

一种新的适用于机载前向阵雷达的动目标检测方法

林幼权, 倪晋麟, 王德纯, 张光义

(南京电子技术研究所 501 分箱, 南京 210013)

摘 要: 本文提出了一种适用于前向阵雷达的机载动目标检测方法, 并对其进行了理论分析和计算机仿真. 结果表明, 这种结构形式的动目标检测方法对雷达平台运动参数的估计精度要求较低, 工程上易于实现. 本文最后给出了该方法在各种系统误差下的检测性能.

关键词: 动目标检测; 机载前向阵雷达; 合成孔径雷达

中图分类号: TN957.52⁺3 文献标识码: A 文章编号: 0372-2112(2000)12-0031-03

A New Moving Target Detection Method for Forward-looking Airborne Radars

LIN Your quan, NI Jing lin, WANG De chun, ZHANG Guang yi

(The Nanjing Research Institute of Electronic Technology, Nanjing 210013, China)

Abstract: A new moving target detection method for forward-looking airborne radars is presented. Theoretical analysis and computer simulation are performed. The result shows that the moving target detection method can work well with the condition that the estimation accuracy of the radar carrier moving parameters is lower, and is feasible in the engineering. Finally the detection performance of the method with various errors is presented.

Key words: moving target detection; forwarding looking airborne radar; SAR

1 引言

为了增强对地攻击能力, 机载雷达一般都要求具备合成孔径成像的能力, 同时也要能检测和定位在成像区域中的慢速目标. 但是由于 SAR (synthetic aperture radar) 雷达的处理仅与静止目标的回波相匹配^[1], 从而不能有效地检测运动目标, 因此必须有一个独立的 SAR-MTI 处理来检测和定位运动目标, 并将其显示在 SAR 地图上.

机载 MTI 处理遇到的主要问题是由于雷达平台的快速运动引起杂波频谱的严重展宽. 普通脉冲多普勒雷达采用低副瓣天线, 能检测落在无杂波区或副瓣杂波区的快速目标, 而对落入主杂波区的地面慢速运动目标无能为力. SAR 雷达为了能获得高的方位分辨率, 波束宽度一般较宽, 且采用中、低重复频率, 从而使得主杂波谱占据了整个脉冲重复频率的很大部分. 慢速运动目标与主杂波混叠在一起, 不容易被检测和定位. 目前已有 DPCA (displaced phase center antenna) 技术^[2]用于动目标检测, 但这种方法要求雷达的重复频率、平台速度等之间有一固定关系, 这不利于雷达系统的整体设计. 空时自适应技术^[3]具有良好的性能潜力, 但对于前向阵雷达, 系统要具备更多的自由度, 硬件系统更复杂, 另外由于平台运动, 雷达的环境在不断的变化, 从而很难收敛到最优权.

新出现的三孔径干涉动目标检测与定位方法^[4]是一种工程上易于实现, 并具有良好性能的方法, 但当它用于前向阵雷

达时, 会对雷达平台参数的估计精度提出较高要求, 也就是增加了机载惯导系统的难度, 这样相应增加了工程实现的难度. 本文提出的四孔径干涉动目标检测方法, 除具有良好的检测性能外, 还可大大降低对雷达平台参数的估计要求, 利用现有的惯导完全能满足. 仿真计算表明, 以目前工程上能保证的通道间的幅相误差等条件下, 系统具有良好的动目标检测性能.

2 四孔径动目标检测分析模型

设雷达有四个子天线, 子天线间距为 d , 波束指向与平台运动方向在方位方向的夹角为 γ , 在俯仰方向的夹角为 θ , 在主波束内有一动目标, 其与主波束指向的方位向夹角为 θ_c , 目标的径向运动速度为 V_r , 平台自身速度为 V . 见图 1.

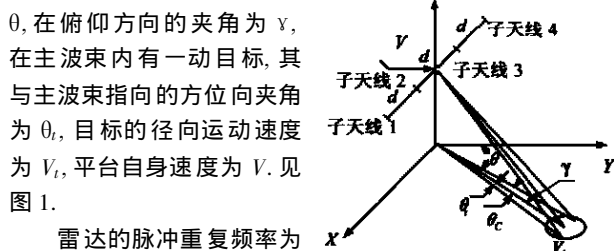


图 1 目标、杂波和雷达的几何关系

雷达的脉冲重复频率为 f_r , 保证地面主杂波在距离上不重叠, 且大于主杂波的频谱宽度, 那么在主杂波内

仅有一处 θ_c . 与动目标处在同一距离门和多普勒门内. 为方便, 不妨设目标、杂波均处在与天线波束指向相同的俯仰角

上.

经主杂波归一化, 并考虑重复频率 f_r 后, 动目标的多普勒频率 f_{dt} 为:

$$f_{dt} = \frac{2}{\lambda} V \cos \gamma [\cos(\theta + \theta_i) - \cos \theta] + \frac{2}{\lambda} V_i \pm n f_r \quad (1)$$

式中 n 为整数. 与其相同的主杂波的多普勒频率 f_{dc} 为:

$$f_{dc} = \frac{2}{\lambda} V \cos \gamma [\cos(\theta + \theta_c) - \cos \theta] \quad (2)$$

上式中 λ 为波长, 一般有 $\theta_i \ll 1, \theta_c \ll 1$, 得:

$$\theta_i = \frac{-\lambda}{2V \sin \theta \cos \gamma} (f_{dt} - \frac{2V_i}{\lambda} \pm n f_r), \theta_c = \frac{-\lambda}{2V \sin \theta \cos \gamma} f_{dc}$$

且
$$\theta_c = \theta_i + \frac{-V_i \pm \frac{n\lambda}{2} f_r}{V \sin \theta \cos \gamma} \quad (3)$$

四个子天线所接收的回波信号各自为:

$$I_1 = (A_i e^{j\beta_i} + A_c e^{j\beta_c} + n_1 e^{j\phi_1}) (1 + \Delta A_1) e^{j\Delta\phi_1} \quad (4)$$

$$I_2 = (A_i e^{j\beta_i} e^{j2\phi_i} + A_c e^{j\beta_c} e^{j2\phi_c} + n_2 e^{j\phi_2}) (1 + \Delta A_2) e^{j\Delta\phi_2} \quad (5)$$

$$I_3 = (A_i e^{j\beta_i} e^{j3\phi_i} + A_c e^{j\beta_c} e^{j3\phi_c} + n_3 e^{j\phi_3}) (1 + \Delta A_3) e^{j\Delta\phi_3} \quad (6)$$

$$I_4 = (A_i e^{j\beta_i} e^{j4\phi_i} + A_c e^{j\beta_c} e^{j4\phi_c} + n_4 e^{j\phi_4}) (1 + \Delta A_4) e^{j\Delta\phi_4} \quad (7)$$

上面三式中, $A_i, \beta_i, A_c, \beta_c$ 分别为目标及与之竞争的杂波的幅度和相位; $n_i, \phi_i, i = 1, 2, 3, 4$ 分别为四个通道噪声的幅度与相位; $\Delta A_i, \Delta\phi_i, i = 1, 2, 3, 4$ 分别为四个通道的幅度和相位相对标准要求的偏差; ϕ_i, ϕ_c 分别为目标和杂波到达不同通道的相位差. 而

$$\phi_i = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin \theta_i \approx \frac{2\pi d}{\lambda} \theta_i \quad (8)$$

$$\phi_c = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin \theta_c \approx \frac{2\pi d}{\lambda} \theta_c \quad (9)$$

3 四孔径动目标检测性能

四子天线的干涉通道的处理过程见图 2.

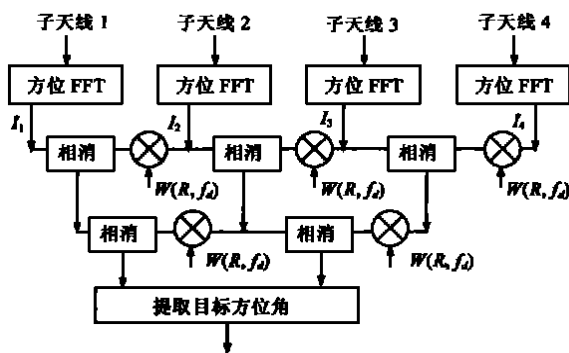


图 2 四孔径动目标检测流程图

经干涉对消后的两路输出为:

$$I'_1 = I_1 - 2I_2 W(R, f_d) + I_3 W^2(R, f_d) \quad (10)$$

$$I'_2 = I_2 - 2I_3 W(R, f_d) + I_4 W^2(R, f_d) \quad (11)$$

$$W(R, f_d) = e^{-j\phi_c - j\Delta\phi_c} \quad (12)$$

上式中 ϕ_c 可直接由式(3)和(9)估计得到:

$$\phi_c = \frac{-\pi d}{V \sin \theta \cos \gamma} f_{dc} \quad (13)$$

$\Delta\phi_c$ 为估计的误差, 因 $\Delta\phi_c, \Delta A_i, \Delta\phi_i$ 都远小于 1, 经整理式

(10)、(11) 近似为:

$$I'_1 \approx -4 \sin^2 \left(\frac{\phi_c}{2} - \frac{\phi_i}{2} \right) A_i e^{j\beta_i} e^{j(\phi_i - \phi_c)} + A_c e^{j\beta_c} [\Delta A_1 + j \Delta\phi_1 - 2 \Delta A_2 - j 2 \Delta\phi_2 + \Delta A_3 + j \Delta\phi_3] + n_1 e^{j\phi_1} - 2 n_2 e^{j(\phi_2 - \phi_c)} + n_3 e^{j(\phi_3 - 2\phi_c)} \quad (14)$$

$$I'_2 \approx -4 \sin^2 \left(\frac{\phi_c}{2} - \frac{\phi_i}{2} \right) A_i e^{j\beta_i} e^{j(\phi_i - \phi_c)} + A_c e^{j\beta_c} e^{j\phi_c} [\Delta A_2 + j \Delta\phi_2 - 2 \Delta A_3 - j 2 \Delta\phi_3 + \Delta A_4 + j \Delta\phi_4] + n_2 e^{j\phi_2} - 2 n_3 e^{j(\phi_3 - \phi_c)} + n_4 e^{j(\phi_4 - 2\phi_c)} \quad (15)$$

由式(14)和(15)可知, 相消后输出信号的信号与杂波加噪声之比为:

$$(S/(C+N))_{\text{相消}} = \frac{8(S/N) \sin^4((\phi_i - \phi_c)/2)}{3 + (C/N)(3\Delta A^2 + 3\Delta\phi^2)} \quad (16)$$

式中 $\Delta A, \Delta\phi$ 为 ΔA_i 与 $\Delta\phi_i$ 的均方差. n 为 n_i 的幅度. $(S/N) = (S/N)_0 G_\Sigma(\theta_i) G_I(\theta_i)$; $(C/N) = (C/N)_0 G_\Sigma(\theta_c) G_I(\theta_c)$. $G_\Sigma(\theta)$ 和 $G_I(\theta)$ 分别为发射天线和接收天线增益; $(S/N)_0$ 和 $(C/N)_0$ 分别为当目标或杂波处在天线指向时的每个干涉通道在单个距离门和多普勒门内的输入信噪比和杂噪比.

不相消而直接相加, 即 $W(R, f_d) = -1$ 所输出的信号与杂波加噪声之比为:

$$(S/(C+N))_{\text{相加}} = \frac{8(S/N) \cos^4(\phi_i/2)}{3 + 8(C/N) \cos^4(\phi_c/2)} \quad (17)$$

经相消后的输出信号可以直接用于定位动目标的方位角 θ_i .

4 四孔径与三孔径动目标检测性能的比较

当前向阵雷达采用三孔径进行动目标检测和定位时, 可以推得输出信杂比为:

$$(S/(C+N))_{\text{三孔径}} = \frac{4(S/N) \sin^2((\phi_i - \phi_c)/2)}{2 + (C/N)(\Delta\phi_c^2 + 2\Delta A^2 + 2\Delta\phi^2)} \quad (18)$$

式(18)中参数定义与前面公式的定义一样. 比较式(16)与(18)可以看出三孔径动目标检测性能与 $\Delta\phi_c^2$ 有关, 而四孔径却与此无关, 实际上是与 $\Delta\phi_c^2$ 的高阶项有关, 在前面的公式推导中将它们省略了. 而由式(13), 得 $\Delta\phi_c$ 为:

$$\Delta\phi_c = -\frac{\pi d}{V \sin \theta \cos \gamma} \Delta f_{dc} + \frac{\pi d f_{dc} \cos \theta}{V \sin^2 \theta \cos \gamma} \Delta \theta + \frac{\pi d f_{dc}}{V^2 \sin \theta \cos \gamma} \Delta V - \frac{\pi d f_{dc} \sin \gamma}{V \sin \theta \cos^2 \gamma} \Delta \gamma \quad (19)$$

得 $\Delta\phi_c$ 的均方差 σ_{ϕ_c} 为

$$\sigma_{\phi_c} = \frac{\pi d}{V |\sin \theta \cos \gamma|} \left[\sigma_{f_{dc}}^2 + \frac{f_{dc}^2 \cos^2 \theta}{\sin^2 \theta} \sigma_{\theta}^2 + \frac{f_{dc}^2}{V^2} \sigma_v^2 + \frac{f_{dc}^2 \sin^2 \gamma}{\cos^2 \gamma} \sigma_{\gamma}^2 \right]^{1/2} \quad (20)$$

上式中 $\sigma_{f_{dc}}$ 为主杂波的多普勒频率的估计误差, 它与多普勒滤波器的宽度直接相关; σ_{θ} 为天线指向与平台实际运动在方位向夹角的估计误差, σ_{γ} 为天线指向与平台实际运动在俯仰向夹角的估计误差, σ_v 为平台速度估计误差, 这三个参数估计误差是由慢导引起.

f_{dc} 为主杂波归零后, 杂波的多普勒频率, 由于干涉对消处理只在主杂波附近, 超出这一区域, 已是副瓣杂波区, 已不用干涉对消处理, 因此最大的单边 f_{dc} 可取为:

$$\max(f_{dc}) = \frac{2}{\lambda} V \sin \theta \Delta \theta'_{3dB} \quad (21)$$

$\Delta \theta'_{3dB}$ 为对应每个接收子天线的波束宽度。

从式(20)可以看出, $\Delta \phi_c$ 的估计误差与 $\sin \theta$ 成反比, 而在前向阵中, θ 角总是较小的, 因此采用三孔径检测动目标时, 性能将下降, 除非惯导提供的参数精度非常高。

5 仿真

假设有一 SAR-MTI 系统, 整个天线有 48 个单元组成, 单元间距为半波长, 发射时采用整个天线, 天线为余弦加权; 接收时, 天线分为四个、三个子孔径天线两种情况, 四孔径时, 间距 d 为 6 个波长, 三孔径时, 间距 d 为 8 个波长, 每个子天线也采用相应余弦加权, 整个天线的波束宽度近似为 2θ , 天线方位指向角 θ 为 10° , 俯仰指向角 γ 为 5° , 目标与波束指向夹角 $\theta_t = 0^\circ$ 。取雷达波长为 3cm, 载机速度为 300m/s, 脉冲重复频率 f_r 为 2000Hz, FFT 点数为 512。惯导给出的 σ_v 为 3m/s (r. m. s), σ_θ 为 0.5° (r. m. s), σ_γ 为 0.5° (r. m. s)。通道幅度误差为 ± 0.5 dB, 相位误差为 $\pm 3^\circ$ 。

在进行 MTI 处理时, 雷达的分辨率一般较粗, 以保证动目标在相干处理时间内不移出距离多普勒单元, 方位向和距离向的分辨率通常大于 10 米, 但与常规雷达相比, 仍提高许多, 因此每距离多普勒单元内的主杂波强度, 与常规雷达相比下降许多, 最大在 30dB 左右, 所以在仿真中, 在一个距离多普勒单元内的杂噪比取为 30dB; 信噪比按检测所需最低门限 (10dB) 考虑, 实际一般大于此值。

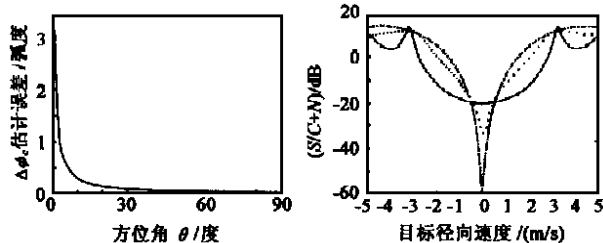


图3 $\Delta \phi_c$ 的估计误差随天线指向角的变化曲线

图4 系统输出信杂比随目标径向速度变化的曲线。图中: 点划线为四孔径处理, 虚线为三孔径处理, 实线为不做干涉对消处理。天线方位指向角为 10° , 俯仰指向角为 5°

图3为 $\Delta \phi_c$ 随 θ 角变化的曲线, 从图中可以看出, 当 θ 角较小时 $\Delta \phi_c$ 已变得很大, 从而会直接影响动目标的检测性能。图4为系统的检测性能, 纵轴表示输出信杂比, 横轴为目标径向速度。从图4可以看出, 与没有对消处理相比, 采用干涉对消处理后, 系统在主杂波区域的检测性能有较大提高。四孔径的检测性能要优于三孔径检测性能, 这是由于前者不受 $\Delta \phi_c$ 影响, 而后者却因 $\Delta \phi_c$ 的变大而使得性能下降。采用四孔径干涉检测, 可以检测出径向速度在 2 米/秒左右的慢速目标, 对于径向速度超过 5 米/秒的快速目标, 由于目标已能与副瓣杂波竞争, 从而不用干涉对消处理。

6 结论

理论分析和仿真结果表明, 本文提出的四孔径干涉对消处理可适用于前向阵雷达, 一方面它可使系统在主杂波区域的检测性能有较大的提高, 其性能优于三孔径干涉处理。另一个重要的优点是目前的惯导精度和接收通道的幅相一致性已能满足处理要求。

参考文献:

- [1] Raney, R. k. . Synthetic aperture radar and moving target [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic System, 1971, AES-7(3): 499- 505.
- [2] Stone, M. I. and W. J. Ince. Air to ground MTI radar using a displaced phased center phased array [J]. IEEE National Radar Conference, April 1980: 225- 230.
- [3] Nohara, T. J. . Comparison of DPCA and STAP for space based radar [J]. IEEE International Radar Conference Radar-95 May: 113- 119.
- [4] 林幼权, 倪晋麟, 张光义. 三端口 SAR-MTI 系统的性能分析 [J]. 系统工程与电子技术.
- [5] Yadin, E. Evaluation of noise and clutter induced relocation errors in SAR-MTI [J]. IEEE International Radar Conference Radar-95, 1995: 650- 655.
- [6] Yadin, E. . A performance evaluation model for a two port interferometer SAR-MTI [J]. IEEE International Radar Conference Radar 96: 261 - 266.

作者简介:



林幼权 高级工程师, 长期从事雷达系统设计。



倪晋麟 南京电子技术研究所副总工程师, 研究员, 发表数十篇文章。

王德纯 南京电子技术研究所副总工程师, 研究员, 国家 863 专家组成员。

张光义 南京电子技术研究所总工程师, 博士生导师, 中国工程院院士。