8 毫米波近程测距雷达设计*

肖泽龙，许建中，彭树生，余 勇

（南京理工大学，南京 210094）

[摘要] 介绍了 8 毫米波近程测距雷达的工程实现。讨论了系统的工作原理，详细分析了系统参数和测距精度，介绍了测距模块的具体实现。实验结果表明，系统的测距范围超过 1000m，当小于 800m 时测距精度小于 ±3m。

[关键词] 毫米波；测距雷达；工程设计；高塔试验

[中图分类号] TN95 [文献标识码] A

Design of 8 Millimeter Wave Near Range Measuring Distance Radar

XIAO Ze-long, XU Jian-zhong, PENG Shu-sheng, YU Yong

(Nanjing University of Science & Technology, Nanjing 210094, China)

Abstract: The engineering design of an 8 Millimeter-wave(MMW) near range measuring distance radar system is presented in this paper. The principle of the system is discussed, system parameters and the precision of distance measuring are analyzed in detail. And the implementation of distance measuring module is introduced. Experimental results show that the sensing distance of this system is beyond 1000m, and the precision of distance measuring is $<\pm 3$m when $<$ 800m.

Keywords: millimeter wave; measuring distance radar; engineering design; high-tower experiment

1 引言

随着毫米波器件与毫米波技术的发展，以及由于毫米波具有准光特性和近似全天候的工作能力，毫米波雷达已广泛的应用于多种领域。毫米波近程探测雷达是指作用距离从几米到几百米工作在毫米波段的小型雷达，由于其成本低、体积小等优势，不仅在军事上应用广泛，在民用如汽车防撞、交通管制、导航等方面也得到了重点研究。本文介绍了非相干脉冲体制毫米波雷达的工作原理、参数和测距精度分析以及测距功能模块的实现，并给出了实验结果。

2 雷达设计

2.1 系统描述

系统原理框图见图 1，由发射接收、信号提取以及信号处理三大部分组成。发射机将经脉冲调制的信号由天线向目标发射，目标回波信号经天线和环流器进入混频器，通过与本振信号混频，输出的差频信号输入到由中频放大，带通滤波、包络检波、视频放大等组成的信号提取部分，将淹没在噪声中的带有目标特性的有用信号提取出来，在嵌入式系统中进行测距等处理。

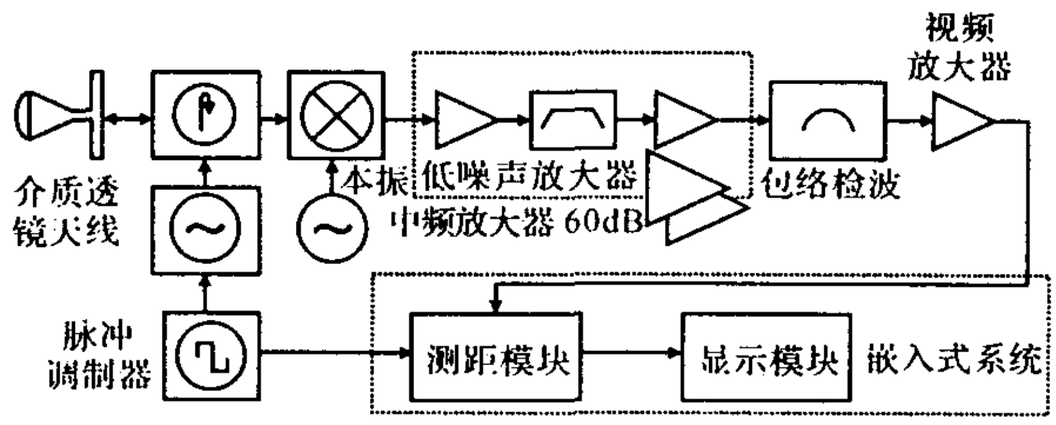

图 1 8mm 近程测距雷达原理框图

系统主要技术指标：

工作频率：35.2GHz

脉冲功率源 ：发射脉宽：13ns；发射周期：13us；峰值功率：2W

天线：

口径：130mm；增益：28dB；主瓣波束宽度：4.3°（b＝364）；噪声系数：F1＜2dB；增益平坦

* 收稿日期：2005－03－29

作者简介：肖泽龙，男，湖南安仁人，博士研究生，研究方向：毫米波探测技术与被动毫米波成像技术。

度：±1dB；

中放：

总增益：G＝60dB；带宽：110MHz；检波灵敏度：500V/W；

混频器本振功率源参数：

本振功率：＞10mW；带宽：≥1GHz；噪声系数：；F2≤5dB

双边带且包括其它射频损耗

2.2 近程测距雷达的参数选择

2.2.1 作用距离分析

当雷达探测地面上目标时，根据雷达方程[1]，其 SNR 可由下式表示：

$$S/N = \frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma \theta^2 \times 10^{-0.2\alpha R}}{256\pi^2 R^2 k T_0 B_a F_1 L \sec\varphi} \tag{1}$$

式中，P_t 为发射峰值功率，λ 为波长，B_a 为系统带宽，F_1 为单边带噪声系数，L 为系统损耗系数，G 为天线增益，σ 为目标雷达截面积(RCS)，K 为波尔兹曼常数，1.38×10^{-23}J/K，α 为大气衰减系数，φ 为俯视角，θ 为雷达天线半功率波束宽度。

根据表 1 的参数，且 $T_0 = 290$k，$\alpha = 3.0$dB/km(下雨，比较差的气候条件)，$F_1 = 5$dB，$L = 2$dB，$\varphi = 30°$，$\sigma = -33$dBm^2/m^2(对水泥地面)，代入方程(1) 可得当作用距离小于 800 米时信噪比(S/N) 大于 15 dB。我们知道，考虑信号处理，信噪比要大于 14dB 即 S/N ＞ 14dB[2]，所以系统作用距离从理论上讲至少可以达到 800m。

2.2.2 发射脉冲宽度选择

从下式可知[3]，为减小由于系统采用的收发共用天线所产生的“测距盲区”，就要减小发射脉冲的宽度。

$$R_{\min} = c(\tau + t_0)/2 \tag{2}$$

式中，R_{min} 为系统最小作用距离，τ 为发射脉冲的宽度，t_0 为天线从发射到接收之间的延迟时间。

系统发射脉宽为 13ns，考虑到实际系统中部件之间的其它影响，系统最小工作距离在 10m 左右。

2.2.3 发射脉冲重复周期选择

脉冲雷达发射脉冲重复周期主要由时间空间特性决定，首先应满足最大作用距离的需要，即：

$$cT_m/2 \geq R_{\max} \tag{3}$$

式中 R_{max} 为系统最大作用距离，T_m 为脉冲重复周期。

另外，发射脉冲重复周期必须保证在系统波束扫描某一定宽度目标所对应的时间内出现脉冲数能满足积分计数电路正常工作的需要。综合考虑以上因素，系统发射脉冲重复周期选为 13μs。

2.3 测距实现

雷达测距是通过测量发射脉冲与目标回波之间的延时来实现的

$$R = c \cdot \Delta\tau/2 \tag{4}$$

式中 $\Delta\tau$ 为发射脉冲与目标回波之间的延时时间。

本系统测距采用移动门法[3]，利用 AVR 高速单片机 AT90S2313 和可编程延时芯片 AD9501 来产生延时移动门，通过与回波信号进行相关处理来实现测距。AVR 单片机采取 RISC 结构，允许在一个时钟周期执行单条指令的同时访问两个独立的寄存器，这种结构提高了代码效率，使 AVR 得到了比普通的 CISC 单片机快 10 倍的性能，一个指令在几十到几百纳秒之间，这在实时处理中显得尤为重要。AD9501 可通过编程产生 2.5ns～10us 的延时，且具有 10ps 的延时分辨率。为进一步提高测距精度和测距范围，可把两片 AD9501 级联。测距电路原理如图 2 所示：

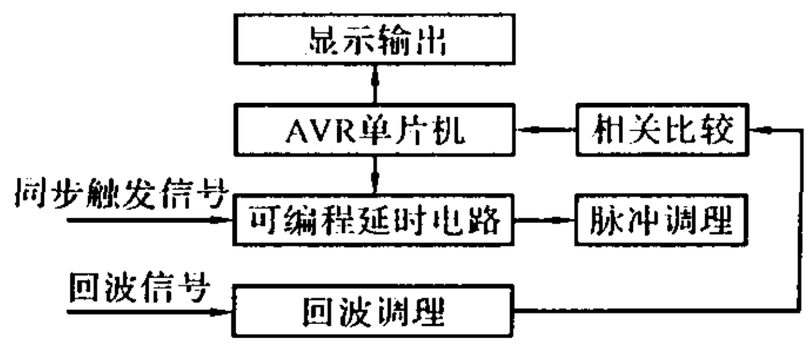

图 2　8mm 波段近程测距雷达测距原理框图

2.4 测距精度分析

脉冲测距是通过对视频回波的时延 t＝2R/C 的测量来实现的。测距误差主要由下式决定：

$$\varepsilon = \mathrm{d}R = \frac{tdc}{2} + \frac{cdt}{2} \approx \frac{cdt}{2} \tag{5}$$

其中，dt 主要由以下四个因素决定：由接收机噪声引起的测时误差 ε_1，由发射脉冲波形失真引起的误差 ε_2，发射脉冲波形失真引起的误差 ε_2' 以及面目标中心误差 ε_4

2.4.1 接收机噪声引起的测时误差 ε_1

ε_1 主要由接收机噪声干扰影响回波脉冲的前沿引起，可用下式计算：

$$\varepsilon_1 = \frac{t_r}{[2(S/N)]^{1/2}} \tag{6}$$

式中，t_r 为回波脉冲上升时间。

回波脉冲受带宽 B_a 所限，且 $t_r \approx 1/B_a$。可见增加带宽可减少误差 ε_1。本系统发射脉冲宽度 $\tau = 13ns$，按匹配滤波器设计，带宽 $Ba = \frac{1.37}{\tau} \approx 105.5MHz$。在本系统方案中，可取比较差的地面条件 S/N = 10dB，系统带宽 Ba = 110MHz，因此，由式(6) 表示的最大误差为：

$$\varepsilon_1 = 3.6ns$$

2.4.2 发射脉冲波形失真引起的误差 ε_2

理想的发射脉冲为一理想矩形波，但由于器件开关速度以及噪声等影响，由此产生的测时误差 ε_2 可由下式近似计算：

$$\varepsilon_2 = \sqrt{2} \cdot t_t \tag{7}$$

式中，t_t 为发射脉冲前沿，并假设其前沿等于后沿。

根据实验结果和所用器件水平，设 $t_t = 1ns$，由式(7) 计算得：$\varepsilon_2 = 1.4ns$.

2.4.3 测距电路延时误差

该误差主要是由数字测距电路的距离门等电路引起，主要取决于所用器件的开关特性以及噪声特性。设数字器件开关时间均为 t_D，并设信号经三级处理的距离门、比较器、相关器等电路产生相同的误差，则由测距电路产生的测时误差可由下式近似计算：

$$\varepsilon_3 = \sqrt{6} \cdot t_D \tag{8}$$

本系统采用高速器件，根据实验及现有器件水平，设 $t_D = 1ns$，按式(8) 计算得：

$$\varepsilon_3 \approx 2.5ns$$

2.4.4 面目标中心误差 ε_4

对均匀地面测量时，由于天线对地的下视角 θ_D 影响，由天线波束引起的对地测距中心延时差可由下式估算：

$$\Delta t_a = \frac{R\theta \mathrm{ctg}\theta_D}{c} \tag{9}$$

由上式可见，当天线波束垂直于地面(即 $\theta_D = 90°$) 时，$\Delta t_a = 0$，此时对地测量可认为地面等效为以天线波束中心为圆心的点目标。当 $\theta_D \neq 90°$ 时，由于面目标效应，将产生误差 ε_4。对式(9) 求导，可得：

$$d(\Delta t_a) = \frac{-R\theta}{cSin\theta_D} d\theta_D \tag{10}$$

根据总体指标要求，设 $\theta_D = 60°$，$\Delta\theta_D = 5° = d\theta_D$，$\theta = 4.3°$，则当 $R = 800m$ 时，由式(10) 得：

$$\varepsilon_4 = d(\Delta t_a) = -13.8ns$$

综上分析，设由 ε_1、ε_2、ε_3、ε_4 引起的测距误差均为独立测量，则总的测距误差可由下式计算：

$$\varepsilon = \frac{c}{2}\sqrt{\varepsilon_1^2 + \varepsilon_2^2 + \varepsilon_3^2 + \varepsilon_4^2} = 2.18 \tag{11}$$

由此可见，本方案测距精度的误差在理论上能达到 ±3m。

2.5 实验结果

根据上面设计，研制出了 8mm 测距雷达样机，并进行了多次外场试验。为验证系统指标，在测试场 100m 高高塔上将雷达对准被测目标，目标放在地面上可连续移动，同时用激光测距仪精确测量雷达与目标之间的距离测。数据如表 2。

3 结论

从以上分析和实验结果可知，要提高系统的测距精度和减小测距盲区，可以采用极窄脉冲调制，可把调制脉冲做到几 ns；同时对后级信号处理和测距模块都尽量可能选用高速器件。实验结果表明，本系统测距范围超过 1000m，且当测距范围<800m 时测距精度可达±3m。

表 2 8mm 测距雷达与激光测距仪测距实验结果

Radar test results(m)	1235	916	726	612	528	492	354	220	135	53
laser range finder results(m)	1230.5	91.5	723.5	613.5	527.5	491.0	355.5	221.0	134.0	51.5
Error(m)	+4.5	+3.5	+2.5	−1.5	+0.5	+1.0	−1.5	−1.0	+1.0	+1.5

[参 考 文 献]

[1] Donald R Wehner. High Resolution Radar[M]. Artech House Boston. London: ISBN 1995: 13～16.

[2] Kenneth J. Button, James C. Wilter 著，方再根，刁育才译。毫米波系统[M]. 北京：国防工业出版社，1989.

[3] 丁鹭飞，耿富录. 雷达原理[M]. 西安：西安电子科技大学出版社。1995.

[4] 耿德根，宋建国，马潮，叶勇建。AVR 高速嵌入式单片机原理与应用[M]. 北京：北京航空航天大学出版社.