

雷达干扰是利用雷达干扰设备或器材辐射、散射、吸收电磁能,破坏或削弱敌方雷达对目标的探测和跟踪能力的技术战术措施。

按照干扰的作用机理不同,雷达干扰可分为压制性干扰和欺骗性干扰。压制性干扰是通过主动发射或被动反射噪声类或随机脉冲等信号以淹没期望雷达回波,导致敌方雷达目标检测困难或完全无法检测。压制性干扰的作用就是用噪声或类似噪声的干扰信号压制目标回波信号,阻止雷达检测目标信息。它的基本原理是降低雷达检测目标时的信噪比。根据雷达检测原理,在给定虚警概率的条件下,检测概率将随信噪比的降低而相应降低,从而增加雷达检测目标的困难。欺骗性干扰是指使用假的目标和信息作用于雷达的目标检测和跟踪系统,使雷达不能正确地检测真正的目标,或者不能正确地测量真正目标的参数信息,从而达到迷惑和扰乱雷达对真正目标检测和跟踪的目的。

根据干扰形成方法不同,雷达干扰分为有源干扰和无源干扰。



## 3.1 压制性干扰

### 3.1.1 类别

按照干扰信号中心频率  $f_j$ 、谱宽  $\Delta f_j$  相对于雷达信号中心频率  $f_s$ 、谱宽  $\Delta f_r$  的相对关系,压制性干扰可以分为瞄准式干扰、阻塞式干扰和扫频式干扰。近年来的改进主要是改变扫频周期,形成间隔和宽度非均匀的强干扰。可见,上述基本干扰形式存在着各自的优缺点,利用它们的变形可改善干扰效果,例如基于此衍生的:多频点瞄准式干扰、分段阻塞式干扰和扫频锁定式干扰等。按照干扰能量的来源可分为有源压制性雷达干扰和无源压制性雷达干扰。前者是发射或转发干扰信号;而后者则是反射雷达信号来达成干扰效果。

#### 1. 瞄准式干扰

瞄准式干扰一般满足:

$$f_j \approx f_s, \quad \Delta f_j \leq k \cdot \Delta f_r \quad (3-1)$$

式中,系数  $k \in (2, 5)$ 。

瞄准式干扰的优点是能量集中,干扰功率强,是压制性干扰的首选方式;缺点是对频率引导的要求较高。

#### 2. 阻塞式干扰

阻塞式干扰一般满足:

$$\Delta f_j > 5\Delta f_r, \quad f_s \in \left[ f_j - \frac{\Delta f_j}{2}, f_j + \frac{\Delta f_j}{2} \right] \quad (3-2)$$

阻塞式干扰不需要频率引导或引导简单,缺点是干扰功率密度低,近年来已经逐渐被分集瞄准式干扰所取代。

### 3. 扫频式干扰

扫频式干扰一般满足:

$$\Delta f_j \leq k \cdot \Delta f_r, \quad f_s = f_j(t_s), \quad t_s \in [0, T] \quad (3-3)$$

式中,系数  $k \in (2, 5)$ ,  $T$  为扫频周期。

扫频式干扰可对雷达造成周期性间断的强干扰,能干扰扫频范围内的频率捷变、频率分集的雷达,但缺点是干扰在时域上不连续,平均干扰功率密度较低。

雷达对目标的检测是在噪声背景中进行的,对于接收信号作出有无目标的两种假设检验具有不确定性,因此最佳压制干扰波形应是随机性最强(不确定性最大)的波形。在给定功率的条件下,高斯噪声具有最大熵,也是压制性干扰的最佳压制干扰波形。

## 3.1.2 雷达自卫距离

### 1. 基本雷达方程

设干扰机、雷达和目标三者之间的空间关系如图 3-1 所示。

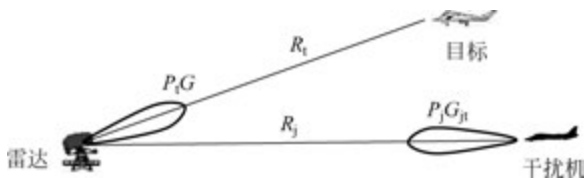


图 3-1 干扰机、雷达和目标的空空间关系示意图

由天线理论知道,天线增益  $G$  和有效面积  $A_r$  之间有以下关系:

$$G = 4\pi A_r / \lambda^2 \quad (3-4)$$

式中,  $\lambda$  表示信号波长,而接收回波功率可写成如下形式:

$$P_{rs} = \frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R_t^4} \quad (3-5)$$

式中,  $P_t$  表示雷达发射功率,  $G$  表示常规单基地雷达的主瓣增益,  $\sigma$  表示目标散射截面积,  $R_t$  表示目标与雷达间的距离。

### 2. 干扰方程

干扰方程是通过干扰有效条件,建立干扰机、雷达和目标三者之间的空间能量关系。雷达接收到的干扰信号功率为

$$P_{rj} = \frac{P_j G_{jt}}{4\pi R_j^2} A_j = \frac{P_j G_{jt} G_j \lambda^2}{(4\pi)^2 R_j^2} \quad (3-6)$$

式中,  $A_j = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_j$ ,  $P_j$  表示干扰机发射功率,  $G_{jt}$  表示干扰机在雷达方向的发射增益,  $G_j$  表示雷达在干扰机方向的接收增益,  $R_j$  表示干扰机与雷达间的距离。



### 3. 自卫距离

综上,可以得到雷达接收到的干扰信号功率与目标回波功率之比为

$$\frac{P_{rj}}{P_{rs}} = \frac{P_j G_{jt}}{P_t G} \cdot \frac{4\pi}{\sigma} \cdot \frac{G_j}{G} \cdot \frac{R_t^4}{R_j^2} \quad (3-7)$$

当实现有效压制干扰时,即雷达接收信号的干信比达到或超过压制系数时,则有

$$\frac{P_{rj}}{P_{rs}} = \frac{P_j G_{jt}}{P_t G} \cdot \frac{4\pi}{\sigma} \cdot \frac{G_j}{G} \cdot \frac{R_t^4}{R_j^2} \geq K_j \quad (3-8)$$

式中, $K_j$ 表示压制系数,是指雷达发现概率下降到10%以下时,雷达接收机输入端所需最小干扰信号与雷达回波信号功率之比。

当干扰机配置在目标上(即自卫干扰)时,干扰信号从主瓣进入雷达接收机,如图3-2所示。

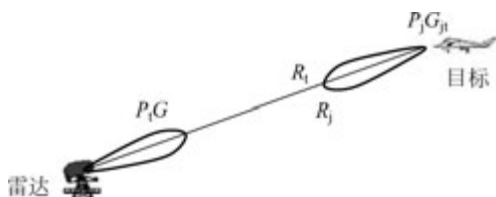


图 3-2 自卫干扰时的干扰机、雷达和目标的空间关系示意图

根据图3-2,显然有

$$R_t = R_j, \quad G = G_j \quad (3-9)$$

则有效干扰方程(式(3-8)),可转换为

$$P_j G_{jt} \geq \frac{P_t G \sigma}{4\pi R_t^2} K_j \quad (3-10)$$

因此,得到雷达的自卫距离为

$$R_0 = \sqrt{\frac{\sigma K_j}{4\pi} \cdot \frac{P_t G}{P_j G_{jt}}} \quad (3-11)$$

自卫距离也称为烧穿距离,是指雷达刚刚具备目标检测能力时,从雷达到目标的距离。烧穿发生在干信比降低到压制系数,被干扰的接收机恰好可以正常工作的时刻。

以上给出了自卫干扰模式下烧穿距离的简捷计算公式。利用式(3-8),可以推广得到其他干扰模式(如远距离支援干扰,此时干扰一般从副瓣进入雷达接收机)或复杂条件下(如极化损耗、滤波损失和传输损失等)的更为全面的烧穿距离计算公式。例如考虑干扰的极化损耗、滤波损失和传输损失,可将干扰信号功率改写为

$$P_{rj} = \frac{P_j G_{jt} G_j \lambda^2 L_{Pj}}{(4\pi)^2 R_j^2 L_{Rj} B_{Wj}} \quad (3-12)$$

式中, $L_{Pj}$ 表示干扰极化损失系数, $L_{Rj}$ 表示雷达接收通道的干扰传输损耗, $B_{Wj}$ 表示干扰与雷达接收通道的带宽比。 $L_{Pj}$ 表示由于天线的极化差异导致干扰信号不能完全进入雷达的损失。它是一个大于零小于1的值:若两者极化相同时,则干扰信号能够全部进入雷达, $L_{Pj}=1$ ;若两者极化正交时,则干扰信号不能进入雷达, $L_{Pj}=0$ 。另外,由于干扰带宽一般都要比雷达接收通道的等效带宽大,因此总有一部分干扰信号不能通过雷达接收通道,该滤

波损失由  $B_{w_j}$  表示。此时的有效干扰方程为

$$\frac{P_{r_j}}{P_{r_s}} = \frac{P_j G_{jt}}{P_t G} \cdot \frac{4\pi}{\sigma} \cdot \frac{G_j}{G} \cdot \frac{R_t^4}{R_j^2} \cdot \frac{L_{P_j}}{L_{R_j} B_{w_j}} \geq K_j \quad (3-13)$$

则远距离支援干扰的自卫距离为

$$R_0 = \left( \frac{K_j L_{R_j} B_{w_j}}{L_{P_j}} \cdot \frac{G}{G_j} \cdot \frac{\sigma}{4\pi} \cdot \frac{P_t G}{P_j G_{jt}} R_j^2 \right)^{1/4} \quad (3-14)$$

## 3.2 欺骗性干扰

设  $V$  为雷达对各类目标的检测空间(也称为对各类目标检测的威力范围),对于具有四维(距离、方位、仰角和速度)检测能力的雷达,其典型的  $V$  为

$$V = \{[R_{\min}, R_{\max}], [\alpha_{\min}, \alpha_{\max}], [\beta_{\min}, \beta_{\max}], [f_{d\min}, f_{d\max}], [S_{i\min}, S_{i\max}]\} \quad (3-15)$$

以上参数分别为雷达的最小和最大检测距离,最小和最大检测方位,最小和最大检测仰角,最小和最大检测的多普勒频率,最小检测信号功率(灵敏度)和饱和输入信号功率。

理想的点目标  $T$  仅为  $V$  中的某一个确定点:

$$T = \{R, \alpha, \beta, f_d, S_i\} \in V \quad (3-16)$$

式中,  $R, \alpha, \beta, f_d, S_i$  分别为目标所在的距离、方位、仰角、多普勒频率和回波功率。

雷达能够区分  $V$  中两个不同点目标  $T_1, T_2$  的最小空间距离  $\Delta V$  称为雷达的空间分辨率:

$$\Delta V = \{\Delta R, \Delta \alpha, \Delta \beta, \Delta f_d, [S_{i\min}, S_{i\max}]\} \quad (3-17)$$

式中,  $\Delta R, \Delta \alpha, \Delta \beta, \Delta f_d$  分别称为雷达的距离分辨率、方位分辨率、仰角分辨率和速度分辨率。

在一般条件下,欺骗性干扰所形成的假目标  $T_f$  也是  $V$  中的某一个或某一群不同于真目标  $T$  的确定点的集合:

$$\{T_{f_j}\}_{j=1}^n, \quad T_{f_j} \in V, \quad T_{f_j} \neq T \quad (3-18)$$

雷达获取距离、角度、速度信息的原理不尽相同,其发射信号的调制样式又是与其对目标信息的检测原理密切相关的,因此,实现欺骗性干扰必须准确地掌握雷达获取目标距离、角度和速度信息的原理和雷达发射信号调制中的一些关键参数,有针对性地、合理地设计干扰的调制方式和调制参数,才能达到预期的干扰效果。

### 1. 按照假目标 $T_f$ 与真目标 $T$ 在检测空间 $V$ 中参数信息的差别进行分类

#### 1) 距离欺骗干扰

距离欺骗干扰是指假目标的距离不同于真目标,能量往往大于真目标,而其余参数则近似等于真目标参数,即  $R_f \neq R, \alpha_f \approx \alpha, \beta_f \approx \beta, f_{df} \approx f_d, S_{if} > S_i$ 。

#### 2) 角度欺骗干扰

角度欺骗干扰是指假目标的方位或仰角不同于真目标,能量大于真目标,而其余参数近似相等,即  $R_f \approx R, \alpha_f \neq \alpha$  或  $\beta_f \neq \beta, f_{df} \approx f_d, S_{if} > S_i$ 。

#### 3) 速度欺骗干扰

速度欺骗干扰是指假目标的多普勒频率不同于真目标,能量大于真目标,而其余参数近似相等,即  $R_f \approx R, \alpha_f \approx \alpha, \beta_f \approx \beta, f_{df} \neq f_d, S_{if} > S_i$ 。



#### 4) 自动增益控制(AGC)欺骗干扰

自动增益控制(AGC)欺骗干扰是指假目标的功率不同于真目标,而其余参数近似相等。其作用是使雷达接收机的增益控制按照干扰信号的功率发生变化。

#### 5) 多参数欺骗干扰

多参数欺骗干扰是指在  $V$  中  $T_f$  有两维或两维以上参数不同于真目标  $T$ ,以便进一步改善欺骗干扰效果。在多参数欺骗干扰中,经常用于配合其他欺骗干扰使用的是 AGC 欺骗干扰,此外还有距离-速度同步欺骗干扰等。

### 2. 按照假目标 $T_f$ 与真目标 $T$ 在检测空间 $V$ 中参数差别的大小和调制方式进行分类

#### 1) 质心干扰

真假目标的参数差别小于雷达的空间分辨能力,即  $\|T_f - T\| \leq \Delta V$ 。此时,雷达不能区分  $T$  与  $T_f$  为两个不同目标,而将两者作为一个目标检测和跟踪。由于在许多情况下,雷达对此的最终检测跟踪结果  $T_f'$  往往是真假目标参数的能量加权质心,故称为质心干扰。

#### 2) 假目标干扰

真假目标的参数差别大于雷达的空间分辨能力,即  $\|T_f - T\| > \Delta V$ 。此时,雷达能够区分  $T$  与  $T_f$  为两个不同目标,但可能将假目标当作真目标检测和跟踪,从而造成虚警;也可能由于强功率的假目标抑制雷达对真目标的检测,从而造成漏警。大量的虚警还可能造成雷达检测、跟踪和信号处理的数据溢出和处理器饱和。

#### 3) 拖引干扰

这是一种周期性地从质心干扰到假目标干扰的连续变化过程,典型的拖引干扰过程分为停拖、拖引、关闭三个时间阶段:

$$\|T_f - T\| = \begin{cases} 0, & 0 \leq t < t_1, \text{停拖} \\ 0 \rightarrow \delta V_{\max}, & t_1 \leq t < t_2, \text{拖引} \\ T_f \text{ 消失}, & t_2 \leq t < T_j, \text{关闭} \end{cases} \quad (3-19)$$

在停拖阶段,假目标与真目标参数近似一致,雷达不能区分两者,处于质心干扰状态,但假目标的干扰信号功率很大,经过  $t_1$  时间,使雷达接收机的增益控制响应于假目标功率(强信号下接收机增益调整到较低的状态),可以完成对真假目标的检测、跟踪和其他信号的处理。

在拖引阶段,假目标的参数逐渐与真目标脱离,且脱离的速度应控制在雷达跟踪电路能够响应的范围内,以便使雷达的目标跟踪系统能够平稳地响应到假目标参数上来,直到真假目标的参数偏差达到预定的要求  $\delta V_{\max}$ 。由于在停拖阶段,假目标功率已经控制了接收机增益,尽管真目标仍然存在,但因为此时接收机增益较低,真目标回波信号受到了较大抑制,在质心上已经发生了很大的偏移,因此雷达跟踪系统会在强干扰作用下逐渐跟踪到假目标  $T_f$  上。拖引段的时间长度主要取决于需要造成的最大偏差  $\delta V_{\max}$  和拖引的速度。

## 3.2.1 距离欺骗干扰

### 1. 针对脉冲包络测距法的欺骗干扰

#### 1) 距离测量与跟踪

##### (1) 距离测量。

脉冲包络测距法是最常用和最基本的雷达测距方法,典型的原理图如图 3-3 所示。定

时器产生周期(即雷达脉冲重复周期)为  $T_r$  的触发脉冲信号①,它是距离测量的时间基准(通常称为零距离脉冲)。该信号分别发送给雷达发射机的脉冲调制器、距离检测跟踪电路和雷达显示器等。脉冲调制器在信号①作用下,产生大功率的调制脉冲②。在脉冲②的宽度范围内(即雷达发射脉冲宽度),射频振荡器产生大功率的射频振荡脉冲③,通过收发开关,由雷达天线辐射到指定空间。发射结束后,收发开关将天线连通至接收机。如果在该空间存在目标,则目标回波信号④经天线、收发开关、混频器、中放、包络检波器、视频放大成为视频脉冲⑤,分别送给距离检测、跟踪电路和雷达显示器,进行目标、目标距离的检测跟踪和显示等。

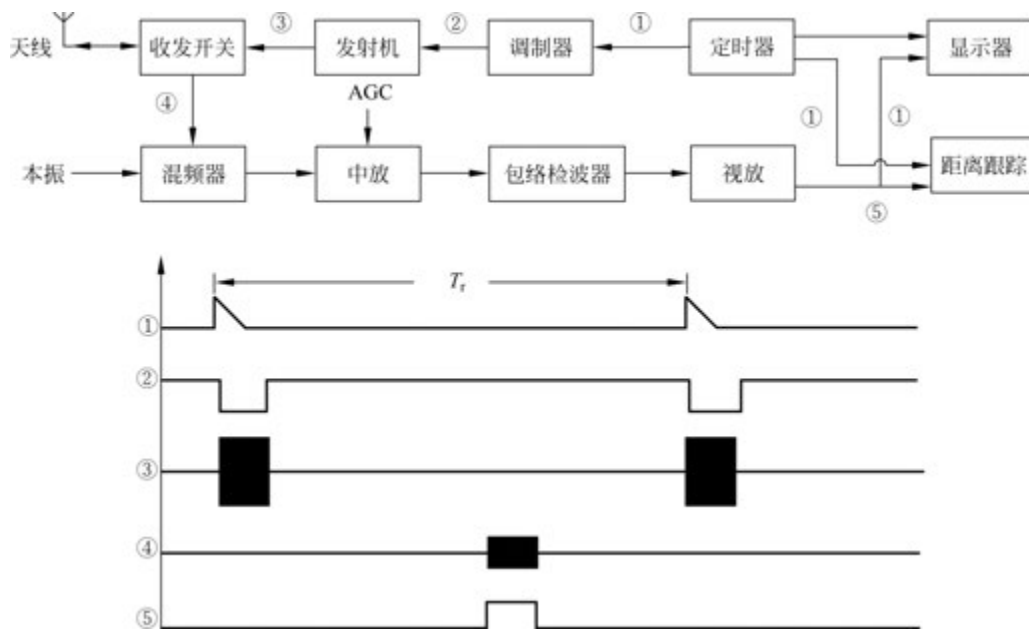


图 3-3 脉冲雷达的距离单元检测、跟踪原理

## (2) 距离跟踪。

在跟踪雷达中主要采用自动跟踪。自动距离检测和跟踪电路的典型组成如图 3-4 所示。当前/后跟踪波门②/③内均未重合回波脉冲①时,电路处于搜索状态。截获电路控制转换开关将搜索锯齿电压送给距离电压积分器,距离电压积分器的输出为距离搜索电平⑨(该电压变化很慢,近似为一直流电平)。定时脉冲▲加给距离波门产生电路,形成短周期的锯齿电压⑩。信号⑨、⑩经过电压比较器,当电压相等时形成波门触发脉冲。经过整形、时延后输出前/后跟踪波门②/③。由于搜索电平是从低至高线性渐变的,因此在搜索状态时的前/后跟踪波门②/③也是由近至远匀速运动的。当前/后跟踪波门②/③与回波脉冲①重合时,截获检测控制转换开关转入跟踪状态。转换开关将差压检波器的输出信号⑧送给距离电压积分器,前/后跟踪波门②/③在时间上分别选通输入的回波脉冲信号①。前/后波门积分器将波门内选通的回波信号④、⑤能量转换成相应的积分电平⑥、⑦。差压检波器取出二者的电平差⑧,通过转换开关修正距离积分电压⑨。电平差信号⑧的极性控制积分电压的增减,它的绝对值控制增减的数量。信号⑨、⑩经过电压比较器,产生相等时刻的波门触发脉冲▼,提供给波门产生器修正前/后跟踪波门的时间位置,直到波门的中心对准回波脉冲的能量中心。此时差压检波器输出⑧为零,距离电压⑨保持不变,前/后跟踪波门②/③的

位置达到稳定状态。

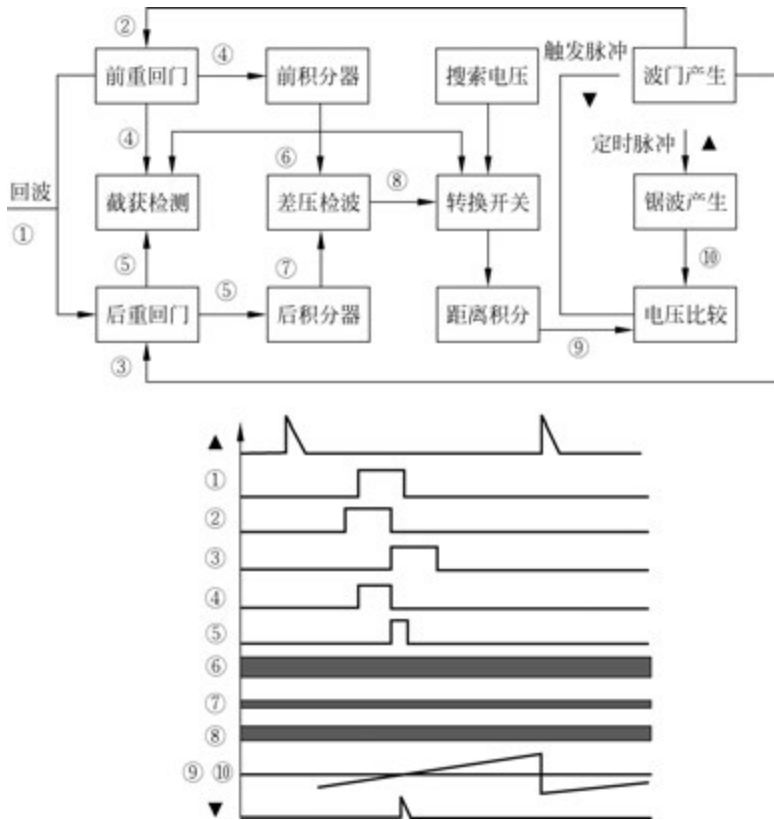


图 3-4 自动距离检测和跟踪系统的原理图

2) 距离假目标干扰

距离假目标干扰也称为距离同步干扰。通过干扰机发射干扰脉冲,被雷达接收机接收形成干扰脉冲包络。干扰脉冲包络相对于雷达定时脉冲的时延为

$$t_f = 2R_f/c \tag{3-20}$$

式中,  $R_f$  为设定假目标的所在距离,当其满足式(3-21)所示条件,便形成距离假目标,如图 3-5 所示。

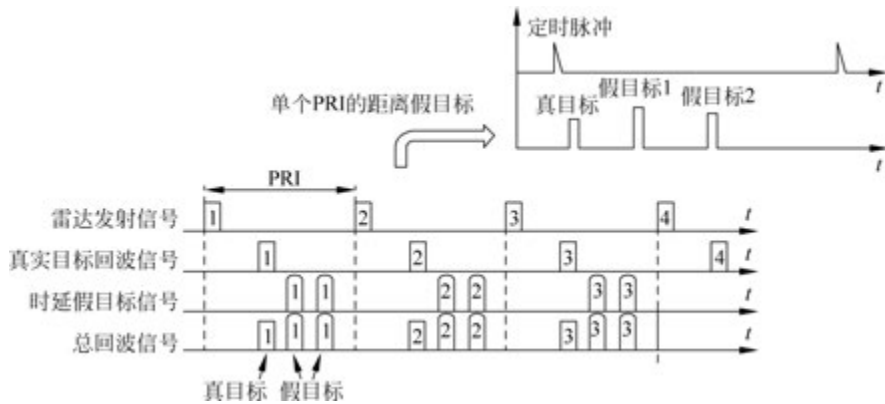


图 3-5 对脉冲雷达的距离假目标干扰

$$|R_f - R| > \Delta R \quad (3-21)$$

式中,  $R$  为真实目标所在距离,  $\Delta R$  为雷达的距离分辨单元。

干扰脉冲包络的时延  $t_f$  通常由两部分组成:

$$t_f = t_{f0} + \Delta t_f, \quad t_{f0} = \frac{2R_j}{c} \quad (3-22)$$

式中,  $t_{f0}$  是由雷达与干扰机之间距离  $R_j$  所引起的电波传播时延。在一般情况下, 干扰机无法确定  $R_j$ , 所以  $t_{f0}$  是未知的。也就是说, 干扰机主要通过控制时延  $\Delta t_f$  调节日标所在距离  $R_f$ 。这就要求干扰机与被保护目标之间具有良好的空间配合关系, 将假目标的距离  $R_f$  设置在合适的位置, 避免发生假目标  $R_f$  与真目标距离重合。因此, 假目标干扰多用于目标的自卫干扰, 以便与自身目标配合。由于自卫干扰时的  $\Delta t_f \geq 0$ , 因此一般假目标距离都会位于真目标之后。

为保证欺骗干扰效果, 干扰脉冲在信号形式上应与雷达发射脉冲相似。前沿复制干扰就是一种重要的自卫干扰信号产生方式。前沿复制干扰通过存储截获的雷达信号, 发射时重复转发前沿片段, 发射时长至少覆盖雷达回波脉冲后沿。由于干扰机截获并存储雷达信号需要时间, 且自身存在链路时延, 因此, 干扰脉冲产生的假目标要滞后于真目标。设  $t_d$  为干扰机链路时延,  $t_s$  为存储的雷达信号片段时长,  $t_c$  为雷达信号脉冲宽度。前沿复制干扰原理框图如图 3-6 所示。

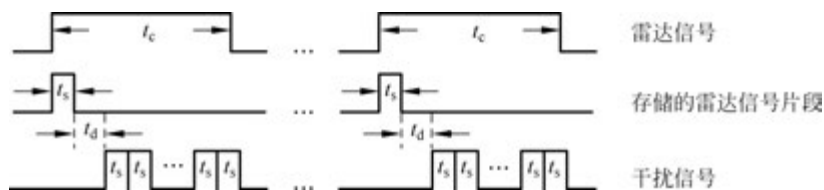


图 3-6 前沿复制干扰原理框图

前沿复制干扰通过先截获存储后转发干扰的方式能够快速跟上雷达信号的变化, 解决了收发隔离问题, 且可以形成多个假目标。但是前沿复制干扰形成的假目标均滞后于真目标, 滞后距离取决于干扰脉冲时延  $\Delta t_f = t_s + t_d$ 。如果存储的雷达信号片段时长  $t_s$  越大, 则干扰时延  $\Delta t_f$  越大, 形成的假目标也就离真目标越远。若为拉近真假目标间的距离而缩短  $t_s$ , 则会随着  $t_s$  的减小, 造成干扰脉冲信号与雷达接收端匹配滤波器的匹配性变差, 形成的假目标幅度也相应减小, 与真目标的相似度也越差。

### 3) 距离波门拖引干扰

距离波门拖引干扰的假目标距离函数  $R_f(t)$  可用式(3-23)表示, 其中  $R$  为目标所在距离,  $v$  和  $a$  分别为匀速拖引时的速度和匀加速拖引时的加速度。

$$R_f(t) = \begin{cases} R, & 0 \leq t < t_1 \\ R + v(t - t_1) \text{ 或 } R + a(t - t_1)^2, & t_1 \leq t < t_2 \\ \text{干扰停止,} & t_2 \leq t < T_j \end{cases} \quad (3-23)$$

在自卫干扰的条件下,  $R$  也就是目标的所在距离。若将式(3-23)转换为干扰机对收到的雷达照射信号进行转发时延, 则距离波门拖引干扰的转发时延为

$$\Delta t_f(t) = \begin{cases} 0, & 0 \leq t < t_1 \\ \frac{2v}{c}(t-t_1) \text{ 或 } \frac{2a}{c}(t-t_1)^2, & t_1 \leq t < t_2 \\ \text{干扰停止,} & t_2 \leq t < T_j \end{cases} \quad (3-24)$$

当  $t=t_2$  时, 距离偏差最大, 也称为最大拖引距离  $\Delta R_{f\max}$  (或最大转发时延  $\Delta t_{f\max}$ ),

$$\Delta R_{f\max} = v(t_2 - t_1) \text{ 或 } a(t_2 - t_1)^2 \quad (3-25)$$

$$\Delta t_{f\max} = \frac{2v}{c}(t_2 - t_1) \text{ 或 } \frac{2a}{c}(t_2 - t_1)^2 \quad (3-26)$$

## 2. 针对脉冲压缩测距的欺骗干扰

发射端发射大时宽带宽信号, 接收端利用匹配滤波和相关接收再将之压缩为窄脉冲, 这种雷达称为脉冲压缩雷达。由于其能够兼顾探测距离、距离分辨率的测量要求而被广泛应用于三坐标、相控阵、火控和合成孔径/逆合成孔径等雷达。对脉冲压缩雷达的干扰也就成为现代电子战领域的一个热点课题, 主要有卷积干扰、移频干扰和间歇采样转发干扰等干扰样式。需要注意的是, 在一定条件下, 上述干扰样式的效果可以在欺骗干扰和压制干扰之间转变, 这一点在 3.3.2 节阐述同步脉冲干扰概念时也有提及。

### 1) 卷积干扰

卷积干扰是一种应答式干扰。它首先根据需要在脉冲压缩后达成的干扰效果来设计视频信号  $p(t)$ ; 然后将截获的雷达信号与  $p(t)$  卷积; 最后经功率放大后作为干扰信号发射出去。这种干扰样式可以利用脉冲压缩处理增益, 降低干扰功率要求; 并且可以通过视频信号  $p(t)$  的设计来灵活产生假目标欺骗干扰和噪声压制干扰。

设干扰机截获的雷达发射信号  $s(t)$  与视频信号  $p(t)$  卷积后产生的干扰信号为

$$j(t) = p(t) * s(t) \quad (3-27)$$

则雷达接收端的匹配滤波输入信号为

$$r_{in}(t) = e(t) + j(t) \quad (3-28)$$

式中, 雷达接收的目标回波  $e(t) = \sigma \delta(t - \tau) * s(t)$ ,  $\sigma$  表示目标反射强度,  $\tau$  表示目标距离造成的时延,  $\delta(t)$  表示目标散射特性函数。

经过匹配滤波后的输出频谱为

$$R_{out}(f) = R_{in}(f) \cdot S^*(f) = [K(f) + P(f)] \cdot |S(f)|^2 \quad (3-29)$$

式中,  $K(f)$  表示  $k(t) = \sigma \delta(t - \tau)$  的频谱。相应的匹配滤波输出的时域信号为

$$r_{out}(t) = k(t) * F^{-1}[|S(f)|^2] + p(t) * F^{-1}[|S(f)|^2] \quad (3-30)$$

式中,  $F^{-1}[\cdot]$  表示傅里叶逆变换。由式(3-30)可以看出, 在雷达接收端的脉压输出信号中, 目标回波包络取决于目标的散射特性  $k(t)$ , 而干扰信号包络则取决于视频信号  $p(t)$ 。如果  $p(t)$  设计为冲激脉冲串, 则卷积干扰产生假目标欺骗干扰效果。如果  $p(t)$  设计为视频噪声, 则卷积干扰产生噪声压制干扰效果。分别将这两种卷积干扰称为脉冲卷积干扰和噪声卷积干扰。

### 2) 移频干扰

由于脉冲压缩雷达常用的调频信号为线性调频脉冲信号, 因此, 利用与线性调频作时频耦合的移频干扰也就成为有效的欺骗干扰信号之一。

(1) 单点移频干扰。

将脉冲压缩雷达发射的线性调频脉冲信号表示为复数形式如下：

$$s(t) = A \cos(2\pi f_0 t + \pi \mu t^2), \quad |t| \leq T/2 \quad (3-31)$$

移频干扰系统对截获的该雷达信号移频  $\zeta$  后进行转发, 则该移频干扰信号可以表示为

$$s_\zeta(t) = A \cos(2\pi f_0 t + 2\pi \zeta t + \pi \mu t^2), \quad |t| \leq T/2 \quad (3-32)$$

不妨设雷达接收端的匹配滤波器单位激励响应为

$$h(t) = cs(t_0 - t) \quad (3-33)$$

式中,  $c$  为增益常数,  $t_0$  是时延, 可忽略, 则有干扰信号经过匹配滤波器之后的输出信号为

$$\begin{aligned} y_\zeta(t) &= \int_{-\infty}^{+\infty} s_\zeta(\tau) h(t - \tau) d\tau \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} s_\zeta(\tau) s(\tau - t) d\tau \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} \{A \cos(2\pi f_0 \tau + 2\pi \zeta \tau + \pi \mu \tau^2) \cdot A \cos[2\pi f_0(\tau - t) + \pi \mu(\tau - t)^2]\} d\tau \end{aligned} \quad (3-34)$$

对式(3-34)中的积分项进行积化和差, 考虑当频率  $f_0$  很高时, 倍频项对积分值的贡献可忽略, 因此式(3-34)可简化为

$$y_\zeta(t) = \frac{A^2}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} \cos[2\pi(\zeta + \mu t)\tau + 2\pi f_0 t - \pi \mu t^2] d\tau \quad (3-35)$$

利用式(3-31)和式(3-32)的取值范围, 可以将式(3-35)的积分区间划分为两段: 当  $0 \leq t \leq T$  时, 积分区间为  $[t - T/2, T/2]$ ; 当  $-T \leq t < 0$  时, 积分区间为  $[-T/2, t + T/2]$ 。

因此, 当  $0 \leq t \leq T$  时, 得到

$$\begin{aligned} y_\zeta(t) &= \frac{A^2}{2} \int_{t-T/2}^{T/2} \cos[2\pi(\zeta + \mu t)\tau + 2\pi f_0 t - \pi \mu t^2] d\tau \\ &= \frac{A^2}{2} \cdot \left\{ \frac{\sin[\pi(\zeta + \mu t)T + 2\pi f_0 t - \pi \mu t^2]}{2\pi(\zeta + \mu t)} - \frac{\sin[2\pi(\zeta + \mu t)(t - T/2) + 2\pi f_0 t - \pi \mu t^2]}{2\pi(\zeta + \mu t)} \right\} \\ &= \frac{A^2}{2} \cdot \left\{ \frac{\sin[2\pi(f_0 + \mu T/2)t - \pi \mu t^2 + \pi \zeta T]}{2\pi(\zeta + \mu t)} - \frac{\sin[2\pi(\zeta + f_0 - \mu T/2)t + \pi \mu t^2 - \pi \zeta T]}{2\pi(\zeta + \mu t)} \right\} \\ &= \frac{A^2 T}{2} \cdot \frac{\sin[\pi(\mu T - \zeta)t - \pi \mu t^2 + \pi \zeta T]}{\pi \mu T t + \pi \zeta T} \cos[2\pi(f_0 + \zeta/2)t] \end{aligned} \quad (3-36)$$

当  $-T \leq t < 0$  时, 得到

$$\begin{aligned} y_\zeta(t) &= \frac{A^2}{2} \int_{-T/2}^{t+T/2} \cos[2\pi(\zeta + \mu t)\tau + 2\pi f_0 t - \pi \mu t^2] d\tau \\ &= \frac{A^2}{2} \cdot \left\{ \frac{\sin[2\pi(\zeta + \mu t)(t + T/2) + 2\pi f_0 t - \pi \mu t^2]}{2\pi(\zeta + \mu t)} - \frac{\sin[2\pi(\zeta + \mu t)(-T/2) + 2\pi f_0 t - \pi \mu t^2]}{2\pi(\zeta + \mu t)} \right\} \\ &= \frac{A^2}{2} \cdot \left\{ \frac{\sin[2\pi(\zeta + f_0 + \mu T/2)t + \pi \mu t^2 + \pi \zeta T]}{2\pi(\zeta + \mu t)} - \frac{\sin[2\pi(f_0 - \mu T/2)t - \pi \mu t^2 - \pi \zeta T]}{2\pi(\zeta + \mu t)} \right\} \\ &= \frac{A^2 T}{2} \cdot \frac{\sin[\pi(\mu T + \zeta)t + \pi \mu t^2 + \pi \zeta T]}{\pi \mu T t + \pi \zeta T} \cos[2\pi(f_0 + \zeta/2)t] \end{aligned} \quad (3-37)$$

合并式(3-36)和式(3-37), 得到

$$y_{\zeta}(t) = \frac{A^2 T}{2} \cdot \frac{\sin(\pi\mu T t - \pi\zeta |t| - \pi\mu t |t| + \pi\zeta T)}{\pi\mu T t + \pi\zeta T} \cos[2\pi(f_0 + \zeta/2)t], \quad -T \leq t < T \quad (3-38)$$

令  $\xi(t) = \frac{\sin(\pi\mu T t - \pi\zeta |t| - \pi\mu t |t|)}{\pi\mu T t}$ , 整理后有

$$\xi(t) = \frac{\sin(\pi\mu T t - \pi\zeta |t| - \pi\mu t |t|)}{\pi\mu T t} = \frac{\sin\left[\pi B t \left(1 - \frac{\zeta |t|}{B t} - \frac{|t|}{T}\right)\right]}{\pi B t} \quad (3-39)$$

式中,  $B$  表示雷达信号调制带宽。

显然当  $\zeta \ll B$ , 且  $|t| \ll T$  时, 有

$$\xi(t) \approx \frac{\sin(\pi B t)}{\pi B t} \quad (3-40)$$

代入式(3-38), 得到

$$y_{\zeta}(t) \approx \frac{A^2 T}{2} \operatorname{sinc}\left[\pi B \left(t + \frac{\zeta}{\mu}\right)\right] \cos[2\pi(f_0 + \zeta/2)t] \quad (3-41)$$

从式(3-41)可以发现: 移频干扰经匹配滤波后的输出信息是一个单频振荡, 其中心频率为  $f_0 + \zeta/2$ , 其振荡包络近似 sinc 函数, 如下所示:

$$\frac{A^2 T}{2} \cdot \frac{\sin(\pi B t)}{\pi B t} \quad (3-42)$$

① 移频  $\zeta=0$  时, 脉压输出在  $t=0$  时刻出现峰值, 主瓣宽度为  $[-1/B, 1/B]$ , 输出信号的包络近似按式(3-42)所示 sinc 函数规律递减;

② 移频  $\zeta \neq 0$  时, 脉压输出峰值将偏移到  $t = -\zeta/\mu$  处, 且  $\zeta > 0$ , 则峰值超前; 反之峰值延后。

根据式(3-33)可知, 当  $BT \gg 1$  时, 匹配滤波的传输函数幅度谱集中在频域区间  $[f_0 - B/2, f_0 + B/2]$  内, 且近似为矩形, 如图 3-7(a)所示。对于移频  $\zeta$ , 则干扰信号的幅度谱集中在  $[f_0 + \zeta - B/2, f_0 + \zeta + B/2]$  内, 也近似为矩形, 如图 3-7(b)所示。只有两者存在重合部分才能产生干扰输出, 显然,  $|\zeta|$  越大, 则重合部分越少, 即假目标的能量越小; 当  $\zeta > B$  时, 不会产生假目标。

从图 3-7 可知, 如果雷达接收到相同功率的干扰和目标, 则失配干扰峰值  $y_{\zeta \max}$  与匹配信号峰值  $y_{\max}$  的关系为

$$y_{\zeta \max} = \left(1 - \frac{|\zeta|}{B}\right) y_{\max} \quad (3-43)$$

根据式(3-41)可知, 假目标相对于真目标发生的时延为

$$\Delta t = |\zeta| / \mu \quad (3-44)$$

可见,  $|\zeta|$  越大,  $\Delta t$  越大, 且理论上最大时延  $\Delta t_{\max}$  可趋近  $B/\mu$ 。

根据式(3-38)可以发现: 相对于目标回波经匹配滤波后的振荡中心频率  $f_0$ , 干扰信号

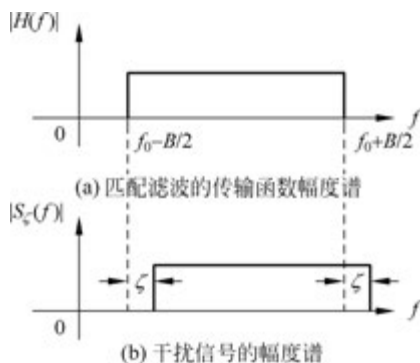


图 3-7 匹配滤波器与干扰信号的频谱关系 ( $\zeta > 0$ )

的移频  $\zeta$ , 会使干扰信号经匹配滤波后的单频振荡的中心频率发生  $\zeta/2$  的改变。

(2) 阶梯移频干扰。

阶梯移频就是把整个脉冲宽度  $T$  均匀分成  $N$  段, 则每段时长为  $\Delta T = T/N$ 。不妨设干扰起始调制频率为  $\zeta_0 > 0$ , 间隔为  $\Delta\zeta > 0$ , 则在每段内的附加移频依次为  $\zeta_n = \zeta_0 + n\Delta\zeta, n = 0, 1, 2, \dots, N-1$ 。其移频规律如图 3-8 所示。

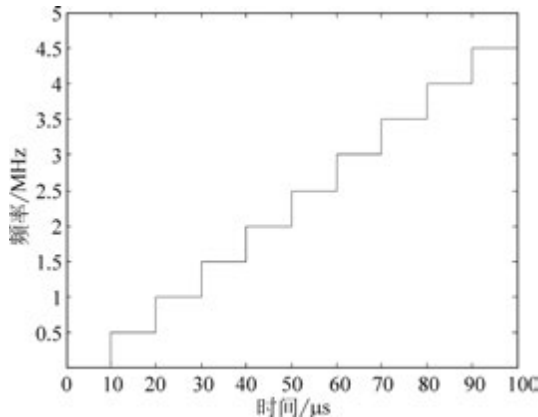


图 3-8 阶梯移频规律图(其中  $\Delta T = 10\mu\text{s}, \Delta\zeta = 0.5\text{MHz}$ )

每段信号都是一个窄的失配线性调频脉冲, 所以每段干扰信号都能产生一个假目标。但由于只有在  $[\zeta_0, B]$  频率范围内的干扰才能通过匹配滤波器, 而每个假目标的频率范围为  $\mu\Delta T + \Delta\zeta$ , 所以假目标的个数为

$$N_1 = \text{ceil}\left(\frac{B - \zeta_0}{\mu\Delta T + \Delta\zeta}\right) \quad (3-45)$$

式中,  $\text{ceil}(\cdot)$  表示向上取整数。

假目标相对真目标的时延由式(3-44)确定, 即第  $n (n = 0, 1, \dots, N_1 - 1)$  个假目标相对于真目标的时延为  $\frac{\zeta_0 + n\Delta\zeta}{\mu}$ 。为保证所有假目标都能够被分别检出, 则要求调制频率间隔  $\Delta\zeta$  引起的移动距离必须大于任意假目标的主瓣宽度。也就是说, 应该保证调制频率间隔  $\Delta\zeta$  引起的移动距离大于假目标中最大的主瓣宽度  $\Delta\tau_{\max}$ , 否则多个假目标可能会重叠在一起。

(3) 线性函数移频干扰。

线性函数移频就是干扰信号的移频  $\zeta$  按线性函数变化, 即  $\zeta = \zeta_0 + \mu_\zeta t, \mu_\zeta$  为干扰调频斜率。不妨设干扰信号为前置假目标干扰, 即  $\zeta_0 > 0$ , 则干扰信号可表示为

$$s_\zeta(t) = A e^{j2\pi\zeta_0 t + j\pi(\mu + \mu_\zeta)t^2}, \quad |t| < \frac{T}{2} \quad (3-46)$$

式中,  $\mu$  为雷达信号调频斜率。为便于分析, 不妨设  $\mu_\zeta$  和  $\mu$  均大于零。利用驻相原理, 可得干扰信号频谱近似为

$$S_\zeta(f) = \frac{A}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{\mu + \mu_\zeta}} e^{-j\pi\frac{(f-\zeta_0)^2}{\mu + \mu_\zeta} + j\frac{\pi}{4}}, \quad \zeta_0 - \frac{B + B_\zeta}{2} < f < \zeta_0 + \frac{B + B_\zeta}{2} \quad (3-47)$$

式中,  $B$  为线性调频雷达信号的调制带宽,  $B_\zeta = \mu_\zeta T$  为干扰调制带宽。

既然雷达接收端的匹配滤波器频率响应为

$$H(f) = \frac{A}{2} \sqrt{\frac{1}{\mu}} e^{j\pi \frac{1}{\mu} f^2} e^{-j\frac{\pi}{4}}, \quad -\frac{B}{2} < f < \frac{B}{2} \quad (3-48)$$

当  $0 < \zeta_0 < B_\zeta/2$  时, 干扰信号通过匹配滤波后的输出频谱为

$$\begin{aligned} Y_\zeta(f) &= S_\zeta(f) \cdot H(f) \\ &= \frac{A^2}{4} \cdot \frac{1}{\sqrt{\mu}} \cdot \frac{1}{\sqrt{\mu + \mu_\zeta}} e^{j(-\pi \frac{\zeta_0^2}{\mu + \mu_\zeta})} \cdot e^{j\pi [2 \frac{\zeta_0}{\mu + \mu_\zeta} f + \frac{\mu_\zeta}{\mu(\mu + \mu_\zeta)} f^2]} \\ &= \alpha_1 e^{j(2\pi\alpha_2 f + \pi\alpha_3 f^2)}, \quad -\frac{B}{2} < f < \frac{B}{2} \end{aligned} \quad (3-49)$$

式中,  $\alpha_1 = \frac{A^2}{4} \cdot \frac{1}{\sqrt{\mu}} \cdot \frac{1}{\sqrt{\mu + \mu_\zeta}} e^{j(-\pi \frac{\zeta_0^2}{\mu + \mu_\zeta})}$ ,  $\alpha_2 = \frac{\zeta_0}{\mu + \mu_\zeta}$ ,  $\alpha_3 = \frac{\mu_\zeta}{\mu(\mu + \mu_\zeta)}$ 。经过傅里叶逆变换得到

$$\begin{aligned} y_\zeta(t) &= \frac{\alpha_1}{2\pi} \int_{-B/2}^{B/2} e^{j(2\pi\alpha_2 f + \pi\alpha_3 f^2)} e^{j2\pi f t} df \\ &= \frac{\alpha_1}{2\pi} \int_{-B/2}^{B/2} e^{j2\pi(\alpha_2 + t)f + j\pi\alpha_3 f^2} df \\ &= \frac{-\alpha_1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{2\alpha_3}} \exp\left(j \frac{t + \alpha_2}{2\alpha_3}\right) [C(X_1) + jS(X_1) + C(X_2) + jS(X_2)] \end{aligned} \quad (3-50)$$

式中,  $X_1 = \frac{-\alpha_3 B - 2(t + \alpha_2)}{\sqrt{2\alpha_3}}$ ,  $X_2 = \frac{\alpha_3 B + 2(t - \alpha_2)}{\sqrt{2\alpha_3}}$ , 且

$$C(X) = \int_0^X \cos(\pi y^2/2) dy, \quad S(X) = \int_0^X \sin(\pi y^2/2) dy \quad (3-51)$$

从式(3-51)可得干扰信号通过匹配滤波后的输出幅度特性为

$$|y_\zeta(t)| = \frac{\alpha_1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{2\alpha_3}} \{ [C(X_1) + C(X_2)]^2 + [S(X_1) + S(X_2)]^2 \}^{1/2} \quad (3-52)$$

根据式(3-52)可知, 这种干扰经匹配滤波器的输出与真实回波经匹配滤波器的输出相比, 不再是一个峰值, 而是被展宽了, 形成覆盖前移干扰。覆盖前移干扰近端与真目标的时延为

$$\Delta t_F = \frac{\zeta_0 - \mu_\zeta T/2}{\mu + \mu_\zeta} \quad (3-53)$$

峰值出现在  $\alpha_2$  处, 干扰覆盖宽度约为

$$W_\zeta = \frac{\mu_\zeta T}{\mu + \mu_\zeta} = \frac{B_\zeta}{\mu + \mu_\zeta} \quad (3-54)$$

如果  $B_\zeta T$  越大, 则在干扰覆盖宽度内的干扰幅度越平坦, 在覆盖宽度范围外的干扰幅度下降越快, 即越接近于矩形。随着调频斜率  $\mu_\zeta$  的增大, 假目标的距离覆盖宽度也增大, 不过  $\mu_\zeta$  的增大也会造成失配愈加严重, 从而带来干扰功率的下降。

#### (4) 阶梯线性函数移频干扰。

类似于阶梯移频的思想, 阶梯线性函数移频也是把整个脉冲宽度  $T$  均匀分为  $N$  段, 则每段长度为  $\Delta T = T/N$ , 初始调制频率为  $\zeta_0$ , 频率间隔为  $\Delta\zeta$ , 且在每个时间间隔内频率按

线性函数变化,其移频示意如图 3-9 所示。

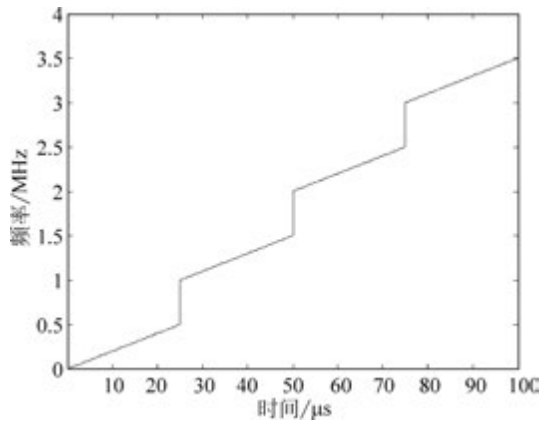


图 3-9 阶梯线性函数移频( $\Delta T=25\mu\text{s}$ ,  $\Delta\zeta=1\text{MHz}$ ,  $\mu_{\zeta}=20\text{GHz/s}$ )

显然阶梯线性函数移频干扰也可以利用式(3-45)来确定覆盖干扰的个数,其匹配滤波输出幅度也为雷达回波匹配滤波输出峰值的 $\sqrt{\mu/(\mu_{\zeta}BT)}$ 倍。

以上介绍了单点移频、线性函数移频、阶梯移频、阶梯线性函数移频这四种移频干扰样式,是将移频干扰作为一种欺骗干扰样式进行原理阐述。但是如果移频干扰形成的假目标数量多,或者是假目标覆盖了较宽的距离维度,则移频干扰也就由欺骗干扰效果转变为压制干扰效果。

### 3) 间歇采样转发干扰

间歇采样转发干扰,顾名思义就是对截获的大时宽雷达信号进行周期性片段采样存储,然后进行转发的一种干扰样式,如图 3-10 所示。随着数字射频存储技术的采用,其处理过程为截获到大时宽雷达信号后,经下变频到中频,然后数字采样存入数字存储器;在施放干扰时,在控制时序下,依次读出存储数据,重构模拟信号,再经上变频和功率放大后辐射出去。间歇采样转发干扰利用了雷达接收端的匹配滤波增益,无须知道雷达发射信号的先验参数,因此,其具有如下优点:可用于对敌实施相参干扰;干扰响应快速,抗捷变能力强。

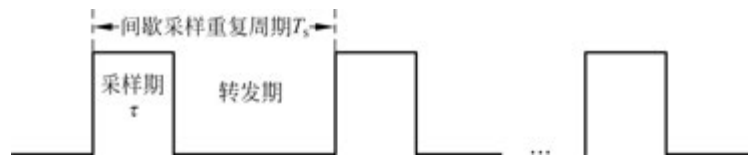


图 3-10 间歇采样转发时序示意图

#### (1) 间歇采样信号的频域分析。

不妨设采样片段时长为  $\tau$ ,采样重复周期为  $T_s$ 。为理论分析方便,将其采样脉冲串表示为

$$p(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{\tau}\right) * \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(t - nT_s) \quad (3-55)$$

式中,“ $*$ ”表示卷积, $\delta(\cdot)$ 为冲激函数, $\text{rect}(\cdot)$ 为矩形脉冲。则得到线性调频脉冲雷达信号  $x(t)$ 的间歇采样表达式如下:

$$x_s(t) = x(t) \cdot p(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) A e^{j2\pi(f_0 t + \frac{1}{2}\mu t^2)} \cdot p(t) \quad (3-56)$$

式中,  $T$  为脉宽,  $A$  为脉幅,  $f_0$  为初始频率,  $\mu$  为调频率。

对采样矩形脉冲串  $p(t)$  作傅里叶变换, 得到其频谱为

$$\begin{aligned} P(f) &= \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \tau f_s \text{sinc}(\pi \tau n f_s) \delta(f - n f_s) \\ &= \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_n \delta(f - n f_s) \end{aligned} \quad (3-57)$$

式中,  $\text{sinc}(x) = \sin x / x$ ,  $f_s = 1/T_s$  为采样重复频率。由此可得到线性调频雷达信号的间歇采样频域为

$$X_s(f) = X(f) * P(f) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_n X(f - n f_s) \quad (3-58)$$

式中,  $X(f)$  为雷达信号  $x(t)$  的傅里叶变换。由式(3-58)可以看出:  $X_s(f)$  为  $X(f)$  的频域加权周期延拓, 幅度加权系数为  $a_n$ , 延拓周期为  $f_s$ 。

当采样重复周期为采样片段时长的两倍时, 即  $T_s = 2\tau$ , 则采样脉冲串  $p(t)$  为方波脉冲串, 其频谱简化为

$$P(f) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{1}{2} \text{sinc}\left(\frac{n\pi}{2}\right) \delta(f - n f_s) \quad (3-59)$$

可以看出, 采样脉冲串  $p(t)$  的奇次谐波分量的幅度随着  $n$  的增大而逐渐减小; 偶次谐波分量的幅度为零。此时, 式(3-58)可简化为

$$X_s(f) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{1}{2} \text{sinc}\left(\frac{n\pi}{2}\right) X(f - n f_s) \quad (3-60)$$

可以发现: 方波脉冲串间歇采样干扰信号频谱的谐波分量加权幅度在  $n=0$  时取最大值  $1/2$ , 且随着  $|n|$  的增大而递减。

(2) 间歇采样信号的匹配滤波输出。

从匹配滤波理论可知雷达回波信号  $x(t)$  的匹配滤波脉冲响应为

$$h(t) = k \cdot x(t_0 - t) \quad (3-61)$$

式中,  $k$  为滤波器的增益常数,  $t_0$  是使滤波器能够实现所必需的时延。在进行理论分析时, 时延  $t_0$  和增益常数  $k$  可以不予考虑。因此, 匹配滤波器的脉冲响应和频率响应函数可以简化为

$$\begin{cases} h(t) = x(-t) \\ H(f) = X^*(f) \end{cases} \quad (3-62)$$

式中,  $H(f) = F[x](f)$ ,  $F[\cdot]$  表示傅里叶变换。可以看出, 匹配滤波器的频率响应函数是输入信号频谱的复共轭值; 匹配滤波器的脉冲响应是输入信号的镜像函数。因此, 可以得到间歇采样转发干扰经过匹配滤波后的频域表示为

$$X_{\text{ms}}(f) = X_s(f) \cdot H(f) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} a_n X(f - n f_s) X^*(f) \quad (3-63)$$

既然  $X(f - n f_s)$  是  $e^{j2\pi n f_s t} x(t)$  的傅里叶变换, 所以  $a_n X(f - n f_s) X^*(f)$  也就是频移为  $n f_s$ 、加权为  $a_n$  的回波信号的匹配滤波频域输出。也就是说, 间歇采样转发干扰的匹配

滤波频域输出可等效为一系列具有不同频移  $nf_s$  的回波信号经过匹配滤波后输出信号的加权合成。

利用驻相原理,可得到线性调频雷达信号频谱近似为

$$X(f) = A \sqrt{\frac{1}{4\mu}} \operatorname{rect}\left(\frac{f}{\mu T}\right) e^{-j\pi\frac{1}{\mu}(f-f_0)^2} e^{j\frac{\pi}{4}} = \frac{A}{2} \sqrt{\frac{1}{\mu}} \operatorname{rect}\left(\frac{f}{B}\right) e^{-j\pi\frac{1}{\mu}(f-f_0)^2} e^{j\frac{\pi}{4}} \quad (3-64)$$

代入式(3-63),得到

$$X_{\text{ms}}(f) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \left\{ a_n \left[ \frac{A}{2} \sqrt{\frac{1}{\mu}} \operatorname{rect}\left(\frac{f-nf_s}{B}\right) e^{-j\pi\frac{1}{\mu}(f-nf_s-f_0)^2} e^{j\frac{\pi}{4}} \right] \left[ \frac{A}{2} \sqrt{\frac{1}{\mu}} \operatorname{rect}\left(\frac{f}{B}\right) e^{j\pi\frac{1}{\mu}(f-f_0)^2} e^{-j\frac{\pi}{4}} \right] \right\} \quad (3-65)$$

为便于理解,不妨设  $f_0=0$ ,将式(3-65)整理为

$$X_{\text{ms}}(f) = \sum_{n=-\nu}^{\nu} a_n \left[ \frac{A^2}{4\mu} \operatorname{rect}\left(\frac{f-nf_s}{B}\right) \operatorname{rect}\left(\frac{f}{B}\right) e^{-j\pi\frac{1}{\mu}(nf_s)^2} e^{j2\pi\frac{1}{\mu}nf_s f} \right] \quad (3-66)$$

式中,  $\nu = \text{floor}(B/f_s)$ , 函数  $\text{floor}(\cdot)$  表示向下取整。从式(3-66)可以发现:只有两个矩形脉冲重叠部分的频谱分量才能够被保留下来。进一步可将式(3-66)整理为

$$\begin{aligned} X_{\text{ms}}(f) &= \sum_{n=-\nu}^{\nu} a_n \left[ \frac{A^2}{4\mu} \operatorname{rect}\left(\frac{f-nf_s/2}{B-|nf_s|}\right) e^{-j\pi\frac{1}{\mu}(nf_s)^2} e^{j2\pi\frac{1}{\mu}nf_s f} \right] \\ &= \sum_{n=-\nu}^{\nu} \left[ \frac{a_n A^2}{4\mu} e^{-j\pi\frac{1}{\mu}(nf_s)^2} \operatorname{rect}\left(\frac{f-nf_s/2}{B-|nf_s|}\right) e^{j2\pi\frac{1}{\mu}nf_s f} \right] \\ &= \sum_{n=-\nu}^{\nu} \left[ b_n e^{j2\pi\frac{1}{\mu}nf_s f} \operatorname{rect}\left(\frac{f-nf_s/2}{B-|nf_s|}\right) \right] \end{aligned} \quad (3-67)$$

既然

$$\begin{aligned} F^{-1} \left[ \operatorname{rect}\left(\frac{f}{B-|nf_s|}\right) \right] (t) &= \int_{-(B-|nf_s|)/2}^{(B-|nf_s|)/2} e^{j2\pi f t} df \\ &= (B-|nf_s|) \frac{\sin[\pi(B-|nf_s|)t]}{\pi(B-|nf_s|)t} \\ &= (B-|nf_s|) \operatorname{sinc}(\pi(B-|nf_s|)t) \end{aligned} \quad (3-68)$$

因此,利用傅里叶变换的位移性质  $e^{j2\pi a t} x(t) \leftrightarrow X(f-a)$  和  $x(t-a) \leftrightarrow e^{-j2\pi a f} X(f)$ ,可以得到

$$\begin{aligned} x_{\text{ms},n}(t) &= F^{-1}[X_{\text{ms},n}](t) \\ &= b_n (B-|nf_s|) e^{j\pi n f_s t} \operatorname{sinc} \left[ \pi(B-|nf_s|) \left( t + \frac{nf_s}{\mu} \right) \right] \\ &= c_n \operatorname{sinc} \left[ \pi(B-|nf_s|) \left( t + \frac{nf_s}{\mu} \right) \right] e^{j\pi n f_s t} \end{aligned} \quad (3-69)$$

得到间歇采样转发干扰的匹配滤波输出时域表达式为

$$\begin{aligned} x_{\text{ms}}(t) &= \sum_{n=-\nu}^{\nu} x_{\text{ms},n}(t) \\ &= \sum_{n=-\nu}^{\nu} \left\{ c_n \operatorname{sinc} \left[ \pi(B-|nf_s|) \left( t + \frac{nf_s}{\mu} \right) \right] e^{j\pi n f_s t} \right\} \end{aligned}$$

$$= \sum_{n=-\nu}^{\nu} [\varphi_n(t) e^{j\pi n f_s t}] \quad (3-70)$$

由此可以发现：间歇采样转发干扰的匹配滤波输出是  $2\nu+1$  个单频信号分量的合成，各分量相邻频率差为采样重复频率  $f_s$ ，且受  $\text{sinc}(\cdot)$  函数作包络调制，各相邻包络峰值的时差为  $f_s/\mu$ 。

显然，间歇采样转发干扰的匹配滤波输出包络为

$$\begin{aligned} |x_{\text{ms}}(t)| &= \sum_{n=-\nu}^{\nu} |x_{\text{ms},n}(t)| \\ &= \sum_{n=-\nu}^{\nu} \left\{ |c_n| \cdot \left| \text{sinc} \left[ \pi(B - |nf_s|) \left( t + \frac{nf_s}{\mu} \right) \right] \right| \right\} \\ &= \sum_{n=-\nu}^{\nu} \left\{ \tau f_s \frac{A^2}{4\mu} (B - |nf_s|) \left| \text{sinc}(\pi \tau n f_s) \right| \cdot \left| \text{sinc} \left[ \pi(B - |nf_s|) \left( t + \frac{nf_s}{\mu} \right) \right] \right| \right\} \end{aligned} \quad (3-71)$$

当间歇采样频率  $f_s$  大于匹配滤波带宽  $B$  时，从式(3-66)可以看出具有不同频移  $nf_s$  的频谱分量中只有  $n=0$  的频谱分量会处于匹配滤波带宽内，因此，式(3-63)可简化为

$$X_{\text{ms}}(f) = X_s(f) \cdot H(f) = a_0 |X(f)|^2 \quad (3-72)$$

式中， $a_0 = \tau f_s = \tau/T_s$  被称为采样占空比。式(3-72)表明：对于间歇采样转发干扰信号，在间歇采样频率足够高时，其匹配滤波输出与真实目标回波输出波形完全相同，仅在幅度上相差一个采样占空比，而这个采样占空比的损耗完全可以通过转发前的功率放大来补偿。

当间歇采样频率  $f_s$  小于匹配滤波带宽  $B$  时，显然此时会有  $2\nu+1$  个匹配滤波输出，形成  $2\nu+1$  个假目标，其中  $\nu$  个负频移 ( $-f_s, \dots, -\nu f_s$ ) 形成滞后假目标，而  $\nu$  个正频移 ( $f_s, \dots, \nu f_s$ ) 形成超前假目标。此外， $n$  越大，假目标的能量越小，这不仅是因为幅度加权系数  $a_n$  的影响，也是因为两个矩形脉冲重叠部分的宽度 ( $B - |nf_s|$ ) 越窄造成的（即匹配滤波对干扰的损耗越大）。

从式(3-71)可以得到：

①  $2\nu+1$  个频谱分量在匹配滤波后会输出  $2\nu+1$  个  $|\text{sinc}|$  函数的包络，其峰值出现在  $t = -nf_s/\mu = -nf_s T/B$  时刻 ( $n = -\nu, \dots, \nu$ )，相邻假目标间的时延为

$$f_s T/B = \frac{T}{T_s} \cdot \frac{1}{B} = \frac{1}{\mu T_s} \quad (3-73)$$

从式(3-73)可以看出：间歇采样转发干扰形成的假目标群的相邻时延（即距离间隔），可通过调整采样重复周期  $T_s$  改变，要拉大距离间隔则须缩小  $T_s$ ，相应的假目标数目可能减少。

② 匹配滤波输出包络的各峰值幅度为  $|c_n|$ 。当  $n=0$  时， $|c_0| = \tau f_s \cdot \frac{A^2 T}{4}$ 。显然，间歇采样转发干扰通过匹配滤波后，当  $n=0$  时， $t=0$  时刻的假目标幅度峰值可取得最大值，为主假目标，其可通过  $\tau \cdot f_s$ （即采样占空比）调节。主假目标两端的假目标群与主假目标呈对称分布，且相邻假目标间隔相等，幅度按  $\text{sinc}(\cdot)$  函数和匹配滤波损耗来衰减。

③ 匹配滤波输出包络的各峰值  $-4\text{dB}$  脉宽分别为  $1/(B - |nf_s|)$ ， $n = -\nu, \dots, \nu$ 。这是因为  $\text{sinc}(\pi/2) = 2/\pi$ ，接近  $-4\text{dB}$ ，而  $\pi(B - |nf_s|) t_w = \pi/2$ ， $t_w = [1]/2(B - |nf_s|)$ ，即  $2t_w = 1/(B - |nf_s|)$ 。可以发现：不同频率分量所形成的假目标脉宽与频移绝对值成反比，也就是

说,频移会造成匹配滤波失配,失配越严重则压缩效果越差,脉宽变宽,脉幅变小。

综上,间歇采样转发干扰是基于数字射频存储的一种干扰技术,通过对雷达信号做低速率的“欠采样”处理,从而降低了高数据采集速率的要求,并且利用收发分时的工作方式来解决收发隔离问题。间歇采样转发干扰可在真实回波附近产生多个假目标,不过其产生的假目标位置固定,分布规律,容易被雷达识别而失去干扰效果。因此,在间歇采样转发干扰基础上,为改善干扰效果,又衍生出多种改进方法,主要有:①对截获采样的雷达信号进行复杂调制,如频域正弦加权调制、时域卷积灵巧噪声等;②对转发时序进行调整,如循环转发、重复转发等。

### 3.2.2 角度欺骗干扰

雷达可以通过测量不同接收波束接收同一目标回波在振幅或相位上的差异来实现角度测量和角度跟踪。如果测角方法所用的不同波束交替出现,称为顺序波瓣法,典型方式是圆锥扫描和线性扫描雷达;如果测角方法所用的不同波束是同时存在,则称为同时波瓣法,以单脉冲雷达为典型方式。单脉冲自动测角是将两个波束同时收到的回波信号进行和、差处理,分别得到和信号与差信号;然后对差信号与和信号进行比较取得误差信号(含大小和方向);再加入到驱动电机以控制天线向减小误差的方向运动。根据所用幅相(振幅、相位)信息不同,常用的单脉冲角度跟踪系统主要为振幅和差、相位和差两种形式。

#### 1. 圆锥扫描角度跟踪

暴露式圆锥扫描角度跟踪系统的典型方框图如图 3-11 所示。

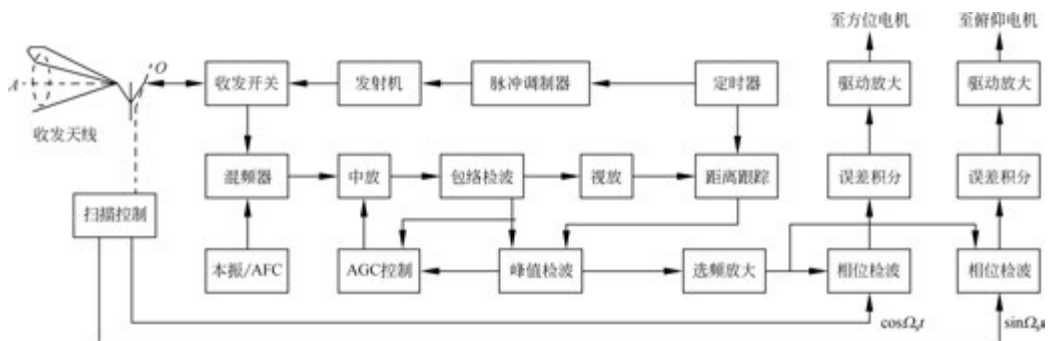


图 3-11 暴露式圆锥扫描角度跟踪系统的典型方框图

其天线方向图  $F(x)$  的最大增益方向偏离瞄准轴  $OA$  (等信号轴) 的角度为  $\theta_0$ , 且波束以角频率  $\Omega_s$  围绕瞄准轴  $OA$  旋转, 如图 3-12 所示。假设目标距离为  $R$ , 偏离瞄准轴  $OA$  的张

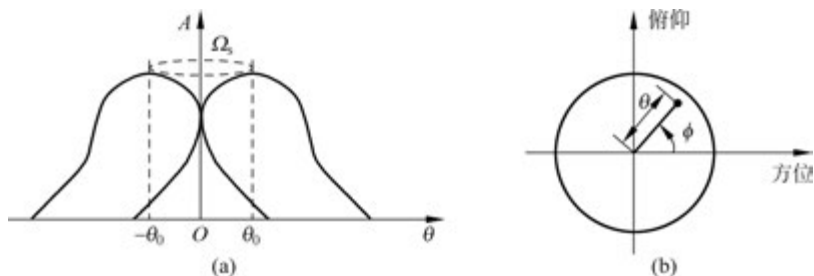


图 3-12 暴露式圆锥扫描角度跟踪系统的天线调制

角为  $\theta$ , 波束最大增益方向最接近目标时绕瞄准轴的旋转方向为  $\phi$ 。由于在扫描过程中, 目标时而靠近、时而远离最大增益方向, 则接收到的回波幅度也将产生相应的强弱变化。

因为在跟踪状态时, 一般  $\theta$  很小, 且  $\theta \ll \theta_0$ , 所以目标偏离最大增益方向的张角约为  $\theta_0 - \theta \cos(\Omega_s t - \phi)$ , 由此可得到照射到目标方向的雷达天线发射脉冲串为

$$s_t(t) = F(x) \big|_{x=\theta_0 - \theta \cos(\Omega_s t - \phi)} \cdot \sum_n \text{rect}(t - nT_r, \tau) A e^{j(\omega t + \varphi)} \quad (3-74)$$

式中,  $A$  为脉冲幅度,  $T_r$  为脉冲重复周期,  $\tau$  为脉冲宽度,  $\omega$  为工作频率,  $\varphi$  为初始相位。接收到的目标回波信号受到接收天线的圆锥扫描调制, 可得到雷达接收信号为

$$s_r(t) = F^2(x) \big|_{x=\theta_0 - \theta \cos(\Omega_s t - \phi)} \cdot \sum_n \text{rect}\left(t - nT_r - \frac{2R}{c}, \tau\right) \eta A e^{j\left[\omega\left(t - \frac{2R}{c}\right) + \varphi\right]} \quad (3-75)$$

式中,  $\eta$  表示目标散射和传播等衰减,  $c$  为光速。  $s_r(t)$  经混频、中放(包括 AGC 控制)、包络检波后的输出信号  $s_e(t)$  为

$$s_e(t) = \eta A \cdot F^2(x) \big|_{x=\theta_0 - \theta \cos(\Omega_s t - \phi)} = \rho \cdot F^2(x) \big|_{x=\theta_0 - \theta \cos(\Omega_s t - \phi)} \quad (3-76)$$

式中,  $\rho$  为幅度常数。将天线方向图  $F^2(x)$  在  $\theta_0$  方向展开泰勒级数, 并取一阶近似, 得到

$$\begin{aligned} F^2(x) &\approx F^2(\theta_0) + [F^2(x)]' \big|_{x=\theta_0} \cdot (x - \theta_0) \\ &\approx F^2(\theta_0) + 2F(\theta_0)F'(\theta_0)(x - \theta_0) \end{aligned} \quad (3-77)$$

将近似式(3-77)代入式(3-76), 得到

$$\begin{aligned} s_e(t) &\approx \rho F^2(\theta_0) \left[ 1 - 2 \frac{F'(\theta_0)}{F(\theta_0)} \theta \cos(\Omega_s t - \phi) \right] \\ &\approx K \left[ 1 - 2 \frac{F'(\theta_0)}{F(\theta_0)} \theta \cos(\Omega_s t - \phi) \right] \end{aligned} \quad (3-78)$$

从式(3-78)可以看出: 当目标处于瞄准轴时,  $\theta = 0$ , 所以收到的目标回波是一串等幅脉冲。而如果目标偏离瞄准轴  $OA$ ,  $\theta \neq 0$ , 则收到的目标回波是一串调幅脉冲, 调制频率是锥扫频率  $\Omega_s$ , 调制深度正比于偏离角度  $\theta$ 。

经过对频率  $\Omega_s$  的选频放大器, 取出  $s_e(t)$  中的  $\Omega_s$  基频项如下:

$$s_{eb}(t) = 2K \frac{F'(\theta_0)}{F(\theta_0)} \theta \cos(\Omega_s t - \phi) \quad (3-79)$$

分别进行相位检波。两路相位检波器的基准电压  $U_{ref}(t)$  分别取自基准电压发生器的输出信号  $\cos\Omega_s t$  和  $\sin\Omega_s t$ , 再通过低通滤波器得到

$$\begin{cases} U_\alpha = KK_d \frac{F'(\theta_0)}{F(\theta_0)} \theta \cos\phi = \mu\theta \cos\phi \\ U_\beta = KK_d \frac{F'(\theta_0)}{F(\theta_0)} \theta \sin\phi = \mu\theta \sin\phi \end{cases} \quad (3-80)$$

式中,  $K_d$  为相位检波器的增益。通过将  $U_\alpha$ 、 $U_\beta$  分别作为方位和高低角的跟踪误差信号, 驱动天线朝误差信号减小的方向运动, 即补偿掉偏离角  $\theta$ , 就可以做到将瞄准轴  $OA$  对准目标。

如果发射波束不扫描, 只让接收天线波束进行扫描, 则称为隐蔽圆锥扫描(一般收发天线不再共用), 此时接收信号近似为

$$s_r(t) \approx F(\theta_0) \cdot F(x) \Big|_{x=\theta_0-\theta\cos(\Omega_s t-\phi)} \cdot \sum_n \text{rect}\left(t - nT_r - \frac{2R}{c}, \tau\right) \eta A e^{j\left[\omega\left(t-\frac{2R}{c}\right)+\varphi\right]} \quad (3-81)$$

其方位和高低角的跟踪误差信号为

$$\begin{cases} U_\alpha = \mu\theta\cos\phi/2 \\ U_\beta = \mu\theta\sin\phi/2 \end{cases} \quad (3-82)$$

比较式(3-80)与式(3-82),可以发现隐蔽圆锥扫描仅仅使角度误差信号产生的斜率降低为暴露式圆锥扫描的1/2。

## 2. 圆锥扫描角度跟踪系统的干扰

### 1) 倒相干扰与倒相方波干扰

由于暴露式圆锥扫描角度跟踪系统的收发天线是共用的,因此,圆锥扫描信息或者误差信号包络也表现在其发射信号中,比较容易被雷达侦察机检测和识别出来,所以对暴露式圆锥扫描角度跟踪系统的主要干扰样式是倒相干扰与倒相方波干扰。

通常将干扰机配置在目标上,雷达发射信号  $s_i(t)$  仍可用式(3-74)表示,则转发干扰发射信号为

$$U_j(t) = u_j [1 + m_j \cos(\Omega_j t - \phi_j)] \sum_n \text{rect}(t - nT_r, \tau) e^{j(\omega t + \varphi)} \quad (3-83)$$

进入雷达接收机的干扰信号  $U'_j(t)$  也将受到雷达接收天线圆锥扫描的包络调制,即

$$U'_j(t) = \eta u_j [1 + m_j \cos(\Omega_j t - \phi_j)] \cdot F(x) \Big|_{x=\theta_0-\theta\cos(\Omega_s t-\phi)} \cdot \sum_n \text{rect}(t - nT_r, \tau) e^{j(\omega t + \varphi)} \quad (3-84)$$

$U'_j(t)$  将与式(3-75)的目标回波信号一起经过混频、中放(包括 AGC 控制)和包络检波。在忽略其中非线性交调的条件下,输出信号  $s_e(t)$  近似为

$$s_e(t) = \rho_j [1 + m_j \cos(\Omega_j t - \phi_j)] \cdot F(x) \Big|_{x=\theta_0-\theta\cos(\Omega_s t-\phi)} + \rho F^2(x) \Big|_{x=\theta_0-\theta\cos(\Omega_s t-\phi)} \quad (3-85)$$

仍将天线方向图  $F^2(x)$  在  $\theta_0$  方向展开泰勒级数,并取一阶近似,则  $s_e(t)$  通过选频放大器,其输出信号为

$$s_{eb}(t) = \rho_j m_j F(\theta_0) \cos(\Omega_j t - \phi_j) - \rho_j F'(\theta_0) \theta \cos(\Omega_s t - \phi) - 2K \frac{F'(\theta_0)}{F(\theta_0)} \theta \cos(\Omega_s t - \phi) \quad (3-86)$$

经相位检波后输出的方位角和高低角误差信号分别为

$$\begin{cases} U_\alpha = \frac{K_d \rho_j m_j F(\theta_0) \cos[(\Omega_s - \Omega_j)t + \phi_j]}{2} - \frac{K_d \rho_j F'(\theta_0) \theta \cos\phi}{2} - K K_d \frac{F'(\theta_0)}{F(\theta_0)} \theta \cos\phi \\ U_\beta = \frac{K_d \rho_j m_j F(\theta_0) \sin[(\Omega_s - \Omega_j)t + \phi_j]}{2} - \frac{K_d \rho_j F'(\theta_0) \theta \sin\phi}{2} - K K_d \frac{F'(\theta_0)}{F(\theta_0)} \theta \sin\phi \end{cases} \quad (3-87)$$

对比式(3-82)和式(3-87)可以发现:此时雷达通过将  $U_\alpha$ 、 $U_\beta$  分别作为方位角和高低角的跟踪误差信号,驱动天线朝误差信号减小的方向运动,将不能够补偿掉偏离角  $\theta$ 。当圆锥扫描雷达天线使得两维角误差信号为 0 时,实现跟踪式的误差偏角为

$$\Delta\theta = \frac{\rho_j m_j F(\theta_0) \cos[(\Omega_s - \Omega_j)t + \phi_j]}{\rho_j F'(\theta_0) \cos\phi + 2K \frac{F'(\theta_0)}{F(\theta_0)} \cos\phi} = \frac{\rho_j m_j F(\theta_0) \sin[(\Omega_s - \Omega_j)t + \phi_j]}{\rho_j F'(\theta_0) \sin\phi + 2K \frac{F'(\theta_0)}{F(\theta_0)} \sin\phi} \quad (3-88)$$

在倒相干扰时,干扰信号参数为  $\Omega_j = \Omega_s, \phi_j = \phi + \pi, m_j = 1$ 。在干信比远大于 1 的条件下,对于高斯天线方向图,一般有

$$\Delta\theta \approx \frac{\theta_{0.5}^2}{2.8\theta_0} \quad (3-89)$$

式中,  $\theta_{0.5}$  表示半功率波束宽度。如果等信号方向为半功率点  $\theta_0 = \theta_{0.5}/2$ ,则  $\theta = \theta_{0.5}/1.4$ 。

实际干扰机经常用倒相方波代替倒相正弦波,称为倒相方波干扰。相同幅度条件下的倒相方波干扰的基波分量幅度是正弦波幅度的 1.27 倍,等效于  $m_j = 1.27$ ,其余参数与倒相正弦波干扰的相同。由于倒相方波的基波有效功率是倒相正弦波有效功率的 1.62 倍,且通断性的方波调制比振幅连续性的正弦调制易于实现。因此在实际工程中几乎都采用倒相方波干扰。倒相方波干扰的干扰机组成如图 3-13 所示。暴露式圆锥扫描雷达的发射信号①经干扰机接收天线送到低噪声放大/定向耦合器;定向耦合器的主路输出送给前级功放,辅路输出经包络检波视放、峰值检波、选频放大,输出误差信号包络②,将误差信号整形倒相,形成倒相方波信号③;经过功率驱动,用作末级功放的振幅调制,这种调制方式称为倒相方波干扰,如果用信号②倒相后的正弦波对末级功放调幅,则为倒相干扰;功放输出的射频信号④经干扰机的发射天线辐射到空间。

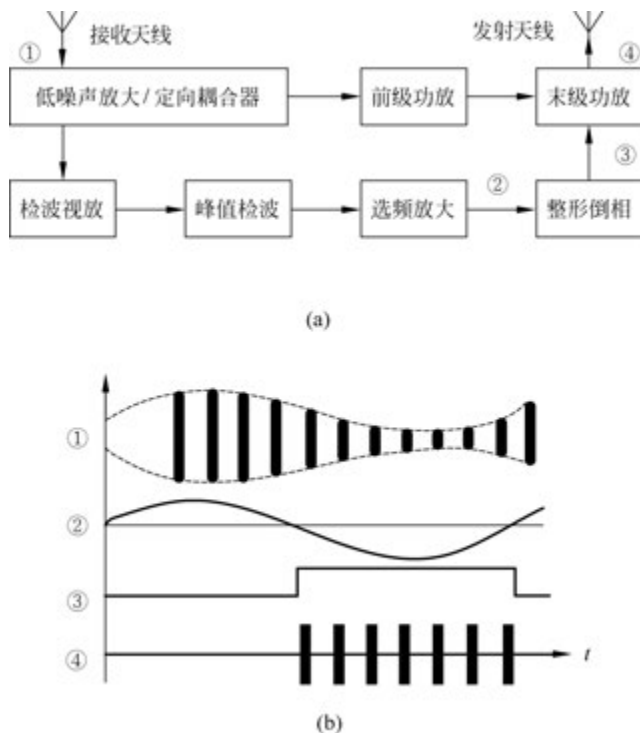


图 3-13 倒相方波干扰机组成与波形示意图

## 2) 变频类倒相方波干扰

对于圆锥扫描角度跟踪雷达,倒相方波干扰是一种行之有效的干扰方法,但其需要估计

出雷达天线当前波束扫描信息。对于暴露式圆锥扫描雷达,该信息来源于雷达发射信号的圆锥扫描调制,而当雷达采用隐蔽圆锥扫描方式工作时,干扰机则无法确定其当前的圆锥扫描(简称锥扫)频率 $\Omega_s$ 和相位 $\phi$ ,因此,只能实施随机方波调幅干扰,并保证方波的基频处于该雷达可能使用的锥扫频率范围 $[\Omega_{s-\min}, \Omega_{s-\max}]$ 。当方波基频与雷达真实锥扫频率 $\Omega_s$ 非常接近,即小于雷达选频放大器通带 $B$ 时,干扰信号就能够通过选频放大器影响跟踪误差信号。

因此,在雷达天线当前波束扫描信息未知的情况下,可通过在 $[\Omega_{s-\min}, \Omega_{s-\max}]$ 内变化干扰信号的方波基频来达成干扰效果。常用的变频方式有随机分布和周期扫频两种,分别称为随机方波干扰和扫频方波干扰。

当随机方波干扰信号的基频在 $[\Omega_{s-\min}, \Omega_{s-\max}]$ 内均匀分布时,随机方波干扰相当于对锥扫频率范围的阻塞干扰,有效干扰功率和干信比下降为原来的 $1/\gamma$ ,其中

$$\gamma = \frac{B}{\Omega_{s-\max} - \Omega_{s-\min}} \quad (3-90)$$

当干扰调制方波的基频以扫频速度 $a$ 周期性地从 $\Omega_{s-\min}$ 到 $\Omega_{s-\max}$ 逐渐变化,则其为扫频方波干扰,扫频周期 $T_w = (\Omega_{s-\max} - \Omega_{s-\min})/a$ 。由于在每个周期内都将形成一次近似为倒相方波干扰的条件,从而使得雷达角度跟踪出现周期性的不稳。扫频周期内造成雷达跟踪不稳的时间 $T_j$ 为

$$T_j \approx \frac{B}{a} = \frac{BT_w}{\Omega_{s-\max} - \Omega_{s-\min}} \quad (3-91)$$

在实施扫频干扰的同时,可通过侦察接收机监测被干扰雷达发射信号的功率变化。当扫频干扰的方波基频接近被干扰雷达的隐蔽锥扫频率时,雷达接收天线的指向将出现严重的不稳,与接收天线同步运动的发射天线信号功率也将出现相应的不稳定变化。因此,在监测到雷达的这种变化后,就可以停止调制方波的基频变化,而继续采用该基频方波(锁定)对干扰机的末级功放实施固定频率的通断调制。这种扫频方波干扰的改进型被称为扫频锁定干扰。

### 3. 线性扫描角度跟踪

一维线性扫描角度跟踪系统的典型组成方框图和波束扫描方式如图 3-14 所示,其收发天线波束指向以 $T$ 为周期、角速度 $\Omega_s$ 在区间 $[\theta_{\min}, \theta_{\max}]$ 内匀速扫描。由于其波束扫描信息也表现在发射信号中,也称为暴露式线性扫描。对比圆锥扫描角度跟踪,可以发现,在线性扫描过程中接收的目标回波幅度也将会产生强弱变化。

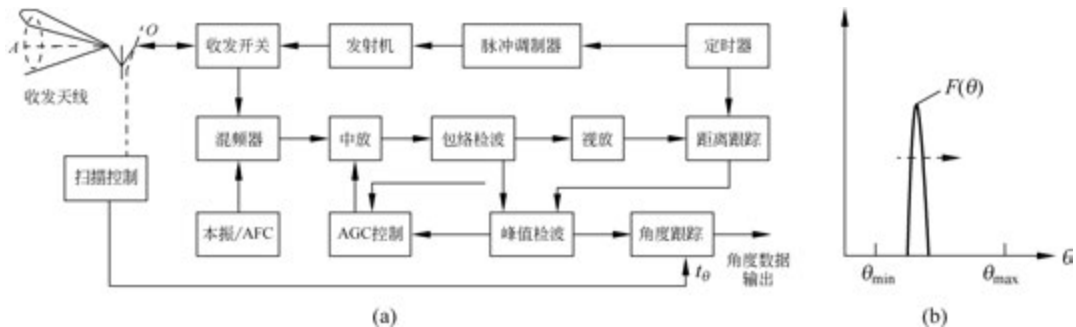


图 3-14 一维线性扫描角度跟踪系统方框图与波束扫描示意图

忽略目标回波传播时间内天线扫描引起角度的微小变化,接收信号  $s_r(t)$  将受到天线一维线性扫描的调制如下:

$$s_r(t) = F^2(x) \Big|_{x=\theta-(\theta_{\min}+\Omega_s t)} \cdot \sum_n \text{rect}\left(t - nT_r - \frac{2R}{c}, \tau\right) \eta A e^{j\left[\omega\left(t-\frac{2R}{c}\right)+\varphi\right]} \quad (3-92)$$

式中,  $\theta$  表示目标方向,  $\eta$  表示目标散射和传播等衰减。  $s_r(t)$  经混频器、中放(包括 AGC 控制)、包络检波后的输出信号  $s_e(t)$  为

$$s_e(t) = \eta A \cdot F^2(x) \Big|_{x=\theta-(\theta_{\min}+\Omega_s t)} = \rho \cdot F^2(x) \Big|_{x=\theta-(\theta_{\min}+\Omega_s t)} \quad (3-93)$$

在首次由信号  $s_r(t)$  检测到目标回波时,角度跟踪电路开始工作,记下此时刻  $t_1$ ,并在  $t_1 + \tau_c$  时刻前后形成一对时间宽度均为  $\tau_c$  的前后跟踪波门,随后转入对该信号的角度跟踪,如图 3-15 所示。

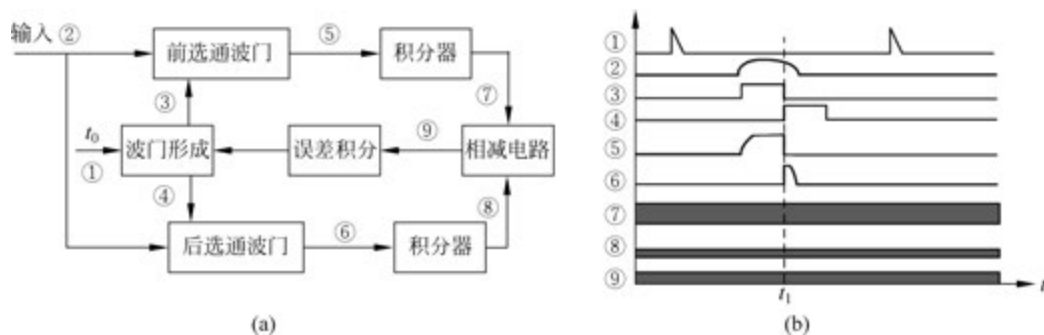


图 3-15 线性扫描雷达的角度跟踪电路图

在角度跟踪过程中,通过前后跟踪波门选通、积分电路对前后跟踪波门内收到的目标回波包络信号能量进行积分,形成前后波门内的能量。当目标偏离前后波门中心对应的波束方向时就会造成前后波门内的能量不相等,因此,利用相减和积分产生的误差信号修改跟踪波门对应的目标方向,从而实现稳定跟踪。当然,暴露式线性扫描也同样可以让发射波束不扫描,只让接收天线波束扫描,来形成隐蔽线性扫描。

#### 4. 线性扫描角度跟踪的干扰

##### 1) 角度波门挖空干扰

既然线性扫描角度跟踪利用的是前后波门内回波能量是否相等来判定目标方向,因此,可以通过干扰信号调节雷达前后波门积累的回波能量来欺骗跟踪系统。也就是说,通过往前后波门内填充干扰脉冲来改变回波能量的真实表现。

暴露式线性扫描角度跟踪系统天线扫描调制的包络表现在其发射信号中,容易被雷达侦察机检测和识别出来,也就容易被设计成干扰信号来进行欺骗。对暴露式线性扫描角跟踪系统的主要干扰样式为角度波门挖空干扰,其干扰机组成和干扰控制电路加给末级功放的调制信号波形如图 3-16(a)和图 3-16(b)所示。

低噪声放大、定向耦合器的辅路输出经包络检波视放、峰值检波、低频放大,输出天线扫描包络调制信号②,然后将包络信号②限幅、整形,成为干扰机选通干扰矩形波③。矩形波的有效时间  $T$  取决于接收信号的功率和门限检测电平  $U_T$ ,适当降低  $U_T$  有利于增加角度误差的范围。若以半功率波束宽度定义检测门限,则  $T = \theta_{0.5} / \Omega_s$ 。矩形波③经过干扰控制电路,产生挖空干扰矩形波④,用作对末级功放的通断调制。功放输出的射频信号⑤经干扰机

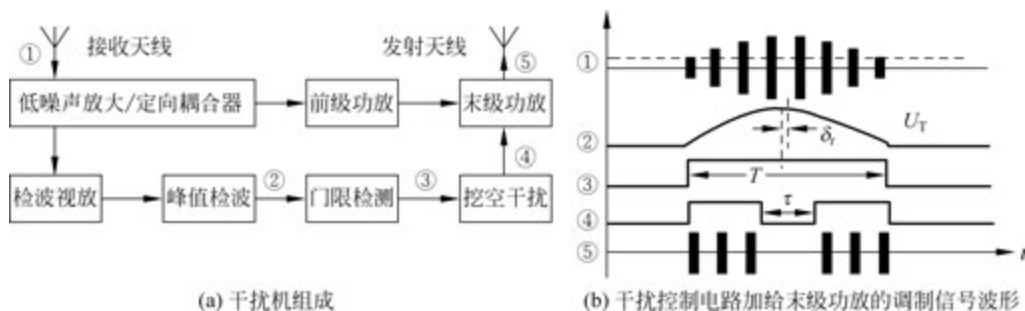


图 3-16 角度波门挖空干扰的干扰机组成与调制信号波形

的发射天线辐射到空间。

角度波门挖空干扰与倒相方波干扰的主要差别是加给末级功放的调制信号。挖空干扰矩形波④是在选通干扰矩形波的有效时间  $T$  内(高电平)产生一个宽度为  $\tau$  的空缺(低电平),  $\tau = T/5 \sim T/4$ , 该空缺的位置和变化将影响波门对目标回波角度包络跟踪时的能量中心。

设空缺  $\tau$  的时间中心与选通干扰矩形波  $T$  中心的时间差为  $\delta_t$ 。角度波门挖空干扰时,  $\delta_t$  是以周期  $T$  为变化的函数, 其表达式(挖空拖引函数)如下:

$$\delta_t = \begin{cases} 0, & 0 \leq t < t_1, \text{停拖期} \\ a(t - t_1), & t_1 \leq t < t_2, \text{拖引期} \\ \text{干扰停止}, & t_2 \leq t < T, \text{停止期} \end{cases} \quad (3-94)$$

式中,  $a$  的正负对应于拖引的方向,  $a$  的绝对值对应于拖引的速度  $v_\theta$ ,  $v_\theta = a/\Omega_s$ 。

拖引期结束时, 空缺最多移到方波的边缘, 即

$$|a(t_2 - t_1)| = (T - \tau)/2 \quad (3-95)$$

由此可求得拖引期的时间为

$$t_2 - t_1 = \left| \frac{T - \tau}{2a} \right| \quad (3-96)$$

角度波门挖空干扰引起线性扫描角跟踪系统的最大跟踪误差为

$$\Delta\theta_{\max} = \left| \frac{T - \tau}{2\Omega_s} \right| \quad (3-97)$$

## 2) 角度波门拖引干扰

对暴露式线性扫描角度跟踪系统的角度波门拖引干扰的干扰机组成同图 3-16(a), 加给末级功放的调制信号波形如图 3-17 所示。不同于角度波门挖空干扰的是, 角度波门拖引干

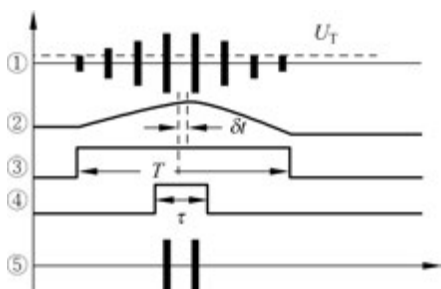


图 3-17 角度波门拖引干扰波形

扰正相反, 是在选通矩形波中产生一个宽度为  $\tau$  的干扰时间段高电平, 将其用作末级功放的振幅调制。通过调整该时间段  $\tau$  在选通矩形波  $T$  内的位置和宽度来改变角度波门的中心。设该时间段  $\tau$  中心与选通矩形波  $T$  中心的时间差为  $\delta_t$ , 则角度波门拖引干扰时的表达式同式(3-94), 只是拖引方向正相反, 其他干扰参数计算与角度波门挖空干扰的计算一致。

3) 随机方波与扫频方波干扰

当雷达采用隐蔽线扫时,由于无法保证干扰的欺骗调制与雷达接收天线的扫描同步,也就不便使用角度波门挖空干扰或角度波门拖引干扰,此时随机方波干扰或扫频方波干扰就是一种常用的干扰样式。针对线性扫描雷达多为边扫边跟工作的特点,方波周期的下限  $T_{\min}$  和上限  $T_{\max}$  分别取为

$$T_{\min} = \frac{2\theta_{0.5}}{\Omega_s}, \quad T_{\max} = \frac{\theta_{\max} - \theta_{\min}}{2\Omega_s} \quad (3-98)$$

随机方波干扰与扫频方波干扰对隐蔽线扫雷达的干扰为角度误差信息的杂乱方波扰动,其效果是造成雷达角度跟踪系统工作状态的不稳定和跟踪误差的随机起伏。

5. 单脉冲角度跟踪

根据所用幅相信息的不同,常用的单脉冲角度跟踪系统主要为振幅和差、相位和差两种形式。

1) 振幅和差单脉冲雷达

典型的单平面振幅和差单脉冲雷达组成和工作原理如图 3-18 所示。

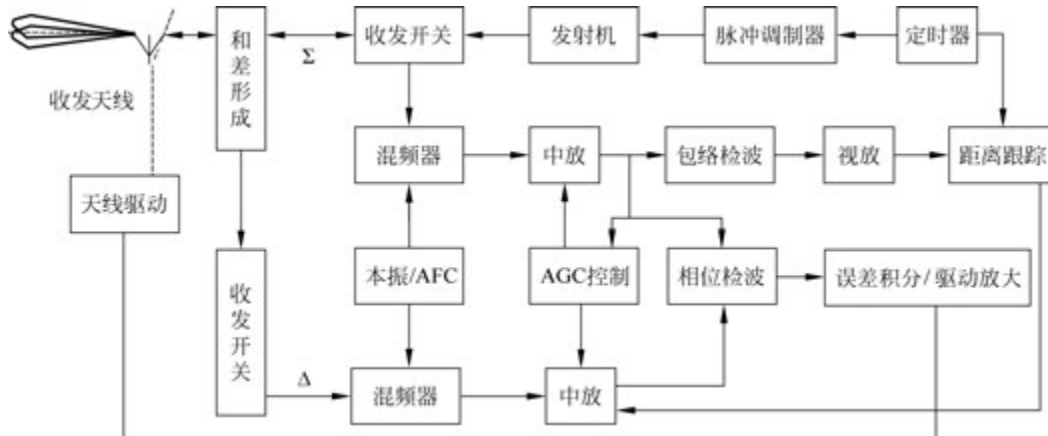


图 3-18 单平面振幅和差单脉冲雷达组成和工作原理图

天线 1、2 的方向图如图 3-19 所示,  $\theta_0$  为两波束最大增益方向与等信号方向的张角,  $\theta$  为目标回波方向与等信号方向的张角, 则两天线收到的目标回波信号分别为

$$\begin{cases} E_1 = [F(x) |_{x=\theta_0-\theta} + F(x) |_{x=\theta_0+\theta}] \cdot F(x) |_{x=\theta_0-\theta} \cdot \sum_n \text{rect}\left(t - nT_r - \frac{2R}{c}, \tau\right) A e^{j(\omega t + \varphi)} \\ E_2 = [F(x) |_{x=\theta_0-\theta} + F(x) |_{x=\theta_0+\theta}] \cdot F(x) |_{x=\theta_0+\theta} \cdot \sum_n \text{rect}\left(t - nT_r - \frac{2R}{c}, \tau\right) A e^{j(\omega t + \varphi)} \end{cases} \quad (3-99)$$

得到的和差信号为

$$\begin{cases} E_{\Sigma} = E_1 + E_2 = [F(x) |_{x=\theta_0-\theta} + F(x) |_{x=\theta_0+\theta}]^2 \cdot \sum_n \text{rect}\left(t - nT_r - \frac{2R}{c}, \tau\right) A e^{j(\omega t + \varphi)} \\ E_{\Delta} = E_1 - E_2 = [F^2(x) |_{x=\theta_0-\theta} - F^2(x) |_{x=\theta_0+\theta}] \cdot \sum_n \text{rect}\left(t - nT_r - \frac{2R}{c}, \tau\right) A e^{j(\omega t + \varphi)} \end{cases} \quad (3-100)$$

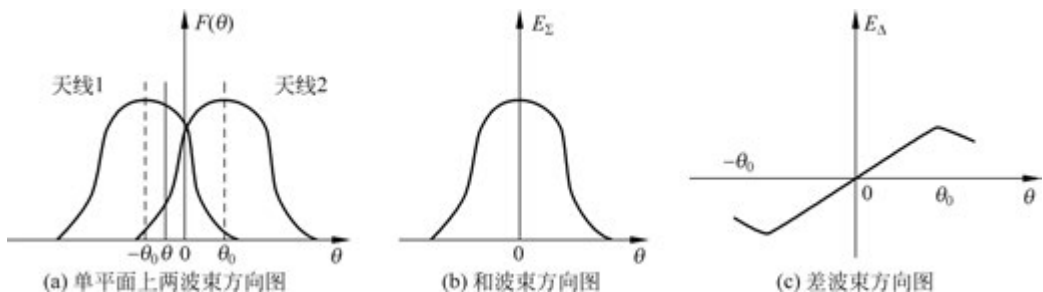


图 3-19 天线波束与和差波束成形

从式(3-100)可知:当目标回波方向偏向天线1时, $E_{\Delta}$ 与 $E_{\Sigma}$ 同相;而当目标回波方向偏向天线2时, $E_{\Delta}$ 与 $E_{\Sigma}$ 反相。

分别对  $F(x)|_{x=\theta_0-\theta}$  和  $F(x)|_{x=\theta_0+\theta}$  在  $\theta_0$  方向展开泰勒级数,并取一阶近似,得到

$$\begin{cases} F(x)|_{x=\theta_0-\theta} \approx F(\theta_0) - F'(\theta_0)\theta \\ F(x)|_{x=\theta_0+\theta} \approx F(\theta_0) + F'(\theta_0)\theta \end{cases} \quad (3-101)$$

将式(3-101)代入式(3-100),得到

$$\begin{cases} E_{\Sigma} = E_1 + E_2 = 4F^2(\theta_0) \cdot \sum_n \text{rect}\left(t - nT_r - \frac{2R}{c}, \tau\right) A e^{j(\omega t + \varphi)} \\ E_{\Delta} = E_1 - E_2 = [-4F(\theta_0)F'(\theta_0)\theta] \cdot \sum_n \text{rect}\left(t - nT_r - \frac{2R}{c}, \tau\right) A e^{j(\omega t + \varphi)} \end{cases} \quad (3-102)$$

在图3-19所示情况下,即目标回波方向偏向天线1,差信号 $E_{\Delta}$ 经混频器、中放(包括AGC控制)、包络检波后的输出信号 $E_{\Delta e}$ 为

$$E_{\Delta e} = -4F(\theta_0)F'(\theta_0)\theta = -\mu\theta \quad (3-103)$$

而当目标回波方向偏向天线2时, $E_{\Delta}$ 经混频器、中放(包括AGC控制)、包络检波后的输出信号 $E_{\Delta e}$ 为

$$E_{\Delta e} = 4F(\theta_0)F'(\theta_0)\theta = -\mu\theta \quad (3-104)$$

从式(3-103)和式(3-104)可知: $E_{\Delta e}$ 强度( $|E_{\Delta e}|$ )与 $\theta$ 成正比,即与目标回波方向偏离等信号方向的大小成正比。因此,可将之作为跟踪误差信号,并利用和、差信号的相位比较来判别调节方向。也就是说,振幅和差单脉冲雷达跟踪可借助和差信号的相位检波实现。以和信号作为基准信号,得到相位检波器输出 $E_{\Sigma\Delta}$ 如下:

$$E_{\Sigma\Delta} = kE_{\Delta e} \cos\phi, \quad \phi = 0 \text{ 或 } \pi \quad (3-105)$$

将相位检波器输出变成相应的直流误差电压后,加到伺服系统,控制天线向减小误差的方向运动。

## 2) 相位和差单脉冲雷达

典型的单平面相位和差单脉冲雷达的组成和工作原理如图3-20所示。

天线1、2具有相同的振幅方向图 $F(x)$ ,天线间距为 $d$ ,目标回波方向与天线法线方向的张角为 $\theta$ 。设发射信号为 $\sum_n \text{rect}(t - nT_r, \tau) A e^{j(\omega t + \varphi)}$ ,则两天线发射向目标的和信号为

$$E_e(t) = F(\theta)(1 + e^{-j\phi}) \sum_n \text{rect}\left(t - nT_r - \frac{R}{c}, \tau\right) A e^{j(\omega t + \varphi)}$$

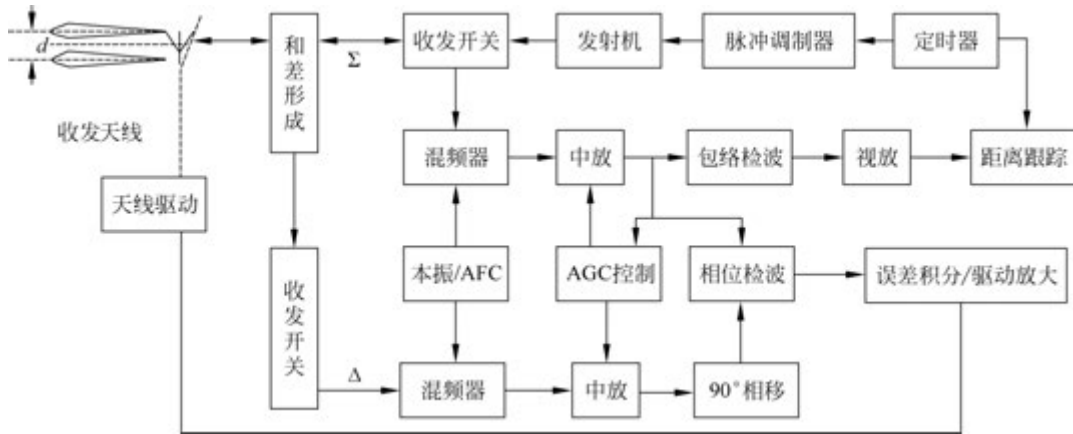


图 3-20 单平面相位和差单脉冲雷达的组成和工作原理图

$$= 2 \cos \frac{\phi}{2} F(\theta) e^{-j\phi/2} \sum_n \text{rect}\left(t - nT_r - \frac{R}{c}, \tau\right) A e^{j(\omega t + \varphi)} \quad (3-106)$$

式中,  $\phi = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin\theta$ 。不妨设目标偏向天线 1, 那么两天线收到的目标回波信号分别为

$$\begin{cases} E_1 = 2k \cos \frac{\phi}{2} F^2(\theta) e^{-j\phi/2} \sum_n \text{rect}\left(t - nT_r - \frac{2R}{c}, \tau\right) A e^{j(\omega t + \varphi)} \\ E_2 = 2k \cos \frac{\phi}{2} F^2(\theta) e^{-j\phi/2} e^{-j\phi} \sum_n \text{rect}\left(t - nT_r - \frac{2R}{c}, \tau\right) A e^{j(\omega t + \varphi)} \end{cases} \quad (3-107)$$

式中,  $k$  表示目标散射、传播损耗等衰减。得到的和差信号为

$$\begin{cases} E_\Sigma = E_1 + E_2 = 4k \cos^2 \frac{\phi}{2} F^2(\theta) \sum_n \text{rect}\left(t - nT_r - \frac{2R}{c}, \tau\right) A e^{j(\omega t + \varphi - \phi)} \\ E_\Delta = E_1 - E_2 = -4k \cos \frac{\phi}{2} \sin \frac{\phi}{2} F^2(\theta) \sum_n \text{rect}\left(t - nT_r - \frac{2R}{c}, \tau\right) A e^{j(\omega t + \varphi - \phi - \pi/2)} \end{cases} \quad (3-108)$$

若目标偏向天线 2, 则会得到和差信号如下:

$$\begin{cases} E_\Sigma = E_1 + E_2 = 4k \cos^2 \frac{\phi}{2} F^2(\theta) \sum_n \text{rect}\left(t - nT_r - \frac{2R}{c}, \tau\right) A e^{j(\omega t + \varphi - \phi)} \\ E_\Delta = E_1 - E_2 = 4k \cos \frac{\phi}{2} \sin \frac{\phi}{2} F^2(\theta) \sum_n \text{rect}\left(t - nT_r - \frac{2R}{c}, \tau\right) A e^{j(\omega t + \varphi - \phi - \pi/2)} \end{cases} \quad (3-109)$$

在跟踪状态时,  $\theta$  很小, 故式(3-109)中  $F(\theta) \approx F(0)$ , 且有

$$\left(2 \cos^2 \frac{\phi}{2}\right) \cdot \left(2 \cos \frac{\phi}{2} \sin \frac{\phi}{2}\right) = (\cos \phi + 1) \sin \phi = \left[\cos\left(\frac{2\pi d}{\lambda} \sin\theta\right) + 1\right] \sin\left(\frac{2\pi d}{\lambda} \sin\theta\right) \approx \frac{4\pi d}{\lambda} \theta \quad (3-110)$$

式(3-110)结果与误差张角  $\theta$  成正比。因此, 这就意味着可以将和差信号输入相位检波器, 以和信号为基准信号, 进行相位检波来得到误差电压以调整天线朝向目标。从式(3-108)和式(3-109)可以看出: 和信号、差信号相位相差  $\pi/2$ , 因此, 在比相前需要先把一路预先移相  $\pi/2$ 。得到相位检波器输出为



$$s_e(t) \approx 4KF(\theta_0)F'(\theta_0) \left[ -A_{J_1}^2 \left( \frac{\Delta\theta}{2} + \theta \right) + A_{J_2}^2 \left( \frac{\Delta\theta}{2} - \theta \right) \right] \quad (3-115)$$

当误差信号  $s_e(t) = 0$  时,跟踪天线的指向角为

$$\theta = -\frac{\Delta\theta}{2} \cdot \frac{\gamma^2 - 1}{\gamma^2 + 1} \quad (3-116)$$

式中,  $\gamma^2 = A_{J_1}^2 / A_{J_2}^2$  表示  $J_1$ 、 $J_2$  的功率比,且  $\theta < \frac{\Delta\theta}{2}$ 。式(3-116)表明:在非相参干扰条件下,单脉冲雷达的天线指向干扰源之间的能量质心处,且误差不会超出两个干扰源的张角。

在非相参干扰基础上产生了闪烁干扰和拖引干扰的应用方式。

#### (1) 闪烁干扰。

闪烁干扰是在单脉冲雷达的分辨角内设置两个或两个以上的干扰源,通过周期交替发射干扰信号,使雷达波束周期摆动,从而无法稳定地跟踪目标。按干扰时序可分为同步闪烁干扰和异步闪烁干扰。

##### ① 同步闪烁干扰。

同步闪烁干扰是由  $J_1$ 、 $J_2$  配合,轮流通断干扰,使  $J_1$ 、 $J_2$  的功率比  $\gamma^2$  按照周期  $T$  变化,即

$$\gamma^2 = \begin{cases} 0, & kT \leq t < (k+0.5)T \\ \infty, & (k+0.5)T \leq t < (k+1)T \end{cases} \quad (3-117)$$

式中,  $k=0,1,2,\dots,N$ 。周期  $T$  的时间一般为  $1\sim 6\text{s}$ ,造成雷达跟踪天线的指向在  $J_1$ 、 $J_2$  之间来回摆动。除了可以采用  $J_1$ 、 $J_2$  配合以外,也可以采用目标与其附近的干扰机配合。由于干扰功率远远大于目标回波,因此只要周期性地通断干扰机,也可以起到同步闪烁干扰的效果,而且简化了同步配合的要求。同步闪烁干扰的首选信号是噪声调制信号,且需要较大的干信比,闪烁的转换频率应接近于雷达引导伺服带宽。

##### ② 异步闪烁干扰。

异步闪烁干扰是由  $J_1$ 、 $J_2$  按照各自的控制逻辑交替通断干扰机。由于  $J_1$ 、 $J_2$  是异步通断的,因此将形成以下四种组合状态:

- $J_1$ 、 $J_2$  同时工作,诱使雷达跟踪能量质心;
- $J_1$ 、 $J_2$  同时关闭,雷达跟踪信号消失,转而重新捕获目标;
- $J_1$  工作,  $J_2$  关闭,诱使雷达跟踪  $J_1$ ;
- $J_2$  工作,  $J_1$  关闭,诱使雷达跟踪  $J_2$ 。

显然,如果各干扰机的通断比均为 50%,则上述四种状态是等概率的,雷达跟踪状态将直接受到上述状态的影响,不能准确跟踪目标。

#### (2) 拖引干扰。

由于干扰机组  $\{J_i\}_{i=1}^n$  配合,分布在预定的拖引方向上,如图 3-22 所示,其中任意两部相邻干扰机相对于雷达的张角均小于雷达的角度分辨率。实施干扰时,首先由  $J_1$  开机干扰,诱使雷达跟踪  $J_1$ ; 然后  $J_2$  开机干扰,诱使雷达跟踪  $J_1$ 、 $J_2$  质心,再使  $J_1$  关机,诱使雷达跟踪  $J_2$ ; 接下来  $J_3$  开机干扰,如此继续,直到关机,诱使雷达跟踪到预定的错误方向。拖引干扰主要用于保护重要的目标。

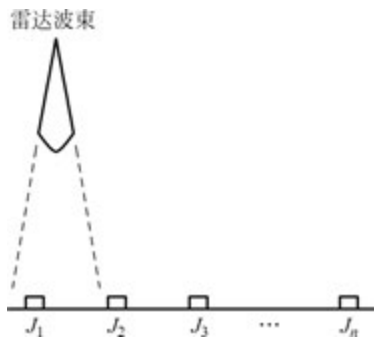


图 3-22 拖引干扰的配置示意图

## 2) 相参干扰

如果雷达天线接收的  $J_1$ 、 $J_2$  信号具有稳定的相位关系(相位相参),则称为相参干扰。设  $\phi$  为雷达天线接收  $J_1$ 、 $J_2$  信号的相位差,则雷达波束 1、2 接收的干扰信号分别为

$$\begin{cases} E_1 = \left\{ A_{J_1} F\left(\theta_0 - \frac{\Delta\theta}{2} - \theta\right) + A_{J_2} F\left(\theta_0 + \frac{\Delta\theta}{2} - \theta\right) e^{j\phi} \right\} e^{j\omega t} \\ E_2 = \left\{ A_{J_1} F\left(\theta_0 + \frac{\Delta\theta}{2} + \theta\right) + A_{J_2} F\left(\theta_0 - \frac{\Delta\theta}{2} + \theta\right) e^{j\phi} \right\} e^{j\omega t} \end{cases} \quad (3-118)$$

通过波束成形网络,得到  $E_1$ 、 $E_2$  的和差信号  $E_\Sigma$ 、 $E_\Delta$  分别为

$$\begin{cases} E_\Sigma = \left\{ A_{J_1} \left[ F\left(\theta_0 - \frac{\Delta\theta}{2} - \theta\right) + F\left(\theta_0 + \frac{\Delta\theta}{2} + \theta\right) \right] + \right. \\ \quad \left. A_{J_2} e^{j\phi} \left[ F\left(\theta_0 + \frac{\Delta\theta}{2} - \theta\right) + F\left(\theta_0 - \frac{\Delta\theta}{2} + \theta\right) \right] \right\} e^{j\omega t} \\ E_\Delta = \left\{ A_{J_1} \left[ F\left(\theta_0 - \frac{\Delta\theta}{2} - \theta\right) - F\left(\theta_0 + \frac{\Delta\theta}{2} + \theta\right) \right] + \right. \\ \quad \left. A_{J_2} e^{j\phi} \left[ F\left(\theta_0 + \frac{\Delta\theta}{2} - \theta\right) - F\left(\theta_0 - \frac{\Delta\theta}{2} + \theta\right) \right] \right\} e^{j\omega t} \end{cases} \quad (3-119)$$

$E_\Sigma$ 、 $E_\Delta$  分别经混频、中放(包括 AGC 控制),再经过相位检波、误差积分(低通滤波)后的输出误差信号为

$$s_e(t) = K_d [A_{J_1}^2 (\alpha_1^2 - \alpha_2^2) + A_{J_2}^2 (\beta_1^2 - \beta_2^2) + 2A_{J_1} A_{J_2} \cos\phi (\alpha_1 \beta_1 - \alpha_2 \beta_2)] \quad (3-120)$$

式中,  $\alpha_1 = F(\theta_0 - \theta_1)$ ,  $\alpha_2 = F(\theta_0 + \theta_1)$ ,  $\beta_1 = F(\theta_0 + \theta_2)$ ,  $\beta_2 = F(\theta_0 - \theta_2)$ ,  $\theta_1 = \frac{\Delta\theta}{2} + \theta$ ,  $\theta_2 = \frac{\Delta\theta}{2} - \theta$ 。将天线方向图在  $\theta_0$  方向展开泰勒级数,并取一阶近似,得到

$$F(\theta_0 \pm \theta) = F(\theta_0) \pm F'(\theta_0)\theta \quad (3-121)$$

利用式(3-77)和式(3-121),得到

$$\begin{aligned} s_e(t) = K_d \left[ -4A_{J_1}^2 F(\theta_0) F'(\theta_0) \left( \frac{\Delta\theta}{2} + \theta \right) + 4A_{J_2}^2 F(\theta_0) F'(\theta_0) \left( \frac{\Delta\theta}{2} - \theta \right) - \right. \\ \left. 8\cos\phi A_{J_1} A_{J_2} F(\theta_0) F'(\theta_0) \theta \right] \end{aligned} \quad (3-122)$$

当误差信号  $s_e(t) = 0$  时,跟踪天线的指向角为

$$\theta = \frac{(1 - \gamma^2)\Delta\theta}{2(\gamma^2 + 2\gamma\cos\phi + 1)} \quad (3-123)$$

从式(3-123)可以发现:因为  $\gamma > 0$ ,所以当  $\gamma < -\cos\phi$  时,可使得  $\theta > \Delta\theta/2$ ,如图 3-23 所示。也就是说,相参干扰可以形成较大的角度测量和跟踪误差,该误差可以偏出两干扰源实际的张角之外,这是非相参干扰不能达到的。

从图 3-23 可以看出,一方面,两干扰源信号的强度越接近,干扰性能越好;另一方面,当两干扰源信号间相位差越趋近于  $\pi$  时,相参干扰性能越好,此时,相参干扰又称为交叉眼干扰。实现交叉眼干扰的主要技术难度是保证两干扰源信号到达雷达天线处于稳定的反相。

## (1) 交叉眼干扰。

交叉眼干扰是在角闪烁理论上提出的,又称人工角闪烁干扰、波前扭曲干扰。当两路幅度近似相等、相位反相的干扰信号在空间中进行合成时会发生相消干涉形成零陷,零陷

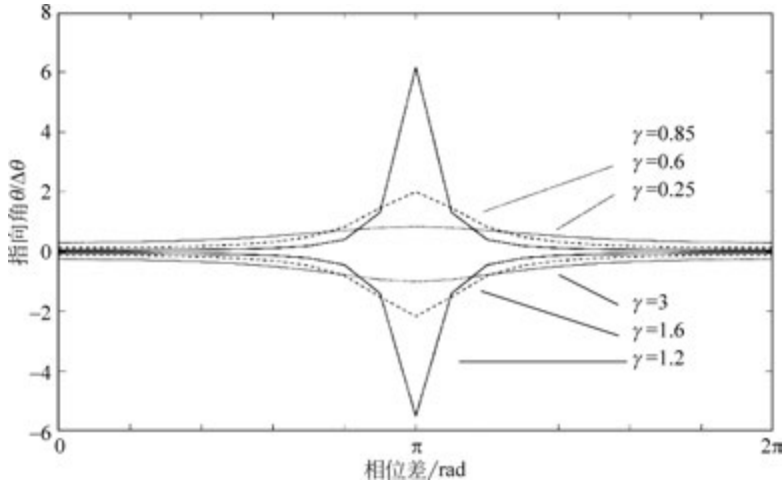


图 3-23 相参干扰时,  $\theta$  与  $\gamma$ 、 $\phi$  的关系

区的相位波前进而发生扭曲,从而使得雷达口径处的波前法向偏移,如图 3-24 所示。

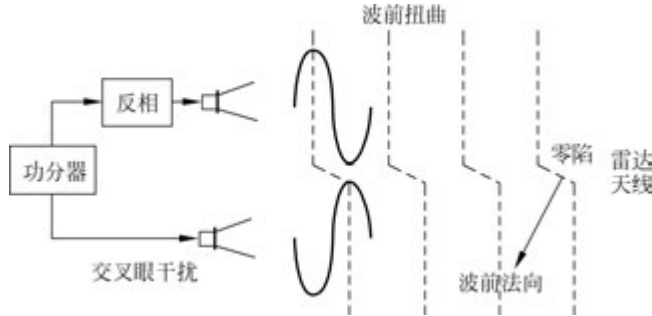


图 3-24 交叉眼干扰示意图

两源交叉眼干扰机可采用无接收天线或单一接收天线的天线结构,如图 3-25 所示。由于目标突防时的持续运动性,在实际场景中难以形成稳定的回波相位差,因此,引入可变相移来保证干扰指向被干扰的单脉冲雷达,即雷达天线处于零陷区。

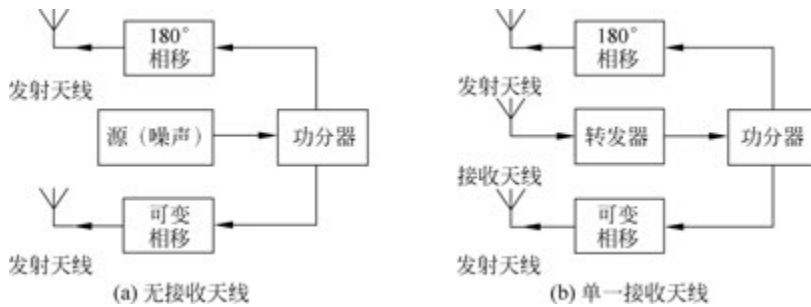


图 3-25 两源交叉眼干扰机的天线示意图

(2) 反向交叉眼干扰。

上述干扰机天线结构通过可变相移来补偿相位差,但是,该相位差与干扰机天线间距、入射角以及波长有关,且易受温度、湿度、平台振荡以及馈线长度等因素影响,不能保证相位补偿精确。由于交叉眼干扰有效角范围非常小,因此,当可变相移无法保证干扰机对准被干

扰雷达时,交叉眼干扰不仅没有干扰效果,反而会使得大功率的干扰机变为信标机(Beacon)。



图 3-26 收发互补型天线(反向天线结构)

因此,交叉眼干扰机可采用图 3-26 所示的收发互补型天线(即反向天线结构)来进行补偿,其中接收天线  $R_1$  与发射天线  $J_2$  处于同一位置,接收天线  $R_2$  与发射天线  $J_1$  处于同一位置,并在其中一路插入了相移  $\pi$ 。工作时还需要保证两路射频通道宽带内的相位一致性。当然,通过引入收发开关,可将图 3-26 所示收发

双天线结构修改为收发单天线结构。利用反向天线阵的自调相特性,反向交叉眼干扰机将不用考虑干扰信号传播环路中的相位差,也不需要事先获取雷达位置,仅需保证两路干扰信号幅度近似相等、相位反相即可有效干扰单脉冲雷达。

### 3) 交叉极化干扰

在接收电磁波时,雷达天线除了接收主极化方式的电磁波外,同时还接收极化与主极化正交的交叉极化信号,因此,除具有主极化方向图外,天线还具有结构与主极化方向图不同的交叉极化方向图,如抛物面天线。由于抛物面天线具有前向几何结构,其将会产生正交极化于主天线馈源的虚假波瓣,称为“Condon 瓣”。天线的曲率越大,Condon 瓣就越大。

天线交叉极化方向图的电平比主极化方向图一般要小两个数量级,因此,正常工作时交叉极化影响不明显。但是,当存在与天线交叉极化一致的强信号照射时,此时交叉极化方向图的影响则不能忽略,其会使得天线方向图发生畸变,跟踪轴偏离目标。

交叉极化干扰机采用两个正交转发通道生成交叉极化干扰信号。干扰机的两个接收天线分别采用水平极化和垂直极化,水平极化天线的接收信号以垂直极化形式转发,垂直极化天线的接收信号以水平极化形式转发,最终生成的干扰信号将正交极化于接收的雷达信号。

为使交叉极化干扰有效,要求干信比不小于 20dB。在干扰功率超过回波信号功率几个数量级的情况下,接收天线的合成方向图完全由交叉极化方向图决定,此时可获得的最大的欺骗角度为半个波束宽度。另外,交叉极化干扰对干扰信号的极化正交性要求很高,通常要求极化偏差容限为  $\pm 5^\circ$ 。

交叉极化干扰会使雷达方向图发生畸变,对单脉冲雷达及一般的单支路测角系统都有效。不过,对于来袭导弹,由于交叉极化干扰产生的是在雷达跟踪方向上的跟踪角误差,其诱偏距离是此时弹目距离与诱偏角正切值的乘积。在弹目距离很小的情况下,诱偏距离会小于导弹的杀伤半径,从而不能起到保护载机的作用;另外,当导弹攻击低空目标时采用交叉极化干扰导引头,由于海洋和大地的去极化效应会改变交叉极化干扰信号的极化纯度,产生与雷达信号主极化方式相同的分量,因此这甚至会起到增强目标回波信号的作用。

## 3.2.3 速度欺骗干扰

### 1. 目标速度信息的检测和跟踪

雷达对目标速度信息的检测和跟踪主要是根据雷达接收到的目标回波信号与雷达发射信号之间的频率差  $f_d$ (即多普勒频率)。常用的速度检测和跟踪方法有连续波测速跟踪和脉冲多普勒测速跟踪。

脉冲多普勒雷达测速跟踪系统的典型方框图如图 3-27 所示。图中,作为基准的本振信

号  $s_L(t)$ 、相参振荡信号  $s_c(t)$  与发射信号  $s_t(t)$  之间保持稳定的相位关系,且  $|f_L - f_t| = f_c$ , 式中  $f_L$ 、 $f_t$ 、 $f_c$  分别为本振、发射与相参振荡信号的频率。

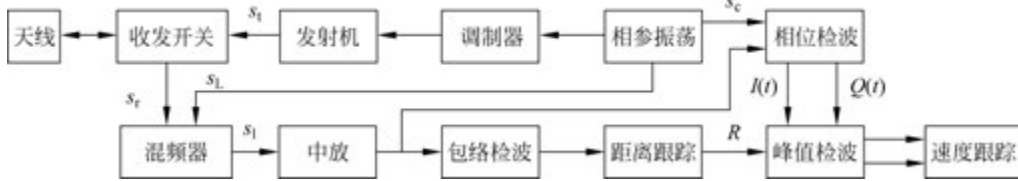


图 3-27 脉冲多普勒雷达测速跟踪系统的典型方框图

雷达发射信号为相参脉冲串,即

$$s_t(t) = A \sum_n \text{rect}(t - nT_r, \tau) e^{j(2\pi f_t t + \phi)} \quad (3-124)$$

目标回波信号  $s_r(t)$  为

$$s_r(t) = \eta A F_t(\theta) F_r(\theta) \sum_n \text{rect}\left(t - nT_r - \frac{2R}{c}, \tau\right) \exp\left\{j\left[2\pi f_t \left(t - \frac{2R(t)}{c}\right) + \phi\right]\right\} \quad (3-125)$$

$s_r(t)$  与本振信号  $s_L(t)$  混频,输出中频信号  $s_1(t)$  为

$$s_1(t) = \eta A F_t(\theta) F_r(\theta) \sum_n \text{rect}\left(t - nT_r - \frac{2R}{c}, \tau\right) \exp\{j[2\pi(f_c + f_d)t + \phi]\} \quad (3-126)$$

$s_1(t)$  与  $s_c(t)$  进行正交相参检波,得到幅度受频差调制的正交相参脉冲列:

$$\begin{cases} I(t) = K A F_t(\theta) F_r(\theta) \sum_n \text{rect}\left(t - nT_r - \frac{2R}{c}, \tau\right) \cos(2\pi f_d t + \phi) \\ Q(t) = K A F_t(\theta) F_r(\theta) \sum_n \text{rect}\left(t - nT_r - \frac{2R}{c}, \tau\right) \sin(2\pi f_d t + \phi) \end{cases} \quad (3-127)$$

再对本次天线扫描过程中目标所在空间单元(方位、仰角和距离)的相参脉冲串进行峰值检波。当雷达的脉冲重复频率  $F_r > 2|f_d|$  时,就可以无模糊地恢复出包含速度信息的正交多普勒频率信号  $I_L(t)$ 、 $Q_L(t)$ ,即

$$\begin{cases} I_L(t) \propto A \cos(2\pi f_d t) \\ Q_L(t) \propto A \sin(2\pi f_d t) \end{cases} \quad (3-128)$$

随着现代数字信号处理技术的发展,对于相参检波后  $I(t)$ 、 $Q(t)$  信号的检测和跟踪主要采用数字信号处理技术。首先对目标所在距离单元  $R$  处的模拟信号进行数字化,然后对存在目标的复序列  $\{I(n), Q(n)\}$  进行 FFT 频谱分析、检测和跟踪。数字处理方法等效于采用了一组并行的窄带滤波器覆盖整个需要检测的多普勒频率范围。频率分辨率  $\Delta f$  (也是窄带滤波器的等效带宽)为  $\Delta f = F_r/N$ , 其中,  $N$  为天线波束在目标空间获得的相参脉冲数量(脉冲积累数)。数字信号处理不仅提高了速度检测、跟踪的精度,而且便于实现对同一空间中多目标的识别和分辨,以及对多目标的同时检测和跟踪。

## 2. 对测速跟踪系统的欺骗干扰

### 1) 速度波门拖引干扰

首先转发与目标回波具有相同多普勒频率的干扰信号,且干扰信号的能量大于目标回

波,使得雷达的速度跟踪电路能够捕获目标与干扰的多普勒频率  $f_d$ ,且 AGC 电路按照干扰信号的能量控制雷达接收机的增益,此段时间称为停拖期,时间长度为  $0.5 \sim 2\text{s}$ (略大于速度跟踪电路的捕获时间)。

然后使干扰信号的多普勒频率  $f_{dj}$  逐渐与目标回波的多普勒频率  $f_d$  分离,分离的频率速度  $f_v$  (Hz/s) 不大于雷达可能跟踪的目标最大加速度  $a$ ,即  $f_v \leq 2a/\lambda$ ,且由拖引的方向(也就是假目标加速度的方向)决定  $f_v$  的正负。由于干扰能量大于目标回波,其将使雷达的速度跟踪电路跟踪在干扰的多普勒频率  $f_{dj}$  上,造成速度信息的错误。此段时间称为拖引期,时间长度  $t_2 - t_1$  按照  $f_{dj}$  与  $f_d$  的最大频差  $\Delta f_{\max}$  计算,得

$$t_2 - t_1 = \frac{\Delta f_{\max}}{f_v} \quad (3-129)$$

当  $f_{dj}$  与  $f_d$  的频率差达到  $\Delta f_{\max}$  后,关闭干扰机。由于被跟踪的信号突然消失,且消失的时间(也就是干扰机关闭的时间)大于速度跟踪电路的等待时间和 AGC 电路的恢复时间(为  $0.5 \sim 2\text{s}$ ),速度跟踪电路将重新转入搜索状态。

综上,在速度波门拖引干扰中,干扰信号多普勒频率  $f_{dj}$  的变化过程如下:

$$f_{dj}(t) = \begin{cases} f_d, & 0 \leq t < t_1, \text{停拖期} \\ f_d + f_v(t - t_1), & t_1 \leq t < t_2, \text{拖引期} \\ \text{干扰停止}, & t_2 \leq t < T, \text{停止期} \end{cases} \quad (3-130)$$

## 2) 假多普勒频率干扰

根据收到的雷达信号,同时转发与目标回波多普勒频率  $f_d$  不同的若干干扰信号频率  $\{f_{dj,i}(t)\}_{i=1}^n$ ,使雷达的速度跟踪电路可同时检测到多个不同多普勒频率的信号。如果干扰信号功率远大于目标回波信号功率,则由于 AGC 响应大信号,将使雷达难以检测到功率较小的目标信号,从而造成其检测和跟踪的错误。假多普勒频率干扰机组成如图 3-28 所示,其与速度波门拖引干扰时的主要差别是当需要产生  $n$  个不同的多普勒频率时,需要有  $n$  路载频移频器同时工作。在实际工程中,一般选择  $n=1$ 。

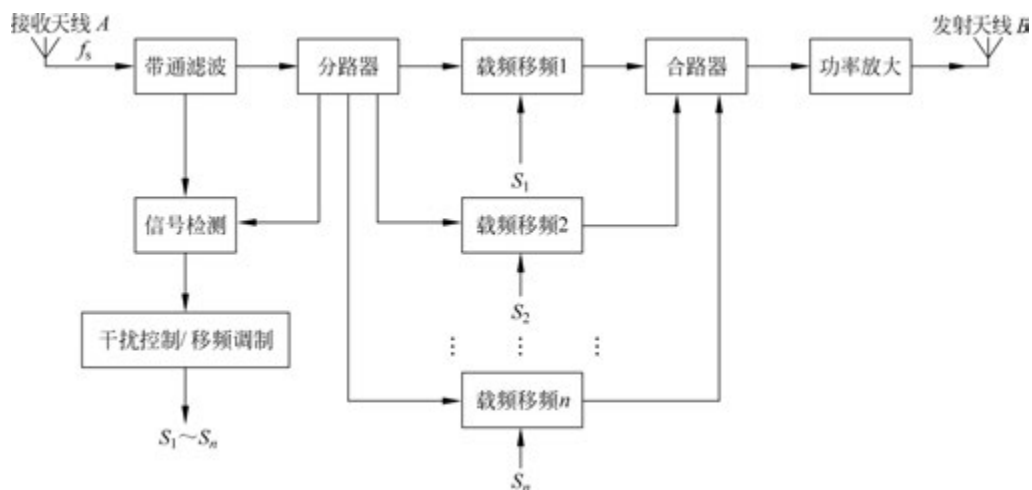


图 3-28 多路假多普勒频率干扰机组成

### 3) 多普勒频率闪烁干扰

多普勒频率闪烁干扰的基本原理是在雷达速度跟踪电路的带宽  $\Delta f$  内,以  $T$  为周期,交替产生  $f_{dj1}$ 、 $f_{dj2}$  两个不同频移的干扰信号,造成雷达速度跟踪波门在两个干扰频率之间摆动,从而不能正确、稳定地捕获目标速度。由于速度跟踪系统的响应时间为其跟踪带宽  $\Delta f$  的倒数,所以交替周期  $T$  选为

$$T \geq \frac{1}{2\Delta f} \quad (3-131)$$

多普勒频率闪烁干扰机组成与速度波门拖引干扰机相同,其中的干扰控制电路送给移频电路的两个不同频率调制信号是分时交替的。

### 4) 距离-速度同步干扰

目标的径向速度  $v_r$  是距离对时间的导数,也是多普勒频率的函数。对于只有距离  $R$  或速度  $v_r$  检测、跟踪能力的雷达,单独对其距离或速度跟踪系统进行欺骗干扰是可以奏效的。但是对于具有距离-速度两维信息同时检测、跟踪的雷达,只在某一维进行欺骗或者对其二维信息欺骗的参数不一致时,就很可能被雷达识别出假目标,从而达不到预定的干扰效果。

距离-速度同步干扰主要用于干扰具有距离-速度二维信息同时检测、跟踪能力的雷达(如脉冲多普勒雷达)。在进行距离波门拖引干扰的同时,进行速度波门欺骗干扰。在匀速拖距和加速拖距时的距离时延  $\Delta t_{dj}(t)$  和多普勒频移  $f_{dj}(t)$  的调制函数分别为

$$\Delta t_{dj}(t) = \begin{cases} 0 & 0 \leq t < t_1 \\ -\Delta v(t-t_1)/c, & t_1 \leq t < t_2 \\ \text{干扰停止} & t_2 \leq t < T \end{cases}, \quad f_{dj}(t) = \begin{cases} f_d, & 0 \leq t < t_1 \\ f_d + \Delta v/\lambda, & t_1 \leq t < t_2 \\ \text{干扰停止}, & t_2 \leq t < T \end{cases} \quad (3-132)$$

$$\Delta t_{dj}(t) = \begin{cases} 0 & 0 \leq t < t_1 \\ -a(t-t_1)^2/c, & t_1 \leq t < t_2 \\ \text{干扰停止} & t_2 \leq t < T \end{cases}, \quad f_{dj}(t) = \begin{cases} f_d, & 0 \leq t < t_1 \\ f_d + a(t-t_1)/\lambda, & t_1 \leq t < t_2 \\ \text{干扰停止}, & t_2 \leq t < T \end{cases} \quad (3-133)$$

式中,  $\Delta v = v_{vj} - v_r$ ,  $v_r$  是真实径向速度,  $v_{vj}$  是虚假径向速度,  $a$  为加速度,  $f_d$  是真实多普勒频率。对于距离波门,后拖时的频移方向为负方向,匀速拖距时为固定频移,匀加速拖距时为线性频移。距离-速度同步干扰实现主要采用时延转发或相参储频方式。前者利用数字可编程时延线产生所需要的距离时延量  $\Delta t_{dj}(t)$ ,然后再经过数字移相器,产生与多普勒频率  $f_{dj}(t)$  相对应的相移量  $f(t)$ ;而后者可由相参储频器同时完成时延和频移的调制。

## 3.2.4 对雷达 AGC 电路的欺骗干扰

### 1. 跟踪雷达的 AGC 电路

AGC 电路的工作原理如图 3-29 所示。



图 3-29 AGC 电路的工作原理

设 $[S_{i\min}, S_{i\max}]$ 为接收机输入信号的动态范围, $[S_{o\min}, S_{o\max}]$ 为接收机输出信号的动态范围。 $[S_{o\min}, S_{o\max}]$ 也是接收机信号处理电路正常工作时的信号功率范围,如果输出信号超出该范围,就可能引起接收机或信号处理机的工作异常或性能下降(如信号过大时接收机饱和;信号过小时无法检测等)。AGC 电路的另一个重要参数是响应时间  $T$ ,为了避免短暂出现的大信号对 AGC 电压的影响,在 AGC 电路中普遍采用较大时常数的积分环节来稳定增益控制电压  $U$ ,从而在输入信号功率变化时,AGC 电压的响应有一定的滞后。而在此滞后时间内,由于 AGC 电路正处于动态调整过程中,输出信号的功率不一定是合适的,甚至可能超出原定的输出动态范围。典型 AGC 电路的动态响应如图 3-30 所示。

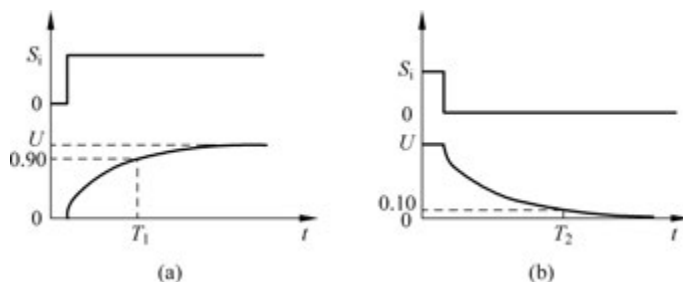


图 3-30 AGC 电路的动态响应

## 2. 对 AGC 控制系统的欺骗干扰

### 1) 通断调制干扰

以已知的 AGC 电路响应时间  $T$ ,周期性地通断干扰发射机,使雷达接收机的 AGC 控制系统在强、弱信号之间不断发生控制转换,造成接收机工作状态和输出信号的不稳定,检测、跟踪中断或性能下降。根据 AGC 电路的工作原理,在干扰机发射期间进入雷达接收机输入端的干扰功率  $P_{ij}$  与目标回波功率  $P_{rt}$  (也近似为干扰机关闭期间的剩余功率)之比(输入端干信比)应大于输出动态范围,即

$$1 + \frac{P_{ij}}{P_{rt}} > \frac{S_{o\max}}{S_{o\min}} \quad (3-134)$$

### 2) 工作比递减转发干扰

在通断周期  $T$  内,逐渐改变干扰发射工作时宽  $\tau$ ,改变的方式通常有均匀变化和减速变化两种,分别如下所示。

$$\text{均匀变化: } \frac{\tau}{T} = D_{j,\max} - V_D t, \quad 0 \leq t < T_D \quad (3-135)$$

$$\text{减速变化: } \frac{\tau}{T} = D_{j,\max} - \ln(at + 1), \quad 0 \leq t < T_D \quad (3-136)$$

式中, $D_{j,\max}$  为最大工作比, $T_D$  为变化周期, $V_D$ 、 $a$  则根据最小工作比  $D_{j,\min}$  确定:

$$V_D = \frac{D_{j,\max} - D_{j,\min}}{T_D}, \quad a = \frac{1}{T_D} [e^{(D_{j,\max} - D_{j,\min})} - 1] \quad (3-137)$$

常用的工作比递减范围是  $D_{j,\min} = 0.2, D_{j,\max} = 0.8$ 。

### 3.3 有源干扰

3.2节所述的欺骗干扰都是有源干扰。因为不管是卷积干扰、移频干扰、间歇采样转发干扰,还是随机方波干扰、交叉眼干扰和速度波门拖引干扰等,都需要主动发射干扰信号。本节从干扰信号形式将常用的压制性有源干扰信号分为噪声类和脉冲类进行介绍。

#### 3.3.1 噪声类有源干扰

##### 1. 射频噪声干扰

射频噪声干扰是来自对宽带模拟低功率射频白噪声的滤波和放大,所以又称为直接放大的噪声、纯噪声干扰。由于白噪声瞬间值的概率密度服从正态分布,其频谱特性是在很宽的频带内功率接近均匀分布;但雷达接收机都有一定的频带宽度,进入接收机的噪声是受接收机频带限制的,所以通过接收机以后的噪声将是窄带噪声。因此,射频噪声干扰  $J(t)$  是窄带广义平稳的高斯过程,即

$$J(t) = U_n(t) \cos(\omega_j t + \varphi(t)) \quad (3-138)$$

其中,包络过程  $U_n(t)$  服从瑞利分布,相位过程  $\varphi(t)$  服从  $[0, 2\pi]$  区间内均匀分布,且与  $U_n(t)$  独立;载频  $\omega_j$  为常数,且远大于  $J(t)$  谱宽。

经过接收机混频、中放、检波、视放处理后,加到显示器对目标回波信号起遮盖作用的是包络电压,即  $U_n(t)$  瑞利噪声。射频噪声干扰具有良好的遮盖性和干扰效果,一般都要满足下列要求。

(1) 干扰带宽大于接收机带宽的两倍。这样包络电压起伏很快,容易将目标回波信号覆盖。

(2) 干扰噪声的峰值系数不小于 2。峰值系数  $K_c$  定义为噪声电压最大值与有效值之比。干扰噪声近似于正态噪声时,干扰效果好,当  $K_c$  在  $[2.5, 3]$  的范围内时,就可以认为近似于正态分布了。因此,一般要求峰值系数不小于 2。

射频噪声的遮盖性能最好,接近于接收机内噪声。随着雷达的发展,干扰频带也相应地需要越来越宽,功率越来越大,频段也越来越高。而高频段、大功率的噪声在技术上难以得到,因此,射频噪声逐渐被其他类噪声所取代。

##### 2. 噪声调幅干扰

噪声调幅干扰是一种常用的干扰样式,它利用基带噪声作为调制信号,对正弦载波信号进行调制,使载波信号的振幅随基带噪声做随机变化。其定义如下:

$$J(t) = [U_0 + U_n(t)] \cos(\omega_j t + \varphi) \quad (3-139)$$

式中,  $U_0$  是载波振幅;  $\omega_j$  是干扰载波频率;  $U_n(t)$  是基带噪声,假定它是均值为 0、方差为  $\sigma_n^2$  的平稳随机过程;  $\varphi$  在  $[0, 2\pi]$  内均匀分布,且与  $U_n(t)$  互不相关。

噪声调幅干扰具有以下特点。

(1) 已调波的功率谱由载波谱和对称副瓣谱构成,副瓣谱的形状与基带功率谱相似,但是强度减小为它的 1/4;

(2) 已调波的带宽为基带噪声带宽的 2 倍;

(3) 噪声调幅干扰信号的总功率为  $P_j = (U_0^2 + \sigma_n^2) / 2 = P_0 (1 + m_n^2)$ , 即总功率等于载波

功率  $P_0 = U_0^2/2$  与基带噪声功率  $\sigma_n^2/2$  之和, 其中  $m_n = \sigma_n/U_0$  称为有效调制系数。

在实施压制性干扰时, 起主要作用的是副瓣功率。增大有效调制系数  $m_n$  能够提高干扰有效功率即副瓣功率, 在具体实现上可以通过对基带噪声进行适当限幅以适当减小基带噪声的峰值系数。但是限幅不能太大, 限幅过大会造成基带噪声出现平顶, 影响干扰效果。通常为了兼顾功率和噪声质量两方面的要求, 限幅后的基带噪声峰值系数取值为 1.4~2。

### 3. 噪声调频干扰

噪声调频干扰表示如下:

$$J(t) = U_j \cos\left(\omega_j t + 2\pi K_{\text{FM}} \int_0^t u_n(t') dt' + \varphi\right) = U_j \cos(\theta(t) + \varphi) \quad (3-140)$$

式中,  $U_j$  是调频信号的幅度;  $\omega_j$  是干扰载波频率;  $u_n(t)$  是基带噪声, 假定它是均值为 0、方差为  $\sigma_n^2$  的平稳随机过程;  $\varphi$  在  $[0, 2\pi]$  内均匀分布, 且与  $u_n(t)$  互不相关;  $K_{\text{FM}}$  是调频斜率。

(1) 当有效调频指数  $m_{\text{fc}} = K_{\text{FM}}\sigma_n/\Delta F_n \gg 1$  ( $\Delta F_n$  为基带噪声的功率谱宽) 时, 噪声调频信号的总功率为

$$P_j = \int_0^\infty G_j(f) df = U_j^2/2 \quad (3-141)$$

即总功率等于载波功率, 它与调制噪声功率无关, 这一点与调幅信号不同, 这说明调频过程是一个对各频率成分的功率再分配过程。噪声调频信号的频谱宽度为

$$\Delta f_j = 2\sqrt{2\ln 2} f_E = 2\sqrt{2\ln 2} K_{\text{FM}} \sigma_n \quad (3-142)$$

式中,  $f_E$  为有效调频带宽。可以看出: 噪声调频信号的频谱宽度与基带噪声的功率谱宽  $\Delta F_n$  无关, 而取决于基带调制噪声的功率  $\sigma_n^2$  和调频斜率  $K_{\text{FM}}$ 。这说明带宽一定但功率足够的噪声在对射频振荡调频后, 可以获得很宽的干扰带宽, 这是噪声调频干扰的一个重要特点。

当有效调频指数  $m_{\text{fc}} \gg 1$  时, 噪声调频信号具有很大的干扰带宽, 因此称为宽带噪声调频信号, 可用于施放宽带拦阻式干扰。

(2) 当有效调频指数  $m_{\text{fc}} \ll 1$  时, 噪声调频信号的总功率仍然等于载波功率不变, 但是噪声调频信号的功率谱宽按指数下降, 且与调制噪声的带宽有关, 此时噪声调频信号的谱宽为

$$\Delta f_j = \frac{\pi f_E^2}{2\Delta F_n} = \pi m_{\text{fc}}^2 \Delta F_n \quad (3-143)$$

因此, 当有效调频指数  $m_{\text{fc}} \ll 1$  时, 噪声调频信号的带宽较窄, 称为窄带噪声调频信号, 可用于施放瞄准式干扰。

噪声调频干扰经检波后, 在接收机输出端所形成的噪声, 并非调制噪声的再现, 而是一系列宽度、幅度和间隔均随机变化的杂乱脉冲。

### 4. 噪声调相干扰

噪声调相干扰表示如下:

$$J(t) = U_j \cos(\omega_j t + \varphi(t) + \varphi_0) \quad (3-144)$$

式中,  $\varphi(t)$  是调制噪声, 为零均值、 $[-\pi, \pi]$  内分布的广义平稳随机过程;  $\varphi_0$  为  $[0, 2\pi]$  内均匀分布的随机变量, 且与  $\varphi(t)$  独立;  $U_j, \omega_j$  为常数, 分别为噪声调相干扰的振幅和中心频率。

### 3.3.2 脉冲类有源干扰

脉冲干扰是利用窄脉冲序列组成的干扰信号,可分为非同步脉冲干扰和同步脉冲干扰两类。

#### 1. 非同步脉冲干扰

##### 1) 随机脉冲干扰

随机脉冲干扰是指干扰脉冲的幅度、宽度或间隔等参数随机改变的干扰。干扰效果与随机脉冲参数有关。当随机脉冲的平均间隔  $\tau_m$  远大于雷达接收机的建立时间  $T_h$  (约等于接收机带宽  $f_B$  的倒数) 时,即  $\tau_m \gg 1/f_B$ ,检波器输出为时域离散的随机视频脉冲,反映在显示器上则是移动闪烁的干扰脉冲,与雷达回波脉冲的不同性导致压制效果不好。而当随机脉冲的平均间隔  $\tau_m$  小于雷达接收机的建立时间  $T_h$  时,检波器输出的干扰脉冲将相互衔接并部分重叠,类似于噪声调频干扰在接收机检波器输出端产生的起伏干扰,对雷达回波有较好的压制效果。

##### 2) 非同步固定重频脉冲干扰

非同步固定重频脉冲干扰是指干扰脉冲具有一定的脉冲重复频率,但是与雷达脉冲重复频率不一致,导致在时域上不同步的脉冲序列干扰。非同步固定重频脉冲干扰反映在显示器上则是位置不确定的移动干扰脉冲,能够妨碍雷达回波检测,具有一定的压制效果。特别是当干扰脉冲的占空比高时,干扰脉冲覆盖雷达回波的概率增大,使得雷达在游动的干扰背景中检测目标难度也相应增大。不过,由于非同步固定重频脉冲干扰与雷达脉冲不同步,因此,容易被雷达抗异步脉冲干扰电路所对消。

#### 2. 同步脉冲干扰

##### 1) 密集同步脉冲干扰

密集同步脉冲干扰是当收到敌方雷达脉冲信号后立即或延迟一段时间后复制发射很多应答脉冲,多到几乎每个分辨单元至少 1 个应答脉冲,以遮盖真实目标回波。可以看出:密集同步脉冲干扰是脉冲重复周期不大于雷达分辨单元的应答式脉冲干扰。

##### 2) 非密集同步脉冲干扰

当收到敌方雷达脉冲信号后,发射 1 个应答脉冲,称为单应答式同步干扰;而发射多个应答脉冲,则称为多应答式同步干扰。可以看出:非密集同步脉冲干扰也是应答式脉冲干扰,只是应答干扰脉冲的间隔远大于雷达分辨单元,反映在显示器上是稳定的干扰脉冲回波。如果干扰脉宽与雷达发射脉宽相当时,则干扰脉冲相似于真实目标回波,可用于距离欺骗性干扰。

## 3.4 无源干扰

### 3.4.1 箔条干扰

箔条通常由金属箔切成的条、镀金属的介质丝/带等制成,其中使用最多的是尺寸为半波长的箔条丝,称为半波振子,它对该波长的频率谐振,产生的散射电场最强。

目标的雷达截面积定义为目标散射总功率  $P_2$  与入射功率密度  $S_1$  的比值,即

$$\sigma = P_2 / S_1 \quad (3-145)$$

如果测得入射波的电场强度  $E_1$ , 又在距离  $R$  处测得散射波的电场强度  $E_2$ , 则有

$$S_1 \propto E_1^2, \quad S_2 \propto E_2^2, \quad P_2 = 4\pi R^2 S_2, \quad \sigma = 4\pi R^2 \frac{E_2^2}{E_1^2} \quad (3-146)$$

式中,  $S_2$  为距离  $R$  处功率密度。对半波长箔条, 产生的感应电流为

$$I_0 = \frac{\lambda E_1}{\pi R_\Sigma} \cos\theta \quad (3-147)$$

式中,  $\theta$  为入射波与箔条的夹角,  $R_\Sigma = 73\Omega$ , 为半波振子的辐射电阻。该感应电流在距离  $R$  处产生的电场强度为

$$E_2 = \frac{60I_0}{R} \cos\theta = \frac{60\lambda E_1}{\pi R R_\Sigma} \cos^2\theta \quad (3-148)$$

综合上述各式, 可以得到单根箔条在特定空间夹角  $\theta$  时的雷达截面积为

$$\sigma_\theta = 4\pi R^2 E_2^2 / E_1^2 \approx 0.86\lambda^2 \cos^4\theta \quad (3-149)$$

考虑箔条在三维空间中均匀分布, 其平均雷达截面积应为  $\sigma_\theta$  在空间立体角中的平均值, 即

$$\bar{\sigma}_\theta = \frac{1}{4\pi} \int_0^{2\pi} d\varphi \int_0^\pi 0.86\lambda^2 \cos^4\theta \sin\theta d\theta = 0.172\lambda^2 \quad (3-150)$$

用箔条回波覆盖目标回波时, 要求在每个雷达分辨单元中箔条的雷达反射截面积  $\bar{\sigma}_1 N$  是目标雷达截面积  $\sigma$  的  $K_J$  倍,  $N$  是雷达分辨单元内的箔条平均数, 有

$$N \geq K_J \frac{\sigma}{\bar{\sigma}_1} \quad (3-151)$$

式中,  $K_J \in (1.3, 1.5)$ 。

半波长箔条的相对带宽只有中心频率的 15%~20%。为了增加带宽, 可以采用两种方法, 一是增大单根箔条的直径或宽度, 但是带宽的增加量有限, 而且容易带来质量、体积和下降速度过快等问题; 二是采用不同长度的箔条混合包装, 为了便于生产, 每包中箔条长度的种类不宜太多, 以 5~8 种为宜。

轻质短箔条在空中投放后, 由于受到重力和气流的影响, 在空间容易趋于水平取向且旋转地下降。这时箔条对水平极化雷达的回波强, 而对垂直极化雷达的反射小。为了使箔条能够干扰垂直极化的雷达, 在箔条的一端适当配重, 使箔条降落时垂直取向, 这时下降速度较快, 并且在箔条投放一段时间后, 箔条云会分成两层, 上边一层多为水平取向, 下边一层多为垂直取向, 时间越长, 两层间距越大。但在飞机投放的初始时刻, 由于受到飞行湍流的影响, 箔条的取向可以达到完全随机, 可以干扰各种极化的雷达。箔条云的极化特性还与雷达波束的仰角有关, 在 90° 仰角时, 水平取向的箔条对水平极化和垂直极化雷达的回波差不多; 但在低仰角时, 箔条对水平极化雷达的回波要比对垂直极化雷达的回波强很多。

箔条的使用方式主要有两种。一种是在一定空域中大量投放, 形成数千米宽、数十千米长的箔条干扰“走廊”, 使雷达分辨单元中箔条的雷达截面积远大于目标的雷达截面积, 以掩护战斗机群的突防。为了增加箔条的谱宽, 还可以利用机上的有源干扰机照射箔条干扰走廊, 此时散射到雷达的干扰信号能量是箔条散射雷达照射信号和散射有源干扰信号的叠加。另一种是在飞机或舰船自卫干扰时投放, 箔条快速散开, 形成比目标大得多的回波(此时目标作机动运动), 诱使雷达检测和跟踪箔条。

### 3.4.2 反射器

反射器可以在较宽的频率范围内对入射电磁波产生很强的反射,这种反射信号可以形成假目标干扰,也可以改变其所在处物体的电波散射特性。一个理想导体的金属板,当其尺寸远大于波长时,可以对板面法线方向入射的电磁波产生强烈的反射,此时其雷达截面积为

$$\sigma_{\max} = 4\pi \frac{A^2}{\lambda^2} \quad (3-152)$$

式中,  $A$  为金属板的面积。如果入射波偏离法线方向,则反射波也将偏离入射方向,相应的雷达截面积也将显著减小。常用的反射器主要有角形反射器、双锥反射器和龙伯透镜反射器等。

角形反射器是利用三个互为垂直的金属板制成的,根据每个金属板面的形状,可以分为三角形角反射器、圆形角反射器和方形角反射器等,如图 3-31 所示。角形反射器可以在较大的人射方向内,通过两次折射,将入射电磁波反射回去。角形反射器的最大反射方向为角形反射器的中心轴方向,它与三个垂直轴的夹角相等,均为  $54.75^\circ$ 。边长为  $a$  的三种角形反射器在该方向时的最大雷达截面积分别为

$$\sigma_{\Delta\max} = 4.19 \frac{a^4}{\lambda^2}, \quad \sigma_{\circ\max} = 15.6 \frac{a^4}{\lambda^2}, \quad \sigma_{\square\max} = 37.3 \frac{a^4}{\lambda^2} \quad (3-153)$$

角形反射器对制造的精度、角度准确度和表面平整程度等要求较高。在实际使用中,考虑到制造、保存、安装的难易和坚固、稳定程度,通常采用三角形反射器。

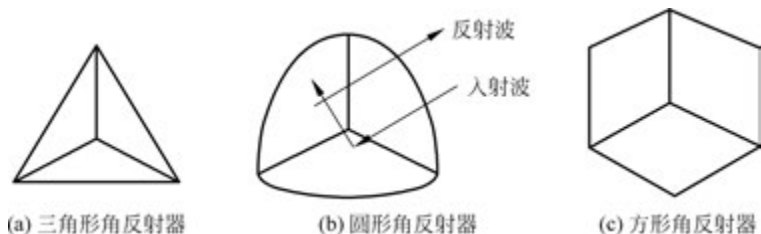


图 3-31 角形反射器

龙伯透镜反射器是在龙伯透镜的局部表面加上金属反射面而构成的,可以把入射到透镜的平面电磁波汇集到一点,再把这一点源变成平面波辐射出去,如图 3-32 所示,多用于空中布设。

龙伯透镜反射器的优点是体积小,雷达截面积大,在水平和垂直方向都有较宽的方向性;缺点是需要专门的材料和制造工艺,造价高,质量大。当半径  $a \gg \lambda$  时,龙伯透镜的有效反射面积为

$$\sigma = 4\pi^3 \frac{a^4}{\lambda^2} = 124 \frac{a^4}{\lambda^2} \quad (3-154)$$

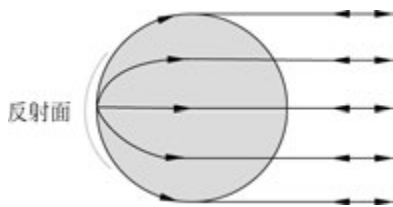


图 3-32 龙伯透镜示意图

### 3.4.3 假目标

#### 1. 固定布设型假目标

固定布设型假目标主要用于地/海面目标伪装,如采用各类反射器和各种表面金属涂敷、充气成型的薄膜材料构成的假车辆、假飞机、假桥梁、假建筑群等。这种假目标不仅要求具有十分逼真的目标微波、可见光散射特性,而且还要求其布设和撤收迅速、简便。

#### 2. 空漂/海漂型假目标

空漂/海漂型假目标主要用于模拟空中飞机和海面舰船目标的散射特性。空漂型假目标一般为灌注轻质气体定高漂浮的金属涂敷气球,利用高空气流带动其运动,所以在使用时需要准确测定高空气流的方向和速度,以便形成需要的假目标航迹。此外,密集的空漂球还会对高速飞行器的安全形成威胁,为此有些空漂型假目标还带有自毁装置。海漂型假目标一般为充气展开的水面角反射器阵列,利用洋流带动其运动,所以在使用时需要准确测定洋流的方向和速度,以便形成需要的假目标航迹。

#### 3. 机动型假目标

机动型假目标主要用于模拟运动中的飞机、舰船和车辆等目标的散射特性,一般由反射器、发动机和运动控制系统共同组成。其中,反射器提供假目标的散射特性;发动机提供假目标运动的动力;运动控制系统控制运动的航迹。机动型假目标可以在一定时间内全面、逼真地模拟真目标的散射和运动特性。

### 3.4.4 雷达诱饵

#### 1. 固定布设式雷达诱饵

固定布设式雷达诱饵主要用于保护固定目标。因此这类雷达诱饵一般为迎向威胁方向的偏两点或三点布设。

#### 2. 投掷式雷达诱饵

投掷式雷达诱饵可用于保护固定目标或运动目标。一般采用火箭弹将其发射到预定位置,然后迅速成形、开伞悬吊或充气滞空,形成较大的干扰功率或散射面积。当目标位于诱饵附近时,诱使雷达跟踪诱饵。投掷式诱饵可以根据来袭威胁方向、目标运动方向和当时的风速/风向等灵活选择射程、射高等空间位置,部署和使用方便,得到了广泛应用。

#### 3. 拖曳式雷达诱饵

拖曳式雷达诱饵主要配属于运动目标(以下简称目标),并由目标提供动力和运动控制,一般具有与目标相同的运动特性。拖曳式诱饵平时保存在目标上,仅在受到雷达威胁时才从目标上施放出来,通过拖缆控制其与目标的间距(典型间距为80~150m)。主要采用有源工作方式,对威胁雷达实施转发式干扰。由于诱饵主要处于目标运动的后方,对于迎向来袭的威胁,难以形成诱饵导前关系,因此拖曳式雷达诱饵在任务后期一般采取断缆,使诱饵继续迎向威胁方向运动,而目标则迅速实施机动规避。

#### 4. 随行式雷达诱饵

随行式雷达诱饵主要配属于运动目标或运动目标群,可以在一定时间内随行目标运动,并且迎向威胁方向配置。自带动力和一定的供电能力,对威胁雷达实施转发式干扰。随行式雷达诱饵一般采用无人驾驶的运动平台(如无人机),由目标平台携带,需要使用时从目标

平台分离投放,完成任务后可回收或进行自毁式攻击。

## 本章小结

雷达干扰是破坏或削弱敌方雷达正常工作效能发挥的软杀伤手段,按照作用机理可分为压制性干扰和欺骗性干扰。其中,压制性干扰是要阻止雷达检测目标信息;而欺骗性干扰则是迷惑和扰乱雷达对真实信息的获取。压制性干扰按照干扰能量的来源可分为有源压制性雷达干扰和无源压制性雷达干扰。前者是发射或转发干扰信号,主要为噪声类有源干扰和脉冲类有源干扰;而后者则是反射雷达信号来达成干扰效果。在压制性干扰原理分析的基础上,本章还从功率准则出发,利用雷达方程和干扰方程推导了雷达的自卫距离解算公式。此外,本章还介绍了包括距离欺骗、角度欺骗、速度欺骗等欺骗性干扰原理,以及无源干扰的基本工作原理。在本章内容基础上,第7章还将从干扰信号特征提取的角度对干扰信号作建模分析。

## 思考题

1. 请阐述瞄准式干扰与阻塞式干扰的定义,分析其干扰作用机理。
2. 按照雷达、目标和干扰机的空间位置分类,有哪几种干扰?并说明各自的特点。
3. 请根据基本雷达方程和干扰方程推导自卫距离,并进行简要说明。
4. 脉冲类有源干扰种类有哪些?干扰机理有何差异?
5. 根据真假目标在检测空间中参数差别的大小,欺骗性干扰可分为哪几种类型?它们各自的特点是什么?
6. 某雷达采用频率捷变和脉冲压缩措施进行抗干扰,分别使得信干比提高了13dB和5dB,自卫距离增加到1400km。
  - (1) 采取抗干扰措施前,雷达自卫距离约为多少千米?
  - (2) 说明雷达相对自卫距离与哪些因素相关。