 $\Delta K_R = 0$ 处进行泰勒级数展开,并近似到三次项,进一步可以得到回波信号二维波数域表达式

$$\begin{aligned}
s(\Delta K_R, K_X) = & \{ A(\Delta K_R, K_X) \cdot \exp(jv \frac{\Delta K_{Rc}}{2\pi\gamma} K_X) \\
& \cdot \exp(-jK_X X_n) \cdot \exp[-j(\frac{R_{B\Sigma}}{2} + h_x \tan\beta) \\
& \cdot \sqrt{4K_{Rc}^2 \cos^2\beta - K_X^2} + j\frac{R_{B\Delta}}{2} \tan\beta \cdot K_X] \\
& \cdot \exp[-j(-R_{ref} + (\frac{R_{B\Sigma}}{2} + h_x \tan\beta) \frac{2\cos\beta}{A_X}) \\
& \Delta K_R] \cdot \exp[-j(\frac{R_{B\Sigma}}{2} + h_x \tan\beta) \\
& \cdot (-\frac{K_X^2}{4A_X^3 K_{Rc}^3 \cos\beta} \Delta K_R^2 + \frac{K_X^2}{4A_X^5 K_{Rc}^4 \cos\beta} \Delta K_R^3)] \\
& \otimes \exp(-j\frac{\Delta K_R^2}{2b}) \quad (17)
\end{aligned}$$

其中 $A(\Delta K_R, K_X) = \sigma \cdot W_a(K_X) \cdot \text{rect}[\frac{\Delta K_R}{bcT_p}]$, $W_a(K_X)$ 为回波方位谱包络, $A_X = \sqrt{1 - \frac{K_X^2}{(4K_{Rc}^2 \cos^2\beta)}}$. 上式中第三个指数项为方位调制项; 第四个指数项包含距离波数的线性相位, 反映目标的距离向位置; 第五个指数项包含距离波数的二次以及三次项, 即通常所说的二次距离脉压项. 观察距离波数 ΔK_R 的一次项系数, 不仅与目标的最近距离和有关, 还和半类双基角 β 有关 (即与方位波数有关), 说明距离单元徙动与目标的最近距离和和半类双基角相关. 令 ΔK_R 的一次项系数为 $B(K_X)$, 则有

$$B(K_X) = -R_{ref} + (\frac{R_{B\Sigma}}{2} + h_x \tan\beta) \frac{2\cos\beta}{A_X} \quad (18)$$

对 β 采用最近距离和的变化量 Δr 的一阶近似, 即

$$\beta(\Delta r, K_X) = \beta_0(K_X) + \rho(K_X) \Delta r \quad (19)$$

其中 $\beta_0(K_X)$ 为场景中心目标对应的半类双基角随方位波数的变化值, $\rho(K_X)$ 为半类双基角随最近距离和的变化量 Δr 的变化率, 是方位波数的函数.

根据式(19), 对式(18)在 $\Delta r = 0$ 处进行泰勒级数展开, 并近似到一次项, 有

$$B(K_X) \approx B_1(K_X) + B_2(K_X) \Delta r \quad (20)$$

$$B_1(K_X) = -R_{ref} + (\frac{R_{B\Sigma 0}}{2} + h_x \tan\beta_0) \frac{2\cos\beta_0}{A_{X0}} \quad (21)$$

$$\begin{aligned}
B_2(K_X) = & (\frac{1}{2} + h_x \sec^2\beta_0 \rho) \frac{2\cos\beta_0}{A_{X0}} \\
& - (\frac{R_{B\Sigma 0}}{2} + h_x \tan\beta_0) \frac{\sin\beta_0 \rho}{A_{X0}^3} (2 - \frac{K_X^2}{K_{Rc}^2 \cos^2\beta_0}) \quad (22)
\end{aligned}$$

其中 $A_{X0} = \sqrt{1 - \frac{K_X^2}{(4K_{Rc}^2 \cos^2\beta_0)}}$, $R_{B\Sigma} = R_{B\Sigma 0} + \Delta r$, $R_{B\Sigma 0} = R_{BT0} + R_{BR0}$, R_{BR0} , R_{BT0} 分别为场景中心目标到收发雷达的最近距离. 将式(20)代入式(17)中, 得

$$s(\Delta K_R, K_X) = \{ A(\Delta K_R, K_X) \cdot \exp(jv \frac{\Delta K_{Rc}}{2\pi\gamma} K_X)$$

$$\begin{aligned}
& \cdot \exp(-jK_X X_n) \cdot \exp[-j(\frac{R_{B\Sigma}}{2} + h_x \tan\beta) \\
& \cdot \sqrt{4K_{Rc}^2 \cos^2\beta - K_X^2} + j\frac{R_{B\Delta}}{2} \tan\beta \cdot K_X] \\
& \cdot \exp[-j(B_1 + B_2 \Delta r) \Delta K_R] \\
& \cdot \exp[-j(\frac{R_{B\Sigma}}{2} + h_x \tan\beta) \\
& \cdot (-\frac{K_X^2}{4A_X^3 K_{Rc}^3 \cos\beta} \Delta K_R^2 + \frac{K_X^2}{4A_X^5 K_{Rc}^4 \cos\beta} \Delta K_R^3)] \cdot \\
& \otimes \exp(-j\frac{\Delta K_R^2}{2b}) \quad (23)
\end{aligned}$$

3 双基聚束式 FMCW SAR 成像处理——两步处理方法

聚束式 SAR 为了降低数据率, 系统设计时脉冲重复频率选择可以仅大于瞬时多普勒带宽, 而小于总的多普勒带宽, 相应的存在方位谱模糊问题, 如果能够实现方位解模糊, 则可以采用条带式处理算法处理聚束式 SAR 数据. 两步处理方法首先通过方位预滤波实现方位谱解模糊, 然后通过残余聚焦实现多普勒频移的补偿以及双基的频率变标处理.

3.1 方位预滤波

方位预滤波可以完成方位向的数据块压缩^[9]. 通过选择合理参数, 使输出像素大小小于 (或是等于) 所期望的方位向分辨率 (通过增大 PRF 来实现), 这样等效的实现了方位向的增采样, 进而避免方位频谱的混叠. 方位预滤波是通过将回波信号与具有固定调频率的参考函数卷积来实现的, 对于双基聚束式 SAR 来说, 设参考函数为

$$\begin{aligned}
s_{ref}(X) = & \exp[j \cdot K_{Rc} (\frac{(X - h_x)^2}{2R_{BT0}} + \frac{(X + h_x)^2}{2R_{BR0}})] \\
& - \frac{L}{2} \leq X \leq \frac{L}{2} \quad (24)
\end{aligned}$$

其中 R_{R0} 、 R_{T0} 为场景中心目标到收发雷达的最近斜距, L 为合成孔径长度. 滤波后的信号可以表示为

$$\begin{aligned}
s'(\Delta K_R, X) = & s(\Delta K_R, X) \otimes s_{ref}(X) \\
= & \exp[j \cdot K_{Rc} (\frac{X^2}{2R_{BT0}} + \frac{X^2}{2R_{BR0}})] \\
& \cdot \exp[-j \cdot K_{Rc} (\frac{Xh_x}{R_{BT0}} - \frac{Xh_x}{R_{BR0}})] \cdot \int s(\Delta K_R, X') \\
& \cdot \exp[j \cdot K_{Rc} (\frac{(X' + h_x)^2}{2R_{BT0}} + \frac{(X' - h_x)^2}{2R_{BR0}})] \\
& \cdot \exp[-j \cdot K_{Rc} (\frac{X}{R_{BT0}} + \frac{X}{R_{BR0}}) X'] dX' \quad (25)
\end{aligned}$$

由于对回波离散采样, 在离散域内分析上式, 令

$$X' = v \cdot n \Delta t' \quad X = v \cdot m \Delta t'' \quad (26)$$

则式(25)可以表示为

$$\begin{aligned}
s'(\Delta K_R, v \cdot m \Delta t'') &= \sum_{n=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} s(\Delta K_R, v \cdot n \Delta t') \cdot s_{ref}(v \cdot m \Delta t'' - v \cdot n \Delta t') \\
&= \exp[j \cdot K_{Rc} (\frac{(v \cdot m \Delta t'')^2}{2R_{B70}} + \frac{(v \cdot m \Delta t'')^2}{2R_{B80}})] \cdot \\
&\quad \cdot \exp[-j \cdot K_{Rc} (\frac{(v \cdot m \Delta t'') h_x}{R_{B70}} - \frac{(v \cdot m \Delta t'') h_x}{R_{B80}})] \\
&\quad \cdot \sum_{n=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}-1} s(\Delta K_R, v \cdot n \Delta t') \\
&\quad \cdot \exp[j \cdot K_{Rc} (\frac{(v \cdot n \Delta t' + h_x)^2}{2R_{B70}} + \frac{(v \cdot n \Delta t' - h_x)^2}{2R_{B80}})] \\
&\quad \cdot \exp[-j \cdot K_{Rc} (\frac{v \cdot m \Delta t''}{R_{B70}} + \frac{v \cdot m \Delta t''}{R_{B80}}) v \cdot n \Delta t']
\end{aligned} \quad (27)$$

上式中, N 为方位向的点数, M 为卷积后输出的方位向点数, 并且 N 、 M 是同一个数量级的. 观察上式, 最后一个指数项为一个傅立叶变换核的形式, 为了使用快速的 FFT, 避免低效的变尺度 FFT, 引入变量代换

$$\frac{1}{\lambda} (\frac{1}{R_{B70}} + \frac{1}{R_{B80}}) v \Delta t' = \frac{1}{v M \Delta t'} \quad (28)$$

此时上式可以进一步写为

$$\begin{aligned}
s'(\Delta K_R, v \cdot m \Delta t'') &= H_{\eta_{pc}}(m \Delta t'') \cdot DFT[s(\Delta K_R, v \cdot n \Delta t')] \\
&\quad \cdot H_{deramp}(n \Delta t') \\
H_{\eta_{pc}}(m \Delta t'') &= \exp[j \cdot K_{Rc} (\frac{(v \cdot m \Delta t'')^2}{2R_{B70}} + \frac{(v \cdot m \Delta t'')^2}{2R_{B80}})] \\
&\quad \cdot \exp[-j \cdot K_{Rc} (\frac{(v \cdot m \Delta t'') h_x}{R_{B70}} - \frac{(v \cdot m \Delta t'') h_x}{R_{B80}})] \\
H_{deramp}(n \Delta t') &= \exp[j \cdot K_{Rc} (\frac{(v \cdot n \Delta t' + h_x)^2}{2R_{B70}} + \frac{(v \cdot n \Delta t' - h_x)^2}{2R_{B80}})] \\
m &= -M/2, \dots, M/2-1
\end{aligned} \quad (29)$$

可以看出, 方位预滤波可以由两次复乘和一次 FFT 来实现.

需要说明的是, 一般在聚束式 SAR 中, 方位采样频率 PRF 是小于总的多普勒带宽的, 这样采样单元的间隔就会大于一个分辨单元, 以上参数的选取需要使得滤波后的信号能够满足 Nyquist 采样定理, 由于滤波能够实现方位向的块压缩, 这样滤波后的信号方位向点数和原先的相比不会增加很多. 另外, 作 FFT 变换时需要补零, 相当于插值操作, 增加了方位向的采样率, 使得在一个分辨单元内至少采样一个点, 由于滤波实现了方位向的块压缩, 这种基于方位 Deramp 处理的技术不需要补大量的零.

3.2 时频关系变化分析

假设场景中心线上分布三个点目标 A、B、C, 如图 3 所示, 其中 B 点位于场景中心, A 和 C 点位于其左右两侧, 相应的方位预滤波各步操作引起的时频关系变化

如图 4 所示. 其中图 4(a) 为原始数据的时频分布, 如果脉冲重复频率 PRF 大于总的多普勒带宽, 则 A、B、C 三点的时频分布线表现为三条平行线, 实际中基于数据率的考虑, 我们一般选择 PRF 仅大于瞬时多普勒带宽, 这样时频分布线中超过 $-PRF/2$ 和 $PRF/2$ 的频率部分, 如图中虚线部分所示, 将会从反方向折回. 由于方位 Deramp 处理的参考函数通常以场景中心为基准, 这样经过 Deramp 处理后, A、B、C 三点的时频分布线将变成一组平行于时间轴的直线 (对于其它距离单元的时频分布线也是一组平行线, 但与时间轴有一定的夹角), 其时间轴的宽度仍然为 T_p , 但其频率轴的宽度要小于 PRF, 如图 4(b) 所示. 方位补零扩展即是扩展时间轴的宽度, 等价于增大频域的采样率, 其中扩展后的点数可以通过公式计算, 补零扩展后的时频分布线如图 4(c) 所示. 接下来需要进行方位 FFT, 相当于时频轴翻转, 新的时间轴宽度为 T'_p , 频率轴宽度为 PRF' , 其时频分布线如图 4(d) 所示. 最后一步为剩余相位相消, 对于 A 点和 C 点的时频分布线将会沿频率轴平移, 如图 4(e) 所示, 由于作 FFT 变换前进行了补零操作, 增加了方位向的采样率, 平移后的多普勒带宽仍然小于新的采样频率 PRF' , 这样就实现了方位谱的解模糊.

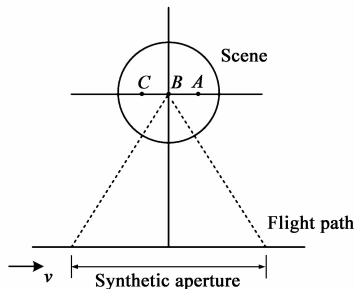


图3 场景中点目标分布图

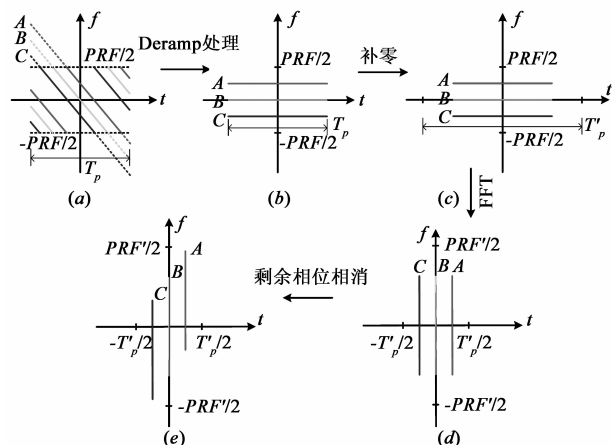


图4 时频关系变化示意图

3.3 残余聚焦

经过第一步的方位预滤波处理, 实现了方位向的增采样, 进而避免了方位频谱的混叠. 卷积后的信号变换到方位波数域, 可以表示为

$$\begin{aligned}
s(\Delta K_R, K_X) = & \{ A(\Delta K_R, K_X) \exp[-j(\frac{R_{BS}}{2} + h_x \tan \beta)] \\
& \cdot \sqrt{4K_{Rc}^2 \cos^2 \beta - K_X^2} + j \frac{R_{B\Delta}}{2} K_X \cdot \tan \beta] \\
& \cdot \exp[-jK_X X_n] \exp[-j(B_1 + B_2 \Delta r) \Delta K_R] \\
& \cdot \exp(jv \frac{\Delta K_{RC}}{2\pi\gamma} K_X) \cdot \exp[-j(\frac{R_{BS}}{2} + h_x \tan \beta)] \\
& \cdot (-\frac{K_X^2}{4A_X^3 K_{Rc}^3 \cos \beta} \Delta K_R^2 + \frac{K_X^2}{4A_X^5 K_{Rc}^4 \cos \beta} \Delta K_R^3) \\
& \cdot \exp[j \frac{-\frac{K_X^2}{K_{Rc}} R_{B70} R_{B80} + 2(R_{B70} - R_{B80}) h_x K_X + 4K_{Rc} h_x^2}{2(R_{B70} + R_{B80})}] \\
& \otimes \exp[\frac{-j\Delta K_R^2}{2b}] \} \quad (30)
\end{aligned}$$

上式中,第一个指数项为方位向的相位历程,决定方位向的聚焦;第二个指数项为方位向的平移不变项,反映目标的方位位置;第三个指数项为距离向调制信号;第四个指数项为 *FMCW* 引入的距离、方位耦合相位;第五个指数项为二次距离脉压项;卷积符号前的最后一个指数项是由于方位预滤波操作时卷积一个二次相位项所引入的,并且对于卷积符号前的信号包络是对齐的,可以进行统一的加权,卷积符号后的项相当于包络斜置项.以下处理需要完成多普勒频移补偿以及目标回波信号的二维脉压,具体操作如下:

1) 多普勒中心补偿

由于垂直航向方向基线的存在,对于场景中心点的多普勒中心频率不为零,需要补偿场景中心的多普勒中心频率.在距离波数域、方位位置域乘以相位函数

$$H_{K_{xc}}(X) = \exp(-jK_{xc} \cdot X) \quad (31)$$

补偿场景中心点的多普勒中心频率,其中 $K_{xc} = K_{Rc}(\sin \theta_{70} + \sin \theta_{80})$, θ_{80} 、 θ_{70} 为方位零时刻收发雷达相对场景中心点的瞬时斜视角.

2) 多普勒频移补偿

多普勒频移补偿即为补偿载机在雷达发射信号以及接收信号过程中连续运动带来的影响.在距离波数、方位波数域乘以线性相位函数

$$H_{CWC}(\Delta K_R, K_X) = \exp(-jv \frac{\Delta K_{RC}}{2\pi\gamma} K_X) \quad (32)$$

即可补偿多普勒频移项.

3) 频率变标

令 $B_X = 1/B_2$, 构造频率变标函数

$$H_{FS}(\Delta K_R, K_X) = \exp[j \frac{\Delta K_R^2}{2b} (1 - B_X)] \quad (33)$$

将(33)式与(30)式相乘即可完成频率变标,频率变标后的信号可以表示为

$$\begin{aligned}
s_1(\Delta K_R, K_X) = & \{ A(B_X \Delta K_R, K_X) \exp[-j(\frac{R_{BS}}{2} + h_x \tan \beta)] \\
& \cdot \sqrt{4K_{Rc}^2 \cos^2 \beta - K_X^2} + j \frac{R_{B\Delta}}{2} K_X \cdot \tan \beta] \\
& \cdot \exp[-jK_X X_n] \exp[-j(B_1 + B_2 \Delta r) \Delta K_R] \\
& \cdot \exp(jv \frac{\Delta K_{RC}}{2\pi\gamma} K_X) \cdot \exp[-j(\frac{R_{BS}}{2} + h_x \tan \beta)] \\
& \cdot (-\frac{K_X^2}{4A_X^3 K_{Rc}^3 \cos \beta} \Delta K_R^2 + \frac{K_X^2}{4A_X^5 K_{Rc}^4 \cos \beta} \Delta K_R^3) \\
& \cdot \exp[j \frac{-\frac{K_X^2}{K_{Rc}} R_{B70} R_{B80} + 2(R_{B70} - R_{B80}) h_x K_X + 4K_{Rc} h_x^2}{2(R_{B70} + R_{B80})}] \\
& \otimes \exp[\frac{-j\Delta K_R^2}{2b}] \}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& \cdot \exp[-jK_X X_n] \exp[-j(B_1 + B_2 \Delta r) \Delta K_R] \\
& \exp[j \frac{B_X \Delta K_R^2}{2b} (1 - B_X)] \cdot \exp[-j(\frac{R_{BS}}{2} + h_x \tan \beta)] \\
& \cdot (-\frac{K_X^2}{4A_X^3 K_{Rc}^3 \cos \beta} \Delta K_R^2 + \frac{K_X^2}{4A_X^5 K_{Rc}^4 \cos \beta} \Delta K_R^3) \\
& \cdot \exp[j \frac{-\frac{K_X^2}{K_{Rc}} R_{B70} R_{B80} + 2(R_{B70} - R_{B80}) h_x K_X + 4K_{Rc} h_x^2}{2(R_{B70} + R_{B80})}] \\
& \otimes \exp[\frac{-j\Delta K_R^2}{2b}]
\end{aligned}$$

4) 残余视频相位校正

将(34)式作距离逆傅立叶变换,变换到距离位置域,乘以相位函数

$$H_{RVC}(Y, K_X) = \exp[-j \frac{bY^2}{2B_X}] \quad (35)$$

即可完成残余视频相位的校正,等效的即完成了“包络去斜”处理.

5) 逆频率变标

频率变标操作时会引入一个二次相位误差,将残余视频相位校正后的信号重新变换到距离波数域,乘以相位函数

$$H_{IFS}(\Delta K_R, K_X) = \exp[j \frac{B_X \Delta K_R^2}{2b} (B_X - 1)] \quad (36)$$

就能消除频率变标操作时引入的二次相位误差.

6) 二次距离脉压

根据(34)式,二次距离脉压参考函数为

$$\begin{aligned}
H_{SRC}(\Delta K_R, K_X) = & \exp[j(\frac{R_{BS}}{2} + h_x \tan \beta)] \cdot (-\frac{K_X^2}{4A_X^3 K_{Rc}^3 \cos \beta} \\
& B_{2x} \Delta K_R^2 + j \frac{K_X^2}{4A_X^5 K_{Rc}^4 \cos \beta} B_{3x} \Delta K_R^3) \quad (37)
\end{aligned}$$

可以看出,二次距离脉压参考函数是随距离空变的,这里采用场景中心点对应的二次距离脉压函数来近似.

7) 距离徙动校正

在二维波数域乘以距离徙动校正参考函数

$$H_{RMC}(\Delta K_R, K_X) = \exp(jB_1 B_X \Delta K_R) \quad (38)$$

完成对距离徙动的校正,此时距离单元徙动只是最近距离和的函数.将经过距离徙动校正后的信号作距离 *IFFT*,变换到距离位置域,等效的完成了距离向的脉压,变换后的信号为

$$\begin{aligned}
s_2(Y_s, K_X) = & A(K_X) \cdot \text{sinc}[bcT_p(Y_s - \Delta r)] \cdot \exp[-jK_X X_n] \\
& \cdot \exp[-j(\frac{R_{BS}}{2} + h_x \tan \beta)] \\
& \cdot \sqrt{4K_{Rc}^2 \cos^2 \beta - K_X^2} + j \frac{R_{B\Delta}}{2} K_X \cdot \tan \beta] \\
& \cdot \exp[j \frac{-\frac{K_X^2}{K_{Rc}} R_{B70} R_{B80} + 2(R_{B70} - R_{B80}) h_x K_X + 4K_{Rc} h_x^2}{2(R_{B70} + R_{B80})}] \\
& \cdot \exp[j \frac{B_X \Delta K_R^2}{2b} (1 - B_X)] \cdot \exp[-j(\frac{R_{BS}}{2} + h_x \tan \beta)] \\
& \cdot (-\frac{K_X^2}{4A_X^3 K_{Rc}^3 \cos \beta} \Delta K_R^2 + \frac{K_X^2}{4A_X^5 K_{Rc}^4 \cos \beta} \Delta K_R^3) \\
& \cdot \exp[j \frac{-\frac{K_X^2}{K_{Rc}} R_{B70} R_{B80} + 2(R_{B70} - R_{B80}) h_x K_X + 4K_{Rc} h_x^2}{2(R_{B70} + R_{B80})}] \\
& \otimes \exp[\frac{-j\Delta K_R^2}{2b}]
\end{aligned} \quad (39)$$

8) 方位脉压

方位脉压参考函数为

$$H_{AZC}(\Delta r, K_X) = \exp\left[j\left(\frac{R_{RS}}{2} + h_x \tan\beta\right) \cdot \sqrt{4K_{Re}^2 \cos^2\beta - K_X^2} - j\frac{R_{BA}}{2} K_X \cdot \tan\beta\right] \cdot \frac{K_X^2 R_{BTO} R_{BRO} - 2(R_{BTO} - R_{BRO})h_x K_X - 4K_{Re} h_x^2}{K_{Re} 2(R_{BTO} + R_{BRO})} \cdot \exp\left[j\frac{K_X^2 R_{BTO} R_{BRO} - 2(R_{BTO} - R_{BRO})h_x K_X - 4K_{Re} h_x^2}{2(R_{BTO} + R_{BRO})}\right]$$

(40)

将式(39)乘以方位脉压参考函数 $H_{AZC}(\Delta r, K_X)$, 然后作方位 $IFFT$ 变换到方位位置域, 实现方位向的脉压.

4 仿真数据处理结果与分析

4.1 仿真参数

基于 FMCW 的平行航线双基聚束式 SAR 仿真参数如表 1 所示, 脉冲重复频率 PRF 大于瞬时多普勒带宽而小于方位向总的多普勒带宽. 方位零时刻场景中心对应的半类双基角

$$\beta_0 = \frac{(\theta_{T0} - \theta_{R0})}{2} = 5.7^\circ$$

(41)

表 1 仿真数据参数

载频	35 GHz	发射信号带宽	150 MHz
载机速度	60 m/s	脉冲重复间隔(PRI)	2 ms
测绘带宽	500 x 142 m	天线方位向尺寸	0.3 m
合成孔径长度	284 m	天线方位向波束宽度	1.637°
系统采样频率	1.2 MHz	场景中心距离	5000 m
飞行高度	3000 m	X 方向基线长度	1000 m
Y 方向基线长度	600 m	Z 方向基线长度	400 m

4.2 成像结果与分析

在场景中心点上放置一个静止的点目标, 采用表 1 仿真参数生成数据, 对场景中心点目标的成像结果如图 5 所示, 其中图 5(a)为多普勒频移不补偿时的等值线图, 可以看出此时左右旁瓣严重不对称, 而且有明显

的越距离单元徙动发生, 主瓣和旁瓣模糊在一起, 旁瓣形状不规则, 有虚假的旁瓣产生, 造成目标无法分辨. 相比之下, 对于多普勒频移补偿后的结果, 如图 5(b)所示, 等值线图中旁瓣更为规则, 主瓣、旁瓣明显分开, 能够进行可靠的分辨. 由此可以看出多普勒频移补偿的重要性, 而且也证明本文方法是行之有效的.

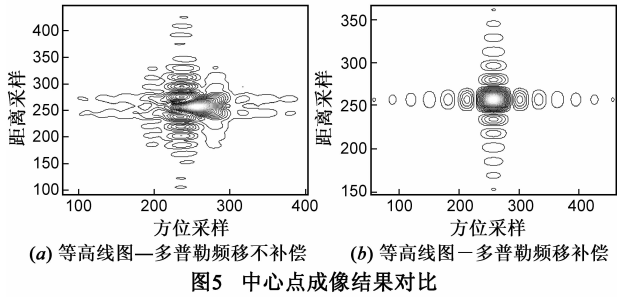


图 6 为近距点和远距点成像的等值线图, 在等值线图中, 主瓣规则, 主瓣、旁瓣明显分开, 呈现一个很好的“十字”状, 其质量评估结果如表 2 所示, 分辨率、峰值旁瓣比、积分旁瓣比均与理论值基本吻合. 由于在聚束式 SAR 中近距点、中心点、远距点对应的多普勒带宽有所不同, 其方位分辨率有少许差异. 另外由于二次距离脉压函数采用场景中心点的近似, 这样对非中心点的目标距离脉压有少许影响, 如图 6(a)、(b)所示, 在近距点和远距点的等值线图中, 距离向出现不明显的非对称性, 这就是由于二次距离脉压函数不匹配所引起的.

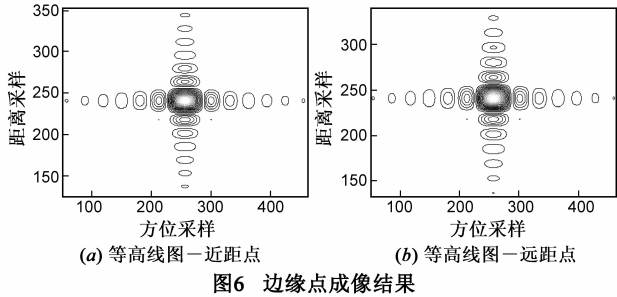


表 2 质量评估结果(未加窗)

目标点	距离向			方位向		
	分辨率/m	PSLR/dB	ISLR/dB	分辨率/m	PSLR/dB	ISLR/dB
近距点(-150m)	1	-13.1310	-9.7868	0.0775	-13.2515	-9.6043
中心点	1.0625	-13.4272	-9.7384	0.0775	-13.2575	-9.6749
远距点(150m)	1.0623	-13.1512	-9.6568	0.0788	-13.2693	-9.8048

5 结束语

FMCW 雷达系统具有高可靠、高紧凑、低成本的特点, 本文首次将 FMCW 用于双基聚束式 SAR 成像, 证明了 FMCW 用于双基 SAR 成像的可行性. 首先对基于

FMCW 的平行航线双基聚束式 SAR 回波信号进行了建模, 分析了雷达发射信号过程中载机连续运动带来的多普勒频移的影响. 之后利用瞬时频率的概念, 通过引入最近距离和、最近距离差以及半类双基角等变量, 推导出平行航线双基聚束式 FMCW SAR 回波信号的二维

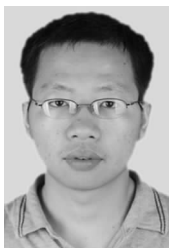
波数域表达式,在此基础上提出了一种针对平行航线双基聚束式 FMCW SAR 数据的两步处理方法. 两步处理方法首先通过方位预滤波处理实现方位谱解模糊,然后通过残余聚焦实现多普勒频移补偿以及双基的频率变标处理,同时,对方位预滤波处理各步操作引起的数据时频关系变化进行了分析. 仿真数据处理验证了本文分析的正确性和算法的有效性.

参考文献

- [1] Meta A, Hooeboom P, Ligthart L P. Signal Processing for FMCW SAR [J]. IEEE Trans. on Geoscience and Remote Sensing, 2007, 45(11): 3519 – 3532.
- [2] de Wit J J M, Meta A, Hooeboom P. Modified Range-Doppler Processing for FM-CW Synthetic Aperture Radar [J]. IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 2006, 3(1): 83 – 87.
- [3] Edrich M. Ultra – lightweight Synthetic Aperture Radar Based on a 35 GHz FMCW Sensor Concept and Online Raw Data Transmission [J]. IEE Proc., Radar Sonar Navig., 2006, 153 (2): 129 – 134.
- [4] 丁金闪, Otmar Loffeld, Holger Nies, 邢孟道, 保铮. 双基 SAR 成像的点目标解析频谱研究 [J]. 电子与信息学报, 2009, 31(4): 763 – 767.
Ding Jin-shan, Otmar Loffeld, Holger Nies, Xing Meng-dao, Bao Zheng. Study of Point Target Spectrum for Bistatic SAR Imaging [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2009, 31(4): 763 – 767.
- [5] 保铮, 邢孟道, 王彤编著. 雷达成像技术 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2005: 166.
- [6] Wang R, Loffeld O, Nies H, Knedlik, S, etc. Focus FMCW SAR Data Using the Wave number Domain Algorithm [J]. IEEE Trans. on Geoscience and Remote Sensing, 2010, 48(4): 2109 – 2118.
- [7] 梁毅, 郭亮, 邢孟道, 保铮. 一种斜视 FMCW SAR 的等效正侧视处理方法 [J]. 电子学报, 2009, 37(6): 1159 – 1164.
Liang Yi, Guo Liang, Xing Meng-dao, Bao Zheng. An Equivalent Side-Looking Method for Squint FMCW SAR [J]. ACTA ELECTRONICA SINICA. 2009, 37 (6): 1159 – 1164.

- [8] 张振华, 保铮, 邢孟道. 同航线双基合成孔径雷达成像的频域分析 [J]. 自然科学进展. 2007, 17(6): 809 – 816.
- [9] Lanari R, Tesauro M, Sansosti E, Fornaro G. Spotlight SAR Data Focusing Based on a Two-step Processing Approach [J]. IEEE Trans. on Geoscience and Remote Sensing, 2001, 39(9): 1993 – 2004.

作者简介



梁毅 男, 1981 年 12 月生于陕西省咸阳市, 副教授、硕士生导师, 主要研究方向为雷达成像、动目标检测以及雷达信号实时处理.

E-mail: yliang@xidian.edu.cn



李燕平 男, 1981 年生于四川省乐山市, 高级工程师, 主要研究方向为信号与信息处理、电子战系统设计.

E-mail: mapleyp@163.com



邢孟道 男, 1975 年 11 月生于浙江, 教授、博士生导师, 主要研究方向为雷达成像、动目标检测.

E-mail: xmd@mail.xidian.edu.cn

保铮 男, 1927 年 12 月生于江苏省南通市, 教授、博士生导师、中国科学院院士、中国电子学会会士, 主要研究方向为雷达信号处理.