

高频地波舰载 OTH 双基地雷达目标回波特性分析

鲁振兴^① 许斌^② 袁业术^①

^①(哈尔滨工业大学电子与信息技术研究院 哈尔滨 150001)

^②(海军装备部电子部 北京 100841)

摘要: 在高频地波舰载 OTH 双基地雷达中, 雷达平台的运动必然增加整个系统的复杂性。该文分析了移动双基地系统的动态几何关系, 以及动态几何关系的变化对 LFMICW 信号的目标回波产生的影响。重点对目标回波的中频相位与雷达平台运动特性之间的关系进行了详细分析, 简要地讨论了在这种复杂动态系统中目标距离和速度信息的提取方法。最后通过仿真验证了近距离目标的多普勒谱线的展宽。

关键词: 移动双基地雷达; LFMICW 信号; 回波分析

中图分类号: TN957.51

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2008)08-1959-04

Target Echo Characteristics Analysis of HF Groundwave Shipborne OTH Bistatic Radar

Lu Zhen-xing^① Xu Bin^② Yuan Ye-shu^①

^①(Department of Electronic and Communication Engineering, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China)

^②(Navy Armament Department, Beijing 100841, China)

Abstract: In HF groundwave shipborne bistatic radar, the movement of radar can make the system more complex. This paper analyses the geometrical change of the mobile bistatic system, and the effect of the geometrical change to the LFMICW signal echo of target, and analyses the relationship between phase of the intermediate frequency signal of target echo and the movement of radar in detail, and simply discusses the method to get the range and velocity of target in the complex dynamic system. Finally, the result of simulation proves the broadening of target doppler frequency when the target is near to the radar.

Key words: Mobile bistatic radar; LFMICW signal; Echo analysis

1 引言

高频地波舰载 OTH 双(多)基地雷达是在成熟的岸、舰单基地地波 OTH 雷达基础上发展起来的一种新体制雷达。这种体制雷达的系统资源采用分布式配置方式装载在不同的单舰上, 具有一发一收, 一发多收, 多发多收不同的工作模式。雷达系统资源和工作模式可根据探测需求和目标环境进行灵活调度和最佳配置。因此这种雷达系统除了具有传统地波超视距雷达所具有的探测距离远, 观测范围大, 和抗现有反雷达技术能力强的一系列优点外, 在威力空间扩展, 探测性能改善, 生存能力提高, 抗干扰, 目标分类以及系统的电磁性能改善等方面具有突出的特点。

这种体制雷达的优越性能是以增加系统的复杂性为代价的。文献[1, 2]对雷达平台静止时的双基地目标回波信号进行了分析, 但是当雷达平台运动时, 其动态几何关系的变化会更加复杂, 由此引起的目标回波的变化对后期的信号处理必然产生一定的影响。在发射信号为线性调频中断连续波(LFMICW)信号情况下, 整个系统的动态变化会造成回波调

频系数以及多普勒的变化, 因此分析清楚回波信号的相位对于整个系统的理解以及后期信号处理都有非常重要的意义。

线形调频信号常用的一种处理方法就是基于二维或二次 FFT 的办法^[3-5]。由于在高频雷达中按这种方式进行速度处理时所需数据积累时间较长, 在积累时间内几何关系的变化必然对这种处理方法产生一定的影响。本文主要讨论的就是高频地波舰载双基地雷达中的动态几何关系, 以及这种动态几何关系对 LFMICW 信号的目标回波产生的影响, 以及对目标的距离和速度处理所带来的影响。

2 移动双基地雷达的动态几何关系

双基地雷达的几何关系如图 1 所示。 v_t, v_r, v 分别为发射机, 接收机以及目标的运动速度, $\delta_t, \delta_r, \delta$ 分别为发射机, 接收机以及目标的运动方向在坐标系中的方位角。 θ_t, θ_r 分别为发射机和接收机到目标连线在坐标系中的方位角。 R_t 为目标与发射机的距离, R_r 为目标与接收机的距离, L 为双基地雷达的基线, 双基地角 $\beta = |\theta_r - \theta_t|$ 。

在一般线性调频雷达的一个调频周期内的, 发射机, 接收机到目标的动态距离可以表示为

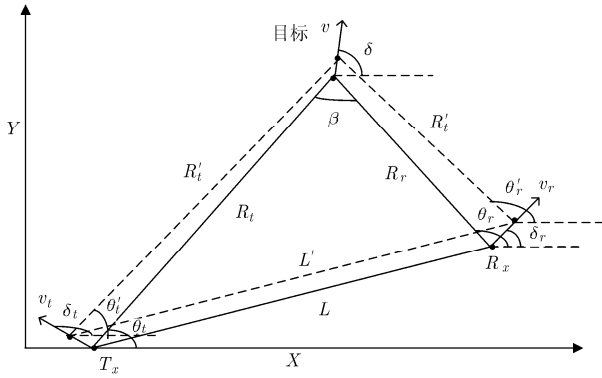


图1 移动双基地雷达的动态几何关系

$$R_t = \sqrt{(x_t - x)^2 + (y_t - y)^2} \approx R_{t0} - v_t t \cos(\delta_t - \theta_{t0}) + vt \cos(\delta - \theta_{t0}) \quad (1)$$

$$R_r = \sqrt{(x_r - x)^2 + (y_r - y)^2} \approx R_{r0} - v_r t \cos(\delta_r - \theta_{r0}) + vt \cos(\delta - \theta_{r0}) \quad (2)$$

其中 $R_{t0} = \sqrt{(x_{t0} - x_0)^2 + (y_{t0} - y_0)^2}$ 为目标与发射机的初始距离, $R_{r0} = \sqrt{(x_{r0} - x_0)^2 + (y_{r0} - y_0)^2}$ 为目标与接收机的初始距离。令 $R_0 = R_{t0} + R_{r0}$,

$$v' = v_t \cos(\delta_t - \theta_{t0}) + v_r \cos(\delta_r - \theta_{r0}) - v \cos(\delta - \theta_{t0}) - v \cos(\delta - \theta_{r0}) \quad (3)$$

于是在线性调频信号的一个调频周期内目标的距离和为

$$R = R_t + R_r \approx R_0 - v't \quad (4)$$

3 目标的回波延迟

$$\text{目标的回波延迟: } \tau(t) \approx \frac{R_t(t) + R_r(t)}{c} \quad (5)$$

整个系统的动态几何关系的变化如图1所示,主要体现在发射机,接收机和目标之间相对距离以及各个角度关系的变化。在线性调频信号的一个调频周期内不考虑各角度的变化,即认为 R_t, R_r, R 为时间的线性函数,如式(1),式(2),式(4)所示。在扫频周期期间考虑角度的变化,即式(1),式(2),式(3)中 θ_{t0}, θ_{r0} 在不同的扫频周期期间是不同的,由此导致 R_t, R_r, R 在不同扫频周期期间线性变化的斜率(发射机,接收机和目标三者的速度耦合量 $-v'$)是不同的。设扫频周期为 T_m ,第 n 个扫频周期的回波延迟为 $\tau_n(t)$ 。可以推出:

$$\tau_n(t) = \tau(t + nT_m) \approx \frac{R_{tn} + R_{rn} - v'(n)t}{c} = \frac{R_n - v'(n)t}{c} \quad (6)$$

其中

$$\begin{aligned} R_{tn} &= [(x_{t0} + v_t \cos \delta_t \cdot nT_m - x_0 - v \cos \delta \cdot nT_m)^2 \\ &\quad + (y_{t0} + v_t \sin \delta_t \cdot nT_m - y_0 - v \sin \delta \cdot nT_m)^2]^{1/2} \\ R_{rn} &= [(x_{r0} + v_r \cos \delta_r \cdot nT_m - x_0 - v \cos \delta \cdot nT_m)^2 \\ &\quad + (y_{r0} + v_r \sin \delta_r \cdot nT_m - y_0 - v \sin \delta \cdot nT_m)^2]^{1/2} \\ v'(n) &= v_t \cos(\delta_t - \theta_{tn}) + v_r \cos(\delta_r - \theta_{rn}) - v \cos(\delta - \theta_{tn}) \\ &\quad - v \cos(\delta - \theta_{rn}) \end{aligned} \quad (7)$$

4 LFMICW 的双基地目标回波分析

本文采用的线性调频中断连续波(LFMICW)信号在一个扫频周期内的表达式为

$$y_t(t) = \sum_{m=0}^M \text{rect} \left(\frac{t - \frac{\tau_p}{2} - mT_p}{\tau_p} \right) \exp[j(2\pi f_c t + \pi k t^2 + \varphi_0)], \quad 0 < t < T_m$$

其中 f_c 为载频, $k = \Delta F / T_m$ 为线性调频系数, ΔF 为调频带宽, T_m 为扫频周期, φ_0 为初始相位, τ_p 为脉冲宽度, T_p 为脉冲间隔。

不考虑前一扫频周期回波对后一扫频周期内接收信号的影响,第 n 个扫频周期内接收机所收到的目标的回波经差频后的信号形式为

$$A \sum_{m=0}^M \text{rect} \left(\frac{t - \tau_n(t) - \tau_p/2 - mT_p}{\tau_p} \right) \cdot \exp\{j[-2\pi f_c \tau_n(t) - 2\pi k t \tau_n(t) + \pi k \tau_n^2(t)]\}, \quad 0 < t < T_m \quad (8)$$

其中代表动态几何关系及其变化的相位因子可以近似表示为

$$\begin{aligned} \varphi(n, t) &= -2\pi f_c \tau_n(t) - 2\pi k t \tau_n(t) + \pi k \tau_n^2(t) \approx -2\pi f_c \frac{R_n}{c} \\ &\quad + 2\pi f_c \frac{v'(n)}{c} t + \left(2\pi k \frac{v'(n)t^2}{c} + \pi k \frac{v'(n)^2 t^2}{c^2} \right) \\ &\quad - 2\pi k \frac{R_n}{c} t - 2\pi k \frac{R_n v'(n)}{c^2} t + \pi k \frac{R_n^2}{c^2}, \quad 0 < t < T_m \end{aligned} \quad (9)$$

$$(1) -2\pi f_c \frac{R_n}{c} = -2\pi f_c \frac{R_{tn} + R_{rn}}{c}, \text{ 此项为仅由雷达和目标}$$

的初始位置引起的相位延迟。

$$(2) 2\pi f_c \frac{v'(n)}{c} t \text{ 为在雷达及目标运动的情况下,由载频引}$$

起的多普勒频移项。由于 $f_d(n) = -\frac{f_c}{c} \frac{d}{dt} (R_t(t + nT_m) + R_r$

$$\cdot (t + nT_m)) = -\frac{f_c}{c} \frac{d}{dt} (R_{tn} + R_{rn} - v'(n)t) = f_c \frac{v'(n)}{c}, \text{ 所以此}$$

项又可写为 $2\pi f_d(n)t$ 。在一个扫频周期内不考虑双基地几何关系中角度的变化,所以可以认为 f_d 在扫频周期内不变,而在扫频周期期间是变化的。

$$(3) 2\pi k \frac{v'(n)t^2}{c} + \pi k \frac{v'(n)^2 t^2}{c^2} \text{ 为线性调频系数发生变化}$$

所引起的 t 的二次项。因为信号中线性调频项的回波相位为

$$\pi k (t - \tau_n(t))^2 = \pi k \left(1 + \frac{v'(n)}{c} \right)^2 \left(t - \frac{R_n}{c + v'(n)} \right)^2 = \pi k' (t - \tau'_n)^2$$

由于在调频周期内 $\tau_n(t)$ 可以看作是 t 的线性函数,所以回波仍然为线性调频函数,只是调频系数和初始延迟发生了变化(如图2所示)。在第 n 个扫频周期内调频系数的变化为

$$k \left(\frac{2v'(n)}{c} + \frac{v'(n)^2}{c^2} \right), \text{ 所以由此会引起上述二次项。}$$

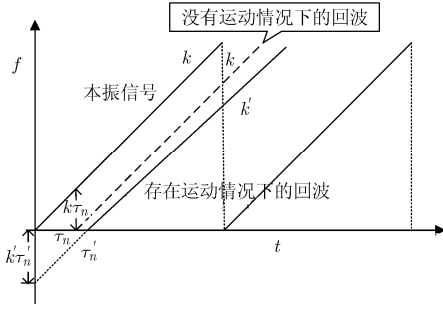


图 2 线形调频信号回波示意图

$$(4) -2\pi k \frac{R_n}{c} t - 2\pi k \frac{R_n v'(n)}{c^2} t = -2\pi k' \tau'_n t, \text{ 线性调频项}$$

回波引起的 t 的一次项。其中第 1 项为第 n 个扫频周期内雷达和目标的初始位置决定的回波信号的差频项, 即通常所说的差频项。第 2 项为线性调频系数发生变化所引起的一次项。

$$(5) \pi k \frac{R_n^2}{c^2} = \pi k' \tau_n'^2 \text{ 为第 } n \text{ 个扫频周期内雷达和目标的}$$

初始位置引起的线性调频项回波中的常数相位。

$$k' = k \left(1 + \frac{v'(n)}{c} \right)^2, \quad \tau'_n = \frac{R_n}{c + v'(n)}, \quad \tau_n = \frac{R_n}{c}$$

线性调频信号中目标距离信息可以通过 FFT 的办法提取回波信号在一个调频周期内的差频来确定, 即通常所说的第一维 FFT。 φ 中 t 的一次项包括 $-2\pi k \frac{R_n}{c} t - 2\pi k \frac{R_n v'(n)}{c^2} t$

和多普勒频移项 $2\pi f_c \frac{v'(n)}{c} t$, 另外还包括二次项 $2\pi k \frac{v'(n)t^2}{c}$

$+ \pi k \frac{v'(n)^2 t^2}{c^2}$ 。一般情况下 $-2\pi k \frac{R_n v'(n)}{c^2} t$ 和二次项对差频造成的影响很小, 可以忽略, 所以就仅考虑距离差频项和多普勒项, 这与一般单基地情况并无太大差异, 文献[3]对 LFMICW 信号目标距离信息的提取采用了时域滑窗和 FFT 相结合的办法, 该方法在此处也适用。

对多普勒信息的提取一般是通过第二维 FFT 实现, 它是在第一维 FFT 的基础上对不同距离门的信息在扫频周期内进行 FFT, 但进行第二维 FFT 的基础是考虑到信号相位在扫频周期期间的变化。因为

$$\frac{d\varphi}{d(nT_m)} \approx -2\pi \frac{f_c}{c} \frac{dR_n}{d(nT_m)} = 2\pi \frac{f_c}{c} v'(n) = 2\pi f_d(n) \quad (10)$$

所以在 LFMICW 信号的多普勒处理中可以不采用二维 FFT, 而是直接在目标的时域距离门内以 T_m 为间隔采样 (n 变化, 而 t 不变), 并且作 FFT, 这样就可以获得目标的多普勒频率。因为 f_d 是随 n 变化的, 所以有可能引起多普勒谱线的展宽。只是在一般目标离雷达平台较远的情况下, 在相干积累时间内多普勒频率的变化不超过一个多普勒频率分辨单元, 此时可以不考虑谱线的展宽; 然而当目标离雷达平台很近时, 它们之间的相对运动有可能造成 θ_m 或 θ_m 在相干积累时间内的较大变化, 从而引起 f_d 较为明显的变化, 此时

多普勒谱线就会有较为明显的展宽, 这样就会对速度信息的提取带来一定的误差。

5 回波信号的多普勒仿真分析

根据前面的分析, 在一阶双基地海杂波背景下对目标多普勒进行仿真验证。海杂波的仿真机理见参考文献[6], 目标回波仿真模型如式(8)所示。

假设 LFMICW 信号的载频为 10MHz, 扫频周期为 0.25s, 调频系数为 160kHz/s, 发射机的初始位置为(0, 0)km, 接收机的初始位置为(100, 0)km, 目标位置为(100, 8)km, 相干积累时间为 256 个扫频周期。

(1)发射机运动速度为 6m/s, 运动方向 δ_t 为 30° , 接收机静止, 目标的速度为 15m/s, 运动方向 δ 为 270° 时, 回波的多普勒频率如图 3 所示。

(2)发射机运动速度为 6m/s, 运动方向 δ_t 为 30° , 接收机运动速度为 6m/s, 运动方向 δ_r 为 0° , 目标的速度为 15m/s, 运动方向 δ 为 180° 时, 回波的多普勒频率如图 4 所示。

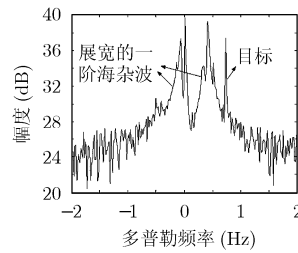


图 3 条件(1)下的多普勒频率

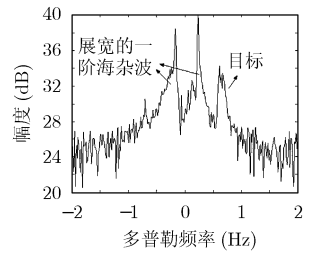


图 4 条件(2)下的多普勒频率

由上述仿真可以看出, 在目标离平台较近时确实有可能会引起多普勒谱线的展宽。因为目标离接收机较近而离发射机很远, 所以此时可以仅考虑 θ_m 的变化对 f_d 造成的影响。图 5 给出了在相干积累时间内目标多普勒频率随 θ_m 的变化曲线。在条件(1)下, 目标的速度沿接收机和目标的连线方向, θ_m 不变, f_d 也基本上不变, 所以在图 3 中, 目标谱线没有展宽; 在条件(2)下, 目标和接收机的速度正好反向垂直于两者的连线方向, θ_m 变化较大, f_d 也会有较为明显的变化, 所以在图 4 中, 目标谱线展宽很明显。

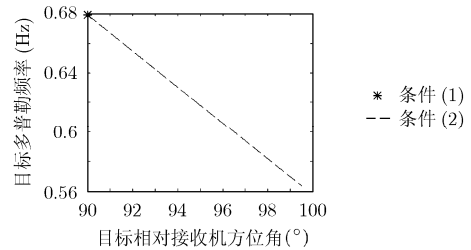


图 5 积累时间内目标多普勒频率的变化

6 结束语

本文分析了移动双基地雷达动态几何关系的变化, 以及

这种几何关系的变化对目标回波延迟产生的影响,进而推出了LFMCW信号回波的中频信号的表达式。并且分析了动态几何关系的变化在中频相位中的体现,简要分析了目标距离和速度信息的提取方法,并对近距离目标的多普勒展宽问题进行了仿真分析,为后期信号处理方法的改进奠定了基础。

参 考 文 献

- [1] Yin Chengyou, Xu Shan-jia, and Wang Dong-jin. Analysis of the returned signal model in bistatic radar systems. Aerospace and Electronics Conference, Dayton, OH, USA, Proceedings of the IEEE, 1997: 931-935.
- [2] 王贵生, 王东进. 双基地雷达系统中的高分辨距离像. 系统工程与电子技术, 2005, 27(8): 1388-1390.
Wang Gui-sheng and Wang Dong-jin. Study of high resolution range profile in bistatic radar system. *Systems Engineering and Electronics*, 2005, 27(8): 1388-1390.
- [3] Khan R and Gamberg B. Target detection and tracking with a high frequency ground wave radar. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 1994, 19(4): 540-548.
- [4] 冀振元, 孟宪德, 王吉滨. 高频雷达中LFMCW信号的分析. 系统工程与电子技术, 1999, 21(12): 14-16.
Ji Zhen-yuan, Meng Xian-de, and Wang Ji-bin. Analysis of LFMCW signal in HF radar. *Systems Engineering and Electronics*, 1999, 21(12): 14-16.
- [5] 吴世才, 杨子杰. 高频地波雷达信号波形分析. 武汉大学学报(理学版), 2001, 47(5): 519-527.
Wu Shi-cai and Yang Zi-jie. Waveform analysis for HF ground wave radar. *J. Wuhan Univ.(Nat Sci Ed)*, 2001, 47(5): 519-527.
- [6] 李博. 移动式双(多)基地雷达原理性仿真研究. [硕士学位论文], 哈尔滨工业大学, 2004.
Li Bo. Theoretical research of mobile bistatic(multistatic) radar. [Master dissertation], Harbin Institute of Technology, 2004.
- 鲁振兴: 男, 1984年生, 硕士生, 研究方向为移动双(多)基地雷达回波分析.
- 袁业术: 男, 1951年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为雷达总体设计、信号处理与检测.