

3 mm 波段极近距离雷达

李兴国 陶玉明 薛小青 钱元庆 许建中

(南京理工大学毫米波光波近感技术研究所, 江苏, 南京, 210014)

摘要 提出一种极近距离雷达概念, 并导出其作用距离公式, 在此基础上研制出一台 3 mm 波段极近距离多普勒雷达样机. 试验结果表明该雷达结构简单, 成本低廉, 在作用距离为零点几米至几米范围内可获得较高的定距精度.

关键词 毫米波, 极近距离雷达, 恒定定距.

引言

对于作用距离为几米至几十米的精确定距雷达, 一般采用调频连续波或脉冲工作方式^[1,2], 但当作用距离为零点几米至几米时, 上述两种雷达都存在距离盲区, 难于实现极近距离范围内的测距.

本文在理论分析的基础上, 认为在极近距离的条件下, 对于毫米波尤其在 3 mm 波段, 天线波束的照射面积比目标面积要小, 可看成局部照射, 由此导出极近距离雷达的距离公式, 并实现极近距离范围内的恒定定距. 采用该原理在一般的多普勒雷达系统中采用了双支路恒定测距电路, 研制成 3 mm 波段多普勒雷达样机, 在极近距离范围内达到了较高的定距精度.

1 极近距离雷达作用距离方程

若不考虑大气对毫米波衰减的影响, 点目标的雷达方程为^[3]

$$P_A = \frac{P_t \lambda^2 G^2 \sigma_T}{64\pi^3 R^4}, \quad (1)$$

式(5)中 λ 为雷达工作波长, G 为天线增益, P_t 为发射功率, P_A 为接收机输入端的功率, σ_T 为目标雷达散射截面积, R 为作用距离.

由于 3 mm 天线波束较窄, 在近距离时天线仅照射到目标的某一局部范围, 所照射的目标的有效散射面积可近似表示为

$$\sigma_T = \pi \left(\frac{R\theta_T}{2} \right)^2, \quad (2)$$

式 (2) 中 θ_T 表示等效散射面积相对天线的夹角, R 为天线到目标的距离.

在雷达和目标接近的过程中, 由于雷达和目标存在径向运动, 雷达发射的毫米波功率经目标反射之后被雷达接收一部分, 接收的目标回波信号与发射信号相差频得到一个受雷达与目标相对运动速度调制的低频信号. 在线性检波条件下, 毫米波收发前端输出的低频信号可表示为

$$u_d(t) = \eta \sqrt{P_A} \sin(\omega_d t + \varphi_0), \quad (3)$$

式 (3) 中 $u_d(t)$ 为多普勒信号, η 为检波效率, $\omega_d = 2\pi f_d = 2\pi(2V_c/\lambda)$ 为多普勒角频率, V_c 为雷达与目标的接近速度.

由式 (1)~(3) 可得到多普勒信号的幅度为

$$U_d = \frac{\eta}{R} \sqrt{\frac{P_t \lambda^2 G^2 \theta_T^2}{256\pi^2}}, \quad (4)$$

式 (4) 称为极近距离雷达作用距离方程. 由此可见, 当天线局部照射目标时, 低频信号与作用距离的一次方成反比, 这可以理解为: 波束在目标上的投影面积随雷达与目标的接近而减小, 从而抵消了作用距离减小对低频输出信号的影响, 使点目标时低频输出电压与距离平方成反比变为局部照射情况下的低频输出信号与距离一次方成反比.

2 极近距离雷达和恒定定距电路

3 mm 波段极近距离雷达原理框图如图 1 所示, 其中毫米波收发装置为零中频外差式收发系统, 它由 3 mm 波段体效应管振荡器、三端环行器和单端混频器组成. 在工作时, 振荡器产生的功率绝大部分经过环行器由天线向外发射, 极小部分功率通过环行器反向泄漏提供给单端混频器作为本振功率. 由目标反射回来的一部分信号经天线和环行器进入混频器中, 该回波信号与本振信号差频得到含有目标运动信息的多普勒信号. 该信号经图 1 中的双支路恒定定距电路的处理即可得到精确的雷达与目标之间的距离信息.

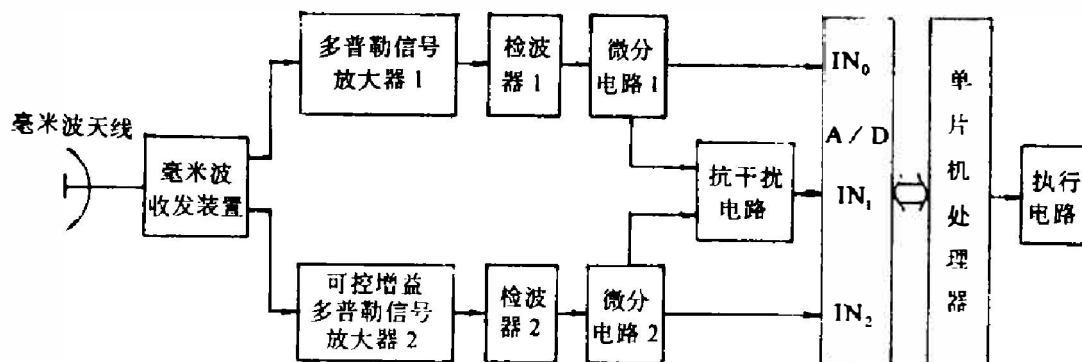


图 1 极近距离雷达原理框图

Fig. 1 Block diagram of the extremely short-range radar

对式 (4) 求导并令 $K_g = \eta \sqrt{\frac{P_t \lambda^2 G^2 \theta_T^2}{256 \pi^2}}$, 可得低频信号的增幅速度为

$$V_Z = \frac{dU_d}{dt} = K_g \frac{V_c}{R^2}. \quad (5)$$

在图 1 所示的定距电路中, 通过单片机处理电路, 两支路输出信号的增幅速度分别为

$$V_{Z1} = \frac{K_g K_1 V_c}{R^2}, \quad (6)$$

$$V_{Z2} = \frac{K_g K_2 V_c}{(R + \tau V_c)^2}; \quad (7)$$

式中 K_1 和 K_2 分别为两支路放大器的增益, τ 表示支路 2 相对于支路 1 采集信号的延时时间. 当 $V_{Z1} = V_{Z2}$ 时, 可导出雷达的恒定定距公式为

$$R = \tau V_c \frac{K_1 + \sqrt{K_1 K_2}}{K_2 - K_1}. \quad (8)$$

从式 (8) 可知, 在满足雷达接收机输入信号的信噪比要求下, 作用距离 R 仅与 τ 、 V_c 、 K_1 和 K_2 有关, 当 K_1 和 K_2 选定时, R 仅决定于 τ 和 V_c . 这样, 通过设定延时时间 τ , 就可方便地调整雷达的定距值.

3 定距精度和多普勒频率补偿

由式 (8) 可求出雷达作用距离的相对误差为

$$\frac{\Delta R}{R} = \sqrt{\left(\frac{\Delta \tau}{\tau}\right)^2 + \left(\frac{\Delta V_c}{V_c}\right)^2}, \quad (9)$$

由式 (9) 可见, 定距精度主要受雷达与目标的接近速度和测距电路延迟时间精度的影响. 而延时时间误差一般可忽略不计, 因此定距精度主要受目标和雷达接近速度散布的影响. 如果利用 V_c 与 K_1 和 K_2 之间的关系, 在电路中采用多普勒频率补偿方法可进一步提高定距精度.

例如, 当雷达与目标接近速度 V_c 增加时, 雷达前端输出低频信号的多普勒频率也随之增加. 在双支路电路中, 若设 K_1 不变, 设计第 2 支路放大器的幅频特性, 使 K_2 随多普勒频率提高而增大, 以抵消 V_c 对 R 的影响. 此时雷达作用距离相对误差可表示为 (仍忽略延时误差影响):

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta V_c}{V_c} + \left(-\frac{1}{K_2 - K_1} + \frac{1}{2(K_2 + \sqrt{K_1 K_2})} \right) \frac{dK_2}{dV_c} \Delta V_c. \quad (10)$$

只要式 (10) 中 $\frac{dK_2}{dV_c} > 0$, 则第 2 项的值就为负值, 式 (10) 就比式 (9) 所给出的定距误差要小, 从而可提高定距精度.

假设 K_2 与接近速度 V_c 成线性关系, 并表示为

$$K_2 = p(V_c - V_{c0}) + K_{20}, \quad (11)$$

式 (11) 中 K_{20} 为 $V_c = V_{c0}$ 时第 2 支路放大器的增益.

将式 (11) 代入式 (10), 当

$$p = \frac{1}{V_{c0} \left(\frac{1}{K_{20} - K_1} - \frac{1}{2(K_{20} + \sqrt{K_1 K_{20}})} \right)}$$

时, 由接近速度 V_c 变化引起的定距误差趋近于零; 但实际上, K_2 与 V_c 的理想的线性增加关系是不存在的, 即存在一定的线性误差, 这里用线性度 ρ 表示, 可求出定距误差为

$$\frac{\Delta R}{R} = \rho \frac{\Delta V_c}{V_{c0}}. \quad (12)$$

式 (12) 中的 $\frac{\Delta V_c}{V_{c0}}$ 相当于没有多普勒频率补偿电路时雷达的定距误差 (忽略延时误差影响). 而一般频率补偿电路的线性度 ρ 可做到优于 20%, 因此采用多普勒频率补偿后雷达的定距精度可得到明显的改善.

4 3mm 波段极近距离雷达样机的研制

从以上分析可知, 使用恒定定距电路后, 采用简单的多普勒毫米波收发装置即可满足定距的要求. 此方案不但大大简化了毫米波收发前端的研制难度, 而且降低了成本.

为验证上述方案, 我们设计研制了一台 3mm 波段恒定定距雷达样机, 其主要指标为: 工作波长 $\lambda = 3.2 \text{ mm}$; 天线波束宽度 $2\theta_{0.5E} = 7.5 \sim 9^\circ$, $2\theta_{0.5H} = 9 \sim 10^\circ$; 天线增益 $G = 25 \text{ dB}$; 发射功率 $P_t = 12 \text{ mW}$.

为考核该样机的恒定定距功能, 采用雷达散射截面积相差 10 倍的两个角反射器代替目标, 加上单片机和恒定定距电路后, 当距离定为 3.5 m, 目标运动速度的变化量为 $\pm 20\%$ 时, 理论计算的定距误差为 $\pm 0.7 \text{ m}$. 实际测量结果表明该雷达样机的定距误差为 $\pm 20\%$, 理论分析与实测结果相一致.

若在第 2 支路中采用多普勒频率补偿电路, 即采用多普勒信号可控增益放大器及滤波器后, 当作用距离定为 3.5 m 时, 同样的速度变化量引起的定距误差仅为 $\pm 0.2 \text{ m}$, 相对误差为 $\pm 6\%$ 左右. 可见采用双通道恒定定距和多普勒补偿电路后可大大减小目标与雷达接近速度变化引起的定距误差.

参考文献

- 1 藏立君, 李兴国. 无线电引信电路设计原理, 北京: 兵器工业部教材编审室, 1986. 133~187
- 2 李兴国. 毫米波近感技术及其应用, 北京: 国防工业出版社, 1991. 69~77
- 3 Bhartia P, Bahl IJ. *Millimeter Wave Engineering and Applications*. New York: Wiley, 1984. 617~648

EXTREMELY SHORT-RANGE RADAR IN 3 MILLIMETER WAVE BAND

Li Xingguo Tao Yuming Xue Xiaoqin Qian Yuanqin Xu Jianzhong

*(Millimeter Wave and Light Wave Research Institute, Nanjing University of
Science and Technology, Nanjing, Jiangsu 210014, China)*

Abstract A concept of the extremely short-range radar is presented. The formula of the operating distance is derived and a novel Doppler-based extremely short-range radar in the 3 millimeter wave band was developed. The result of test indicates that the radar has the advantages of simple structure, low cost and high accuracy in the range determination within the distance from less than one meter to several meters.

Key words millimeter wave, extremely short-range radar, constant range-determination.