

一种适用于机械扫描天线的机载慢速运动目标检测新方法¹

林幼权 倪晋麟* 王德纯* 张光义*

(西安电子科技大学 西安 710071)

*(南京电子技术研究所 501 信箱 南京 210013)

摘要 该文详细分析了一种可用于机械扫描天线的机载慢速运动目标检测新方法,与传统的 DPCA 技术比较,这种方法在实际工程条件下更容易实现、性能更好,最后给出了仿真结果。

关键词 机载动目标检测,机械扫描天线, DPCA

中图分类号 TN951

1 前言

机载雷达检测慢速运动目标的能力是衡量其对地攻击性能的关键指标之一^[1]。为此人们在不断研究新的雷达系统和新的信号处理技术。目前受到普遍关注的是空时自适应处理技术^[2],它确实具有良好的性能潜力,但一般需要多路接收通道,硬件系统较为复杂,另外最优权的收敛需要来自相对稳定环境的回波信号,所以较适用于天线阵面相对不动的相控阵雷达。对于不仅平台在不断运动,而且天线阵面在不断运动的机械扫描体制的机载雷达则不太适合。虽然相控阵雷达是机载雷达的发展趋势,但是机械扫描雷达由于成本低、技术要求相对简单,从而会在相当一段时间内存在,所以需要一种适用于机械扫描雷达的慢速运动目标检测方法。

另一种动目标检测方法是 DPCA(Displaced Phase Center Antenna)技术^[3],这种方法要求雷达系统的重复频率、平台速度及天线扫描角之间有一固定关系,这对系统设计和应用是很大的制约因素,并且本文将证明当天线方位指向角与平台运动方向一致时,在工程上将无法满足这一要求,从而导致系统性能的严重下降。

本文将详细分析一种可用于机械扫描天线的干涉对消处理技术。该技术通过干涉对消主杂波回波,使得经过处理后的信杂比有较大的提高,从而可以检测出落入主杂波区的地面慢速目标。其输出信杂比与 DPCA 在最优状态时一样,但它对雷达系统设计并没有严格制约条件。另外对消所需的加权值可直接通过估计参数获得,文中将证明在存在估计误差和通道幅相误差条件下,系统仍具有良好的性能。

2 信号模型

假设雷达平台运动速度为 V , 目标的径向速度为 V_t ; 雷达天线方位指向与平台运动方向的夹角为 θ , 天线俯仰角为 γ ; 发射时采用整个天线,接收时分为两个子天线,子天线相位中心间距为 d , 目标偏离天线方位指向角为 $\Delta\theta_t$, 与目标处在同一距离门和多普勒门的杂波偏离天线方位指向角为 $\Delta\theta_c$, $|\Delta\theta_t| \ll 1$; $|\Delta\theta_c| \ll 1$, 目标和杂波均有相同的俯仰角 γ 。雷达的脉冲重复频率满足主杂波在距离维和多普勒维不重叠。目标、杂波和雷达波束的几何关系见图 1。

令 f_{dc} 为杂波多普勒频率, f_{dt} 为目标多普勒频率,那么经过主杂波归一化后的杂波多普勒频率为

$$f_{dc} = (2/\lambda)V \cos(\theta + \Delta\theta_c) \cos \gamma - (2/\lambda)V \cos \theta \cos \gamma \approx -(2/\lambda)V \Delta\theta_c \sin \theta \cos \gamma \quad (1)$$

¹ 2000-02-03 收到, 2000-06-30 定稿
国防科技重点实验室基金资助课题

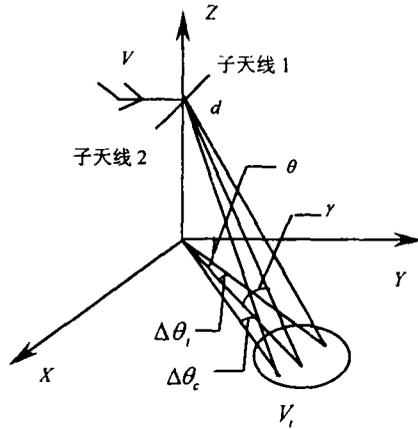


图 1 目标、杂波和雷达的几何关系图

经过主杂波归一化后的目标多普勒频率为

$$f_{dt} = \frac{2}{\lambda} V \cos(\theta + \Delta\theta_t) \cos \gamma + \frac{2}{\lambda} V_t - \frac{2}{\lambda} V \cos \theta \cos \gamma \approx -\frac{2}{\lambda} V \Delta\theta_t \sin \theta \cos \gamma + \frac{2}{\lambda} V_t \quad (2)$$

由 $f_{dc} = f_{dt}$ 得

$$\Delta\theta_c = \Delta\theta_t - V_t / (V \sin \theta \cos \gamma) \quad (3)$$

杂波和目标的回波信号到两子天线的相位差分别为

$$\Delta\phi_c = (2\pi/\lambda)d \sin \Delta\theta_c \approx (2\pi/\lambda)d \Delta\theta_c \quad (4)$$

$$\Delta\phi_t = (2\pi/\lambda)d \sin \Delta\theta_t \approx (2\pi/\lambda)d \Delta\theta_t \quad (5)$$

在时刻 t , 两子天线接收到的回波分别为

$$x_1(t) = [A_t e^{j\phi_t} e^{j2\pi f_{dt} t} + A_c e^{j\phi_c} e^{j2\pi f_{dc} t} + n_1(t)](1 + \Delta A_1) e^{j\Delta\phi_1} \quad (6)$$

$$x_2(t) = [A_t e^{j\phi_t} e^{j2\pi f_{dt} t} e^{j\Delta\phi_t} + A_c e^{j\phi_c} e^{j2\pi f_{dc} t} e^{j\Delta\phi_c} + n_2(t)](1 + \Delta A_2) e^{j\Delta\phi_2} \quad (7)$$

这里 A_t, ϕ_t, A_c, ϕ_c 为信号、杂波的初始相位和幅度; n_1, n_2 为两通道的噪声; $\Delta A_1, \Delta\phi_1, \Delta A_2, \Delta\phi_2$ 为两路通道幅相偏离标准的程度。

3 干涉对消方法

所谓干涉对消处理是将两子天线所接收到的信号先变换到距离多普勒域, 第一路的输出与加权后的对应的第二路的输出相消, 权值随杂波的多普勒频率和距离门变化, 如图 2。相消后的输出为

$$x = x_1 - W x_2 \quad (8)$$

W 是加权值, 为

$$W = e^{-j\Delta\phi_c} = \exp[j\pi d f_{dc} / (V \sin \theta \cos \gamma)] \quad (9)$$

上式中, 子天线间距 d 可以认为是确知的, 而杂波多普勒频率 f_{dc} , 平台运动速度 V , 波束方位角 θ , 俯仰角 γ 是通过估计得到, 因此通过 (9) 式估算 W 时存在误差, 这样可令 W 为

$$W = \exp[j\pi d f_{dc} / (V \sin \theta \cos \gamma)] \exp(j\delta) \quad (10)$$

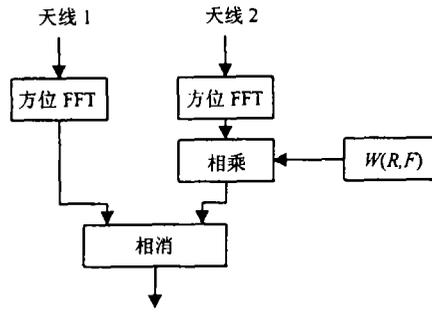


图 2 干涉动目标检测信号处理框图

δ 为估计误差, 其均方误差为

$$\sigma_{\delta} = \left| \frac{\pi d f_{dc}}{V \sin \theta \cos \gamma} \right| \left[\left(\frac{\sigma_{f_{dc}}}{f_{dc}} \right)^2 + \left(\frac{\sigma_V}{V} \right)^2 + \left(\frac{\sin \gamma}{\cos \gamma} \sigma_{\gamma} \right)^2 + \left(\frac{\cos \theta}{\sin \theta} \sigma_{\theta} \right)^2 \right]^{1/2} \quad (11)$$

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惯导引起。 f_{dc} 为经主杂波归零后的杂波多普勒频率, 这里干涉对消处理只在主杂波附近实施, 对副瓣杂波区不用干涉对消处理, 因此最大的单边 f_{dc} 可取为主杂波宽度:

$$\text{Max}(f_{dc}) = |(2/\lambda)V \cos \gamma \sin \theta / \Delta \theta'_{3\text{dB}}| \quad (12)$$

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

(6), (7), (8), (10) 式, 经过整理, 可得经相消后的输出信号为

$$\begin{aligned} x \approx & A_t e^{j\phi_t} e^{j2\pi f_{dc} t} [1 - e^{j(\Delta\phi_t - \Delta\phi_c)}] \\ & + A_c e^{j\phi_c} e^{j2\pi f_{dc} t} (\Delta A_1 + j\Delta\phi_1 - \Delta A_2 - j\Delta\phi_2 - j\delta) + n_1(t) + n_2(t) \end{aligned} \quad (13)$$

输出信号与杂波加噪声之比为

$$\begin{aligned} \left(\frac{S}{C+N} \right)_{\text{干涉对消}} &= \frac{4(S/N) \sin^2[(\Delta\phi_t - \Delta\phi_c)/2]}{(C/N)(2\Delta A^2 + 2\Delta\phi^2 + \sigma_{\delta}^2) + 2} \\ &= \frac{4(S/N) \sin^2[\pi d V_t / (\lambda V \sin \theta \cos \gamma)]}{(C/N)(2\Delta A^2 + 2\Delta\phi^2 + \sigma_{\delta}^2) + 2} \end{aligned} \quad (14)$$

上式中 ΔA , $\Delta\phi$, σ_{δ} 分别为 ΔA_i , $\Delta\phi_i$, δ 的均方差, (S/N) , (C/N) 分别为输入信噪比和杂噪比。

$(S/N) = (S/N)_0 G_{\Sigma}(\theta_t) G_I(\theta_t)$; $(C/N) = (C/N)_0 G_{\Sigma}(\theta_c) G_I(\theta_c)$, $G_{\Sigma}(\theta)$ 和 $G_I(\theta)$ 分别为发射天线和接收天线增益, $(S/N)_0$ 和 $(C/N)_0$ 分别为当目标和杂波处在天线指向角时的每个通道在单个距离门和多普勒门的输入信噪比和信杂比。

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

$$\left(\frac{S}{C+N} \right)_{\text{相加}} = \frac{2(S/N) \cos^2[(\pi d / \lambda) \Delta\theta_t]}{2(C/N) \cos^2[(\pi d / \lambda) \Delta\theta_c] + 1} \quad (15)$$

4 DPCA 技术

按照 DPCA 方法, 子天线 1 的输出的延迟与子天线 2 的输出相消, 相消后的输出为

$$x = x_1(t - T) - x_2(t) \quad (16)$$

T 为脉冲重复周期。为达到对消杂波的目的, 需

$$\Delta\phi_c + 2\pi f_{dc}T = 0 \quad (17)$$

推得

$$T = d/(2V \sin \theta \cos \gamma) \quad (18)$$

由于 d, V 是固定的, 从而使脉冲重复周期 T 必须随扫描角变化, 当 $|\theta| \rightarrow 0^\circ$ 时, $T \rightarrow \infty$, 这在实际工作中是难以满足的。同时, 根据 (17) 式估计脉冲重复周期 T 也存在误差 ΔT , 其均方差为

$$\sigma_T = \left| \frac{d}{2V \sin \theta \cos \gamma} \right| \left[\left(\frac{\sigma_V}{V} \right)^2 + \left(\frac{\sin \gamma}{\cos \gamma} \sigma_\gamma \right)^2 + \left(\frac{\cos \theta}{\sin \theta} \sigma_\theta \right)^2 \right]^{1/2} \quad (19)$$

由此而产生的相位差为 $2\pi f_{dc}\Delta T$, 各参数的定义同 (11) 式; 那么由 (16) 和 (18) 式可得相消后的输出信号为

$$\begin{aligned} x \approx & A_t e^{j\phi_t} e^{j2\pi f_{at}t} [e^{j\Delta\phi_c} - e^{j\Delta\phi_t}] \\ & + A_c e^{j\phi_c} e^{j2\pi f_{dc}t} (\Delta A_1 + j\Delta\phi_1 - j2\pi f_{dc}\Delta T - \Delta A_2 - j\Delta\phi_2) + n_1(t) + n_2(t) \end{aligned} \quad (20)$$

输出的信号与杂波加噪声比为

$$\left(\frac{S}{C + N} \right)_{\text{DPCA}} = \frac{4(S/N) \sin^2[\pi d V_t / (\lambda V \sin \theta \cos \gamma)]}{(C/N)[2\Delta A^2 + 2\Delta\phi^2 + (2\pi f_{dc}\sigma_T)^2] + 2} \quad (21)$$

上式是 DPCA 技术在满足 (18) 式条件下获得的信号与杂波加噪声比。

比较 (14) 式和 (21) 式可以看出, 两者基本上是一致的, 唯一差别是分别由 (11) 和 (19) 式表示的参数估计误差所导致的相位差不同, 但实际上, 它们是很接近的, 这一点将在后面得到验证。因此可以说, 干涉对消法是 DPCA 的最优化。

5 仿 真

假设有一雷达系统, 其整个平板裂缝天线由 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; 接收时分为二个子天线, 子天线的相位中心间距 d 为 12 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 2.4° , 天线方位指向角 θ 为 45° , 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 $\pm 3^\circ$ 。

由于采用低重复频率, 并且 FFT 点数较多, 因此每距离多普勒单元内的主杂波强度, 最大只在 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。

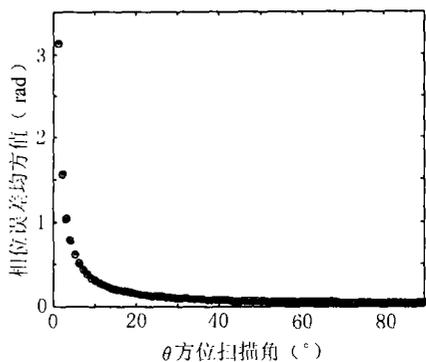


图3 采用干涉对消和 DPCA 技术时相位误差均值随方位扫描角的变化曲线图
‘o’为干涉对消, ‘.’为 DPCA

图 3 为采用干涉对消时 σ_δ 和 DPCA 技术时 $2\pi f_c \sigma_T$ 随 θ 角变化的曲线, 其中横轴表示扫描角。从图中可以看出, 两条曲线几乎重叠, 这从 (11) 和 (19) 式可以看出这一点。因此说各种估计误差对两者的影响是相同的。从曲线可以看出, 当扫描角接近 0° 时 σ_δ 和 $2\pi f_c \sigma_T$ 变得较大, 这主要是波束指向已与平台运动方向接近一致, 误差的影响增大, 不过此时主杂波宽度相应减小, 从而有利于检测慢速目标。

图 4 为扫描角为 45° 时, 采用干涉对消处理、DPCA 和不做干涉对消处理时系统的检测性能。纵轴表示输出信杂比, 横轴为目标径向速度, 从图中可以看出, 与没有对消处理相比, 无论是理想状态还是存在误差情况下, 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, 而采用 DPCA 技术且脉冲重复周期偏离理想要求 10% 时, 系统输出信杂比下降很大, 几乎没有效果, 因此采用 DPCA 技术必须严格满足 (18) 式, 这对实际工程设计是很大限制, 对机械扫描雷达也是做不到的。当目标径向速度大于 15m/s 时, 由于目标已能与副瓣杂波竞争, 从而不用干涉对消处理。

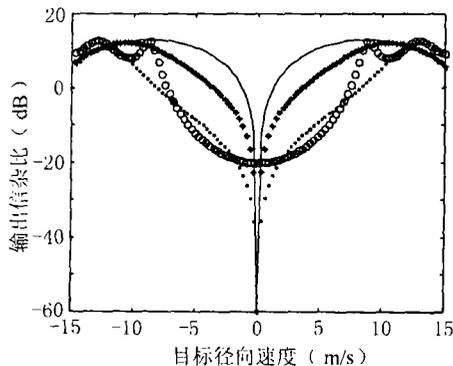


图 4 采用干涉对消处理、DPCA 技术和不处理时的系统输出信杂比
‘—o’为不存在误差时的干涉对消处理情况, ‘-*’为存在误差时的干涉对消处理,
‘...□’为采用 DPCA 技术且脉冲重复周期偏离理想要求 10% 时的情况,
‘—o’为不做干涉对消处理情况

6 结 论

分析和仿真表明, 对机械扫描天线而言, 干涉对消处理方法比 DPCA 优越, 对雷达系统的设计和应用没有制约因素, 是一种性能比较好的, 工程应用容易实现的慢速目标检测方法。

参 考 文 献

- [1] J. N. Entzminger, C. A. Fowler, W. J. Kenneally, Joint STARS and GMTI past, present and future, *IEEE Trans. on AES*, 1999, AES-35(2), 740-761.
- [2] T. J. Nohara, Comparison of DPCA and STAP for Space-Based Radar, *IEEE Int. Radar Conference, Radar-95, Alexandria Virginia, May, 1995*, 113-119.
- [3] M. I. Stone, W. J. Ince, Air to ground MTI radar using a displaced phased center phased array, *IEEE National Radar Conference, Virginia, April, 1980*, 225-230.
- [4] T. J. Nohara, P. Weber, Airborne ground moving target indication using non-side-looking antennas, *IEEE 1998 National Radar Conference, Dallas, May, 1998*, 269-274.
- [5] E. Yadin, Evaluation of noise and clutter induced relocation errors in SAR MTI, *IEEE Int. Radar Conference Radar-95, Alexandria Virginia, May, 1995*, 650-655.
- [6] E. Yadin, A performance evaluation model for a two port interferometer SAR-MTI, *IEEE 1996 National Radar Conference, Michigan, 1996*, 261-266.

A NEW AIRBORNE SLOW-MOVING TARGET DETECTION
METHOD FOR MECHANICALLY SCANNED ANTENNAS

Lin Youquan Ni Jinlin* Wang Dechun* Zhang Guangyi*

*(Xidian University, Xi'an 710071, China)***(The Nanjing Institute of Electronic Technology, Nanjing 210013, China)*

Abstract A new airborne slow-moving target detection method for mechanically scanned antennas is analyzed in detail. Compared with conventional DPCA technology under engineering conditions, the method is easily realized and its performance is higher than that of DPCA. Finally the simulation result is presented.

Key words Airborne moving target detection, Mechanically scanned antennas, DPCA

林幼权: 男, 1966 年生, 高级工程师, 长期从事雷达系统设计.

倪晋麟: 男, 1960 年生, 副总工程师, 博士, 研究员, 长期从事雷达信号处理研究, 发表数十篇文章.

王德纯: 男, 1942 年生, 副总工程师, 研究员, 博士生导师, 国家 863 专家组成员, 长期从事雷达系统设计和信号处理研究.

张光义: 男, 1935 年生, 总工程师, 博士生导师, 中国工程院院士, 长期从事雷达系统和相控阵天线设计.