

文章编号: 1672-2892(2011)02-0148-05

## 简易无源定位雷达技术

胡晋东

(中国电子科技集团公司 第27研究所, 河南 郑州 450047)

**摘要:** 针对静默哨兵系统等隐身雷达的战场机动能力不足, 提出了一种便携式无源侦察系统的设计方法。通过三点布站对目标测距定位, 对信号作相关处理, 提高侦测距离, 用时域遍历代替相控天线在空域遍历实现多目标功能。计算结果表明, 最大侦测距离可达 70 km, 最多可同时探测 20 个目标。方法简洁, 造价低廉, 对构建国土和城市重点防御有一定参考价值。

**关键词:** 无源探测; 便携式; 相关处理; 时间域遍历

**中图分类号:** TN958.97

**文献标识码:** A

## Technology on portable passive locating radar

HU Jin-dong

(The 27th Research Institute of CETC, Zhengzhou Henan 450047, China)

**Abstract:** Aiming at the fault of silent sentry radar system in war field, a kind of method based on portable passive radar is introduced. Target can be ranged by triangle-locating method. The detection range is increased by coherent processing of the reflected signals. The multi-target detection can be realized by time delay match-scanning in time domain, instead of space-scanning by antenna array. The calculated results show that the detected range can be 70 km and the radar can detect 20 objects at the same time. This method is valuable to the emphasized recovery systems of countries and cities due to its simplicity and low cost.

**Key words:** passive detecting; portable; coherent processing; scanning in time domain

在现代雷达对抗中, 雷达隐身性能至关重要。近年来, 出现了以美国静默哨兵为代表, 以民用广播电台为照射源的无源侦察系统。该系统使用相控天线, 尺寸为  $2.4\text{ m} \times 7.6\text{ m}$ , 对  $10\text{ m}^2$  的目标作用距离为  $180\text{ km}^{[1]}$ 。但实战起来有一定弱点, 依靠相控天线获得高增益, 造价高, 体积大, 不易机动隐蔽。本文同样利用民用广播电台发射信号作照射源, 但采用小口径简易天线来实现无源侦察。既可三点布站, 又可利用 3 个发射台单点布站, 增强机动性。由于舍弃相控天线而使回波电平很低, 需以直达信号作样本, 对回波信号作相关运算, 以得到处理增益, 满足信噪比需求。用时域遍历取代相控天线的空域遍历, 实现多目标探测。最大侦测距离可达 70 km, 最多可同时识别 20 个目标。

### 1 系统原理

#### 1.1 原理简述

系统原理见图 1, 3 个侦测站以三角形布站。每个侦测站测量直达信号与目标反射信号的时延差, 在发射台、侦测站位置已知的前提下, 可计算出 1 个以发射台、侦测站为焦点的椭球面; 被测目标就在该椭球面上。对 3 个站测出的椭球面进行交会, 可对目标测距定位。

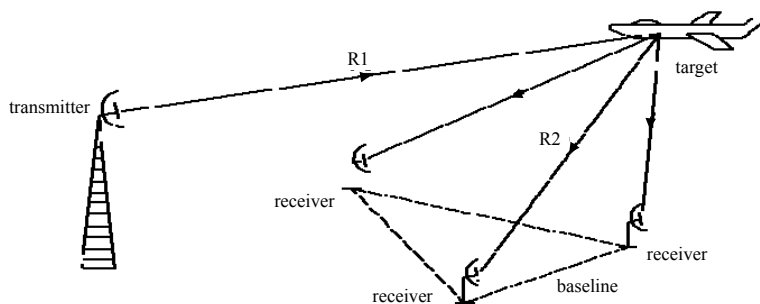


Fig.1 Block diagram of system principle  
图1 系统原理示意图

侦测站电路原理见图2。通过对直达波与反射波信号进行相关处理,得到时延差和处理增益。直达波 $f_1$ 经延时后与回波 $f_2$ 相乘,经带通滤波滤去相乘后产生的直流和其他高频杂波信号,得到含多普勒信息的交流信号 $f_d$ 。 $f_d$ 经自动增益控制(Automatic Gain Control, AGC)放大,再经AD采样转变为数字信号。数字信号形式的 $f_d$ 经数字滤波器组提纯出。当 $f_1$ 与 $f_2$ 时延对齐时,信号 $f_d$ 的能量达到最大值,在滤波器组输出端可检测到峰值,即相关峰值。当没检测到相关峰值时,通过程控指令,实时遍历延时器的时延量 $\tau$ ,直至检测到相关峰值为止;此时读出的 $\tau$ 值,即为 $f_1$ 与 $f_2$ 的时延差。其中,程控时延用程控声表面波时延组件实现;乘法运算用混频器实现。

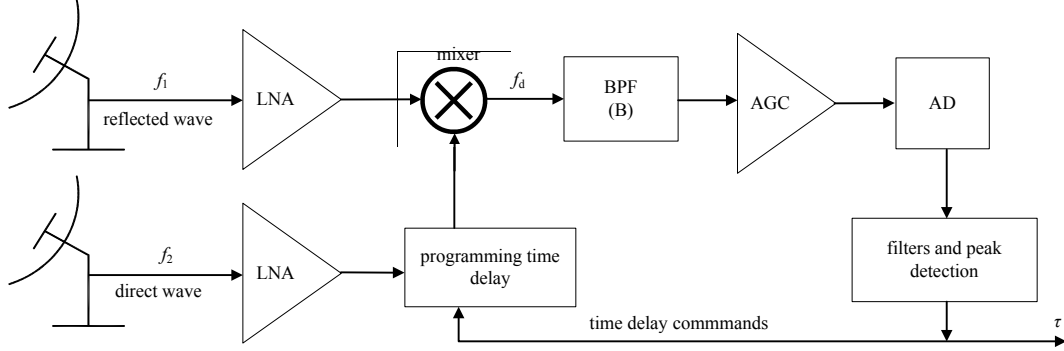


Fig.2 Block diagram of receiver principle  
图2 侦测站电路原理示意图

由于简易天线增益低,回波信号很弱,需对回波信噪比作详细分析,详见第2部分。实际应用中,进入回波接收通道的信号除了目标回波以外,还有从发射台过来的直达波信号(简称干扰直达波)。干扰直达波信号电平远远高于目标回波信号电平,对正常的回波信号造成了干扰,单纯套用图2的原理不能解决这个问题。具体应用时需对其进行改进,以有效抑制干扰直达波,详见第3部分。简易天线波束固定,无法电扫,不能用常规方法探测多目标。可以用时域遍历代替相控天线的空域遍历,实现多目标功能。每个站对时延差作全程搜索匹配,存在多个目标时,会匹配出多个时延差。对3个站的时延差作枚举交计算,筛选出在空间位置上能够交会的时延差配对,实现多目标探测,详见第4部分。

## 1.2 信号计算的前提

发射站以郑州人民广播电台文艺台为例,调频载波 $f=91.8$  MHz,信号带宽 $B=50$  kHz,发射功率 $P_t=10$  kW,发射天线增益 $G_t=3$  dB,并假设侦测站距发射台70 km左右。侦测站天线以波束宽度 $\theta_A=110^\circ$ , $\theta_E=72.7^\circ$ 为例(对应天线增益 $G_r=10\lg \frac{32\,000}{\theta_A\theta_E}=6$  dB)。假设被侦测目标有效散射面积 $\sigma=10$  m<sup>2</sup>,目标径向运动速度为 $v=26.2$  m/s~1 000 m/s,目标与侦测站最大距离为70 km。下文以此为前提展开分析和计算。

## 2 相关处理分析

### 2.1 相关函数原理

直达波信号 $f_1$ 为<sup>[2]</sup>:

$$s_1(t) = x(t) + m(t) \quad (1)$$

式中: $s_1(t)$ 为进入信道包含噪声的直达波; $x(t)$ 为样本,即纯净不含噪声的直达波; $m(t)$ 为样本接收信道的噪声。

反射波信号 $f_2$ 为:

$$s_2(t) = y(t) + n(t) \quad (2)$$

式中: $s_2(t)$ 为进入信道包含噪声的目标回波; $y(t)$ 为纯净不含噪声的目标回波; $n(t)$ 为回波接收信道的噪声。

$s_1(t)$ 与 $s_2(t)$ 的相关函数为:

$$R(\tau, f_d) = R_{xy}(\tau, f_d) + R_{xn} + R_{ym} + R_{mn} \quad (3)$$

式中:后3项分别为样本与 $n(t)$ 的相关函数、回波与 $m(t)$ 的相关函数、 $m(t)$ 与 $n(t)$ 的相关函数。由于样本、回波与信道噪声均不相关,并且2个接收信道的噪声也互不相关,因此式中后面3项均为零。第1项为 $x(t)$ 与 $y(t)$ 的相关函数:

$$R_{xy}(\tau, f_d) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T y(t)x(t-\tau)e^{-j2\pi f_d t} dt = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x(t)x(t-\tau)e^{-j2\pi f_d t} dt \quad (4)$$

通过对齐时延得到相关峰值(表现为频率为 $f_d$ 的交流信号),以此识别动目标并由 $\tau$ 测距。

## 2.2 处理增益

1) 处理增益:

$$G = t_c B \quad (5)$$

式中:  $t_c$  为相关处理时间( $\leq \frac{\lambda}{2v} = 1.64$  ms);  $B$  为信号带宽<sup>[3]</sup>;  $\lambda$  为信号中心频率对应的波长;  $v$  为目标最大径向速度。处理增益为  $G = \frac{\lambda}{2v} B = 19.13$  dB。

2) 测距分辨力:

$$\Delta R = \frac{\frac{cT}{2}}{\cos \frac{\beta}{2}} \geq \frac{cT}{2} = \frac{c}{2B} = 3 \text{ km} \quad (6)$$

式中:  $T = \frac{1}{B} = 0.02$  ms 为可分辨时间宽度;  $\beta \geq 0$  为目标对发射台和侦测站之间的张角<sup>[3]</sup>。

3) 遍历时间:

取可分辨时间宽度的  $\frac{1}{30}$  作为时域遍历步进:  $\Delta t = \frac{T}{30} = 66.7 \mu\text{s}$ 。

与此对应的空域遍历步进为:  $\Delta r = \frac{\Delta R}{30} = 0.1$  km。

遍历全程所需的步进数为:  $n = \frac{R}{\Delta r} = 700$ ,  $R = 70$  km 为最大侦测距离。

遍历全程所需的时间为:  $T_z = nt_c = 700 \times 1.64 = 1148$  ms。

## 2.3 回波信号分析

1) 回波信号功率计算

接收天线增益为:

$$G_r = 10 \lg \frac{32\,000}{\theta_A \theta_E} = 6 \text{ dB} \quad (7)$$

目标回波电平为<sup>[4]</sup>:

$$P_r = P_t \times \frac{G_t}{4\pi R_1^2} \times \frac{\sigma}{4\pi R_2^2} \times A_r = -163.6 \text{ dBW} \quad (8)$$

式中: 光速  $c = 3 \times 10^8$  m/s; 波长  $\lambda = \frac{c}{f} = 3.27$  m; 接收天线有效面积  $A_r = \frac{G_r \lambda^2}{4\pi} = 3.39$  m<sup>2</sup>; 发射站离目标距离  $R_1 = 140$  km; 侦测站离目标距离  $R_2 = 70$  km。

2) 噪声计算

系统噪声温度为:

$$T = \frac{T_a}{L_f} + \left(1 - \frac{1}{L_f}\right) T_0 + T_e = 24.07 \text{ dBK} \quad (9)$$

式中: 天线等效噪温  $T_a = 200$  K; 接收机噪温  $T_e = 55$  K; 天线与低噪声放大器之间的馈线损耗  $L_f = 0$  dB; 环境温度  $T_0 = 290$  K。

系统噪声谱密度为:

$$\phi_0 = KT = -204.53 \text{ dBW/Hz} \quad (10)$$

式中波尔兹曼常数  $K = 1.38 \times 10^{-23}$  K/J。

系统噪声功率为:

$$N_0 = \phi_0 B = -157.53 \text{ dBW} \quad (11)$$

3) 信噪比计算

实际信噪比  $S/N_0 = -6.07$  dB。而根据雷达信号检测理论,若获得 90% 的检测概率和  $10^{-6}$  的虚警率,所需信噪比

为 13 dB<sup>[2]</sup>。实际信噪比距要求有  $13 - (-6.07) = 19.07$  dB 的差距; 通过第 2.2 节计算的 19.13 dB 处理增益可以补偿这个差距。

#### 4) 多普勒频移计算

设目标径向运动速度为  $v = 26.2 \text{ m/s} \sim 1000 \text{ m/s}$ , 则多普勒频移为:

$$f_d = \frac{v}{c} f = \frac{26.2 \sim 1000}{3 \times 10^8} \times 91.8 \times 10^6 = (8 \sim 306) \text{ Hz} \quad (12)$$

图 2 所示带通滤波器的通带以此设定, 即  $B = 8 \text{ Hz} \sim 306 \text{ Hz}$ 。这样,  $f_1$  和  $f_2$  相乘后产生的直流分量、高频杂波分量就抑制在带外, 需要的  $f_d$  信息由带内提出。

### 3 干扰直达波抑制

进入回波接收通道的干扰直达波信号能量很强, 干扰直达波甚至比最弱回波能量高出 100 dB~120 dB, 严重干扰了回波信号的提取。图 2 中干扰直达波是怎样影响相关运算? 设进入回波通道的干扰直达波为  $f_1'$ ,  $f_2$  与  $f_1$  的时延相差为  $\tau$ , 而  $f_2$  与  $f_1'$  的时延差为  $\tau'$ 。  $f_2$  同时与  $f_1, f_1'$  作相关运算;  $f_2$  与  $f_1$  的相乘结果, 经滤波后表现为交流信号  $f_0$ , 而  $f_2$  与  $f_1'$  的相乘结果经滤波后表现为直流能量。当时延遍历达到  $\tau = 0$  时, 必然有  $\tau' \neq 0$ ; 此时回波相关结果出现能量峰值, 而干扰直达波相关结果的能量却处于抑制区, 即相关运算本身可抑制一定的干扰。理论上, 这时再以滤波器分离 2 种相关结果, 就可以充分抑制干扰了。然而, 由于干扰直达波能量远高于回波, 干扰直达波相关结果还是有部分能量通过滤波器的低频带进入通道。滤波器通带为  $B = 8 \text{ Hz} \sim 306 \text{ Hz}$ , 由于通带低端距直流的频率间隔太近(仅有 8 Hz), 致使直流能量没有充分抑制掉。若设法大幅度拉开这个频率距离, 就可大大改善抑制制度。对  $f_d$  进行  $n$  次倍频, 成倍提升低端频率, 即可拉开这个距离, 彻底抑制直流能量。改进后的原理见图 3。

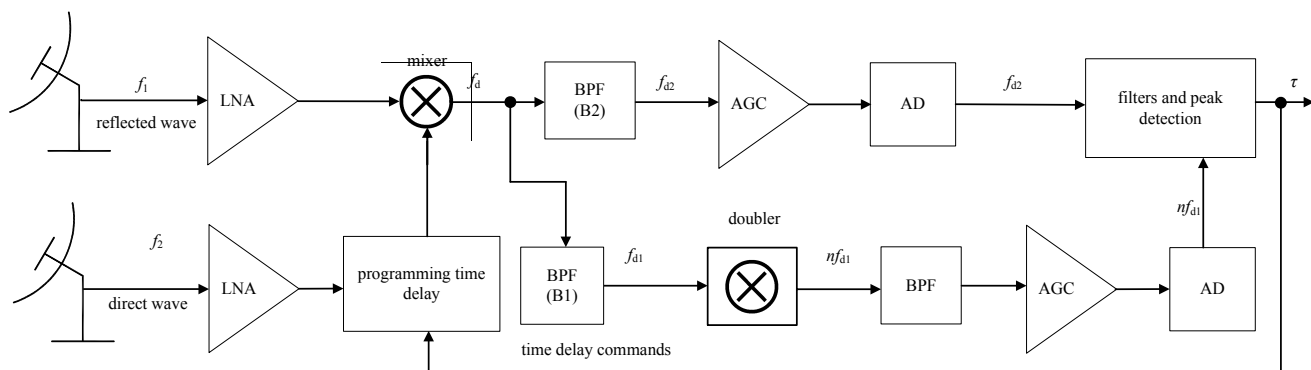


Fig.3 Block diagram of improved receiver principle

图 3 改进的电路原理示意图

对  $f_d$  进行  $n=5$  次倍频, 通带变为  $nB = 40 \text{ Hz} \sim 1530 \text{ Hz}$ 。事实上, 只需对原通带低端附近进行倍频, 无需全通带倍频即可达到目的。将原通带  $B = 8 \text{ Hz} \sim 306 \text{ Hz}$  切分为  $B_1 = 8 \text{ Hz} \sim 40 \text{ Hz}$  和  $B_2 = 40 \text{ Hz} \sim 306 \text{ Hz}$  两段;  $B_1$  倍频为  $nB_2 = 40 \text{ Hz} \sim 200 \text{ Hz}$ ,  $B_2$  维持原样, 2 条通道各自进行后续处理。这样, 2 个通道都能各自充分抑制直流能量。

### 4 多目标探测

简易天线波束宽, 无法测角和电扫, 不能通过空域遍历探测多目标。但可以找出变通的解决方法, 用时域遍历替代空域遍历实现多目标功能。存在多个目标时, 每个站对共同的空域作全程时延差遍历, 会匹配出多个时延差, 每个时延差对应 1 个椭球面; 每个目标必然由某 3 个椭球面交会而成。假设多目标数  $m=20$  个, 则目标和椭球面分别表示为:

$$\text{目标} = P(k), k=1, 2, \dots, m (\text{为目标的序号}) \quad (13)$$

$$\text{椭球面} = s(n, i), n=1, 2, 3 (\text{为椭球面的族}), i=1, 2, \dots, m (\text{为族内的序号}) \quad (14)$$

目标与各族椭球面的对应关系表示为:

$$P(k) = s(n, i1) \cap s(n, i2) \cap s(n, i3) \quad (15)$$

(下转第 168 页)