

# 雷达信号波形与重复间隔

## 3.1 本章引言

本章从主动雷达的角度,对雷达信号的波形以及脉冲重复规律进行深入的介绍,它们是进行雷达侦察信号分析与处理的必要基础。本章首先对现代雷达常见的信号波形进行了分析,从频谱、时频图等特征入手,对信号的脉内调制特征进行分析;在此基础上,介绍了现代雷达常见的脉冲重复间隔变化规律。

## 3.2 雷达信号波形

### 3.2.1 雷达信号模糊函数

在对雷达信号波形进行设计时,不仅需要考虑信号的低截获特性,还需要考虑信号本身所具有的分辨率、探测精度等问题,而模糊函数正是对雷达信号进行分析研究和波形设计的一个有效工具,模糊函数定义为信号复包络的时间-频率复合自相关函数,以  $\chi(\tau, f_d)$  表示,即:

$$\chi(\tau, f_d) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t) u^*(t + \tau) e^{j2\pi f_d t} dt \quad (3-1)$$

式中,  $\tau$  为回波延迟,  $f_d$  为多普勒频移。根据模糊函数绘制的三维图称为模糊图,理想的模糊图是一个在原点处的冲激函数,表示只有当两个目标完全重合并且速度一致时,才无法分辨。所以,在实际的波形设计中,期望在原点处获得高的尖峰,以获得高的速度和距离分辨率。除原点尖峰外,模糊图还有可能在其他地方出现尖峰,因此模糊函数可以说明信号的混淆情况。在原点附近,等强度的轮廓线是一个区域,区域的大小决定了目标观测的精度,因此希望模糊图尽可能尖锐,以提高探测精度。模糊函数还可以说明信号的抗干扰性能,当雷达的杂波区域图与信号模糊图重叠时,根据其相对位置关系判断该信号对该杂波是否具有良好的杂波抑制特性。

基于以上考虑,常用来作为雷达信号波形的信号有线性调频(LFM)信号、非线性调频(NLFM)信号、伪码调相(PSK)信号、频率编码(FSK)信号以及多种方式进行复合调制信号,如伪码-线性调频信号、FSK/PSK 信号等。

### 3.2.2 典型雷达脉内信号

为了适应现代战争的需求,科研人员设计出了多种复杂的雷达波形和灵活多变的调制方式。常规脉内无调制的脉冲信号在当前电子战环境中所占的比重越来越小,复杂体制雷达辐射源迅速增加并逐渐占据主导地位,这给雷达辐射源信号侦察及后续的分选识别带来了新的挑战。脉内调制是雷达信号设计者为了实现某种特定的功能,人在信号脉冲内部进行调制。由于信号发射设备峰值功率的限制,使得大的时宽和带宽不可兼得,从而导致雷达系统的测距精度、距离分辨率与测速精度、速度分辨率与作用距离之间存在不可调和的矛盾<sup>[1]</sup>。由模糊函数理论可知,对宽脉冲信号加入脉内调制能提供大的时间带宽积,可以有效解决这一矛盾。脉冲压缩雷达正是根据这一原理而设计的,因此脉压体制是现代雷达,特别是军用雷达广泛采用的一种体制,如美国的 ACWAR 雷达信号采用相位编码脉冲压缩形式,主要用来截获和跟踪目标;意大利的 PILOT 雷达信号采用线性调频脉冲压缩形式,主要用于海上导航;美国的 SANCTUAY 雷达信号采用相位编码脉冲压缩形式,主要利用双基地体制完成远程监视与跟踪;美国休斯公司的 AN/APQ181 雷达信号采用脉冲编码压缩,主要装备在 B-2 隐身轰炸机上。

雷达信号的脉内调制方式通常包括幅度调制、相位调制、频率调制以及混合调制等,如表 3-1 所示。由于雷达信号多为短脉冲制式,信号能量决定了其检测能力的大小,为充分利用雷达发射机的功率,一般不采用脉内幅度调制,而主要使用频率调制和相位调制,同时这两种体制也是具有大时间带宽积的脉冲压缩雷达主要的信号形式<sup>[2]</sup>。

表 3-1 常见的雷达辐射源信号脉内调制方式

调制方式	信号类型		信号描述
频率调制	线性调频信号		频率随时间呈线性变化
	频率编码信号		频率随时间呈阶梯状分布
	非线性调频信号	余弦调频	频率是时间的余弦函数
		正切调频	频率是时间的正切函数
		反正切调频	频率是时间的反正切函数
		双曲线调频	频率是时间的双曲线函数
		偶二次调频	频率是时间的偶二次函数
相位调制	V 型调频信号		频率随时间呈 V 型分布
	线性步进频率编码		频率随时间呈阶梯状分布
混合调制	二相编码信号		编码调制函数离散,瞬时频率出现多个相同峰值
	多相编码信号		编码调制函数离散,瞬时频率出现多个不同峰值
	二相编码与线性调频组合调制信号		码元间隔内频率呈线性变化,信号波形与二相编码信号相同
	频率编码与二相编码组合调制信号		每频率内呈现二相编码频率,信号波形为多频率分布
频率编码与四相编码组合调制信号		每频率内呈现四相编码频率,信号波形为多频率分布	

理论上雷达信号的调制方式可以随意改变,但为了满足雷达系统特定功能的需求,雷达信号波形设计必须遵循一定的规则部分规则已在第 2 章进行了介绍。如为满足动目标跟踪的要求,雷达工作频率、脉宽、幅值等必须具有高度的短期稳定性;为了同时兼顾测距精度、

距离分辨率与测速精度、速度分辨率,需要采用脉冲压缩体制的大时宽、带宽积信号;为了削弱多普勒频移的影响,需要采用LFM信号;为了获得很高的时延和多普勒分辨能力,需要采用相位调制信号<sup>[3]</sup>。因此在一定条件下,为了满足雷达的作战性能需求,必须选择与之相适应的信号形式和参数。一旦雷达系统的用途和功能确定,相应的雷达信号调制方式和参数也基本上能确定下来,从而使得提取相对稳定的辐射源信号调制特征成为可能。

设侦察接收机接收信号的模型为:

$$x(t) = s(t) + v(t), \quad 0 \leq t \leq T \quad (3-2)$$

式中, $s(t)$ 为雷达信号, $v(t)$ 为高斯白噪声, $T$ 为脉冲宽度。

信号的功率为

$$P_s = \frac{1}{N} \sum_{t=0}^{N-1} |s(t)|^2 \quad (3-3)$$

噪声的功率为

$$\sigma^2 = \frac{1}{N} \sum_{t=0}^{N-1} |v(t)|^2 \quad (3-4)$$

信噪比(SNR)定义为

$$\text{SNR} = 10 \log_{10}(P_s/\sigma^2) \quad (3-5)$$

下面以部分典型雷达辐射源信号为例,给出其数学模型<sup>[1]</sup>,并在时域、频域和时频域对信号进行分析。

### 1. 常规脉冲信号

常规脉冲信号(CW)采用固定载频,脉内不包含任何频率和相位调制信息,其信号模型可以表示为

$$s(t) = A \cdot \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) \exp(j2\pi f_0 t + \varphi) \quad (3-6)$$

$$\text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) = \begin{cases} 1 & |t/T| \leq 1/2 \\ 0 & |t/T| > 1/2 \end{cases} \quad (3-7)$$

式中, $A$ 为信号幅度, $f_0$ 为载频, $\varphi$ 为初相, $T$ 脉冲宽度。CW信号的瞬时频率恒为 $f_0$ ,它不随时间的变化而变化。图3-1给出了CW信号的时域、频域和时频域图形。从时域上看,CW信号是一条正弦曲线;从频域上看,CW信号在频谱图中只有一个频率分量;从时频域可以看出,CW信号在时频面上是一条平行于时间轴的直线,表明该信号频率不随时间变化,信号能量也聚集在同一频率点。

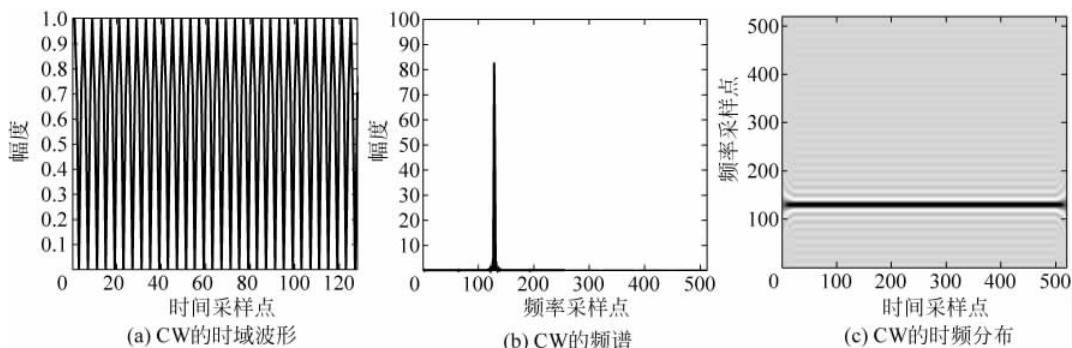


图3-1 CW的信号特点

## 2. 线性调频信号

线性调频(LFM)信号是一种广泛应用的脉冲压缩信号,信号频率随时间呈线性变化,即用对载频进行线性频率调制的方法展宽回波信号的频谱,也称之为 Chirp 信号,是比较容易产生的一种信号。其信号模型可以表示为

$$s(t) = \begin{cases} A \exp \left\{ j2\pi \left( f_0 t + \frac{1}{2} kt^2 + \phi \right) \right\} & 0 \leqslant t \leqslant T \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (3-8)$$

式中, $A$  为信号幅度, $f_0$  为初始频率, $k$  为调频斜率, $\phi$  为初相, $T$  为脉冲宽度。LFM 信号的瞬时频率是一条斜率为  $k$  的直线。该信号具有峰值功率小、调制形式简单和时间带宽积较大的特点,可以提高雷达的距离分辨率和径向速度分辨率以及抗干扰性能。图 3-2 给出了 LFM 信号的时域、频域和时频域图形。从时域上看,LFM 信号是一条频率连续变化的正弦曲线;从频域上看,LFM 信号分布在一个频带范围内;从时频域可以看出 LFM 信号在时频面上是一条斜线,表明该信号频率随时间呈线性变化。

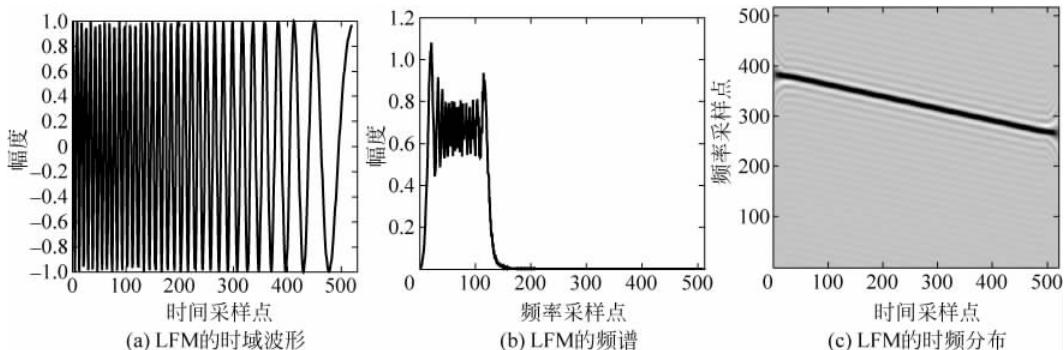


图 3-2 LFM 的信号特点

## 3. 相位编码信号

相位编码(PSK)信号在载频不变的前提下,改变信号的相位,把码字信息调制在载波相位中。编码形式通常采用伪随机序列编码,技术简单成熟,抗干扰性强,不仅降低了单位频带内的信号能量,使其不易被敌人察觉,同时也提高了距离分辨率和多普勒分辨率。其信号模型可以表示为

$$s(t) = A \sum_{i=1}^N \exp \{ j(2\pi f_c t + \phi_i) \} u_{T_p}(t - iT_p) \quad (3-9)$$

式中, $\phi_i \in \{2\pi(m-1)/M, m=1, 2, \dots, M\}$ , $M$  为相位数, $N$  为码元数, $T_p$  为码元宽度。采用相位编码为脉内调制类型的雷达脉压信号并不常见,目前大多数采用相位编码体制的雷达都采用二相编码方案(BPSK),常用的二相码有巴克码、组合巴克码、互补码、M 序列码以及 L 序列码。图 3-3 给出了 BPSK 信号的时域、频域和时频域图形。从时域上看,BPSK 信号近似于一条正弦曲线,其相位在几个特定的时间点产生跳变;从频域上看,BPSK 信号的频谱图不再是单一的频率分量,频率范围得到扩展;从时频域可以看出 BPSK 信号时频分布和 CW 相似,但其在相位突变点会有凸起。

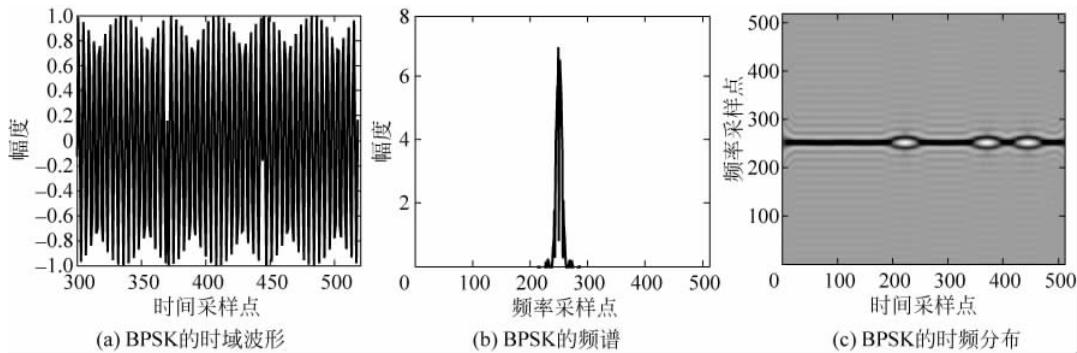


图 3-3 BPSK 信号特点

#### 4. 频率编码信号

信号载频以一定规律或随机方式跳变的脉冲序列称为频率编码(FSK)脉冲信号,其主要特点是信号脉内各子码具有不同的频率,且一般各个频率间有足够的跳变量,能够满足各子脉冲频谱互不重迭。其信号模型可以表示为

$$s(t) = A \sum_{i=1}^N \exp\{j(2\pi f_i t + \theta_i)\} u_{T_p}(t - iT_p) \quad (3-10)$$

式中,  $f_i \in \{f_1, f_2, \dots, f_M\}$ ,  $M$  为频率数,  $N$  为码元数,  $T_p$  为码元宽度。FSK 信号的瞬时频率呈不连续的阶梯状。频率编码脉冲信号是一种大时宽带宽信号,具有良好的距离和多普勒分辨性能。同时该信号又因具有较窄的瞬时带宽,可以在窄带发射机、接收机的条件下工作,避免了常规宽带信号在工程实现中面临的困难,是一种实用的高分辨率信号形式。图 3-4 给出了二相频率编码信号(BFSK)信号的时域、频域和时频域图形。从时域上看, BFSK 信号是一条具有两个变化频率的正弦曲线;从频域上看,BFSK 信号有两个频率分量;从时频域可以看出 BFSK 信号在两个频率点上跳变,在时频面上显示为两条断续的直线。

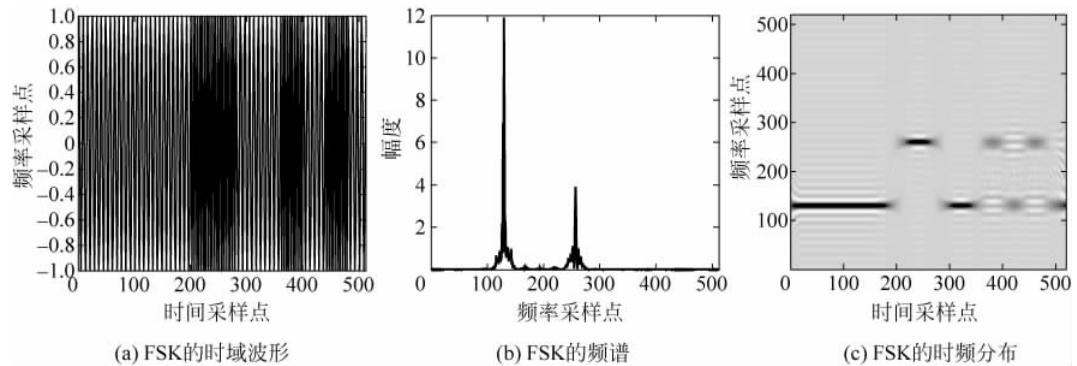


图 3-4 FSK 的信号特点

#### 5. 偶二次调频信号

偶二次调频(EQFM)信号频率随时间呈非线性变化,其瞬时频率曲线为一个二次抛物线,其信号模型可以表示为

$$s(t) = \begin{cases} A \exp\{j(2\pi f_0 t + \pi k(t - T/2)^3)\} & 0 \leq t \leq T \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (3-11)$$

式中,  $T$  为脉冲宽度,  $k$  为调制系数,  $B$  为信号带宽。 $k$  与  $T$  和  $B$  的关系为:  $k = 8B/3T^2$ 。EQFM 信号通过改变传统线性调频信号不同时刻的调频率, 来实现对信号功率谱的加权, 从而达到改善脉压性能和抑制旁瓣的效果, 能够获得较低的峰值旁瓣电平和积分旁瓣电平, 具有良好的多普勒响应能力和无须加权等优点。图 3-5 给出的 EQFM 信号的时域、频域和时频域图形。从时域上看, EQFM 信号是一条频率呈非线性变化的正弦曲线; 从频域上看, EQFM 信号分布在较宽的频带范围内; 从时频域可以看出 EQFM 信号在时频面上是一条抛物线。

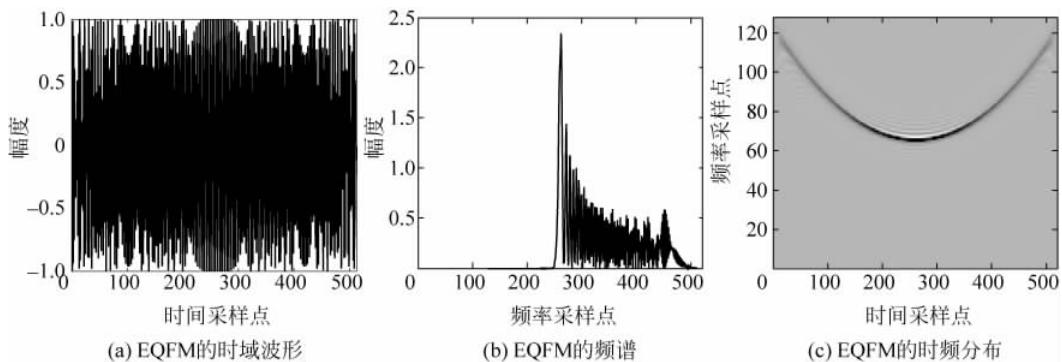


图 3-5 EQFM 的信号特点

### 6. 调频连续波信号

调频连续波(FMCW)具有辐射功率小、测距精度高、设备相对简单、易于实现固态化设计、接收灵敏度高、具有良好的电子对抗性能和低截获概率等优点, 在雷达中得到了广泛应用。依据调频方式不同, 调频连续波主要分为锯齿波和三角波。锯齿波在速度和距离上存在模糊, 不利于多目标环境中运动目标的检测。三角波利用差拍傅里叶方式在一个周期内就可无模糊地确定目标距离和速度, 处理简单, 易于实现。对称三角线性 FMCW 信号每个周期包括正、负调频斜率两部分, 即信号的频率在一个周期内线性上升到某个值, 然后线性下降到起始值, 周期重复, 其信号模型如下:

$$s(t) = \begin{cases} \exp\{j2\pi[(f_c - B/2)t + Bt^2/t_m]\} & 0 \leq t < t_m \\ \exp\{j2\pi[(f_c + B/2)(t - t_m) + B(t - t_m)^2/t_m]\} & t_m \leq t < 2t_m \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (3-12)$$

式中,  $s(t)$  为对称三角线性调频信号一个周期的信号波形,  $B$  为信号带宽,  $f_c$  为信号载频,  $t_m$  为信号正调频或负调频部分时间, 周期  $T = 2t_m$ 。图 3-6 给出了 FMCW 信号的时域、频域和时频域图形。从时域上看, FMCW 信号是一条频率连续变化的正弦曲线; 从频域上看, FMCW 信号分布在一定的频带范围内; 从时频域可以看出 FMCW 信号在时频面上是一条三角形的折线。

### 7. COSTAS 频率调制信号

COSTAS 信号是一种载频按 COSTAS 编码方式变化的频率跳变信号, 其信号模型为

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=1}^N u(t - (n-1)T_r) \exp(j2\pi f_n t) \quad (3-13)$$

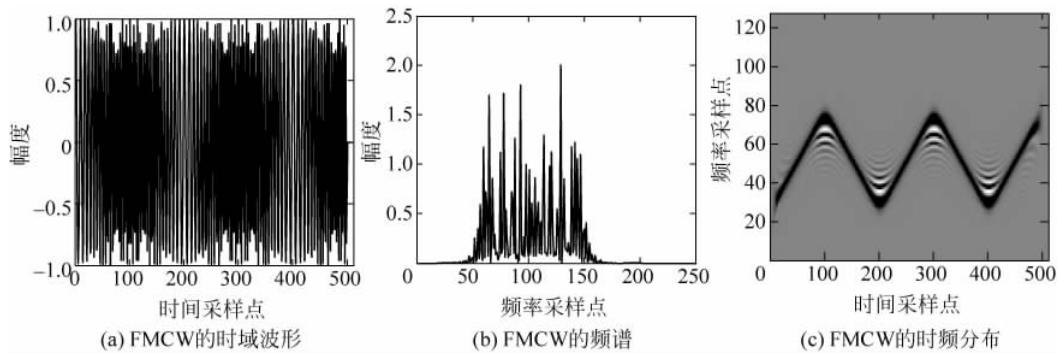


图 3-6 FMCW 的信号特点

$$u(t) = \frac{1}{\sqrt{T}} \operatorname{rect}\left(\frac{t - T/2}{T}\right) \quad (3-14)$$

式中,  $T_r$  为脉冲重复周期,  $N$  为子脉冲个数,  $u(t)$  为子脉冲,  $f_n$  为第  $n$  个子脉冲频率。  $\operatorname{rect}(t)$  为矩形函数;  $T$  为子脉冲宽度。COSTAS 跳频信号具有近似理想“图钉形”的模糊函数, 其不存在模糊旁瓣和距离-速度耦合, 具有一般随机跳变的跳频信号所没有的特性, 因而得到了越来越多的应用。图 3-7 给出了 COSTAS 信号的时域、频域和时频域图形。从时域上看, COSTAS 信号是一条频率非连续变化的正弦曲线; 从频域上看, COSTAS 信号有多个频率分量; 从时频域可以看出 COSTAS 信号频率按照一定规则跳变, 在时频图上显示的是一段段平行于时间轴的直线散布在时频面上。

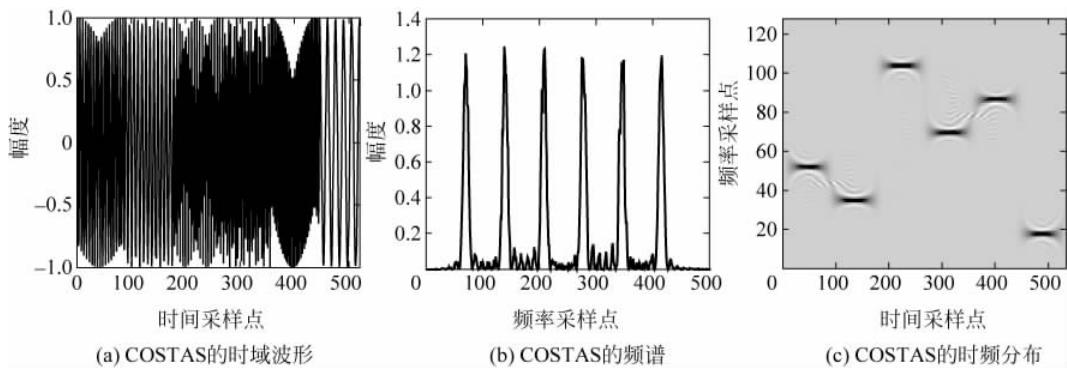


图 3-7 COSTAS 的信号特点

### 8. 多相编码信号

多相编码信号兼具线性调频信号和相位编码信号的优点, 是低截获概率雷达(LPI)广泛采用的脉冲波形。其信号模型为

$$s(t) = A \exp\{j[2\pi f_c t + \phi(t) + \theta_c]\} \quad 0 \leqslant t \leqslant T \quad (3-15)$$

式中,  $A$  是幅度,  $f_c$  是载频,  $\theta_c$  是初相,  $\phi(t) = \sum_{k=1}^N \phi_k \prod_{j=k}^{N-1} (t - jT_s)$ ,  $T_s$  为码元宽度,  $\prod$  是持续时间为  $T_s$  的矩形窗函数。 $\phi_k$  为调制相位, 不同的调制相位形成了不同的多相编码方式(FRANK、P1、P2、P3 和 P4)。多相编码保持了步进调频信号和线性调频信号的多普勒特

性,具有很多优良的特性,例如低距离-时间旁瓣、容易进行数字化处理、较高的多普勒容限、相位误差相对不敏感等。

FRANK 码、P1 码和 P2 码是对步进调频信号按采样定律采样相位得到的多相码,实际上是线性调频波形的不连续的近似。该信号有  $N$  个频率步进,每个频率有  $N$  个样本,FRANK 码、P1 码和 P2 码的第  $j$  个频点的第  $i$  个样本的相位如下所示:

$$\text{FRANK: } \phi_{i,j} = \frac{2\pi}{N}(i-1)(j-1) \quad (3-16)$$

$$\text{P1: } \phi_{i,j} = -\frac{\pi}{N}[N-(2j-1)][(j-1)N+(i-1)] \quad (3-17)$$

$$\text{P2: } \phi_{i,j} = \left[ \frac{\pi}{2} \cdot \frac{N-1}{N} - \frac{\pi}{N}(i-1) \right] (N+1-2j) \quad (3-18)$$

式中,  $i=1, 2, \dots, N$ ,  $j=1, 2, \dots, N$ 。FRANK 码、P1 码和 P2 码的脉冲压缩率为  $N^2$ 。对于 P2 码来说,当  $N$  为奇数时,自相关旁瓣非常高,因此 P2 码中  $N$  一般取为偶数。

P3 码和 P4 码是通过对线性调频信号的采样得到的。P3 码和 P4 码的第  $i$  个样本的相位如下所示:

$$\text{P3: } \phi_i = \frac{\pi}{\rho}(i-1)^2 \quad (3-19)$$

$$\text{P4: } \phi_i = \frac{\pi}{\rho}(i-1)^2 - \pi(i-1) \quad (3-20)$$

式中,  $i=1, 2, \dots, \rho$ , 脉冲压缩率为  $\rho$ 。图 3-8 为 5 种多相编码的时频分布图,可以看出在时频面上,FRANK 信号是由两条平行的步进斜线构成; P1 和 P2 由一条步进斜线构成; P2 由两条平行的直线构成; P3 和 LFM 时频形状近似。

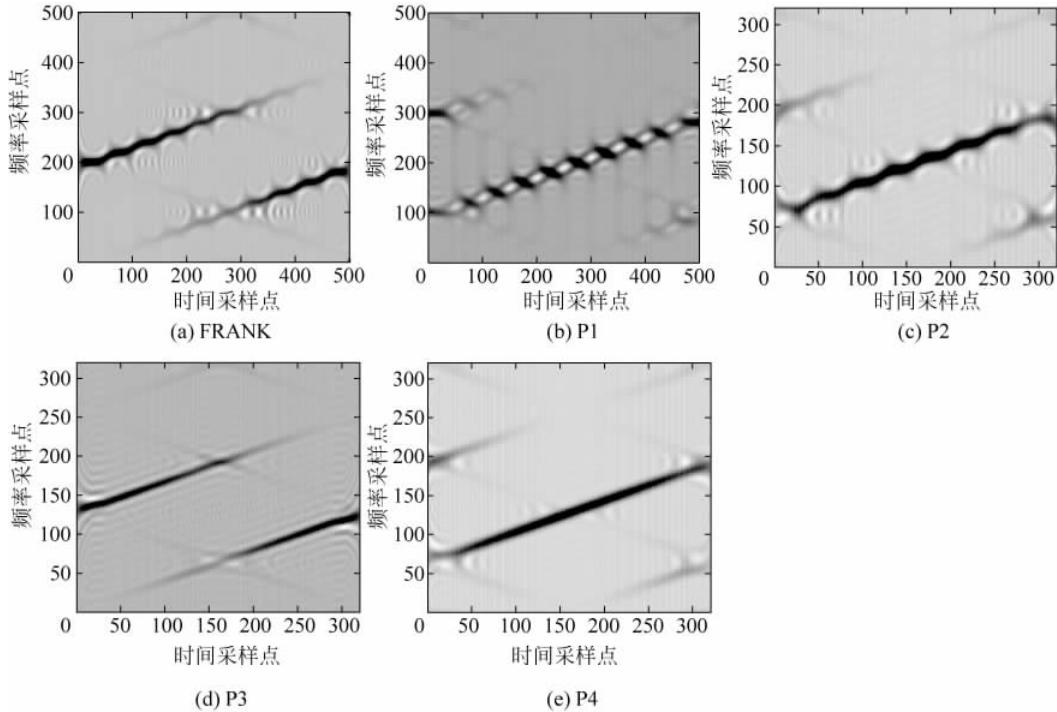


图 3-8 多相编码信号的时频图像

### 9. 伪码-线性调频信号

伪码调相信号的相位调制函数是离散的有限状态, 属于离散编码脉冲压缩信号。这类信号的模糊函数大多呈近似图钉形, 其逼近程度随时间带宽积的增大而提高, 但是当回波信号与匹配滤波器有多普勒失谐时, 压缩比下降, 因此伪码调相信号是多普勒灵敏信号, 常用于多普勒变化范围较窄的场合。

频率捷变信号是指信号载频快速变化(有规律或随机)的信号。雷达的瞬时工作频率在频率捷变带宽中的多个频率点随机跳动。当频率正好跳到干扰机的信号带宽内时, 雷达将受到干扰。如果雷达捷变频带宽比干扰机的干扰带宽宽得多, 那么大部分时间干扰机都无法干扰雷达。

但随着侦察接收机性能的不断提升, 截获技术的不断改进以及干扰手段的多样化, 单一调制方式的缺点也逐渐凸现出来。如 LFM 信号形式简单, 旁瓣较高, 易被截获。伪码调相信号只适用于多普勒频移较窄的场合。FSK 信号大的峰值功率点易被发现。下面对两种复合调制信号从时频域、模糊域以及低截获性能等方面进行详细分析, 并与采用单一调制方式的信号进行比较。

GOLD 码是 R. Gold 提出的一种基于  $m$  序列的码序列, 它是对两个长度相同、速率相同, 但码字不同的  $m$  序列优选后再模 2 相加得到的。GOLD 码具有良好的自相关、互相关特性, 在实际中获得了比较广泛的应用。

在伪码调相连续波中, 伪码序列采用 GOLD 码, 同时在每个码元内进行线性调频, 信号时频关系如图 3-9 所示。则伪码-线性调频信号的时域表达式为线性调频信号与伪码调相信号的卷积, 即:

$$\begin{aligned} u(t) &= u_{\text{lfm}}(t) \times u_p(t) \\ &= \left[ \frac{1}{\sqrt{T}} \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) e^{j\pi k t^2} \right] \times \left[ \frac{1}{\sqrt{P}} \sum_{n=0}^{P-1} c_n \delta(t - nT) \right] \\ &= \frac{1}{\sqrt{PT}} \sum_{n=0}^{P-1} c_n \text{rect}\left(\frac{t - nT}{T}\right) e^{j\pi k(t-nT)^2} \end{aligned} \quad (3-21)$$

式中,  $P$  是 GOLD 序列的长度,  $T$  是 LFM 信号的时宽也就是伪码序列子脉冲宽度,  $c_n$  是 GOLD 序列系数,  $k$  是 LFM 信号的调频斜率。

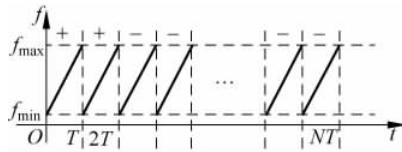


图 3-9 伪码-线性调频信号时频关系

对式(3-21)进行傅里叶变换, 得复合信号的频谱表达式为

$$U(f) = \frac{1}{\sqrt{2kTP}} e^{-j\pi f^2/k} \{ [c(U_1) + c(U_2)] + j[s(U_1) + s(U_2)] \} \left[ \sum_{n=0}^{P-1} c_n e^{-j2\pi fnT} \right] \quad (3-22)$$

式中,  $U_1 = \sqrt{kT^2/2}(1 + 2f/kT)$ ,  $U_2 = \sqrt{kT^2/2}(1 - 2f/kT)$ ,  $c(U) = \int_0^U \cos \frac{\pi t^2}{2} dt$  和  $s(U) =$

$\int_0^U \sin \frac{\pi t^2}{2} dt$  表示菲涅耳积分。由式(3-22)可以看出,复合信号的频谱范围主要取决于 LFM 子脉冲频谱,但受附加因子  $\sum_{n=0}^{P-1} c_n e^{-j2\pi f_n T}$  的影响,其并不平滑。所以,伪码 - 线性调频信号具有大时宽和大带宽特性,且灵活多变的伪码序列使复合信号具有较强的抗干扰能力。

根据模糊函数定义:

$$\begin{aligned}\chi(\tau, f_d) &= \int_{-\infty}^{\infty} u(t) u^*(t + \tau) e^{j2\pi f_d t} dt = \int_{-\infty}^{\infty} [u(t) e^{j2\pi f_d t}] u^* [\tau - (-t)] dt \\ &= u(\tau) e^{j2\pi f_d \tau} * u^*(-\tau)\end{aligned}\quad (3-23)$$

其中  $u(t) = u_{lfm}(t) * u_p(t)$  代入计算得:

$$\begin{aligned}\chi(\tau, f_d) &= [u_{lfm}(\tau) * u_p(\tau)] e^{j2\pi f_d \tau} * [u_{lfm}^*(-\tau) * u_p^*(-\tau)] \\ &= [u_{lfm}(\tau) e^{j2\pi f_d \tau} * u_{lfm}^*(-\tau)] * [u_p(\tau) e^{j2\pi f_d \tau} * u_p^*(-\tau)] \\ &= \chi_{lfm}(\tau, f_d) * \chi_p(\tau, f_d) \\ &= \sum_{m=-P+1}^{P-1} \chi_{lfm}(\tau - mT, f_d) \chi_p(mT, f_d)\end{aligned}\quad (3-24)$$

式中,  $*_{\tau}$  表示对  $\tau$  卷积,  $\chi_{lfm}(\tau, f_d), \chi_p(\tau, f_d)$  分别表示  $u_{lfm}(t), u_p(t)$  的复合自相关函数。

$$\chi_{lfm}(\tau, f_d) = \begin{cases} e^{j\pi[(f_d - k\tau)(T - \tau) - k\tau^2]} \left[ \frac{\sin \pi(f_d - k\tau)(T - |\tau|)}{\pi(f_d - k\tau)(T - |\tau|)} \right] \frac{(T - |\tau|)}{T} & |\tau| \leqslant T \\ 0 & |\tau| \geqslant T \end{cases} \quad (3-25)$$

$$\chi_p(mT, f_d) = \begin{cases} \frac{1}{P} \sum_{n=0}^{P-1-m} c_n c_{n+m} e^{j2\pi f_d n T}, & 0 < m \leqslant P-1 \\ \frac{1}{P} \sum_{n=-m}^{P-1} c_n c_{n+m} e^{j2\pi f_d n T}, & -(P-1) \leqslant m \leqslant 0 \end{cases} \quad (3-26)$$

整理得伪码-线性调频信号模糊函数通用表达式为

$$\begin{aligned}\chi(\tau, f_d) &= \frac{1}{PT} \sum_{m=-P+1}^{-1} \sum_{n=-m}^{P-1} c_n c_{n+m} e^{j2\pi f_d n T} \chi_{lfm}(\tau - mT, f_d) \\ &\quad + \frac{1}{PT} \sum_{m=0}^{P-1} \sum_{n=0}^{P-1-m} c_n c_{n+m} e^{j2\pi f_d n T} \chi_{lfm}(\tau - mT, f_d)\end{aligned}\quad (3-27)$$

令  $n+m=i$ , 则两个二重求和之和可合并为

$$\sum_{m=-P+1}^{-1} \sum_{n=-m}^{P-1} + \sum_{m=0}^{P-1} \sum_{n=0}^{P-1-m} = \sum_{n=0}^{P-1} \sum_{i=0}^{P-1} \quad (3-28)$$

所以, 式(3-27)可化简为

$$\begin{aligned}\chi(\tau, f_d) &= \frac{1}{PT} \sum_{n=0}^{P-1} \sum_{i=0}^{P-1} c_n c_i e^{j2\pi f_d n T} e^{j\pi([f_d - k(\tau - nT + iT)] * [T - (\tau - nT + iT)] - k(\tau - nT + iT)^2)} \\ &\quad \left[ \frac{\sin \pi(f_d - k(\tau - nT + iT))(T - |\tau - nT + iT|)}{\pi(f_d - k(\tau - nT + iT))(T - |\tau - nT + iT|)} \right] (T - |\tau - nT + iT|) \quad |\tau| < T\end{aligned}\quad (3-29)$$

在式(3-29)中, 令  $f_d = 0$ , 即可得其距离模糊函数为

$$|\chi(\tau, 0)| = \frac{1}{PT} \sum_{m=-P+1}^{-1} |b_m| \left| \frac{\sin \pi k \tau (T - |\tau|)}{\pi k \tau} \right| \quad (3-30)$$

式中  $b_m$  表示伪码序列的非周期自相关函数。

$$b_m = \begin{cases} \sum_{n=0}^{P-1-m} c_n c_{n+m}, & 0 < m \leq P-1 \\ \sum_{n=-m}^{P-1} c_n c_{n+m}, & -(P-1) \leq m \leq 0 \end{cases} \quad (3-31)$$

为了说明该复合信号的距离分辨率,令  $m=0$ ,得中心模糊带的表达式为

$$|\chi(\tau, 0)| = \frac{1}{PT} \left| \frac{\sin[\pi k \tau (T - |\tau|)]}{\pi k \tau} \right| P \quad |\tau| < T \quad (3-32)$$

可见,距离名义分辨参数由脉压后的近似 sinc 包络决定,其值为  $1/B$ 。

在式(3-29)中,令  $\tau=0$ ,即可得其速度模糊函数为

$$|\chi(0, f_d)| = \frac{1}{PT} \left| \sum_{n=0}^{P-1} \sum_{i=0}^{P-1} c_n c_i e^{j2\pi f_d n T} \chi_{lfm}(iT - nT, f_d) \right| \quad (3-33)$$

为了说明该复合信号的速度分辨率,令  $i=0$ ,得中心模糊带的表达式为

$$|\chi(0, f_d)| = \frac{1}{PT} \left| \frac{\sin(\pi f_d T P)}{\sin(\pi f_d T)} \right| \left| \frac{\sin(\pi f_d T)}{\pi f_d} \right| P \quad (3-34)$$

可见,速度名义分辨率由两部分决定,一部分为脉压后的 sinc 包络,其速度名义分辨率为  $1/T$ ,另一部分为  $\sin(\pi f_d T P)/\sin(\pi f_d T)$ ,其速度名义分辨率约为  $1/TP$ ,由于  $1/T > 1/TP$ ,因此速度名义分辨参数约为  $1/TP$ 。

仿真参数: GOLD 码长度  $P=31$ , 子脉冲宽度为  $T=1\mu s$ , 调频带宽  $B=20MHz$ 。载频  $20MHz$ ,采样频率  $100MHz$ ,调频斜率  $20MHz/\mu s$ 。图 3-10 为复合信号与单一的线性调频信号频谱图的对比,由图可知,伪码-线性调频信号的频谱接近于矩形,与单个调频脉冲信号频谱非常相似,信号能量主要集中在带宽内,但其带内波动较大,相位编码导致其并不平滑。

图 3-11 为伪码-线性调频信号模糊函数图,它综合反映了信号的分辨率、测量精度以及估值精度。由图可见,其模糊图呈“图钉”型,主峰非常尖锐,具有较高的主瓣分辨率。它消除了常规 LFM 信号的速度-距离耦合,具有较强的杂波抑制能力。但是,从图中也可以看出,在模糊图基底上仍存在着一些平行于多普勒轴的起伏带,表明这种复合信号并不能完全

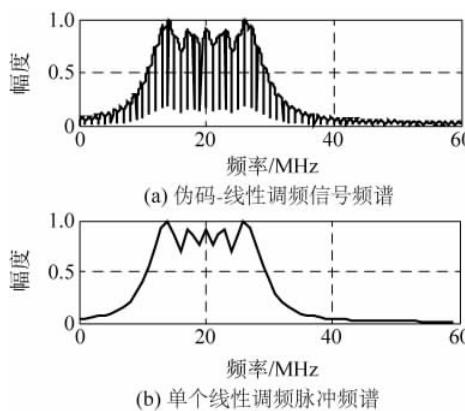


图 3-10 伪码-线性调频信号频谱及调频子脉冲频谱

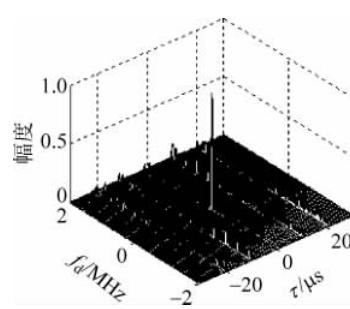


图 3-11 伪码-线性调频信号模糊函数图

抑制旁瓣的影响。在实际应用中,仍需要全面考虑复合信号模糊区与目标环境图的匹配,通过对信号进行加权处理或调整信号各项参数使复合信号模糊函数与雷达工作的目标环境达到最优匹配。

图 3-12 为伪码-线性调频信号的距离模糊函数图,图 3-13 为伪码调相信号的距离模糊函数图。由两图对比可得,单一的伪码调相信号自相关旁瓣分布很宽,平均副瓣高,而伪码-线性调频信号只存在少量较高的副瓣,通过仿真计算得到复合信号主瓣宽度为  $0.052\mu\text{s}$ ,伪码调相信号主瓣宽度为  $1\mu\text{s}$ ,表明复合信号较伪码调相信号有着更高的距离分辨率。图 3-14 为伪码-线性调频信号的速度模糊函数图,图 3-15 为 LFM 信号的速度模糊函数图。复合信号主瓣宽度为  $0.033\text{MHz}$ ,线性调频信号主瓣宽度为  $1\text{MHz}$ ,复合信号的速度分辨率要高于线性调频信号,并且随着编码序列数的增加,其速度分辨率可以得到进一步的提升。

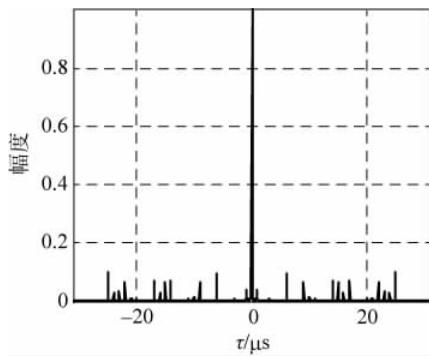


图 3-12 伪码-线性调频信号距离模糊函数图

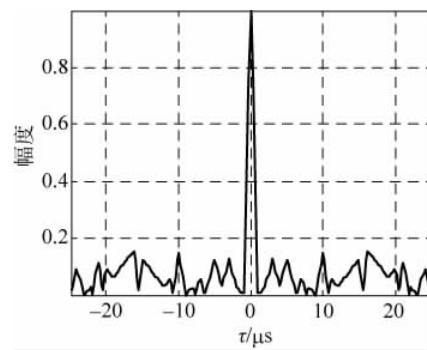


图 3-13 GOLD 序列( $P=31$ )距离模糊函数图

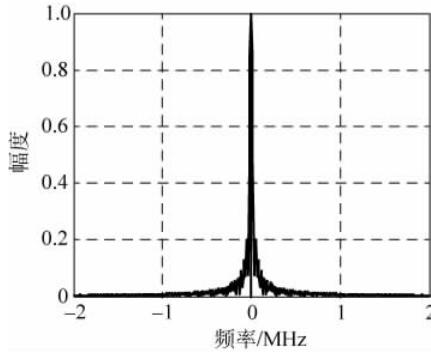


图 3-14 伪码-线性调频信号速度模糊函数图

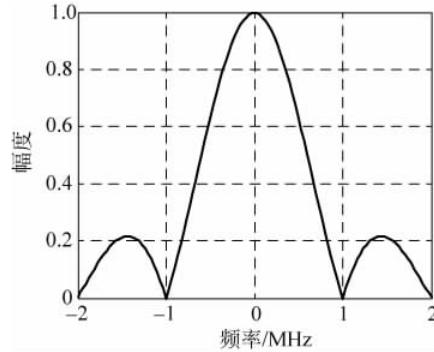


图 3-15 LFM 信号速度模糊函数图

## 10. FSK/PSK 信号

科斯塔斯(COSTAS)码因其具有近似理想的“图钉”型模糊函数在雷达频率捷变信号波形设计中获得了广泛的应用。巴克(Barker)码具有非常理想的非周期自相关函数,但其长度太短,限制了它的实际应用,当雷达的安全性需要考虑时,巴克码多以与其他码型进行组合的形式出现。在实际中,FSK/PSK 复合信号大多采用这两种编码方式对频率和相位进行调制。因此在后面的分析中,我们采用这两种编码序列进行仿真分析。

FSK/PSK 复合信号是对信号进行 FSK 调制的基础上,在每个频点上再进行 PSK 调

制,其信号时频关系如图 3-16 所示,所以 FSK/PSK 复合信号可表示为

$$u(t) = \frac{1}{\sqrt{N_B N_F}} \sum_{j=0}^{N_F-1} \sum_{k=0}^{N_B-1} b_k v(t - jT_F - kT_B) e^{j(2\pi f_j t + \theta_j)} \quad (3-35)$$

式中, $N_B$  为伪码序列位数, $N_F$  为跳频序列位数, $b_k = \{+1, -1\}$  为二进制伪码序列, $T_B$  为码元宽度,跳频周期  $T_F = N_B T_B$ , $f_j = c_j \Delta f$  为跳频频率。其中, $c_j$  为跳频序列, $\Delta f$  为倍频分量, $v(t) = \frac{1}{\sqrt{T_B}} \text{rect}\left(\frac{t}{T_B}\right)$  为子脉冲函数,为简化运算取初相  $\theta_j = 0$ 。

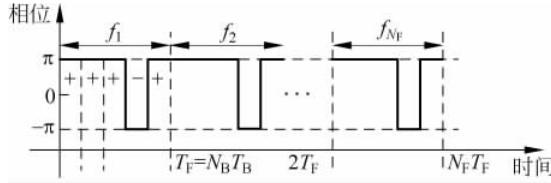


图 3-16 FSK/PSK 复合信号时频关系

FSK/PSK 复合信号的频谱为伪码调相信号频谱按照跳频序列搬移并叠加的结果:

$$U(f) = \frac{1}{\sqrt{N_F}} \sum_{j=0}^{N_F-1} U_B(f - f_j) \quad (3-36)$$

式中, $U_B(f)$  为伪码调相信号的频谱:

$$U_B(f) = \sqrt{\frac{T_B}{N_B}} \text{sinc}(fT_B) e^{j\pi f T_B} \left[ \sum_{k=0}^{N_B-1} b_k e^{-j2\pi fk T_B} \right] \quad (3-37)$$

由式(3-37)可知,与采用单一调制方式的信号相比,复合信号具有更大的带宽、更低的峰值功率。而灵活多变的伪码序列和跳频序列使复合信号具有很强的保密性,良好的低截获性能以及更好的抗干扰能力。

根据模糊函数定义,可得 FSK/PSK 复合信号模糊函数为

$$\begin{aligned} \chi(\tau, f_d) &= \int_{-\infty}^{\infty} u(t) u^*(t + \tau) e^{j2\pi f_d t} dt \\ &= \frac{1}{N_B N_F T_B} \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{j=0}^{N_F-1} \sum_{k=0}^{N_B-1} b_k \text{rect}\left[\frac{t - jT_F - kT_B}{T_B}\right] e^{j2\pi f_j t} \cdot \\ &\quad \sum_{i=0}^{N_F-1} \sum_{l=0}^{N_B-1} b_l \text{rect}\left[\frac{t + \tau - iT_F - lT_B}{T_B}\right] e^{-j2\pi f_i(t+\tau)} e^{j2\pi f_d t} dt \end{aligned} \quad (3-38)$$

令  $t' = t - jT_F - kT_B$ , 则上式整理得:

$$\begin{aligned} \chi(\tau, f_d) &= \frac{1}{N_B N_F T_B} \sum_{j=0}^{N_F-1} \sum_{k=0}^{N_B-1} \sum_{i=0}^{N_F-1} \sum_{l=0}^{N_B-1} b_k b_l e^{j2\pi f_i \tau} e^{j2\pi (f_d + f_j - f_i)(jT_F + kT_B)} \cdot \\ &\quad \chi_P(\tau + (j-i)T_F + (k-l)T_B, f_d + f_j - f_i) \end{aligned} \quad (3-39)$$

式中, $\chi_P(\tau, f_d)$  是单载频矩形脉冲的模糊函数,由上式可以看出,FSK/PSK 复合信号的模糊函数是由一系列单载频矩形脉冲模糊函数经频移、延时再加权求和得到的。

令  $\tau = 0$ , 得到速度模糊函数

$$\chi(0, f_d) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t) u^*(t) e^{j2\pi f_d t} dt = \int_{-\infty}^{\infty} |u(t)|^2 e^{j2\pi f_d t} dt$$

$$\begin{aligned}
 &= \frac{1}{N_B N_F T_B} \int_0^{N_B N_F T_B} e^{j2\pi f_d t} dt \\
 &= \text{sinc}(N_B N_F T_B f_d)
 \end{aligned} \tag{3-40}$$

用 $-4\text{dB}$ 宽度表示速度名义分辨率为 $1/N_B N_F T_B$ ,而对于距离分辨率,根据雷达分辨率论,FSK/PSK复合信号距离分辨率为 $1/B$ ,复合信号带宽为 $N_F \Delta f$ ,所以距离名义分辨率为 $1/N_F \Delta f$ ,通过改变信号参数,如频率调制周期、倍频分量、序列数目等可以改善距离速度分辨率。

仿真条件:二相码采用重复10个周期的13位巴克码, $N_B = 130$ , $T_B = 1\text{ms}$ ;跳频序列采用COSTAS码, $N_F = 10$ ,跳频序列 $c = \{c_1, c_2, \dots, c_{N_F}\} = \{1, 2, 4, 8, 5, 10, 9, 7, 3, 6\}$ , $\Delta f = 1\text{kHz}$ , $T_F = 130\text{ms}$ ,采样频率 $f_s = 5\text{MHz}$ 。图3-17为COSTAS频率编码信号的功率谱图,图3-18为FSK/PSK复合信号功率谱图,由图可见,复合信号功率谱不会出现大的功率点,每个频点上的PSK调制使频谱展宽。

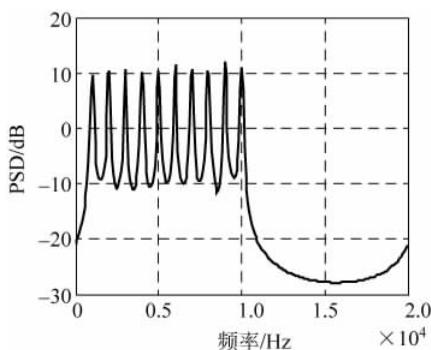


图 3-17 COSTAS 频率编码信号功率谱

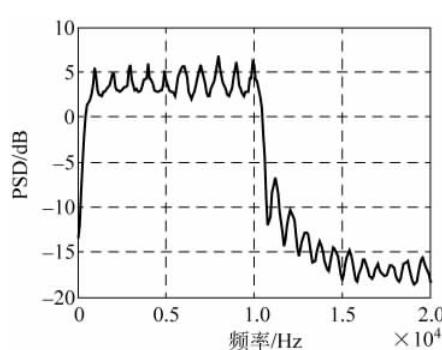


图 3-18 FSK/PSK 复合信号功率谱

图3-19为COSTAS频率编码信号模糊图,图3-20为复合信号模糊图,两图都具有“图钉型”模糊图,但复合信号模糊旁瓣更低、更均匀,这是因为编码对离散旁瓣的抑制效果。图3-21为COSTAS频率编码信号距离模糊函数图,图3-22为FSK/PSK复合信号距离模糊函数图,因为编码的影响,虽然复合信号的距离分辨率没有改善,但模糊旁瓣得到抑制,模糊基底更加均匀。图3-23为COSTAS频率编码信号速度模糊函数图,图3-24为FSK/PSK复合信号速度模糊函数图,由图可见,对频点上进行相位编码对速度分辨率没有影响。

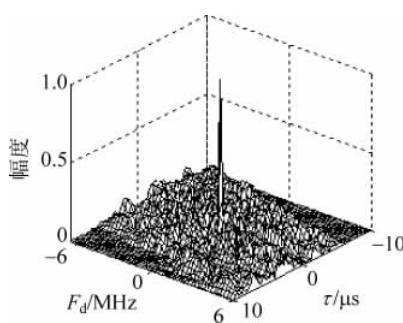


图 3-19 COSTAS 频率编码信号模糊图

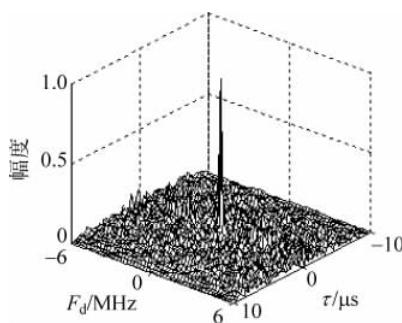


图 3-20 FSK/PSK 复合信号模糊图

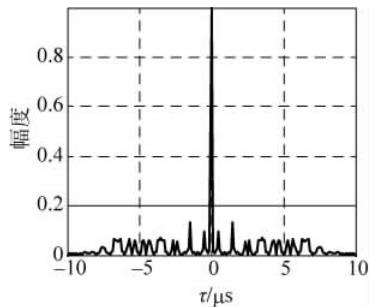


图 3-21 COSTAS 频率编码信号距离模糊函数图

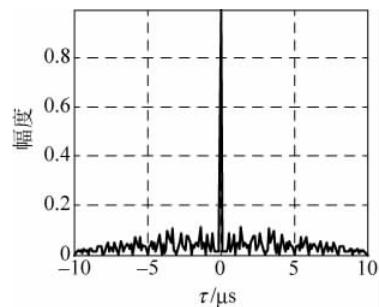


图 3-22 FSK/PSK 复合信号距离模糊函数图

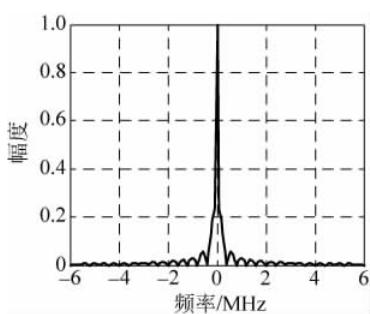


图 3-23 COSTAS 频率编码信号速度模糊函数图

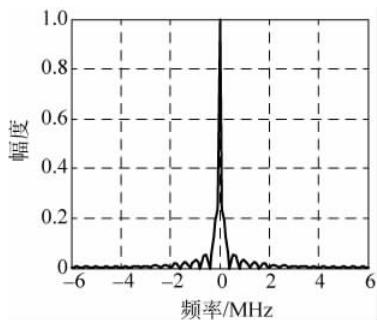


图 3-24 FSK/PSK 复合信号速度模糊函数图

### 3.3 脉冲重复间隔变化

#### 3.3.1 脉冲重复间隔

同一个雷达辐射源的相邻两个脉冲到达时间的间隔称为脉冲重复间隔(PRI), PRI 是雷达脉冲信号的重要参数, 常被作为信号分选的主要依据。随着电子信息技术的发展, 不同雷达系统的 PRI 可能存在多种不同的工作模式和调制方式, 常见的有 PRI 固定模式、PRI 参差模式、PRI 滑变模式、PRI 抖动模式、PRI 脉组捷变模式以及 PRI 正弦调制模式等。

#### 3.3.2 PRI 调制方式及特点

##### 1. PRI 固定模式

雷达的脉冲重复间隔是一个固定的长度, 不随时间发生变化, 即:

$$\text{PRI}_i \equiv \text{PRI} \quad i = 1, 2, \dots \quad (3-41)$$

此种 PRI 固定模式的雷达脉冲信号的时域形式可表示为如图 3-25 所示。

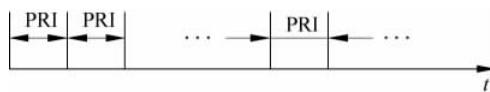


图 3-25 PRI 固定模式雷达脉冲信号 TOA

由式(3-41)以及图 3-25 可知,对于采用该模式的第  $n$  个雷达脉冲信号的到达时间可表示为

$$\text{TOA}_n = \text{TOA}_{n-1} + \text{PRI} \quad (3-42)$$

## 2. PRI 参差模式

在 PRI 参差模式中,雷达脉冲信号存在两个或两个以上的脉冲重复间隔,将不同的脉冲重复间隔按照一定的顺序排列,重复地利用这些排列产生脉冲信号,信号的重复周期称为帧周期,帧周期内各个不同的 PRI 称为子周期。对于子周期个数为  $k$  的 PRI 参差脉冲信号,帧周期可表示为

$$\text{PRI}_s = \sum_{i=1}^k \text{PRI}_i \quad (3-43)$$

在此种模式下,帧周期为一个固定值,脉冲信号按照帧周期重复出现,它的时域形式可表示为如图 3-26 所示。

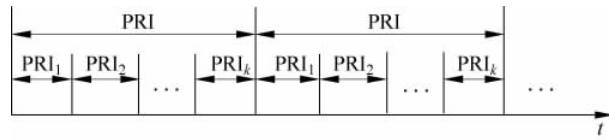


图 3-26 PRI 参差模式雷达脉冲信号 TOA

由图 3-26 可知,采用 PRI 参差模式的第  $n$  个雷达脉冲信号的到达时间可以表示为

$$\text{TOA}_n = \text{TOA}_{n-1} + \text{PRI}_{n-1} \quad (3-44)$$

## 3. PRI 滑变模式

雷达脉冲信号的脉冲重复间隔单调地增加(或减小),当达到重复间隔的最大值(或最小值)时,迅速切换到重复间隔的最小值(或最大值),这种模式被称为 PRI 滑变模式。此时的 PRI 可表示为

$$\text{PRI}_i = \text{PRI}_{i-1} + \Delta \quad (i = 1, 2, \dots, k) \quad (3-45)$$

式中,  $\Delta$  表示脉冲重复间隔的增量。同样,该模式下也存在一个大的脉冲重复周期,此重复周期可表示为

$$\text{PRI}_s = \sum_{i=1}^k (\text{PRI}_0 + i\Delta) \quad (3-46)$$

PRI 滑变模式下的雷达脉冲时域形式可表示为如图 3-27 所示。

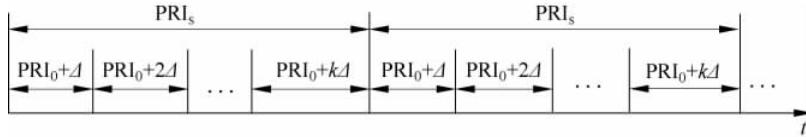


图 3-27 PRI 滑变模式雷达脉冲信号 TOA

由式(3-45)以及图 3-27 可知,采用此种模式的第  $n$  个雷达脉冲信号的到达时间可以表示为

$$\text{TOA}_n = \text{TOA}_{n-1} + \text{PRI}_{n-1} \quad (3-47)$$

#### 4. PRI 抖动模式

雷达脉冲信号的脉冲重复间隔围绕一个中心值,在一定范围内进行随机变化,该脉冲重复模式被称为 PRI 抖动模式,此时 PRI 可以表示为:

$$\text{PRI}_i = \text{PRI}_0 + \delta_i \quad i = 1, 2, \dots \quad (3-48)$$

式中,  $\text{PRI}_0$  为脉冲重复间隔的中心值,  $\delta_i$  为不超过设定的抖动门限并按照一定的分布(高斯分布、均匀分布等)产生的随机变量。PRI 抖动模式下雷达脉冲信号的时域形式可表示为:

由式(3-48)以及图 3-28 可知,采用此种模式的第  $n$  个雷达脉冲信号的到达时间可以表示为

$$\text{TOA}_n = \text{TOA}_{n-1} + \text{PRI}_0 + \delta_{n-1} \quad (3-49)$$

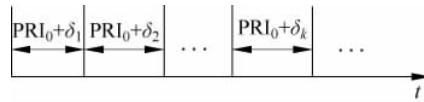


图 3-28 PRI 抖动模式雷达脉冲信号 TOA

#### 5. PRI 脉组捷变模式

雷达脉冲信号的 PRI 由多个固定 PRI 构成,一般从第一个固定 PRI 开始,持续一定的个数,然后切换至下一个固定 PRI,直至切换到最后一个固定 PRI 并持续一定的脉冲个数后,再切换至第一个固定 PRI。下面以两个固定 PRI 为例,简单说明该模式下雷达脉冲的时域形式,如图 3-29 所示。

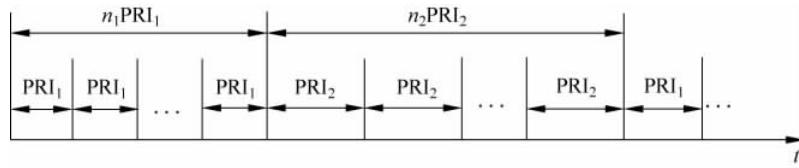


图 3-29 PRI 脉组捷变模式雷达脉冲信号 TOA

#### 6. PRI 正弦调制模式

在 PRI 抖动模式中,有些雷达脉冲信号的脉冲重复间隔不是随机抖动,而是以正弦曲线作为中心  $\text{PRI}_0$  的抖动量,此时即称为 PRI 正弦调制模式。该模式下的 PRI 可以表示为:

$$\text{PRI}_i = \text{PRI}_0 + A_m \sin(2\pi v \times \text{PRI}_0 \times i + \phi) \quad i = 0, 1, 2, \dots \quad (3-50)$$

式中,  $\text{PRI}_0$  为调制均值,  $A_m$  为调制的幅度,即抖动的范围,  $v$  是正弦调制的速度,决定了一个调制周期内的脉冲个数,  $\phi$  为初始相位。由于正弦信号是一个周期信号,所以抖动中心其实质就是脉冲重复间隔的平均值,而且该类型调制信号也存在一个大的重复周期。此时第  $n$  个脉冲的到达时间可以表示为

$$\text{TOA}_n = \text{TOA}_{n-1} + \text{PRI}_{n-1} = \text{TOA}_{n-1} + \text{PRI}_0 + A_m \sin[2\pi v \times \text{PRI}_0 \times (n-1) + \phi] \quad (3-51)$$

不同的雷达系统可能采取不同的 PRI 工作模式和调制方式,但是归根结底,主要有两方面的原因:一方面是为了干扰非合作方信息的获取,增加非合作方的分选识别难度;另一方面是通过这些处理,将一个较小的 PRI 转换成一个较大的重复周期,从而解决雷达探

测中的距离模糊和速度模糊问题。传统的雷达脉冲信号分选方法通过估计雷达脉冲信号的 PRI, 利用估计的 PRI 去交错来完成雷达脉冲信号的分选工作。当 PRI 存在复杂的调制情况时, 传统方法不能正确估计雷达脉冲信号的 PRI, 从而不能正确完成对雷达脉冲信号的分选工作。

## 3.4 本章小结

本章主要对雷达信号的波形和脉冲重复间隔进行了详细介绍, 重点介绍了 10 种典型的雷达脉内信号以及 6 种常见的 PRI 重复间隔的变化规律。通过本章内容为后续的雷达侦察信号分析与处理建立基础。

## 参考文献

- [1] Nadav Levanon, Eli Mozeson. Radar signals [M]. John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey, 2004.
- [2] 张国柱. 雷达辐射源识别技术研究[D]. 长沙: 国防科学技术大学, 2005.
- [3] 余志斌. 基于脉内特征的雷达辐射源信号识别研究[D]. 成都: 西南交通大学, 2005.