

针对 SAR 的单站无源观测研究¹

唐 波* ** 王卫延*

*(中国科学院电子学研究所 北京 100080)

** (中国科学院研究生院 北京 100039)

摘 要: 基于合成孔径雷达 (SAR) 发射脉冲信号的脉间相参性, 该文提出通过测量分析 SAR 方位向线性调频信号特征的方法, 获取目标 SAR 的距离等信息。与常规 TOA 观测相比, 这种方法用相位度量代替时间度量, 避免了常规 TOA 观测对测时精度要求过高的困难。

关键词: 合成孔径雷达 (SAR), 电子战, 单站无源观测

中图分类号: TN97 **文献标识码:** A **文章编号:** 1009-5896(2004)10-1661-07

Study of the Passive Observation on SAR at a Single Station

Tang Bo* ** Wang Wei-yan*

*(*Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100080, China*)

** (*Graduated School of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100039, China*)

Abstract Based on the phase correlativity between pluses of Synthetic Aperture Radar (SAR), a new observation method is presented. By the method the SAR's location information can be obtained from the characteristics of the observed azimuth chirp signals of SAR. Compared with the normal TOA observation, the method that uses a phase measurement instead of time measurement, could avoid a severe demand of time measurement accuracy.

Key words Synthetic Aperture Radar (SAR), Electronic warfare, Passive observation

1 引言

合成孔径雷达 (SAR) 具有重要的应用价值, 就定位而言, SAR 可以选择两类定位系统: 有源或无源定位。一般地讲, 无源定位系统具有探测空间距离的优势^[1], 且无源定位系统生存性强, 所以目前无源定位技术受到很大重视。无源定位按接收站的数目可分为单站定位和多站定位。实现单站无源定位有两种方法, 一种是利用观测站的运动信息来定位, 一种是观测站静止, 通过增加联合观测信息量, 如脉冲到达时间 (TOA) 和脉冲到达方向 (DOA) 等来定位^[2,3]。本文通过研究静止观测站接收脉冲雷达载频的相位信息, 提出一种对 SAR 进行单站无源观测的新方法。

2 SAR 成像的基本原理

SAR 安装在航空或航天飞行器上, 飞行器沿直线匀速飞行, 雷达系统等间隔地发射线性调频脉冲并接收目标区的雷达回波数据 (如图 1)。原始回波数据中既包含了目标的宽频带信息也包含了目标相对运动的多普勒信息, 经过对很大口径上采集的数据进行成像处理 (脉冲压缩和口径综合), 生成具有二维分辨能力的雷达图像。下面以点目标为例简单分析其二维聚焦特性是如何形成的^[4]。分析中略去了天线增益、路程衰减等因素。

¹ 2003-06-18 收到, 2003-10-20 改回

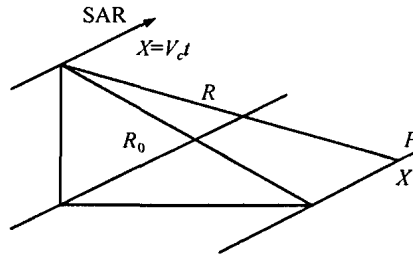


图 1 SAR 工作原理示意图

假设雷达发射线性调频脉冲信号:

$$s_t(t) = \text{rect}(t/\tau) \exp(j\pi k_r t^2) \exp(j\omega_c t)$$

$$\text{rect}(t/\tau) = \begin{cases} 1, & -\tau/2 \leq t \leq \tau/2 \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (1)$$

则雷达接收到的点目标回波信号可表示为

$$s_r(t, x) = \text{rect}((t - \alpha)/\tau) \text{rect}((x - X)/(\lambda R_0/D)) \exp(j\omega_c(t - 2R_0/c))$$

$$\times \exp(j\pi k_r(t - \alpha)^2) \exp(-jk(x - X)^2/R_0) \quad (2)$$

其中 $\alpha \cong \frac{2R_0}{c} [1 + (x - X)^2/(2R_0^2)]$ 表示雷达信号的双程延时, $x = v_a t$ 为雷达的方位坐标, X 为点目标的方位坐标, $k = 2\pi/\lambda$ 表示雷达载波的波数, D 为天线方位向尺寸.

对接收信号进行混频, 选取基带信号, 并略去常数项, 得到:

$$s_{rd}(t, x) = \text{rect}((t - \alpha)/\tau) \text{rect}((x - X)/(\lambda R_0/D))$$

$$\times \exp(j\pi k_r(t - \alpha)^2) \exp(-jk(x - X)^2/R_0) \quad (3)$$

从式 (3) 可以看到, 经混频输出的基带信号无论在距离 (时间) 维或方位维, 都表现出线性调频信号的特征. 这是因为 SAR 的本振一直在连续工作, 且每次发射相位严格相同的距离向线性调频信号, 从而保证了脉间相干性. 将此信号与相应的二维参考函数进行匹配滤波, 求其自相关积分, 得到经二维聚焦的点目标输出信号, 即合成孔径雷达的冲击响应 $h(x, t)$:

$$|h(x, t)| = \tau L_s |\text{sinc}(\pi t/\tau_r) \text{sinc}(\pi x/\rho_a)| \quad (4)$$

式中 L_s 为合成孔径长度; τ 为发射信号的脉冲宽度; $\tau_r = 1/(k_r \tau)$ 为脉冲压缩后的主瓣宽度, 它决定雷达图像的距离分辨率; 而 $\rho_a = R_0 \lambda / (2L_s)$ 就是雷达图像的方位分辨率.

3 定位接收机的接收信号表达

假设定位接收机的方位向坐标为 X , 被定位的 SAR 方位向坐标为 x . 根据前节的结果, 在忽略天线增益和路程衰减的情况下, 使用与目标 SAR 相同的本振解调, 定位接收机得到的信号写为

$$s_r(t, x) = \text{rect}((t - \alpha/2)/\tau) \text{rect}((x - X)/(\lambda R_0/D)) \exp(j\omega_c(t - R_0/c))$$

$$\times \exp(j\pi k_r(t - \alpha/2)^2) \exp(-jk(x - X)^2/(2R_0)) \quad (5)$$

由于定位接收机接收的信号只经历了单程延时, 所以在式 (5) 中出现了 $1/2$ 的因子. 其中 $k = \omega_c/c$ 为目标本振的波数.

考虑到定位接收机的本振 f_{loc} 与目标 SAR 的本振之间存在频率差 Δf (现有的测频相对精度可以达到 10^{-4} 量级^[5]), 可以将定位接收机的本振信号写为: $s_{osi}(t) = \exp((j(\omega_c + \Delta\omega) \cdot t + j\Phi(t)))$ (其中 Φ 表示由目标 SAR 本振与接收本振之间的短期频率不稳定性造成的相位偏差)。这样, 经过混频后的基带信号为

$$s_{rd}(t, x) = \text{rect}((t - \alpha/2)/\tau)\text{rect}((x - X)/(\lambda R_0/D)) \times \exp(j\pi k_r(t - \alpha/2)^2) \exp(-jk(x - X)^2/(2R_0) + j\Phi(x)) \times \exp(-j\omega_c R_0/c) \exp(-j\Delta\omega t - j2\pi\Delta f(x - X)/v_a) \tag{6}$$

从式 (6) 看到, 由于两个系统本振频率的偏差, 产生了混频后定位信号的相位变化项, 并且该相位变化随时间线性增长。

其中包含方位向信息的项为

$$s_{rda}(x) = \text{rect}((x - X)/(\lambda R_0/D)) \exp(-j(k/R_0)(x - X)^2/2 + j\Phi(x)) \times \exp(-j2\pi\Delta f(x - X)/v_a) \tag{7}$$

假设定位接收机的位置坐标 $X = 0$, 式 (7) 可以离散地表示为

$$s_{rda}(n) = \exp(-jkn^2\Delta x^2/(2R_0) + j\Phi(n)) \exp(-j2\pi\Delta f n\Delta x/v_a), \quad (-N \leq n \leq N) \tag{8}$$

其中 $\Delta x = v_a/\text{PRF}$ 表示采样间隔, $2N = \lambda R_0/(\Delta x \cdot D)$ 是方位向总采样数目。

4 针对 SAR 的单站无源观测

一个静止无源观测站, 对脉冲雷达一类辐射源, 可以获得雷达辐射脉冲到达时间 (TOA) 观测数据。假设飞行器航迹近似由分段直线构成并在每段直线内速度恒定, 通过对一系列脉冲的到达时间差信息进行目标运动分析 (TMA), 原理上可以确定目标的距离与速度^[2,6]。

TOA 信息在单站无源定位中具有重要意义。可以通过对脉冲沿到达时间的测量直接进行 TOA 观测^[2]。为了获得较高的测量精度, 要求接收机对目标有较宽的观测角。SAR (无论星载或机载) 方位向主波束很窄, 特别是军用 SAR 一般都具有极低的副瓣电平, 因此只能在很短的时间、很小的观测角内对其进行定位。对于工作于菲涅尔衍射区的 SAR, 如果直接采用 TOA 观测, 测时精度一般 (非聚束模式) 应达到 ns 量级。显然这种方法要求的测量精度过高, 实现中有一定困难。为此, 在考虑到合成孔径雷达特殊信号形式的基础上, 我们提出一种通过测量 SAR 信号的方位向线性调频斜率进行单站无源观测的方法。

从式 (8) 可知, SAR 信号中方位向线性调频斜率与距离有关。这启发我们可以通过测量方位向线性调频斜率来确定目标距离等信息。由于这种方法是在与微波周期可比的时间上对相位进行操作, 它可以获得较好的测量精度。

我们采用 WVD 变换方法^[7], 来获得 SAR 信号方位向的线性调频斜率。如果记线性调频斜率为

$$\mu = -1/(\lambda R_0) \tag{9}$$

令

$$\mu_1 = \Delta x^2 \mu \tag{10}$$

偏差频率为

$$f_0 = \Delta f \Delta x / v_a \tag{11}$$

可以将式 (8) 的方位向信号写为采样序号 n 的函数形式:

$$f(n) = \exp(j(-2\pi f_0 n + \pi \mu_1 n^2 + \Phi(n))) \tag{12}$$

假设 $\Phi(n) = \pi\Delta\mu_1 n^2 - 2\pi\Delta f_0 n$, 则 $f(n) = \exp(j(-2\pi(f_0 + \Delta f_0)n + \pi(\mu_1 + \Delta\mu_1)n^2))$, 其 WVD 变换可写为

$$\begin{aligned}
 W_f(n, m) &= 2 \sum_{k=0}^{N-1} e^{j(\phi - 2\pi(f_0 + \Delta f_0)(n+k) + \pi(\mu_1 + \Delta\mu_1)(n+k)^2)} \\
 &\quad \times e^{-j(\phi - 2\pi(f_0 + \Delta f_0)(n-k) + \pi(\mu_1 + \Delta\mu_1)(n-k)^2)} e^{-j2\pi km/N} \\
 &= 2 \sum_{k=0}^{N-1} \exp(-j2\pi k(m/N + 2(f_0 + \Delta f_0) - 2(\mu_1 + \Delta\mu_1)n)) \\
 &= 2 \frac{\sin(\pi Nl)}{\sin(\pi l)} e^{j\pi l(1-N)} \tag{13}
 \end{aligned}$$

其中 $l = m/N + 2(f_0 + \Delta f_0) - 2(\mu_1 + \Delta\mu_1)n$. m 为频域的坐标变量.

通过对式 (13) 的分析, 可以看到, 在时间频率域 (n, m) 内, $W_f(n, m)$ 模的最大值出现在 $l = M$ (M 为整数) 的直线簇上. 图 2 对此进行了仿真. 最大值直线的斜率 $k_a = 2N(\mu_1 + \Delta\mu_1)$, 据此可以计算出

$$\bar{\mu}_1 = \mu_1 + \Delta\mu_1 = k_a / (2N) = -\Delta x^2 / (\lambda R_0) \tag{14}$$

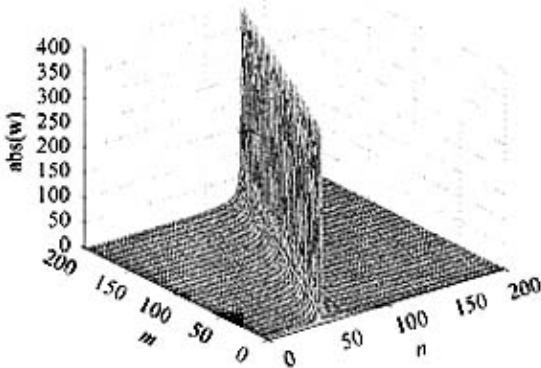


图 2 定位接收机接收信号方位向 WVD 变换后的时频分布图

由于 SAR 的频率稳定性很高, $\Phi(n)$ 一般变化很小, 因此 $\Delta\mu_1$ 比 μ_1 小得多, 相对值在 10^{-3} 量级, 所以 $\mu_1 \approx \bar{\mu}_1$.

由于方位回波为平方相位项, 而可观测条件为存在三次相位项 [2] , 因此 SAR 不满足可观测条件, 所以不能直接给出目标 SAR 的中心斜距 R_0 和位置间隔 Δx , 但这可以通过其它观测信息来弥补.

使用测角系统, 可以给出目标 SAR 的方位 θ 和仰角 φ , 现有测角系统精度可达 0.1° . 在椭圆轨道上运行的卫星在近地点时速度最大, 在远地点时速度最小. 由能量守恒, 在椭圆轨道上运行的卫星速度 v_a 介于以椭圆长轴为半径的圆轨道上的速度 v_l 和以椭圆短轴为半径的圆轨道上的速度 v_s 之间. 因此, 若将卫星轨道近似为圆形, 则根据卫星被定位时的位置计算出的速度, 其误差应小于 $v_s - v_l$. 一般地, 由于星载 SAR 对功率要求很高, 其轨道的偏心率很小 [8] . 例如, 某星载 SAR 卫星轨道的长轴为 $690\text{km} + R_e$, 短轴为 $680\text{km} + R_e$, (R_e 为地球平均半径). 因此, 将卫星轨道近似为圆形所产生的速度相对误差在 10^{-3} 量级.

将卫星轨道近似为圆形, 则有

$$v_a^2 \cdot r = \text{const} \tag{15}$$

$$r^2 = R_0^2 + R_e^2 + 2R_0 R_e \sin \varphi \tag{16}$$

$$\Delta x = v_a / \text{PRF} \tag{17}$$

常数 const 可由经典力学给出; r 为卫星距地心距离; PRF 表示脉冲重复频率。此外,

$$\lambda \cong c/f_{\text{loc}} \quad (18)$$

联立求解方程式 (14~18), 可得

$$R_0^4 + 2R_0^3 R_e \sin \phi + R_e^2 R_0^2 - \gamma^2 = 0 \quad (19)$$

其中

$$\gamma = -\text{const} \cdot f_{\text{loc}} / (\bar{\mu}_1 \text{PRF}^2 c) \quad (20)$$

记式 (19) 左边函数为 F , 以下通过 F 极值点分布分析式 (19) 解的情况。对 F 求导, 有

$$\partial F / \partial R_0 = (2R_0^2 + 3R_e \sin \phi R_0 + R_e^2) R_0 \quad (21)$$

由式 (21) 可以看到, 由于观测仰角 $0 < \phi < \pi/2$, 除了在 $R_0 = 0$ 点函数 F 存在极值点外, 不可能再出现 $R_0 > 0$ 实数极值点。因此式 (19) 必有且只有一个 R_0 的正解。该解可通过数值逼近法求得。 R_0 解出后, 代入相关的公式可以求得 $v_a, \Delta x, r$ 等参数。

由于 R_0 的解算精度取决于 $\text{const}, \gamma, f_{\text{loc}}$, 以下考察各项测量误差对精度的影响。由式 (20) 可得

$$\delta\gamma/\gamma = \delta\text{const}/\text{const} + \delta f_{\text{loc}}/f_{\text{loc}} + \delta\bar{\mu}_1/\bar{\mu}_1 \quad (22)$$

对式 (19) 分析后可得

$$\delta\gamma/\gamma \approx \delta R_0/R_0 \quad (23)$$

由以上两式可以得到

$$\delta R_0/R_0 \approx \delta\text{const}/\text{const} + \delta f_{\text{loc}}/f_{\text{loc}} + \delta\bar{\mu}_1/\bar{\mu}_1 \quad (24)$$

其中 δconst 表示由于 SAR 轨道不是圆形而导致 $v_a^2 r$ 存在的偏差; δf_{loc} 表示本地解调信号的频率与对方 SAR 本振频率之差; $\delta\bar{\mu}_1$ 为斜率测量误差。根据目前的技术条件, 相对测频精度可以达到 10^{-4} 量级^[5]; 斜率测量相对误差可达 10^{-3} 量级, 若增加采样点数, 其精度可进一步增加; 根据前文对星载 SAR 轨道分析, 一般情况下 $\delta\text{const}/\text{const}$ 可达 10^{-3} 量级。从式 (24) 分析, 在现有技术条件下, 利用本文提出的观测方法, 对 R_0 的解算精度可以优于 10^{-3} 量级。

5 数值仿真与分析

以下针对调频斜率 $\mu = -1/(\lambda R_0)$ 的测量进行仿真。仿真中参数选取以某星载 SAR 为背景, 取 $R_0 = 1100 \text{ km}$; $\lambda = 0.03 \text{ m}$; 天线方位向尺寸 $D = 10 \text{ m}$; 方位向采样间隔 $d = 5 \text{ m}$; 并对部分合成孔径 (长度 $L_s = 2000 \text{ m}$) 上记录的信号进行仿真和分析。

可以看到, 在长度 $L_s = 2000 \text{ m}$ 的合成孔径上, 其最大距离差约为 0.5 m , 显然, 使用 TOA 是很难观测到这么小的时间差的。

解调过程中, 在一个合成孔径时间内本振的稳定性对测量结果有重要影响。一个合成孔径时间在 1 s 左右。SAR 一般要求在秒级的相干时间内, 相位误差 $\Delta\phi < 90^\circ$, 对于 $f = 10 \text{ GHz}$ 的发射机, 频率稳定度为 $(\Delta\phi/(2\pi f T))$, T 为合成孔径时间 $2.5 \times 10^{-11} / \text{s}$ ^[9]。

图 2 为 Φ 是确定性变量时的方位向信号 WVD 变换的时频分布图。可以看到图中的峰值是一条直线, 可用 Radon 变换检测其斜率。经过测量信号的线性调频斜率为 -3.0303×10^{-5} , 相对误差为 6.1698×10^{-6} 。

Φ 既可以是确定性的量, 也可表示为满足一定分布的随机变量。在短时状态下, 把 Φ 描述为随机变量更为符合实际。为了进一步说明本文提出的方法对 Φ 的要求是否超出 Φ 的实际范围, 以下在相位偏差 Φ 服从正态分布的假设下, 对 4 种标准方差下的结果进行仿真, 图 3 给出了不同效果的时频分布图。

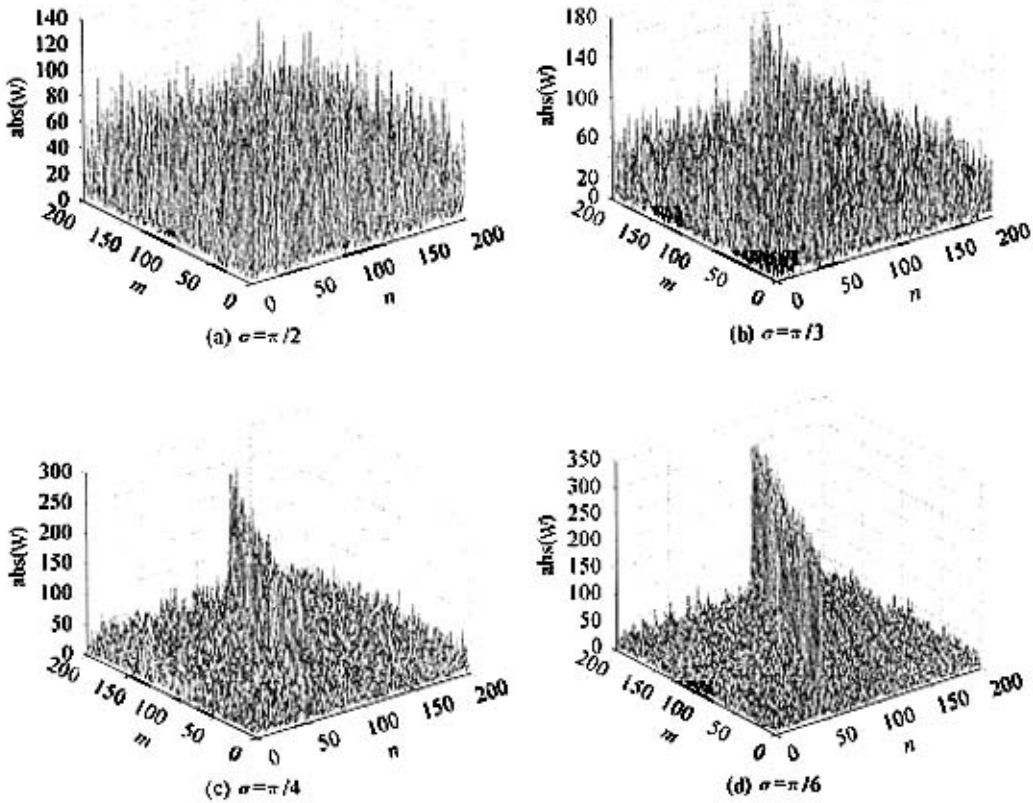


图 3 定位接收机接收信号方向 WVD 变换后的时频分布图

由图可见, 当标准方差 $\sigma \leq \pi/4$ 时, 时频面上均可见到清晰的峰线, 随着方差增大, 噪声增强, 峰线逐渐模糊。

针对不同的本振标准方差, 分别对 10 个随机样本进行仿真计算, 相对测量误差由表 1 给出。

表 1 不同本振标准方差下的斜率测量的相对误差

样本	调频斜率测量相对误差				
	$\sigma = 0$	$\sigma = \pi/6$	$\sigma = \pi/4$	$\sigma = \pi/3$	$\sigma = \pi/2$
1	-6.1698e-006	0.0089	0.0026	-0.0162	+0.0026
2	-6.1698e-006	0.0089	0.0089	0.0089	-1.9923
3	-6.1698e-006	0.0089	0.0026	0.0089	+2.1316
4	-6.1698e-006	0.0089	0.0026	0.0152	+1.0000
5	-6.1698e-006	0.0026	0.0089	0.0089	-0.9908
6	-6.1698e-006	0.0089	0.0089	0.0089	-0.9251
7	-6.1698e-006	0.0089	0.0089	0.0089	+2.3115
8	-6.1698e-006	0.0089	0.0089	0.0026	-0.5714
9	-6.1698e-006	0.0089	0.0089	0.0026	-0.9539
10	-6.1698e-006	0.0089	0.0089	0.0026	-4.2429

从表 1 中可以看出, 标准方差为 $\sigma = \pi/6$, $\sigma = \pi/4$, $\sigma = \pi/3$ 时, 相对误差基本为 10^{-3} 量级, 标准方差为 $\sigma = \pi/2$ 时, 相对误差才变得比较大. 而仿真中截取的孔径长度为 $L_s = 2000\text{m}$, 对应的孔径时间大约为 0.25s , 以频率稳定度为 $2 \times 2.5 \times 10^{-11}/\text{s}^{[9]}$ 进行计算 (乘 2 是因为存在两个频率源), 在这段长度内 $\Phi \leq \pi/4$, 所以频率稳定性带来的影响至多使相对误差达到 10^{-3} 量级. 在数据处理中, 如果采样点数增加、Radon 变换的步长减小, 则测量精度可进一步提高.

6 结论

本文针对定位系统对 SAR 的定位问题, 研究了 SAR 的单站无源观测方法. 提出了一种通过对 SAR 信号进行分析, 求解方位向线性调频斜率的观测方法; 对雷达信号采用 WVD 变换与 Radon 变换, 给出了线性调频斜率的表达; 通过数值实验验证了所提方法的正确性, 并分析了本振短期稳定性对线性调频斜率测量的影响. 本文提出的单站无源观测方法与测角系统的结果联合使用, 可以实现对 SAR 的定位.

参 考 文 献

- [1] 桑炜森, 顾耀平. 综合电子战新技术新方法. 北京: 国防工业出版社, 1996, 7.1 节.
- [2] 孙仲康, 周一宇, 何黎星. 单多基地有源无源定位技术. 北京: 国防工业出版社, 1996, 第 8 章.
- [3] 张铭, 孙仲康. 利用不机动单站 DOA、TOA 的测量实现被动定位与跟踪. 航空学报, 1989, 10(5): A234-A241.
- [4] 张澄波. 综合孔径雷达原理、系统分析与应用. 北京: 科学出版社, 1989, 第 3 章.
- [5] 胡来招. 雷达侦察接收机设计. 北京: 国防工业出版社, 2000, 100-300.
- [6] 周一宇, 孙仲康. 雷达被动探测定位的可观测性. 电子学报, 1994, 22(3): 51-57.
- [7] Cohen L. (著), 白居宪 (译). 时-频分析: 理论与应用. 西安: 西安交通大学出版社, 1998, 第 8 章.
- [8] 魏钟铨等著. 合成孔径雷达卫星. 北京: 科学出版社, 2001, 27.
- [9] 杨振起, 张永顺, 骆永军. 双(多)基地雷达系统. 北京: 国防工业出版社, 1998 年 3 月第 1 版, 第 7.1 节.

唐 波: 男, 1978 年生, 博士生, 主要从事微波成像研究.

王卫延: 男, 1947 年生, 研究员, 博士生导师, 主要从事电磁散射与逆散射、微波成像原理等研究.