

脉冲多普勒信号处理

胡家骥 陈元亨 卢定庆

空载雷达编辑室

前 言

现代空战技术的发展，使低空突防显得更为突出。为此，要求雷达工作在下视状态。这时雷达的目标环境将出现强大的地物杂波干扰。六十年代以来出现的脉冲多普勒雷达体制，理论上成功地解决了从强大的杂波中探测低空目标的问题。

脉冲多普勒雷达在我国目前还处于研制阶段。为了系统地掌握脉冲多普勒雷达信号处理技术，有必要将六十年代以来脉冲多普勒信号处理所涉及的波形设计、处理原理等方面的资料进行加工整理，形成完整的系统资料。它不仅对脉冲多普勒雷达的研制起一定的作用，还将为扩大脉冲多普勒信号处理的应用（生物医学工程、声纳、地球物理勘探等）起积极作用。《脉冲多普勒信号处理》就是系统综合国内外资料和我们多年来的科研结果而编写成的。这一工作是在成都电讯工程学院副院长杨鸿铨教授、航空工业部六〇七所林宏基高级工程师的建议、热情关怀和支持下完成的，谨向他们表示诚挚的感谢！

由于水平有限，错误和缺点在所难免，敬请批评指正。

作 者

一九八四年十月

目 录

第一章 脉冲多普勒信号分析

§1-1 雷达信号的模糊函数	(1)
§1-1-1 模糊函数的导出	(1)
§1-1-2 模糊函数的物理意义	(6)
§1-1-3 模糊函数的应用	(12)
§1-2 脉冲多普勒信号的基本形式	(13)
§1-2-1 基本相干脉冲序列信号	(13)
§1-2-2 多重复频率相干脉冲序列信号	(17)
§1-2-3 载波调频脉冲序列信号	(21)
§1-2-4 矩形线性调频脉冲重复序列信号	(24)
§1-2-5 巴克码组相干序列信号	(26)
§1-2-6 相干脉冲串波形	(30)
§1-2-7 其它形式的信号	(31)
§1-3 主要干扰特性的分析	(32)
§1-3-1 相关干扰	(32)
§1-3-2 非相关干扰	(41)
§1-4 脉冲多普勒雷达信号波形设计	(51)
§1-4-1 波形设计方法概述	(52)
§1-4-2 抗杂波干扰的波形选择	(53)

第二章 信号处理的基本原理

§2-1 信号处理的基本概念	(55)
§2-1-1 信号处理的任务和地位	(55)
§2-1-2 信号处理的信息量定理	(55)
§2-1-3 信号处理的准则	(58)
§2-2 确知信号的最佳线性处理	(59)

§2-2-1 匹配滤波处理	(59)
§2-2-2 相关处理	(66)
§2-2-3 相关滤波处理	(71)
§2-3 恒虚警处理	(73)
§2-3-1 基本概念	(73)
§2-3-2 高斯环境下的参数恒虚警处理	(76)
§2-3-3 脉冲多普勒雷达恒虚警检测的背景	(84)
§2-3-4 脉冲多普勒雷达恒虚警方案	(97)

第三章 脉冲多普勒信号的实际处理系统

§3-1 准最佳系统的性能比较	(101)
§3-2 单个矩形包络载频脉冲的处理系统	(102)
§3-3 高频矩形脉冲重复序列信号的处理系统	(104)
§3-3-1 理想处理系统	(104)
§3-3-2 延迟反馈准最佳处理系统	(106)
§3-4 均匀相干脉冲序列信号的处理	(111)
§3-4-1 频谱分析处理系统	(113)
§3-4-2 时变滤波器准最佳系统	(130)
§3-4-3 配相处理系统	(135)
§3-5 并列滤波器组的CCD实现方法	(138)
§3-5-1 横向滤波器	(138)
§3-5-2 CCD—SAW频谱分析器	(143)
§3-5-3 CZT变换频谱分析	(147)
§3-5-4 滑动CZT	(151)
§3-5-5 离散余弦素数变换谱分析	(153)
§3-6 巴克码组相干序列信号的处理	(156)
§3-6-1 最佳处理系统的结构	(156)
§3-6-2 近似处理系统的问题	(159)
§3-7 矩形线性调频脉冲重复序列信号的处理	(162)
§3-8 相干脉冲串信号的无模糊处理	(165)
§3-8-1 处理方法	(165)
§3-8-2 杂波性能	(169)

第四章 脉冲多普勒信号检测

§4-1 高斯噪声中的参数检测	(171)
§4-1-1 最大后验概率检测系统	(171)

§4-1-2	最大似然检测系统	(173)
§4-1-3	Neyman Pearson检测系统	(174)
§4-2	非高斯噪波中的局部最佳检测	(176)
§4-3	脉冲多普脉信号的非参数检测	(178)
§4-3-1	自由分布检测的原理	(178)
§4-3-2	最佳检测系统	(184)
§4-4	Robust检测的原理	(185)
§4-4-1	混合噪声模型	(185)
§4-4-2	最大最小问题	(186)
§4-4-3	渐近解	(186)
§4-5	自适应局部最佳检测	(188)
§4-5-1	自适应局部最佳检测器的结构	(188)
§4-5-2	自适应局部最佳检测器的性能	(189)
§4-5-3	ALMP检测器的实现方法	(198)

第一章 脉冲多普勒信号分析

脉冲多普勒信号是指载频具有多普勒频移的载频脉冲或相干脉冲序列信号。它的处理是根据其特性与干扰、杂波和噪声特性的区别,寻找合适的方法构造出相应的处理系统,达到尽可能地抑制干扰、杂波和噪声的目的,从而有效地提取或检出脉冲多普勒信号,获得所包含的有用信息。所以脉冲多普勒信号和干扰、杂波及噪声的基本特性是脉冲多普勒信号处理的基本依据。因此,我们首先在这一章中讨论它们的基本特性。

§ 1—1 雷达信号的模糊函数

信号的模糊函数是Ville在1948年提出的,Woodward在1953年将它引进雷达理论并获得较为广泛的运用。利用模糊函数不仅可以分析雷达的距离、速度分辨能力,而且还可以分析雷达的抗干扰能力,并指导雷达信号的波形设计。因此,这一节我们将讨论雷达信号的模糊函数,侧重于物理意义的阐述。

§ 1—1—1 模糊函数的导出

雷达发射信号

现代脉冲雷达的发射信号,都是以图1—1—1所示的矩形包络脉冲调制载波作为基本单元的信号。以此基本单元信号周期地重复便构成相干脉冲序列;也可将矩形包络脉冲周期地重复后,再经调制载波而构成相干脉冲序列;或者将矩形包络按一定的规则编码,然后再调制载波则构成编码脉冲序列等。

由图1—1—1可见,雷达发射信号是实信号且载波是简谐波。一般可写作

$$s(t) = a(t) \cos[\omega_0 t + \phi(t)] \quad (1-1-1)$$

其中 $a(t)$ 是振幅,它的变化速度比 $\cos[\omega_0 t + \phi(t)]$ 慢得多。在雷达中 $a(t)$ 是矩形脉冲序列,或某种编码波形。一般又称 $a(t)$ 是信号 $s(t)$ 的实包络, $[\omega_0 t + \phi(t)]$ 是信号的相位,其中 ω_0 称为 $s(t)$ 的中心频率,相位对时间的微分

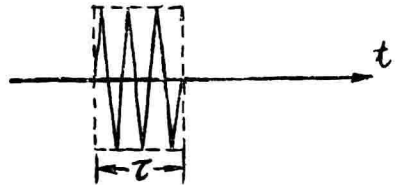


图1—1—1 雷达发射的基本信号单元

$$\frac{d}{dt} [\omega_0 t + \phi(t)] = \omega_0 + \frac{d}{dt} \phi(t) \quad (1-1-2)$$

称为 $s(t)$ 的瞬时频率。

式(1-1-1)是一三角函数,在运算中是很繁杂的,为此,在实际信号分析及处理中常将它表成复函数形式。实信号 $s(t)$ 的复函数表示记为 $\psi(t)$,并规定为

$$\psi(t) = s(t) + j\hat{s}(t) \quad (1-1-3)$$

其中 $\hat{s}(t)$ 是 $s(t)$ 的希尔伯特变换。可以证明,当 $a(t)$ 比 $\cos[\omega_0 t + \phi(t)]$ 变化缓慢得多时(在这种条件下,由付利叶变换可知, $s(t)$ 的频谱 $s(j\omega)$ 集中在 ω_0 附近的一个狭窄频段内,所以又称 $s(t)$ 为窄带信号), $\hat{s}(t)$ 为

$$\hat{s}(t) = a(t) \sin[\omega_0 t + \phi(t)] \quad (1-1-4)$$

由式(1-1-1)(1-1-2)(1-1-3)可得

$$\begin{aligned} \psi(t) &= a(t)e^{j[\omega_0 t + \phi(t)]} \\ &= a(t)e^{j\phi(t)}e^{j\omega_0 t} \\ &= \mu(t)e^{j\omega_0 t} \end{aligned} \quad (1-1-5)$$

其中 $\mu(t) = a(t)e^{j\phi(t)}$ (1-1-6)

称为 $\psi(t)$ 的复包络。

实信号 $s(t)$ 与其复函数 $\psi(t)$ 之间有如下关系,即

$$1. \quad S(t) = \text{Re}[\psi(t)] \quad (1-1-7)$$

其中 $\text{Re}[\dots]$ 表示取复函数的实部。

$$2. \quad \psi(j\omega) = 2 S(j\omega)u(j\omega) \quad (1-1-8)$$

其中 $\psi(j\omega)$ 、 $s(j\omega)$ 分别是 $\psi(t)$ 、 $s(t)$ 的频谱,而 $u(j\omega)$ 是以 ω 为自变量的单位阶跃函数。式(1-1-8)表明,复信号 $\psi(t)$ 只有正频率部分的谱成份,且为 $s(t)$ 正频率部分谱成份的二倍。

雷达回波信号

在雷达系统中,发射信号 $s(t)$ 是不包含目标信息的。但当发射信号遇到目标时,目标将反射信号。在目标反射信号时,有关目标情况的信息,如距离、速度、加速度等便调制到信号参数上,使得回波信号包含着目标的有关信息。现在我们来分析目标是怎样将信息调制到信号上,以及回波信号包含着目标的一些什么信息。

设 $t = 0$ 时刻,发射信号为

$$\psi_T(t) = \mu(t)e^{j\omega_0 t} \quad (1-1-9)$$

它遇到如图1-1-2所示的动目标后,动目标将信号反射回到接收机,因此接收信号 $\psi_R(t)$ 与发射信号 $\psi_T(t)$ 之间只有一个电磁波从发射机到目标之间双程传播所需时间 τ 的差别,所以接收信号 $\psi_R(t)$ 可写为

$$\psi_R(t) = \psi_T(t - \tau_t) \quad (1-1-10)$$

由图1-1-2可见, 由于目标在运动, 目标与雷达之间的距离 R 也是随着时间 t 而变化的。例如图中发射波形的 a 点的目标距离为 R_1 , 双程延迟时间为 τ_1 , 到发射点 b 时, 目标距离已变为 R_2 , 且 $R_2 < R_1$, 这时的双程延迟为 τ_2 , 且 $\tau_2 < \tau_1$, 因此 a' 、 b' 间的间隔就比 a 、 b 间的间隔小, 依次类推, 最后得到 $\psi_R(t)$ 是 $\psi_T(t)$ 压窄了的且载波周期数不变的信号。

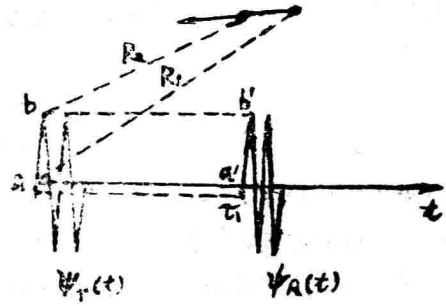


图1-1-2 动目标反射信号

换句话说, 向雷达运动的目标, 其回波信号包络压窄, 载波频率增高; 反之则包络展宽, 载波频率降低。产生这一结果的原因是式(1-1-10)中双程延迟时间 τ_t 是时间的函数。

将电磁波的传播速度记为 C , 则

$$\tau_t = \frac{2}{C} R(t) \quad (1-1-11)$$

这里, 距离表示为 $R(t)$ 是因为距离是时间 t 的函数。将式(1-1-11)在 t_0 时刻处用台劳级数展开得

$$\tau_t = \frac{2}{C} \left[R(t_0) + \dot{R}(t_0)(t-t_0) + \frac{1}{2} \ddot{R}(t_0)(t-t_0)^2 + \dots \right]$$

因为 $R(t_0) = \frac{C}{2} t_0$, 则

$$\tau_t = t_0 + \frac{2}{C} \dot{R}(t_0)(t-t_0) + \frac{1}{C} \ddot{R}(t_0)(t-t_0)^2 + \dots \quad (1-1-12)$$

把式(1-1-12)代入式(1-1-10)、(1-1-9)得

$$\psi_R(t) = \mu \left[(t-t_0) \left(1 + \frac{\omega_d}{\omega_0} + (t-t_0) \frac{\beta}{\omega_0} + \dots \right) \right] \cdot \quad (1-1-12)$$

$$e^{j\omega_0 \left[(t-t_0) \left(1 + \frac{\omega_d}{\omega_0} + (t-t_0) \frac{\beta}{\omega_0} + \dots \right) \right]} \quad (1-1-13)$$

$$\text{式中 } \omega_d = -\frac{2}{C} \dot{R}(t) \omega_0 \quad (1-1-14)$$

称为多普勒频移。其中 β 为

$$\beta = -\frac{1}{C} \ddot{R}(t) \omega_0 \quad (1-1-15)$$

是加速度引起的频移。 $\dot{R}(t)$ 、 $\ddot{R}(t)$ 分别表示距离的一阶导数(速度)和二阶导数(加速度)。

当只考虑目标运动的速度时，即认为目标是作匀速运动(相对于雷达)，则式(1-1-13)便可简化为

$$\psi_R(t) = \mu \left[(t-t_0) \left(1 + \frac{\omega_d}{\omega_0} \right) \right] e^{j(\omega_0 + \omega_d)(t-t_0)} \quad (1-1-16)$$

由式(1-1-13)(1-1-16)可见，运动目标的反射信号与雷达发射信号之间的区别有三点：一是包络的持续期 τ 变小(运动目标向着雷达运动)或变大(目标远离雷达运动)；二是有一时间延迟 t_0 ，它代表目标与雷达间的距离；三是载波频率 ω_0 有一移动量 ω_d (距离的一阶导数引起的)和线性调频(加速度引起的)等效效应产生。总之，回波信号 $\psi_R(t)$ 包含着目标的距离及距离变化率 $\dot{R}(t)$ 、 $\ddot{R}(t)$ …等信息。

由图1-1-2和式(1-1-13)(1-1-16)还可看出，目标的距离和距离变化率对发射信号 $\psi_T(t)$ 波形参数的调制是复杂的。如(1-1-13)式中，匀速运动目标的速度不仅引起载频 ω_0 移动到 $\omega_0 + \omega_d$ ，而且还使包络的持续期压窄或展宽。这就使得提取距离信息和距离变化率信息变得复杂和困难。为了使问题简化，我们考查一下 $\dot{R}(t)$ 所产生的 ω_d 对包络持续期 τ 的影响。如果 $\dot{R}(t)$ 较小，由(1-1-16)式和图1-1-2可见，它对包络持续期 τ 的影响是很小的。已经证明，只要信号持续期 τ 与频带宽 B 的乘积满足条件

$$\tau B \lesssim 0.1 / \dot{R}(t) \quad (1-1-17)$$

τ 的压缩和扩展 $\Delta\tau$ 就不会超过载波的四分之一周期。条件式(1-1-17)称为小时带积信号条件，当雷达发射信号满足小时带积条件时(一般情况下都是满足的)，回波信号 $\psi_R(t)$ 可简化为

$$\psi_R(t) = \mu(t-t_0) e^{j\omega_0 \left[(t-t_0) \left(1 + \frac{\omega_d}{\omega_0} + \frac{\beta}{\omega_0} (t-t_0) + \dots \right) \right]} \quad (1-1-18)$$

如果只考虑匀速运动的情况，则为

$$\psi_R(t) = \mu(t-t_0) e^{j(\omega_0 + \omega_d)(t-t_0)} \quad (1-1-19)$$

这时目标距离信息就只由时间延迟参数 t_0 表示，速度信息只由载波频移参数 ω_d 表示。从式(1-1-19)可见，要确定 t_0 必须测出 ω_d 才能实现。

回波信号的处理

同目标反射信号 $\psi_R(t)$ 一起进入接收机的还有地物、海洋、大气、云雨等发射信号的反射或散射成份，这些不需要成份称之为杂波；有时还有自然的、人为的干扰也同 $\psi_R(t)$ 一起进入接收机；此外还有机内的随机噪声。杂波、干扰、噪声都妨碍接收端从 $\psi_R(t)$ 中得到有关目标的信息。因此，在接收机中必须将杂波、干扰和噪声尽可能地抑制掉，即要对信号、杂波、干扰、噪声的混和波形 $x(t)$ 进行处理。

1943年，美国人D·O·North对在已知波形的信号 $s(t)$ 上迭加了杂波、干扰、噪声的混合

波形 $x(t)$ 建立了最佳处理理论。当杂波、噪声、干扰的功率谱为白色时，最佳处理系统称为匹配滤波器，它的脉冲响应 $h(t)$ 为

$$h(t) = \psi_R^*(t_m - t) \quad (1-1-20)$$

式中 t_m 是观察时刻，在此时刻匹配滤波器的输出能给出最大峰值信噪比。

从式(1-1-19) (1-1-20)可以知道，匹配滤波器的脉冲响应 $h(t)$ 含有未知参数 t_0 和 ω_d ，因此为了处理接收信号必须构造一个匹配滤波器组，组中的每个滤波器按确定的 t_{01} ， t_{02} …及 ω_{d1} 、 ω_{d2} …来实现，所有滤波器的 t_{0i} ($i=1,2,\dots$)及 ω_{di} ($i=1,2,\dots$)覆盖所需的二程延迟和多普勒频移范围。这就形成一个二维滤波器组，其原理框图如图1-1-3所示。

信号及杂波、干扰、噪声信号通过匹配滤波器组以后，在每个滤波器中将有一输出波形，这个输出波形的信号分量在某个时刻将出现峰值，此峰值的大小可计算于下：

设回波信号如式(1-1-19)所示，为匀速运动目标的反射信号。它通过匹配滤波器组中某个参数为 t_{0i} 、 ω_{di} 的滤波器 $h(t_{0i}, \omega_{di})$ 的输出为 $y(t)$ ，按照线性系统理论有

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \mu(\lambda - t_{0i}) e^{j(\omega_0 + \omega'_d)(\lambda - t_{0i})} \mu^*(t_m + \lambda - t - t_{0i}) e^{-j(\omega_0 + \omega_{di})(t_m + \lambda - t - t_{0i})} d\lambda \quad (1-1-21)$$

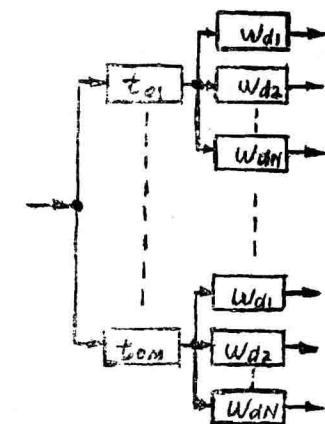


图1-1-3 匹配滤波器组方框图

令 $\eta = \lambda - t_{0i}$ ，则 $d\lambda = d\eta$ ， $\omega_d = \omega'_d - \omega_{di}$ ， $t_0 - t_{0i} = \tau$ 。在 $t = t_m$ 时，可得到滤波器 $h(t_{0i}, \omega_{di})$ 输出的最大值 $y_m(t)$

$$y_m(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \mu(\eta) \mu^*(\eta + \tau) e^{j\omega_d \eta - j(\omega_0 + \omega_{di})\tau} d\eta = e^{-j(\omega_0 + \omega_{di})\tau} \int_{-\infty}^{\infty} \mu(\eta) \mu^*(\eta + \tau) e^{j\omega_d \eta} d\eta = e^{-j(\omega_0 + \omega_{di})\tau} \int_{-\infty}^{\infty} \mu(t) \mu^*(t + \tau) e^{j\omega_d t} dt \quad (1-1-22)$$

式(1-1-22)中，第一个因子是高频载波；第二个因子，即积分项是一慢变化波形，它的值依赖于 τ 、 ω_d 两个参数。而 τ 与 ω_d 分别是滤波器组中滤波器 $h(t_{0i}, \omega_{di})$ 的参数 t_{0i} 、 ω_{di} 与信号 $\psi_R(t)$ 的 t_0 、 ω'_d 间的差，所以 τ 与 ω_d 表示滤波器与信号的失配程度。因此，式(1-1-22)

中的积分项表示滤波器组中各滤波器的输出峰值。由于它是复包络信号，有时又称它为滤波器组输出峰值的复包络。

模糊函数的定义

称式(1-1-22)中的积分因子

$$\chi(\tau, \omega_d) = \int_{-\infty}^{\infty} \mu(t) \mu^*(t + \tau) e^{j\omega_d t} dt \quad (1-1-23)$$

为匹配滤波器组的输出复包络。其值依赖于信号参数 t_0 、 ω_d' 与滤波器组中各滤波器的参数 t_{0i} 、 ω_{di} 的失配程度。

称 $y_m(\tau)$ 经包络检波器的输出 $|\chi(\tau, \omega_d)|$ 为模糊函数。由于 $\chi(\tau, \omega_d)$ 是匹配滤波器组输出的复包络，它由输入信号 $\psi_R(t)$ 和滤波器的脉冲响应 $h(t)$ 决定，而匹配滤波器的 $h(t)$ 又由信号 $\psi_R(t)$ 决定，所以 $|\chi(\tau, \omega_d)|$ 只由信号形式决定。因此，常称 $|\chi(\tau, \omega_d)|$ 为信号 $\psi_R(t)$ 的模糊函数。

在实际应用中，还定义 $y_m(\tau)$ 经平方律检波器的输出 $|\chi(\tau, \omega_d)|^2$ 为信号的模糊表面。这里要特别提一下的是 $\chi(\tau, \omega_d)$ 与匹配滤波器组中各匹配滤波器输出包络的区别。复包络 $\chi(\tau, \omega_d)$ 不是各匹配滤波器的输出复包络；而是取各匹配滤波器复包络的峰值与 τ 、 ω_d 的关系构成的函数。换句话说，对于 $\chi(\tau, \omega_d)$ 函数，匹配滤波器组中的每个滤波器只贡献其输出包络峰值的一个点。或者说，由匹配滤波器的瞬时输出并不能得到模糊函数，而只能在每个匹配滤波器输出包络上取其最大值，才是模糊函数（或滤波器组输出复包络） $\chi(\tau, \omega_d)$ 上的一点。

以上我们利用匹配滤波的概念导出了模糊函数，这种推导方法的优点是物理概念清楚，明显且直观。在文献中还有其它推导方法，例如用均方误差法也可导出模糊函数，且其最后结果都是相同的。

§ 1—1—2 模糊函数的物理意义

一、模糊函数的物理解释

由上面的推导过程可以清楚地看出，无论是模糊函数还是模糊表面都是由匹配滤波器组中各滤波器输出包络的峰值所决定。为了得到一明显、直观的理解，我们再作一些详细说明。

首先，设有一运动目标回波信号，其时延为 t_0 ，多普勒移为 ω_{d0} ，记为 $\psi_R(t, t_0, \omega_{d0})$ 。按照 $\psi_R(t, t_0, \omega_{d0})$ 的形式和 t_0 、 ω_{d0} 的可能取值范围，并将 t_0 、 ω_{d0} 的取值范围离散化，便可构成一个有限的匹配滤波器组。当 $\psi_R(t, t_0, \omega_{d0})$ 作用于这个匹配滤波器组时，其中每一个滤波器都将有一确定的输出波形。图1-1-4绘出了几个滤波器的输出波形，这些滤波器的频率参数 $\omega_d' = \omega_{di}$ ，即滤波器在多普勒频率上是与信号匹配的，而时延参数则不一定与信号匹配。图1-1-4表示的信号由三个矩形脉冲组成，其中(A)表示滤波器组中与信号的时延 t_0 和频移 ω_{d0} 都匹配的那个滤波器的输出包络，波形上最大峰点 a 的值便是模糊函数 $\chi(0, 0)$ 点的值。(B)图表示滤波器组中频移与信号多普勒频移相匹配即 $\omega_d = \omega_{d0} - \omega_{di} = 0$ ，而时延失配，

$\tau_1 = t_0 - t_{0_1}$ 的那个滤波器的输出包络, 波形上b点的值便是模糊函数 $\chi(\tau_1, 0)$ 点的值。(I) 图表示频移匹配即 $\omega_d = 0$, 时延失配恰为一个周期, $\tau_i = t_0 - t_{0_i} = T_r$ 的那个滤波器的输出包络, 波形上i点的值即为模糊函数 $\chi(T_r, 0)$ 点的值。其它依次类推。图1-1-5表示多普勒频移失配的情形, 其中(A)表示时延、频移均不失配的那个滤波器的输出包络, 与图1-1-4(A)所示是同一个滤波器的输出波形。(B)图表示时延失配 $\tau = 0$, 但频移失配 $\omega_d = \omega_d' - \omega_{d1} = \omega_d$ 的那个滤波器的输出包络, 波形上b点的值便是模糊函数 $\chi(0, \omega_d)$ 的点。类似地(I)图上的点i则是模糊函数 $\chi(0, \omega_{di})$ 的点。依次类推, 得出所有滤波器的输出包络峰值, 并可在 $|\chi|$ (或 $|\chi|^2$)、 τ 、 ω_d 组成的三维坐标上作出 $|\chi(\tau, \omega_d)|$ 或 $|\chi(\tau, \omega_d)|^2$ 的立体图来。这些图称为模糊图。图1-1-6A示出了单个矩形脉冲的模糊图。在使用中为了方便起见, 常用一个平行于 $\tau - \omega_d$ 平面的平面, 从中心主峰 $\chi(0, 0)$ 幅度的一半处截割模糊表面, 所得模糊表面的截割线在 $\tau - \omega_d$ 平面上的投影称为模糊截面, 有时又称为模糊图, 如图1-1-6B所示。

上面讨论了单个目标回波信号经匹配滤波器组从输出包络的峰值得到模糊函数的方法和过程。当有多个目标回波信号同时到达接收机时, 总的模糊函数可以由各信号的模糊函数相迭加得到。因为匹配滤波器组是线性系统。在将各信号的模糊函数进行迭加时, 坐标原点应以发射信号的起始时刻和载

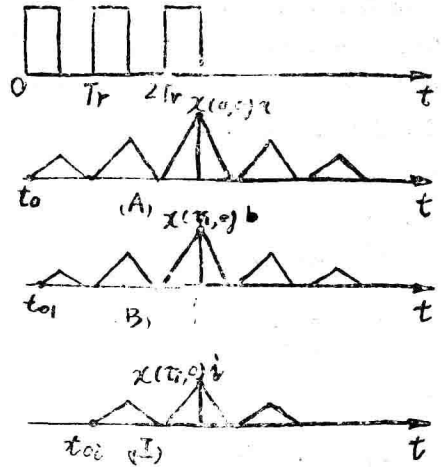


图1-1-4 匹配滤波器组中时延失配的滤波器的输出包络波形

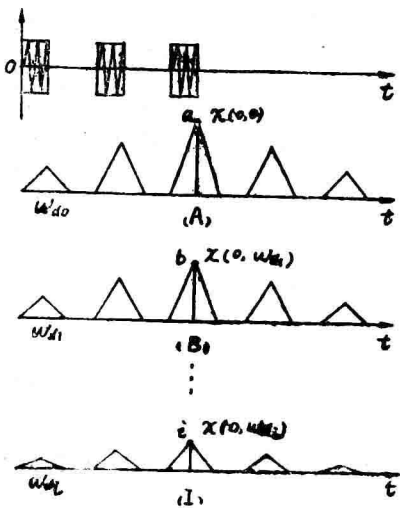


图1-1-5 匹配滤波器组中频移失配的滤波器的输出包络波形

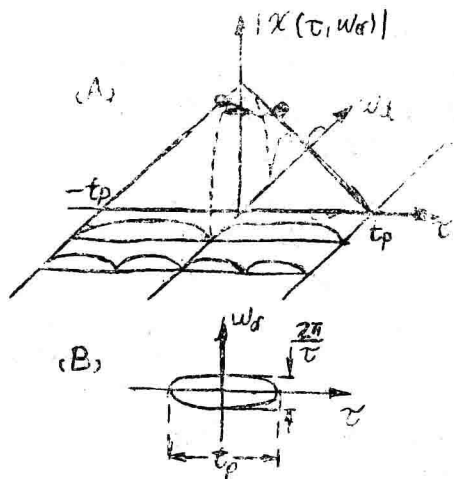


图1-1-6 单个矩形脉冲信号的模糊表面图及模糊截面图

频 ω_0 为坐标原点, 这样各信号的模糊函数中心主峰位于与 $\tau - \omega_d$ 平面相应的延迟和频移处, 由这个主峰位置可决定目标的距离和速度。

另外, 模糊函数也可以只用一个匹配滤波器在具有不同的时延和频移的信号分别依次作用下, 从输出包络上取出峰值而得到模糊函数在各个坐标点上的值。由这些值可在 χ 、 τ 、 ω_d 坐标上作出模糊图来。用匹配滤波器输出包络峰值作模糊图时, 自变量 τ 、 ω_d 的参考点有不同的选法, 故得到不同的模糊图。文献中常见有两种选法, 一种是以滤波器的 t_0 、 ω_{d0} 为参考, 另一种是以信号的 t_0 、 ω_{d0} 为参考, 因而出现所谓模糊图与直观模糊图的区别, 或者正型模糊图与负型模糊图的区别。但为工程运用的方便, 最好选用雷达发射信号起始时刻和载频 ω_0 为参考点来作为坐标原点。这样可以避免数学表达上的麻烦, 且物理意义突出, 便于工程应用。

由上所述可知, 模糊函数或模糊图是表征信号特征并由信号波形所决定的函数或图形。它能由匹配滤波器的输出包络波形组合而成。这就是模糊函数的物理解释。

二、模糊函数的性质与雷达性能的关系

由于模糊函数可以由匹配滤波器输出包络的峰值决定, 而匹配滤波器在一定条件(匹配)下能够给出最大峰值信噪比 r_m 。如果用 $N(\omega)$ 表示杂波、干扰、噪声(以后噪波一词系指杂波、干扰、噪声的混合迭加)的功率谱密度函数, 则 r_m 为

$$r_m = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} \frac{|s(j\omega)|^2}{N(\omega)} d\omega \quad (1-1-24)$$

若 $N(\omega)$ 为一种常数 N_0 , 即噪波是白色的, r_m' 为

$$r_m' = 2E/N_0 \quad (1-1-25)$$

式中 E 是信号能量。

r_m 或 r_m' 均是最大峰值信噪比, 它只能在某一时刻 t_m (不是一段持续期内)得到, 而雷达从回波中提取目标的有用信息归结为确定信号在一定时延、频移的信道中是否存在输出完成的。要确定信号的输出是否存在, 完全可以在一个时刻(不是一段持续期)进行。所以雷达中适合用最大峰值信噪比准则来确定最佳处理系统, 即匹配滤波器。由此可知, 雷达信号的模糊函数与雷达系统的性能有着密切的关系, 或者说模糊函数能够全面刻划雷达的性能。现将其主要关系讨论于下。

1. 雷达的目标检测能力和参数估计精度

可以证明模糊函数满足下式

$$\begin{aligned} |\chi(\tau, \omega_d)| &\leq |\chi(0, 0)| \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} |\mu(t)|^2 dt = 2E \end{aligned} \quad (1-1-26)$$

式(1-1-26)说明, 模糊函 $|\chi(\tau, \omega_d)|$ 的中心主峰值 $|\chi(0, 0)|$ 是最大的, 且等于信号能量 E 的两倍。

由式(1-1-25)、(1-1-26)可知, 模糊函数 $|\chi(\tau, \omega_d)|$ 的中心主峰的值可直接确定在白色噪波情况下所能得到的最大峰值信噪比 r_m' 。由信号检测理论知道, 在检测点的信噪比越

大, 检测概率越高。所以 $|\chi(\tau, \omega_d)|$ 的中心主峰(在 N_0 一定的情况下) $|\chi(0, 0)|$ 越高, 检测概率便越大。

而且, 已有结果表明, 当目标运动引起的多普勒频移已知时, 测定目标距离所对应的延时的均方差 σ_τ 为(σ_τ 又称为标准偏差)

$$\sigma_\tau = (B\sqrt{2E/N_0})^{-1} \quad (1-1-27)$$

且当目标距离已知时, 测定目标多普勒频移的均方差 σ_{ω_d} 为

$$\sigma_{\omega_d} = (\tau\sqrt{2E/N_0})^{-1} \quad (1-1-28)$$

上面式(1-1-27)(1-1-28)表明, 在功率谱密度 N_0 一定的白噪波情况下, 模糊函数 $|\chi(\tau, \omega_d)|$ 的中心主峰 $\chi(0, 0)$ 越高, 目标时延或多普勒频移测量的误差就越小, 精度就越高。

2 距离测量、距离模糊和分辨

为了讨论目标距离测量的问题, 需要在以雷达发射信号起始时刻和载频 ω_0 为坐标原点的 $|\chi|$ 、 τ 、 ω_d 三维坐标系中, 作出目标回波信号的模糊图 $|\chi(\tau, \omega_d)|$ 。但有时为了简便起见, 也可只作出如图1-1-7所示的模糊截面图。在图1-1-7中只画出脉冲串信号模糊截面图的中心及其邻近部份的图形。

距离测量

在图1-1-7中, 信号的模糊截面图中心主峰与坐标原点连线在 τ 轴上的投影值 t_0 便是目标回波信号的双程延迟, 由它可确定目标的距离及 R ($R = \frac{C}{2} t_0$)。

从图1-1-7可见, 由于模糊函数中心主峰不是无限窄的, 或者说模糊截面图的中心不是一个点, 致使确定 t_0 时具有一定的不肯定性。确切地说, 实际测得的时延值是在图标的

$t_0 - \frac{\Delta\tau}{2}$ 到 $t_0 + \frac{\Delta\tau}{2}$ 范围内的某个值, 这就使目标时延值的测定具有不确定性。不确定性或不肯定性就是不清楚, 亦即模棱两可, 这种性质就称为模糊。由于目标回波信号的模糊函数中心主峰不是无限窄而导致测量距离值的模糊称为第一类距离模糊, 其特征是模糊范围由模糊截面图的中心截线决定, 其范围较小。要减小这种模糊, 必须减小发射信号时宽或增加发射信号的带宽 B 。

距离模糊

如果目标回波信号的模糊图 $|\chi(\tau, \omega_d)|$, 如图1-1-7所示那样, 除中心主峰外还有若干旁峰存在。正如图中所示, 其中心主峰在 τ 轴上的投影与原点的距离为 t_0 , 旁峰在 τ 轴上投影与原点的距离为 t_0' , t_0 与 t_0' 相差一个脉间间隔。另一方面, 主峰与邻近旁峰还有幅度上的差别,

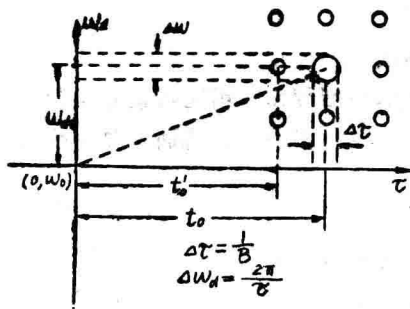


图1-1-7 测量时延和频移用的模糊截面图

但由于种种原因，特别是关于目标先验知识缺乏，无法区分出谁是中心主峰和邻近旁峰，因而导致是由 t_0 还是由 t_0' 确定目标的真实距离呢？这就出现了测距的不肯定性，常常把这种测距的不肯性称为测距的第二类模糊。其主要特点是由于 $|\chi(\tau, \omega_d)|$ 除中心主峰外还有旁峰存在，并且模糊范围是以 T_r 为间隔的离散值，其值还比较大。消除它的办法是综合或选择信号的波形，使其回波信号的 $|\chi(\tau, \omega_d)|$ 没有旁峰或在应用范围内没有旁峰。

距离分辨力

目标的距离分辨力定义为：两个目标能被分开的最小距离 ΔR 。若两个目标间的彼此距离小于距离分辨力 ΔR 时，则不能被雷达区分为两个目标而只能认作一个目标。

目标间的距离分辨力 ΔR 由模糊函数 $|\chi(\tau, \omega_d)|$ 或模糊截面图的中心截割线在 τ 轴上的投影 $\Delta\tau$ 决定。因为当两个目标的双程延迟差小于 $\Delta\tau$ 时，两个目标回波的模糊图 $|\chi(\tau, \omega_d)|$ 相迭加。两个目标的中心主峰将迭加形成一个大的主峰，而不会成为两个中心主峰，因而使雷达误判为一个目标而不会判为两个目标。

要提高距离分辨力，即减小 ΔR 值的方法与减小测距的第一类模糊是一样的。因为距离分辨力的提高和测距的第一类模糊的减小都要求 $|\chi(\tau, \omega_d)|$ 的中心主峰更加细高。

3 速度测量、速度模糊和分辨

与目标距离测量一样，在模糊图上也能确定目标的速度和速度模糊及速度分辨力。

速度测量

目标速度的测量是通过测量多普勒频移实现的。测量目标的多普勒频移可由图1-1-7所示的模糊截面图得到，即目标回波信号的模糊中心截面在 ω_d 轴上的投影，即图中的 ω_{d0} 值便是目标的多普勒频移。用它可确定出目标相对雷达的运动速度。

由于模糊图的中心截面不是一个点，因此它在 ω_d 轴上的投影将是一个线段 $\Delta\omega$ ，这就使得在确定 ω_{d0} 时产生了 ω_{d0} 值在图中 $\omega_{d0} - \frac{\Delta\omega}{2}$ 至 $\omega_{d0} + \frac{\Delta\omega}{2}$ 区间内究竟取哪一个值的不确定性，称这种不确定性为速度测量的第一类模糊，或称第一类速度模糊。它是由于模糊中心截面不是一个点而引起的，其特点是范围不大，引起速度测量准确程度变差。要减小这种模糊，必须设计信号使其模糊中心主峰在 ω_d 轴上具有狭窄的波峰，即需要增加信号的持续期。

速度模糊

在模糊截面图中，如果除中心截面外还有旁峰截面，那么在确定中心截面的 ω_{d0} 时由于与测距第二类模糊一样，不能区分中心截面与旁峰截面的投影至原点的距离，这样就产生了第二类速度模糊。这种模糊是由于模糊函数的旁峰存在所致，其特点是模糊值为峰间频移间隔的整数倍。要消除这种模糊，必须设计信号波形使目标回波信号的 $|\chi(\tau, \omega_d)|$ 没有旁峰或在应用范围内没有旁峰。

速度分辨力

目标间的速度分辨力是指两个目标能够按其速度分开的最小速度差，用多普勒频移差 $\Delta\omega_d$ 表示。 $\Delta\omega_d$ 可由图1-1-7所示的模糊截面图确定，即中心主峰的模糊截割线在 ω_d 轴上的投影 $\Delta\omega$ 就是目标的速度分辨力。当两目标的多普勒频移差 $\Delta\omega_d$ 小于 $\Delta\omega$ 时，它们的模糊函数 $|\chi(\tau, \omega_d)|$ 在进行迭加时，将形成一个大的峰而不会是两个峰，从而将它视为是一个目标，不

可能区分为两个目标。

要提高速度分辨力，即减小 $\Delta\omega$ ，同减小第一类速度模糊一样，必须设计波形使模糊中心主峰在 ω_d 轴上具有狭窄的波峰，这就要增加信号的持续期。

4 距离多普勒耦合

距离多普勒耦合是指当目标回波有多普勒频移时，要引起距离附加值；或者在测量多普勒频移时，由于距离的不同要引起多普勒频移的附加值。线性调频脉冲压缩信号是一个具有距离多普勒耦合效应的典型信号。

距离多普勒耦合可以从模糊图中确定出来。在图1-1-8中示出了矩形包络线性调频信号的模糊图，这种具有距离多普勒耦合的信号模糊图的长轴是与 τ 轴（或 ω_d 轴）成斜交的。图1-1-8(A)表示相同距离但速度不同的三个目标，它们截割 τ 轴的位置不同，测得的时延亦彼此不同，因而确定出不同值的距离。(B)图则表示具有相同速度的三个目标，它们的距离不同，结果导致测得的多普勒频移不同。

5 模糊体积——信号设计定理

可以证明模糊表面 $|\chi(\tau, \omega_d)|^2$ 下的体积V为

$$V = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} |\chi(\tau, \omega_d)|^2 d\omega_d d\tau$$

$$= (2E)^2 \quad (1-1-29)$$

如将模糊表面用其中心主峰高度 $(2E)^2$ 进行归一化，则归一化模糊表面下的归一化模糊体积 V_N 为

$$V_N = V / (2E)^2 = 1 \quad (1-1-30)$$

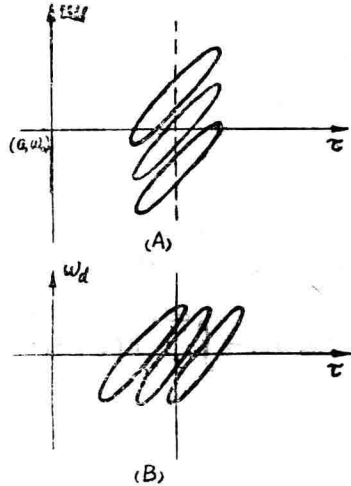


图1-1-8 距离多普勒耦合的模糊表示图

式(1-1-29)(1-1-30)说明，模糊表面下的体积与信号形式无关，不可能找到一种信号，它的模糊体积最小。只能设计适当的波形，使其模糊体积分布在适当的区域，以满足具体给定环境的要求。这样，就给信号波形设计指出了正确的途径。

6 模糊函数与匹配滤波器输出波形的关系

前面已经推导出模糊函数的表达式

$$\chi(\tau, \omega_d) = \int_{-\infty}^{\infty} \mu(t) \mu_*(t+\tau) e^{j\omega_d t} dt \quad (1-1-31)$$

并且把它解释为由匹配滤波器输出包络的峰值合成。现在我们来讨论一个与信号相匹配的匹配滤波器的输出包络与模糊函数的关系。

首先，在式(1-1-31)中，令 $\omega_d = 0$ ，即用平面 χ 、 τ 截割模糊函数得到截割图 $\chi(\tau, 0)$

$$\chi(\tau, 0) = \int_{-\infty}^{\infty} \mu(t) \mu^*(t + \tau) dt \quad (1-1-32)$$

另一方面, 设信号的复包络为 $\mu(t)$, 则其匹配滤波器的脉冲响应 $h(t)$ 为

$$h(t) = \mu^*(-t) \quad (1-1-33)$$

而匹配滤波器的输出为

$$\begin{aligned} y(\tau) &= \int_{-\infty}^{\infty} \mu(t) h(\tau - t) dt \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \mu(t) \mu^*(t + \tau) dt \end{aligned} \quad (1-1-34)$$

比较式(1-1-32)和(1-1-34)可见, 匹配滤波器在对信号匹配时的输出包络与 $\chi(\tau, 0)$ 相同, 即匹配滤波器输出包络可由平面 χ 、 τ 截割模糊函数 $\chi(\tau, \omega_d)$ 得到。这个结论可以推广到 τ 、 ω_d 为任意值的匹配滤波器。所以有文献说, 用匹配滤波理论处理信号, 是对模糊函数的切割。

式(1-1-32)还表明, 模糊函数沿 τ 轴的波形是信号包络的自相关函数。同时, 在式(1-1-31)中, 令 $\tau = 0$, 则得 $\chi(\tau, \omega_d)$ 沿 ω_d 轴的图形为

$$\begin{aligned} \chi(0, \omega_d) &= \int_{-\infty}^{\infty} \mu(t) \mu^*(t + \tau) e^{j\omega_d t} dt \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} |\mu(t)|^2 e^{j\omega_d t} dt \end{aligned} \quad (1-1-35)$$

式(1-1-35)表明, 模糊函数沿 ω_d 轴的图形是信号包络平方的付利叶变换, 所以凡是采用矩形脉冲包络为发射信号的雷达, 其沿 ω_d 轴的模糊图形都是辛格函数($\text{Sin } \times / \times$)的图形。

§ 1—1—3 模糊函数的应用

由于模糊函数有着明显的物理意义, 所以它在雷达信号设计和分析雷达性能方面有着重要的应用。这些应用已有不少专著讨论过, 这里不再详述, 而只列出它的几个方面。

1. 利用模糊函数分析雷达性能

当雷达波形选定以后, 可以利用它的模糊函数分析雷达的预期性能。如雷达的目标发现能力; 距离、速度模糊; 测距、测速精度; 多目标分辨力等等均可从模糊图上反映出来。

2. 利用模糊函数进行提高雷达分辨力的波形设计。这方面的有关理论和设计方法可参见A·W·里海捷克著《雷达分辨理论》一书, 在此不予赘述。

3. 利用模糊函数进行抗干扰波形设计

利用信号与模糊函数的一一对应关系, 干扰通过信号的匹配滤波器之输出, 同样用一个