连续波雷达及其信号处理技术

刘国岁 孙光民 顾红 朱晓华

(南京理工大学 南京 210014)

【摘要】 比较了连续波雷达与脉冲雷达的区别,给出了各种连续波雷达的发射信号、频谱及其模糊函数,分析了多种连续波雷达及其信号处理技术。最后讨论了收发隔离技术。

【关键词】 雷达系统,雷达信号处理,连续波雷达

CW Radar and Its Signal Processing Technique

Liu Guosui Sun Guangmin Gu Hong Zhu Xiaohua

(Nanjing University of Science and Technology Nanjing 210014)

【Abstract】 A comparision of CW radar with pulse radar is made. And then the waveforms, spectra and ambiguity function of the transmitted signals of various CW radar systems are given and an analysis of the signal processing methods of some CW radar systems is made. Finally, the technique of isolating received signal from transmitted signal is discussed.

【Key words】 radar system, radar signal processing, CW radar

1 连续波雷达的特点

1924年,人们利用连续波调频测距的原理研究和观测了电离层。二次世界大战中又利用它观测了飞机与地面的高度。不久,收发开关解决了连续波雷达的收发隔离问题。今天,连续波雷达的接收和发射已经可以公用一个天线。

在近程雷达系统或次级雷达中,连续波雷达与脉冲雷达相比具有独特的优点。特别是随着当今世界微波固态器件的发展,利用连续波雷达能使雷达更为简单,其原因在于连续波雷达的发射机无需甚高压,不会产生高压打火,并且调制信号可以多样化,这在相同体积和重量下有利于发射功率的提高。目前,主振放大式行波管的平均功率/重量为4.4W/kg,而连续波雷达发射机则是7.4W/kg。于是,连续波雷达可以做到体积小和重量轻,而且其发射机容易实现,馈线损耗也较低。

连续波雷达接收机的带宽窄于脉冲雷达接收机。因此,它有利于抗杂波,并在电磁干扰环境下具有更好的下视和抗干扰能力。特别是只实现测速时,连续波雷达显得更为优越。测距时也不存在脉冲雷达的距离遮挡现象。

连续波雷达比脉冲雷达的反隐身、抗背景杂波和抗干扰能力更好:

第一,发射机功率较低,有利于反侦察。譬如,连续波雷达采用伪随机码调相或随机码调相,使对方的侦察接收机无法利用快速傅里叶变换跟踪雷达的瞬时频率,对方要想干扰伪随机

本文1995年7月10日收到。

© 1994-2012 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

或随机二相码连续波雷达是很困难的。因此,连续波雷达容易实现低截获概率。

第二,连续波雷达接收机的带宽较窄,在杂波背景下具有良好的检测能力。

第三,从雷达距离方程来看,增大发射功率和收发天线的增益,减小接收机噪声系数和微波损耗,有可能检测出较小的隐身目标,使雷达探测或跟踪距离满足战术技术要求。连续波雷达与脉冲雷达相比,其唯一障碍是连续波雷达的收发隔离。有关收发隔离在本文最后还要论述。

2　各种连续波雷达的发射信号及其频谱

2.1　单频连续波雷达

单频连续波雷达的发射信号为

$$u_1(t) = u_0 e^{j2\pi f_0 t} \tag{1}$$

频谱为

$$U_1(f) = u_0 \delta(f - f_0) \tag{2}$$

实际上,在信号处理时间 T 内,其频谱应该是

$$U_1'(f) = u_0 \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} e^{-j2\pi(f-f_0)t} dt = u_0 \frac{\sin\pi(f - f_0)T}{\pi(f - f_0)} \tag{3}$$

2.2　调频等幅波雷达

调频等幅波雷达的低频调制波如图 1 所示。这四种周期波以周期 T 围绕发射中心频率 f_0 获得最大频移 W。

2.2.1　三角波调频波

该雷达的发射信号如图 1(a)所示:

$$S_a(t) = U_a(t) e^{j\omega_0 t} \quad |t| \leqslant \frac{T}{2} \tag{4}$$

复包络为

$$U_a(t) = u_0 \exp\left[j \frac{D}{2} \left(\frac{t}{T} \right)^2 \right] \tag{5}$$

其中,$D = WT \gg 1$,W 为最大频偏,T 为调制周期。如果调频的频偏 $W = 2\pi F$,信号的相位为

$$\theta(t) = \frac{D}{2} \left(\frac{t}{T} \right)^2 \quad |t| \leqslant \frac{T}{2} \tag{6}$$

© 1994-2012 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net

信号的瞬时频率为

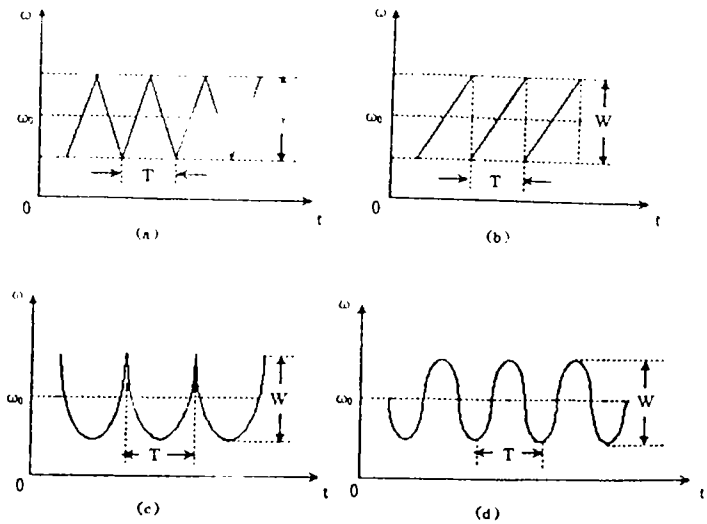


图 1 各种调制规律的调频波

$$\theta'(t) = \frac{Dt}{T^2} = W\frac{t}{T}$$

于是

$$U_s(\omega) = u_0\int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} e^{j\frac{D}{2}(\frac{t}{T})^2 - j\omega t}dt$$

因此

$$U_s(\omega) = \frac{u_0\sqrt{\pi}}{\sqrt{D}}\{[C(Z_1)+C(Z_2)]+j[S(Z_1)+S(Z_2)]\}e^{-j\frac{D}{2}(\frac{\omega}{W})^2} \tag{7}$$

若 $D\gg1$,频率在$-\frac{W}{2}\sim\frac{W}{2}$之间,则其频谱 $U_s(\omega)$近似为

$$U_s(\omega)\approx u_0\sqrt{\frac{\pi}{D}}e^{-j\frac{D}{2}(\frac{\omega}{W})^2+j\frac{\pi}{4}} \qquad |\omega|\leqslant\frac{W}{2} \tag{8}$$

© 1994-2012 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

其中菲涅尔积分

$$C(Z)+jS(Z)=\int_0^x e^{\pm j\frac{\pi}{2}x^2}dx \tag{9}$$

$$S_0=u_0T,Z_1=\sqrt{\frac{D}{\pi}}\left(\frac{1}{2}-\frac{\omega}{W}\right),Z_2=\sqrt{\frac{D}{\pi}}\left(\frac{1}{2}+\frac{\omega}{W}\right)$$

当 $\omega>\frac{W}{2}$ 时

$$U_a(\omega)\approx S_0\frac{\sin\frac{D\omega}{2W}}{\frac{D\omega}{2W}}\qquad|\omega|\gg\frac{W}{2} \tag{10}$$

$$S_a(\omega)=\frac{2\pi}{T}=\sum_{n=-\infty}^{\infty}U_a(\omega)\delta\left[\omega-\left(\omega_0+n\frac{2\pi}{T}\right)\right] \tag{11}$$

2.2.2　锯齿波调频波

如图 1(*b*)所示,其发射信号为

$$S_b(t)=U_b(t)e^{j\omega_0 t}\qquad|t|\leqslant\frac{T}{2} \tag{12}$$

其中复包络为

$$U_b(t)=\begin{cases}u_0\exp(jD\frac{t^2}{T^2}),0\leqslant t\leqslant\frac{T}{2}\\ u_0\exp(-jD\frac{t^2}{T^2}),-\frac{T}{2}\leqslant t\leqslant 0\end{cases} \tag{13}$$

$$\theta'(t)=2W\frac{|t|}{T}\quad|t|\leqslant\frac{T}{2} \tag{14}$$

同样,当 $D\gg1$ 时

$$U_b(\omega)=2u_0\sqrt{\frac{\pi}{D}}\cos\left(\frac{D\omega^2}{4W^2}-\frac{\pi}{4}\right)\qquad 0<\omega<W \tag{15}$$

同理

$$S_b(\omega)=\frac{2\pi}{T}\sum_{n=-\infty}^{\infty}U_b(\omega)\delta\left[\omega-\left(\omega_0+n\frac{2\pi}{T}\right)\right] \tag{16}$$

© 1994-2012 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net

2.2.3 平方律调频波

发射信号为

$$S_c(t) = U_c(t)e^{j\omega_0 t} \tag{17}$$

复包络为

$$U_c(t) = u_0\exp\left[j\frac{4}{3}D\left(\frac{t}{T}\right)^3\right] \qquad |t| \leqslant \frac{T}{2}$$

其中

$$D = WT$$

于是

$$U_c(\omega) = u_0\int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} e^{j\frac{4}{3}D\left(\frac{t}{T}\right)^3 - j\omega t}dt \tag{18}$$

故平方律调频波的频谱为

$$S_c(\omega) = \frac{2\pi}{T}\sum_{n=-\infty}^{\infty} U_c(\omega)\delta\left[\omega - \left(\omega_0 + n\frac{2\pi}{T}\right)\right] \tag{19}$$

2.2.4 正弦调频波

发射信号为：

$$S_d(t) = U_d(t)e^{j\omega_0 t} \tag{20}$$

复包络为：

$$U_d(t) = u_0\exp\left[j\frac{\Delta\Omega}{\omega_m}\sin\omega_m t\right] \tag{21}$$

其中，$\Omega=\frac{2\pi}{T}$，$\Delta\Omega=\frac{W}{2}$，W 为频偏

$$U_d(\omega) = u_0\int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} e^{j\frac{\Delta\Omega}{\omega_m}\sin\omega_m t - j\omega t}dt$$

© 1994-2012 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

$$= u_0 \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\frac{\Delta}{\omega_m})\delta(\omega - n\omega_m) \tag{22}$$

所以

$$S_d(\omega) = u_0 \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\frac{\Delta\Omega}{\omega_m})\delta[\omega - (\omega_0 + n\omega_m)] \tag{23}$$

2.3 伪随机二相码连续波雷达

设有 N 个连续的子脉冲(宽度 τ_0)，且

$$u_0(t) = 1 \qquad 0 \leqslant t \leqslant \tau_0$$

则 N 个子脉冲的和信号为

$$u(t) = \sum_{n=1}^{N} u_n u_0(t - t_n)\cos[\omega_0(t - t_n) + \theta_n] \tag{24}$$

于是第 n 个子脉冲的复幅值为

$$U_n = u_n e^{j\theta_n}$$

伪码信号的复包络为

$$u(t) = \sum_{n=1}^{N} U_n(t)$$

最常用的调相信号 θ_n 为 0 或 π，最常见的归一化了的脉冲幅值为：

$$a_n = \frac{U_n}{U_0} e^{j\theta_n} = \pm 1$$

因此，伪码序列将是等间隔 τ_0 的离散函数 $a[(n-1)\tau_0]$，和信号为

$$\sum_{n=1}^{N} a_n \delta[t - (n - 1)\tau_0]$$

调相信号复包络频谱为

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{n=1}^{N} U_n u_0(t - t_n) e^{-j\omega t} dt \tag{26}$$

© 1994-2012 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net

单一子脉冲的频谱为

$$S_1(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} u_0(t)e^{-j\omega t}dt$$

因此

$$S(\omega) = S_1(\omega)\sum_{n=1}^{N} a_n e^{-j\omega t_n} = S_1(\omega)H(\omega) \tag{27}$$

其中

$$H(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty}\sum_{n=1}^{N} a_n \delta[t-(n-1)\tau_0]e^{-j\omega t}dt \tag{28}$$

这种码序列为 $a_1a_2\cdots a_n a_1a_2\cdots a_n\cdots a_1a_2\cdots a_n$，即序列前后是周期相连的。

2.4 随机调频连续波雷达

发射信号是

$$X_T(t) = A_0(t)\cos[\omega_0 t + \theta(t)] \tag{29}$$

其中，$A_0(t)$是连续波发射信号的幅度，$\omega_0=2\pi f_0$ 为发射信号的角频率。

$$\theta(t) = D_f\int_0 w f(t)dt \tag{30}$$

其中，$v_f(t)$为零均值的噪声，是随机调频的电压波形，D_f 是每伏调制的角频率。

2.5 随机二相码连续波雷达

由 N 个宽度为 τ 的子脉冲组成的随机二相码调制信号为

$$u(t) = \begin{cases} \dfrac{1}{\sqrt{N\tau}}\displaystyle\sum_{k=0}^{N-1} C_k \mathrm{rect}\left[\frac{t-\frac{\tau}{2}-k\tau}{\tau}\right] & 0\leqslant t\leqslant N\tau \\ 0 & \text{其余} \end{cases} \tag{31}$$

其中，子脉冲调制相位引起的极性 $C_k=\exp(j\Phi_k)$，Φ_k 为 0°或 180°，$C_k=\pm 1$。当 N 足够大时，随机二相码连续波雷达信号的功率谱为

$$S_R(f) = \tau^2 Sa^2(\pi\tau f) \tag{32}$$

© 1994-2012 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

3　几种连续波雷达信号的处理方法及其模糊问题

3.1　单频等幅波雷达测速

如图 2 所示,由活动目标的回波与部分发射信号间的多普勒频移测量出其径向速度为

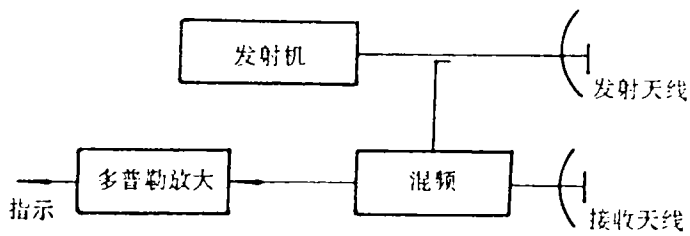


图 2　单频等幅波雷达的方框图

$$f_d = \frac{2v}{\lambda} \tag{33}$$

其中,v 是目标的径向速度,λ 为无线电波长。在没有其他特殊措施的情况下,单频等幅波雷达是无法测距的,这相当于距离上是模糊的。图 2 中多普勒放大器的带宽决定速度的模糊程度。

3.2　线性调频测距原理

如图 3 所示,调制信号可以是三角波、锯齿波、平方律或正弦波。其收发信号和拍频信号如图 4 所示。下面,我们以三角波为调制信号来说明调频等幅波雷达的测距原理。

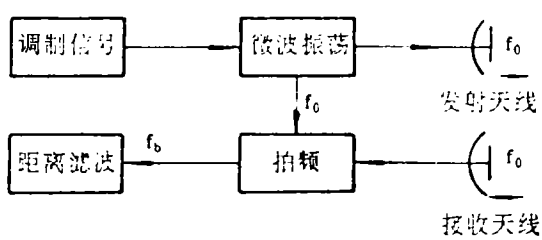


图 3　线性调频连续波雷达测距方框图

图 4(a)示出了收发信号的频率与时间的关系,图 4(b)为频差信号和时间的关系图,其频差为

$$f_b = \frac{df}{dt}\Delta t \tag{34}$$

即

$$\frac{df}{dt} = \frac{W}{2\pi T} \tag{35}$$

收发之间的延迟为

$$\Delta t = \frac{2R}{c}$$

© 1994-2012 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net

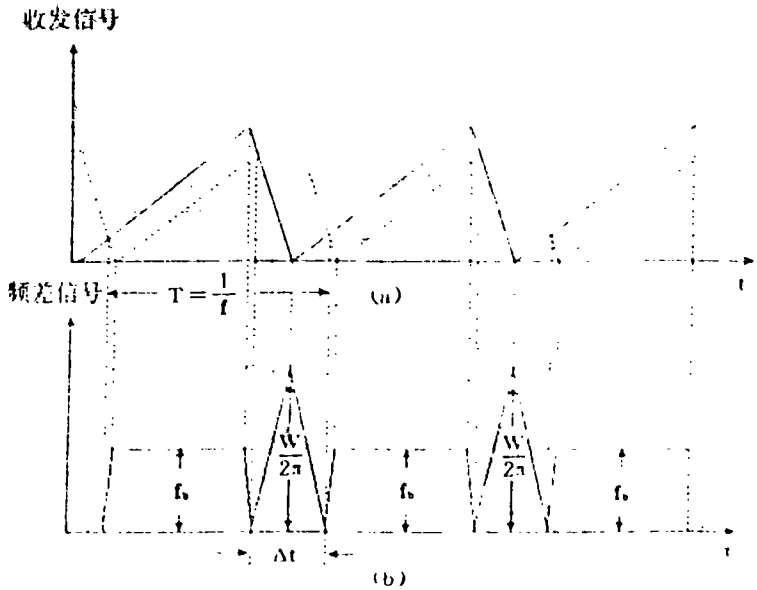


图 4 线性调频连续波雷达的收发信号和频差信号

其中 R 为目标距离，c 为光速，因此

$$R = \frac{\pi cT}{W} f_b \tag{36}$$

当这种雷达的调制周期 T 和发射信号频移 W 一定时，即可利用频差来测量距离。

由图 2 知，这种雷达的接收信号不是按匹配原理设计的。图 4(b)可分析距离模糊问题。

拍频的频差如图 4(b)所示，一个频差为 f_b、包络宽度为 $T-\Delta t$ 的矩形脉冲和另一个宽度为 Δt 的三角波形，其中心频率为 $\frac{W}{2\pi}-f_b$。因此，这种雷达的距离模糊取决于频谱宽度 $\frac{1}{T-\Delta t}$，即距离鉴别力为：

$$R = \frac{\pi cT}{W}\frac{1}{T-\Delta t} = \frac{Rc}{W}$$

上式未考虑高频分量引起的距离模糊。从中还可看出：目标距离愈远，其距离鉴别力也越差。

此外，调制周期 T 和距离滤波器带宽超过 $\frac{1}{T-\Delta t}$ 时也会引起距离模糊。为了消除高频分量引起的距离模糊，应该设法消除回程 Δt 引起的频差，多普勒 f_d 也会引起测距误差

$$\delta_R = \frac{\pi cT}{W} f_d = \frac{\pi cT}{W}\frac{2vf_0}{c} = \frac{Tvf_0}{\Delta f}$$

其中，v 为目标径向速度，f_0 为载频，Δf 为频偏。

© 1994-2012 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

3.3　正弦调频等幅波雷达——导航设备和高度计

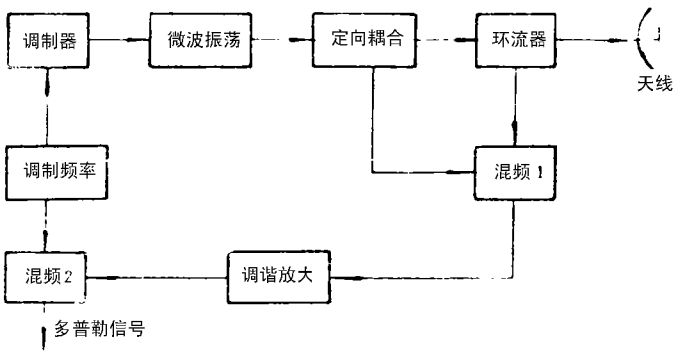


图 5　正弦调频等幅波雷达方框图

从图 5 可以看出,其发射信号由式(20)表示,目标的反射信号为

$$u_c\{\sin[\omega_0(t-T)+\frac{\Delta\Omega}{\omega_m}\sin\omega_m(t-T)]+\Phi\} \tag{37}$$

其中,Φ 为反射信号的任意相位角,T 为目标的延迟,$T=T_0+\frac{2vt}{c}$,v 为目标速度,c 为光速,经过混频后输出信号是

$$\mu_i=u_i\cos[\omega_0(T_0+\frac{2vT}{c}-\Phi+D\cos\omega_m(t-\frac{T}{2})] \tag{38}$$

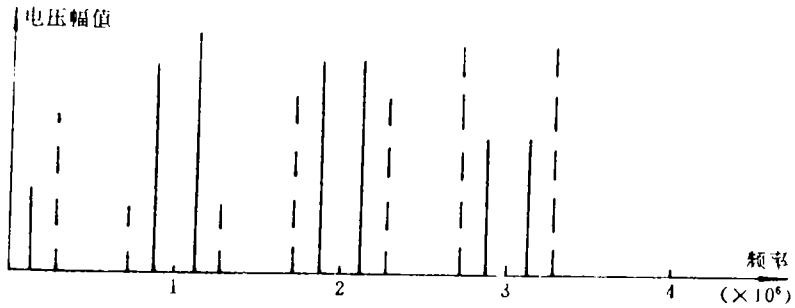
其中

$$D=2\frac{\Delta\Omega}{\omega_m}\sin\frac{\omega_m T}{2}$$

将(38)式展开为

$$\begin{aligned}\mu_i=u_i\Big\{&J_0(D)\cos\omega_0(T_0+\frac{2vT}{c})+\sum_{n=\text{奇数}}^{\infty}(-1)^{\frac{n+1}{2}}J_n(D)\{\sin[n\omega_m(t-\frac{T}{2})\\&+\omega_0(T_0+\frac{2vT}{c})]-\sin[n\omega_m(t-\frac{T}{2})-\omega_0(T_0+\frac{2vt}{c})]\}\\&+\sum_{n=\text{偶数}}^{\infty}(-1)^{\frac{n}{2}}J_n(D)\{\cos[n\omega_m(t-\frac{T}{2})+\omega_0(T_0+\frac{2vt}{c})]\\&+\cos\Big[n\omega_m(t-\frac{T}{2})-\omega_0(T_0+\frac{2vt}{c})\Big]\Big\}\end{aligned} \tag{39}$$

© 1994-2012 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net



实线：$D=2.3, f_s=10^5$　　虚线：$D=4, f_s=2\times10^5$

图 6　在调制频率双边带处的频谱

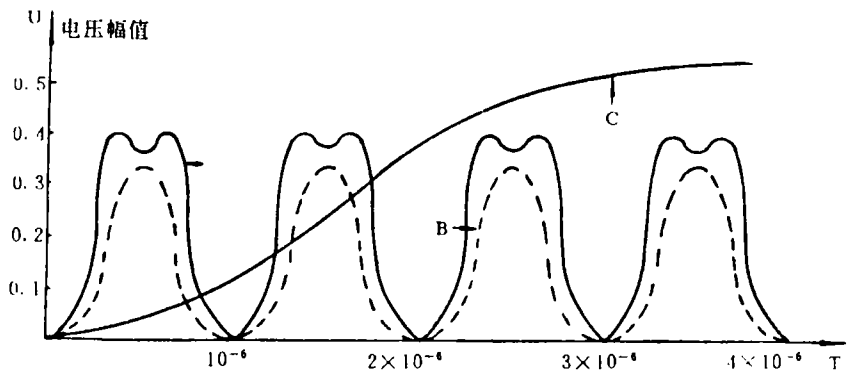


图 7　三、四阶调频导航仪($f_m=10^6, D=2.4$)和高度表($f_m=2.5\times10^4, D=5$)的响应曲线

图 5 中调谐放大器就是调谐在调制频率上的 n 次谐波，(39)式中的多普勒分别在各次调制频率的两边，如图 6 所示。

图 7 表示两种多普勒导航仪(曲线 A 和 B)和高度表(曲线 C)的距离响应曲线：

$$A = J_3(D), B = J_4(D), C = J_2(D)$$

从图 7 可看出，$J_n(x)\sim AX^n$，当 X 很小即 $D=0$ 时，系统提供了抑制漏信号。

该雷达的速度模糊取决于调制频率的一半和第二混频器输出的多普勒带宽。同样，距离信息取决于 $J_2(P_2)$，$P_2=\frac{2\Delta\Omega}{\omega_m}\sin\frac{\omega_m T}{2}$。根据图 7 中的曲线 C，高度由混频器输出幅值与 T 的关系决定，因此距离模糊取决于调制周期 T。

3.4　随机调频连续波雷达的测距与测速及模糊问题

假定发射信号是：

$$X_T(t) = A_0(t)\cos[\omega_0 t + \theta(t)]$$

© 1994-2012 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net

$$\theta(t) = D_f \int_0 v_f(t)dt$$

v_f 为零均值的噪声电压。

回波信号是

$$x_r(t) = A_r(t)cos[(\omega_0 + \omega_d)(t - \tau) + \theta(t - \tau)] \tag{40}$$

其中 τ 是回波信号的延迟,即 $\tau=2R/c$,R 是目标相对于雷达的距离。

回波信号混频后再滤去高频分量得

$$v(t) = A\cos[\omega_d(t - \tau) - \omega_0\tau + \theta(t - \tau) - \theta(t)] \tag{41}$$

其中

$$A = \frac{\rho A_0(t)A_r(t)}{2} \tag{42}$$

ρ 是环流器的衰减,$\omega_d=\frac{2v\omega_0}{c}$是目标的多普勒频率,$v$ 是目标的速度。

通过发射信号参数的选择及运算后获得 $v(t)$的相关函数

$$R_v(t_1,t_2) = R_v(t) = \frac{A^2}{2}R_1(t)\cos\omega_d t \tag{43}$$

其中

$$R_1(t) = \exp(-\frac{1}{2}K_1^2\tau^2t^2) \tag{44}$$

设 $\sigma^2(\tau)=K_1^2\tau^2$,则有

$$R_v(t) = \frac{A^2}{2}\exp(-\frac{1}{2}\sigma^2(\tau)t^2)\cos\omega_d t \tag{45}$$

复氏变换后得

$$S_{R_v}(f) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma'(\tau)}\exp(-\frac{f^2}{2\sigma'(\tau)}) \tag{46}$$

其中

© 1994-2012 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net

$$\sigma'(\tau) = (\frac{\sigma(\tau)}{2\pi})^2 = \frac{K_1^2\tau^2}{(2\pi)^2} \tag{47}$$

从 $S_{Rc}(f)$ 可看出，随着目标距离的增加，混频器输出的频谱是增宽的，当 $\sigma'(\tau) \gg f_d$ 时，混频器的输出频谱为

$$S_0(f) = \frac{A^2}{4}S_{R1}(f - f_d) + \frac{A^2}{4}S_{R1}(f + f_d)$$
$$= \begin{cases} A^2 S_{R1}(f) = \dfrac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma'(\tau)}\exp(-\dfrac{1}{2}[\dfrac{f}{\sigma'(\tau)}]^2), f \geqslant 0 \\ 0 \quad , \qquad\qquad f < 0 \end{cases} \tag{48}$$

随机调频连续波雷达系统方框图如图 8 所示。

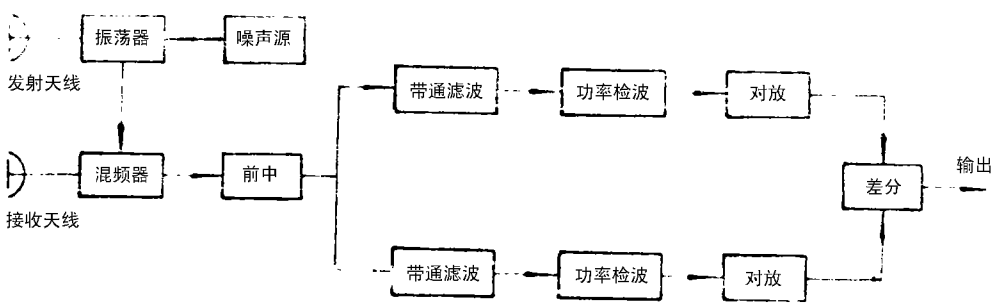
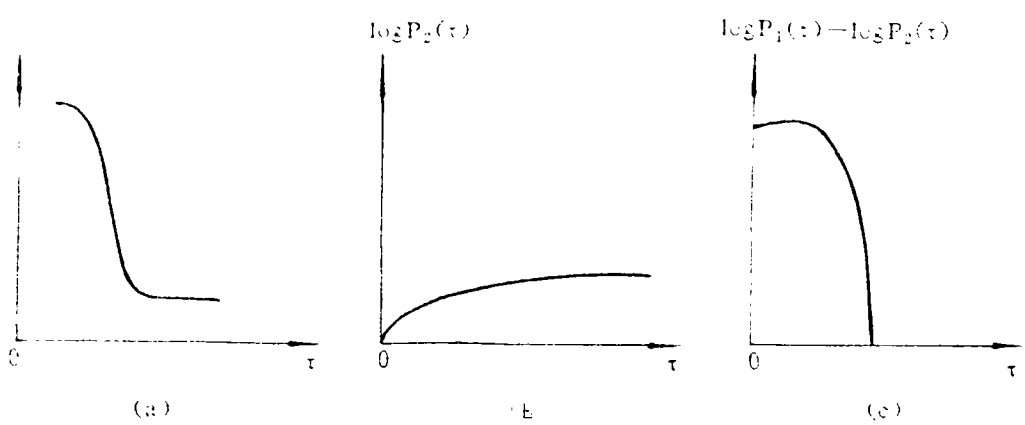


图 8 随机调频连续波雷达系统方框图



(a) (b) (c)

图 9 两个通路输出和差分输出

噪声发生器产生近于白噪声电压，调制载频振荡器产生随机调频连续波雷达发射信号。回波信号经过混频器输出的低频谱如式(48)所示，它随着目标距离的增加而增宽，即回波

© 1994-2012 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

与发射信号的相位差随目标距离的增加而变大。在零距离情况下，混频器的输出可以是唯一的多普勒信号。当活动目标远离雷达时，混频器输出的近似低频谱是发射信号频谱，而中心频率为多普勒频率。

混频器输出信号在前置放大器中作相应放大。输出通过两个相应的带通滤波器（通带分别是 f_2-f_1 和 f_3-f_2）并相应地限制 $f_3>f_2>f_1$。

两路输出的带通信号再经过相应的功率检波和对数放大器，在差分放大器的输出是 $\log p_1(\tau)-\log p_2(\tau)$。第一路带通、第二路带通和差分放大器的差分输出分别如图 9(a)～(c)所示。

噪声调频连续波雷达系统可以获得良好的距离截止特性和抗干扰性能。由于该雷达系统的信号处理并没有获得良好的匹配电路，为此也不可能获得速度信息，但根据输出的距离截止特性可以获得目标的距离信息。

3.5　伪随机二相码连续波雷达的测距与测速及模糊问题

如图 10 所示，微波振荡器经过伪码调相后的载波被辐射出去，目标回波通过混频再经放大和解调后的信号测出多普勒频率。而在由码解调器输出的多普勒信号最大的相应时刻便可测出目标距离。

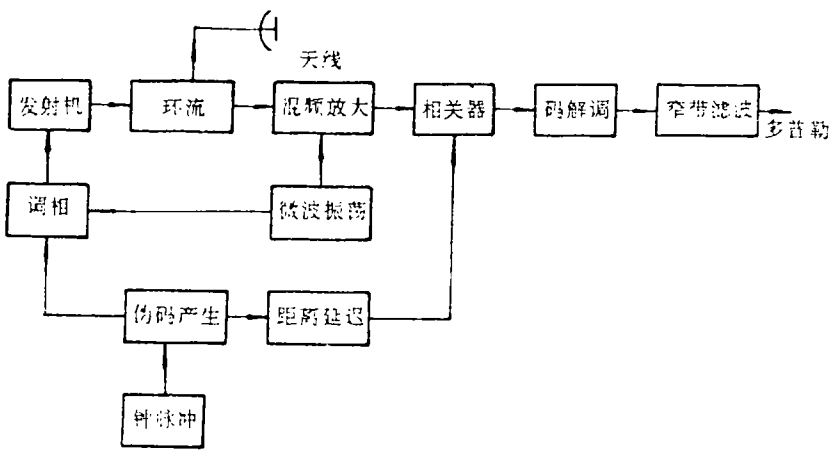


图 10　伪码连续波雷达的测距与测速

伪随机二相码连续波雷达的模糊函数是由 M 个伪码周期组成的，模糊函数为

$$X(\tau,\varphi)=\frac{1}{M}\sum_{i=-(M-1)}^{M-1}e^{j\pi\varphi(M-1-i)PT_p}\cdot\frac{\sin[\pi\varphi(M-|i|PT_p]}{\sin(\pi\varphi PT_p)}\cdot X_1(\tau-iPT_p,\varphi)\tag{49}$$

$X_1(\tau,\varphi)$ 为一个伪码周期 PT_p 的模糊函数

$$\begin{aligned}X_1(\tau,\varphi)=&\frac{1}{p}\sum_{m=1}^{p-1}e^{j2\pi\varphi mT_p}X_0(\tau+mT_p,\varphi)\sum_{m=0}^{p-1-m}C_i^*C_{i+m}e^{j2\pi\varphi iT_p}\\&+\sum_{m=0}^{p-1}X_0(\tau-mT_p,\varphi)\sum_{i=0}^{p-1-m}C_iC_{i+m}^*e^{j2\pi\varphi iT_p}\end{aligned}\tag{50}$$

© 1994-2012 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net

其中 * 表示复数共轭。一个子脉冲的模糊函数为

$$X_0(\tau,\varphi)=\begin{cases} e^{j\pi\varphi(T_p-\tau)}Sa[\pi\varphi(T_p-|\tau|)]\dfrac{T_p-|\tau|}{T_p} & |\tau|<T_p \\ 0 & \text{其余} \end{cases} \tag{51}$$

其中 T_p 为子码宽度。当 $P=31, M=8, T_p=0.125\mu s$ 时绘成图 11。由图中可以看出，在距离轴上出现了距离上的重复模糊，在 φ 轴上出现副峰。

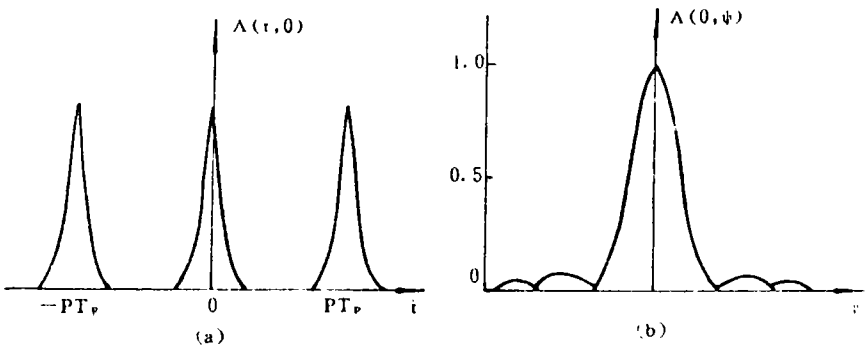


图 11 伪码连续波信号的距离和速度模糊函数

3.6 随机二相码连续波雷达的测距与测速及其模糊问题

随机二相码连续波雷达的方框图与伪随机二相码连续波雷达方框图完全不同，不仅伪码要改为随机二相码，而且需利用数字脉压器形成相关器测距，并应附有数字式活动目标显示装置和数字快速傅里叶变换的数字信号处理机，其雷达整机和数字信号处理机方框图分别见图 12 和图 13。

在图 12 中，数字脉压器用于相关测距，目标速度是由快速傅里叶变换来获得的。由于随机二相码脉压后的距离旁瓣较伪码高，为了实用起见，要采用统计法使距离副瓣抑制到主副瓣比为 −30dB。

在随机二相码连续波雷达设计中，距离分辨力为 $d=\dfrac{cT_p}{2}$，c 为光速，T_p 为码宽。

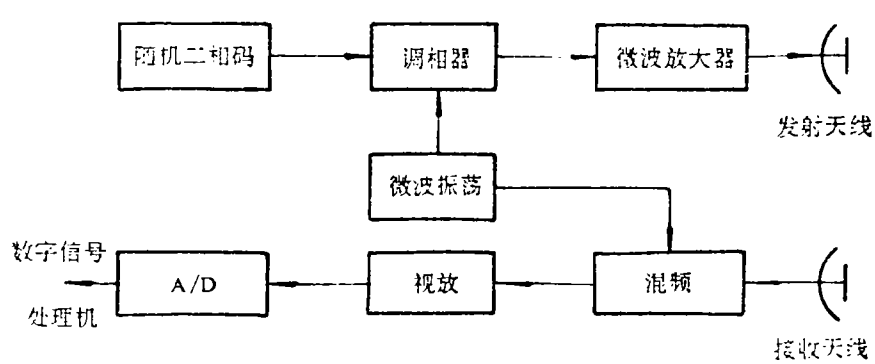


图 12 随机二相码连续波雷达方框图

© 1994-2012 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

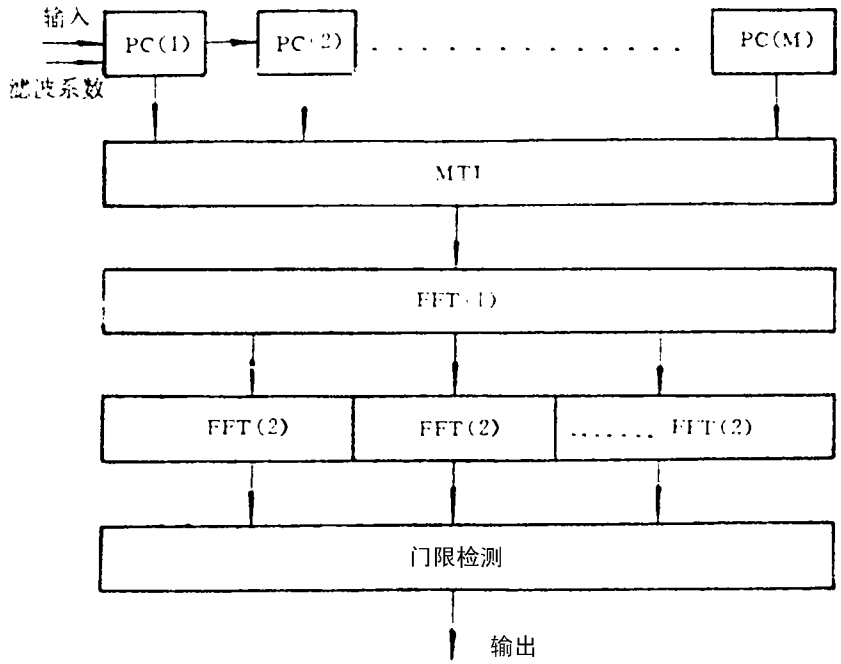


图 13　随机二相码连续波雷达信号处理机

多普勒容限取决于脉压器中的长度 NT_p，其最高的多普勒容限取决于 $f_{d\max} \leqslant \frac{1}{2NT_p}$；作用距离为 $R_{\max} = \frac{MNT_pc}{2}$，其中 M 为脉压器个数。

由以上分析可看出，随机二相码连续波雷达的多普勒容限与作用距离参数的选择是独立的。要获得大的多普勒容限，又假定 T_p 一定，则仅需缩短脉压器长度 N，但此时主旁瓣比和作用距离都会降低，这可以通过增加脉压器个数 M 来增加作用距离和主副瓣比。于是，随机二相码连续波雷达解决了测量远距离、高速目标的问题。总之，随机二相码连续波雷达解决了脉冲雷达或伪随机二相码所无法解决的测速与测距的矛盾，同时还具有良好的抗干扰性和低截获概率性能，并且又解决了多普勒容限问题。

4　连续波雷达的收发隔离问题

连续波雷达与脉冲雷达的差别在于：前者在时间上无法将收发信号分开，而脉冲雷达利用收发开关能使收与发分开。随着测量和跟踪目标的距离增大，连续波雷达的这个矛盾愈发突出，因为由雷达距离方程来看，这时要求发射机功率与接收机灵敏度的比值也愈大。

目前，收发隔离问题是根据空间、时间、频率和相位上的差别来隔离的。具体技术有：

(1)相位补偿抵消技术。

本世纪 60 年代，英国就采取这种办法，利用零漏技术来提高接收机的灵敏度。其基本原理是：产生一个对消信号，调整其幅值和相位，从而将漏信号抵消掉。当然，这种办法实际上会影响接收机灵敏度和它的动态及宽带性能。由经验数据可知，采取这种措施改善收发的隔离度≤25dB。

© 1994-2012 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net

(2)利用环流器的单天线收发隔离度≥30dB。

(3)以收发天线在空间上分开来解决相互间的漏信号影响。

(4)频谱隔离技术。接收时利用抑制滤波器,通常带阻滤波器的衰减可达 50dB 以上。

(5)利用相关、匹配等原理接收信号,提高信干比。

5 结束语

连续波雷达历史悠久,是一种具有独特优越性的雷达体制,与脉冲雷达相比有如下特点:

(1)低截获概率

在四大威胁下,不管是反辐射导弹还是其它各种干扰手段,敌方在干扰前必须侦察对方的无线电雷达设备。在同样的距离条件下,连续波雷达可以发射较低的平均功率,因而本身就具有较低的截获概率,而且连续波雷达中的伪随机码和噪声码的随机性会使其截获概率更低。

(2)抗干扰

噪声雷达的平均模糊函数为"图钉"型,它可以抗各种有源干扰。

(3)有利于双基地雷达的实现,所以也就有一定的反隐身能力。连续波雷达的收发天线是分开的,从而容易满足收发隔离度要求。收发分开的双基地雷达,从系统上较好地解决了作战隐蔽性、生存能力等方面的问题。

(4)有利于对抗反辐射导弹

我们的发射天线放在几处,工作在几个频率,而接收天线仅仅利用几个载频中的一个。这样,连续波雷达就可方便地测出目标参数,而对方却很难准确地摧毁发射机。

(5)随机二相码连续波噪声雷达可同时解决测距与测速的模糊问题。在脉冲雷达中,伪码重复频率的选择涉及到同时测距与测速问题,这个矛盾是很难解决的。随机二相码连续波雷达却能很好地解决这个矛盾。

参 考 文 献

1 F. E. Nathanson. Radar design principles. McGRAW-Hill Book Co., New York, 1969

2 C. E. Cook, Marvin Bernfeld. Radar Signal. Academic Press, London, 1967

3 А. Е. Варакин. Теория Сложных Сигналов, Советское Радио, Москва, 1970

4 A. Papoulis. Signal Analysis. McGRAW-Hill Book Co. New York, 1977

5 G. J. A. Bird. Radar Precision and Resolution. Pentech Press, London, 1974

6 M. I. Skolnik. Radar Handbook. McGRAW-Hill Book Co., New York, 1970

7 И. М. Коган. Вближня я Радиолодация. Советскоерадио, 1973

8 AD 741141. A Developmental CW FM Multi-target Radar, Dec. 1971

9 Liu Guosui et al.. Design of noise FM-CW radar and its implementation. IEE Proceedings-F, 1991, 138(5)

10 刘国岁,顾红. 随机雷达信号的平均模糊函数. 电子学报,1991,19(5)

© 1994-2012 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net