

第 3 章

雷 达 干 扰

3.1 遮盖性干扰

3.1.1 概述

雷达通过对回波信号的检测发现目标的存在,并测量目标参数信息。遮盖性干扰正是利用噪声或类似噪声的干扰信号遮盖或淹没有用信号,阻止雷达检测目标信息。遮盖性干扰的基本原理是:任何一部雷达都有外部噪声和内部噪声,雷达对目标的检测是在这些噪声中进行的,其检测又是基于一定的概率准则的。一般来说,如果目标信号能量 S 与噪声能量 N 相比(信噪比 S/N)超过检测门限 D ,则可以保证在一定虚警概率 P_{fa} 的条件下达到一定的检测概率 P_d ,简单称为可发现目标,否则便认为不可发现目标。遮盖性干扰就是使强干扰功率进入雷达接收机,尽可能降低信噪比 S/N ,造成雷达对目标检测的困难。

3.1.1.1 遮盖性干扰的分类

遮盖性干扰可以分为有源干扰和无源干扰。无源遮盖性干扰的有关内容可参见 3.3 节的内容。有源遮盖性干扰根据干扰信号遮盖目标回波信号的参数信息可以进一步分类如下:

(1) 时间遮盖干扰

干扰信号覆盖目标回波信号所有可能存在的时间。实际应用中分为连续时间干扰和覆盖脉冲干扰,前者的干扰信号时间是不间断的,后者的干扰时间可以是间断的,但可能有目标回波存在的时间一定存在干扰。

(2) 空间遮盖干扰

干扰信号覆盖目标可能出现的空间位置。具体表现为能够遮盖一定的方位、仰角和距离范围,使雷达对此范围内的目标检测概率严重降低。显然,它是与雷达、干扰源和目标三者的空间位置密切相关的。

(3) 频率遮盖干扰

干扰信号在频域上覆盖目标回波频谱可能存在的范围。由于目标频谱是与雷达发射频谱密切相关的,目标与雷达之间的相对运动会引起频移和频谱展宽。大部分目标回波的频谱略宽于雷达发射信号谱宽 B ,雷达接收机带宽 Δf_r 是与 B 相匹配的($\Delta f_r \approx 1/B$),可以根据雷达接收机载频 f_s 、带宽 Δf_r 与干扰信号载频 f_j 、带宽 Δf_j 的相互关系进一步分为瞄准式干扰、阻塞式干扰以及扫频式干扰。

$$\text{瞄准式干扰} \quad f_j \approx f_s, \quad \Delta f_j = (2 \sim 5) \Delta f_r \quad (3-1)$$

$$\text{阻塞式干扰} \quad \Delta f_j > 5 \Delta f_r, \quad f_s \in [f_j - \Delta f_j/2, f_j + \Delta f_j/2] \quad (3-2)$$

$$\text{扫频式干扰} \quad \Delta f_j = (2 \sim 5) \Delta f_r, \quad f_s = f_j(t), \quad t \in [0, T] \quad (3-3)$$

(4) 速度遮盖干扰

干扰信号频谱覆盖目标回波信号频谱可能存在的多普勒频率范围。

(5) 极化遮盖干扰

干扰信号极化覆盖目标回波信号存在的极化范围。由于目标回波信号的主极化是与雷达发射信号的极化一致的,因此可以通过对雷达发射信号极化的测量确定目标回波信号的极化方向,再引导干扰信号对准该极化方向。但实际干扰普遍采用圆极化来遮盖各种线极化的雷达,以简化设备组成,这种方法存在一定的极化失配损耗(约为 3dB)。

(6) 复合遮盖干扰

干扰信号在时间、空间、频率、速度等多方面同时遮盖目标回波信号可能存在的范围。

3.1.1.2 遮盖性干扰的效果度量

遮盖性干扰的效果表现为:雷达或含有雷达的作战系统由于受到干扰而造成的作战性能下降。根据遮盖干扰的原理,对雷达本身作战性能的度量指标是检测概率 P_d ,即在保持虚警概率不变的条件下,实施遮盖干扰前后 P_d 的绝对值和相对值变化。由于 P_d 是信噪比的函数,通常将遮盖性干扰效果的这种度量准则称为功率准则。含有雷达的作战系统很多,对它的干扰效果度量方法统称为作战效能准则,它需要根据具体的作战系统、作战目的等进行指标的具体化。本书着重介绍功率准则。

根据聂曼-皮尔逊检测准则, P_d 是信噪比 S/N 的单调函数,其中 S 和 N 分别表示雷达接收机线性系统输出端(通常为中放输出端)的目标回波信号功率和高斯噪声功率(功率谱对应于线性系统响应)。当进入雷达接收机线性系统的干扰信号为非高斯噪声时,需要进行噪声质量因子的等效修订。此外,可以通过一定的技术手段和设备对 P_d 进行实际的统计测量,也可以通过对 S/N 的功率调整对 P_d 进行控制,因此,功率准则具有良好的可测性和可控性。

根据作战实际,目前国内外普遍将 $P_d \leq 0.1$ 作为遮盖干扰有效的标准,并将此时在雷达接收机线性系统输出端干扰信号功率 P_j 与目标回波信号功率 P_s 的比值定义为压制系数 K_a ,

$$K_a = \left. \frac{P_j}{P_s} \right|_{P_d=0.1} \quad (3-4)$$

K_a 是干扰信号调制样式、干扰信号质量、接收机响应特性、信号处理方式等的综合性函数。

将功率准则应用于雷达的威力范围,则将干扰机能够有效干扰的区域称为有效干扰区 V_j ,并以对 V_j 的综合评价函数 $E(V_j)$ 作为干扰系统综合干扰效果的考核标准:

$$E(V_j) = \int_{V_j} W(V) dV$$

式中的 $W(V)$ 为空间评价因子,以表现对于不同空间位置有效干扰的重要性。

3.1.1.3 最佳遮盖干扰波形

遮盖性干扰的主要干扰信号是噪声,它能够干扰任何形式的信号。由信息论中熵的概念可以知道,最佳干扰波形就是使雷达接收机输出的干扰信号具有最大不确定性(随机性)的波形。通常采用熵(entropy) $H(x)$ 度量随机变量 x 的不确定性,

$$H(x)=-\int_{-\infty}^{\infty} p(x)\lg_a p(x) \mathrm{d} x \tag{3-5}$$

式中 $p(x)$ 为随机变量 x 的概率分布密度函数。由于 x 的方差(起伏功率)越大,熵值也越大,因此以在限定方差条件下具有最大熵的 $p(x)$ 为最佳遮盖干扰波形。理论证明:正态分布的 $p(x)$ 具有最大熵,也是遮盖干扰的最佳波形。

$$p(x)=\frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \mathrm{e}^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}}, \quad -\infty < x < \infty$$
$$H_{\max}(x)=\ln\sqrt{2\pi\mathrm{e}\sigma^2} \tag{3-6}$$

以正态噪声为基础,在相同熵的条件下,实际噪声 n 所需要的方差 σ_n^2 与正态噪声 x 方差 σ^2 的比值称为实际噪声的质量因子 η_n ,

$$\eta_n=\frac{\sigma_n^2}{\sigma^2}\bigg|_{H(n)=H(x)} \tag{3-7}$$

用高斯白噪声对高频载波进行调制的干扰信号是雷达对抗常遇到的干扰机施放的干扰样式。根据噪声信号的不同产生方式,可将有源遮盖性干扰分为射频噪声干扰、噪声调幅干扰、噪声调频干扰和噪声调相干扰等形式。

3.1.2 射频噪声干扰

用合适的滤波器对白噪声滤波,并经过放大器得到的有限频带噪声,称为射频噪声。这种噪声接近于白噪声。其信号表达形式为:

$$J(t)=U_n(t)\cos[\omega_j t+\phi(t)] \tag{3-8}$$

这是一个窄带的高斯过程,即 $J(t)$ 服从正态分布,包络函数 $U_n(t)$ 服从瑞利分布,相位函数 $\phi(t)$ 服从 $[0,2\pi]$ 均匀分布,且与 $U_n(t)$ 相互独立,载频 ω_j 为常数,且远大于 $J(t)$ 的谱宽。由于 $J(t)$ 的制取一般来自对低功率噪声的滤波和放大,所以也称为直接放大的噪声(DINA)。

实际的射频噪声的功率电平较低,需要多级功率放大。

3.1.2.1 射频噪声干扰对雷达接收机的作用

典型的雷达接收机如图 3-1(a)所示,它由混频器、中放、检波器和视频放大器组成,其工作原理可用图 3-1(b)的模型来描述。线性系统 I 代表混频器和中放(对于信号传输,混频可近似为线性处理,将射频信号线性转换为中频信号),它的带宽取决于中放带宽;检波器是非线性系统,它输出中频信号的包络;线性系统 II 为视频放大器。为了分析方便,假设输入干扰信号 $J(t)$ 的功率谱 $G_j(f)$ 与线性系统 I 的频率响应 $H_1(f)$ 都具有矩形特性。

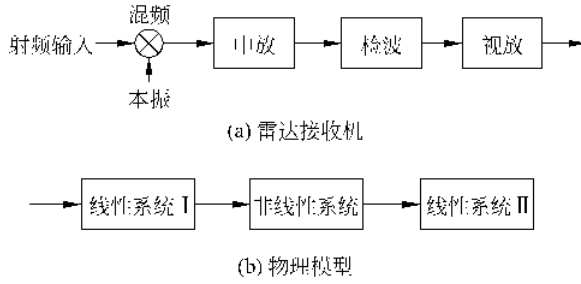


图 3-1 雷达接收机组成示意图

$$G_i(f) = \begin{cases} \sigma_i^2 / \Delta f_i, & |f - f_i| \leq \Delta f_i / 2 \\ 0, & |f - f_i| > \Delta f_i / 2 \end{cases} \quad (3-9)$$

$$|H_i(f)| = \begin{cases} 1, & |f - f_i| \leq \Delta f_r / 2 \\ 0, & |f - f_i| > \Delta f_r / 2 \end{cases} \quad (3-10)$$

式中, f_j 、 f_i 分别为干扰和中放的中心频率; Δf_j 、 Δf_r 为干扰带宽和雷达接收机带宽, 通常 $\Delta f_j > \Delta f_r$ 。根据线性系统理论, 中放输出的干扰信号仍为窄带高斯过程, 其功率谱 $G_i(f)$ 和相关函数 $R_i(\tau)$ 分别为:

$$G_i(f) = |H_i(f)|^2 G_j(f - f_0 + f_i) = \begin{cases} \sigma_i^2 / \Delta f_r, & |f - f_i| \leq \Delta f_r / 2 \\ 0, & |f - f_i| > \Delta f_r / 2 \end{cases} \quad (3-11)$$

$$R_i(\tau) = \sigma_i^2 \frac{\sin \pi \Delta f_i \tau}{\pi \Delta f_i \tau} \cos 2\pi \Delta f_i \tau \quad (3-12)$$

中放输出的干扰信号包络过程 $U_i(t)$ 服从瑞利分布:

$$p(U_i) = \frac{U_i}{\sigma_i^2} e^{-\frac{U_i^2}{2\sigma_i^2}}, \quad U_i \geq 0 \quad (3-13)$$

射频噪声干扰对雷达接收机的作用相当于接收机内噪声的作用, 由于两者均为正态噪声, 且相互独立, 叠加后等效到接收机输入端的噪声功率 P_{n+j} 为:

$$P_{n+j} = KT_0 \Delta f_r F + P_j \Delta f_r / \Delta f_j, \quad P_j \Delta f_r / \Delta f_j = \sigma_i^2, \quad P_j = \sigma_j^2 \quad (3-14)$$

(3-14)式中的前项为接收机内噪声功率, 后项为射频噪声干扰功率。但由于干扰功率远大于内噪声功率, 所以常常将前者忽略不计。

设目标回波信号为: $s(t) = U_s \cos \omega_0 t$ 。当 $s(t)$ 与 $J(t)$ 同时输入到线性系统 I 时, 根据线性系统的叠加定理, 它的输出应为两信号单独作用时的响应之和, 其中, 噪声输出为 $J'(t) = U'_n(t) \cos[\omega_i t + \phi'(t)]$, 信号输出为 $s'(t) = U'_s \cos \omega_i t$, 其合成电压为:

$$J'(t) + s'(t) = U_i(t) \cos[\omega_i t + \varphi(t)] \quad (3-15)$$

式中, 合成信号包络 $U_i(t)$ 服从莱斯分布, 即:

$$p(U_i) = \frac{U_i}{\sigma_i^2} e^{-\frac{U_i^2 + U_s^2}{2\sigma_i^2}} I_0\left(\frac{U_i U_s}{\sigma_i^2}\right), \quad U_i \geq 0 \quad (3-16)$$

$I_0(x)$ 为一类零阶 Bessel 函数。合成信号相位 $\varphi(t)$ 的概率分布为:

$$p(\varphi) = \frac{1}{2\pi} e^{-\frac{U_s^2}{2\sigma_i^2}} + \frac{U_s \cos \varphi}{\sqrt{2\pi} \sigma_i} F\left(\frac{U_s \cos \varphi}{\sigma_i}\right) e^{-\frac{U_s^2 \sin^2 \varphi}{2\sigma_i^2}} \quad (3-17)$$

其中, $F(x) = \frac{1}{2\pi} \int_0^x e^{\frac{t^2}{2}} dt$ 。(3-16) 式和(3-17) 式的分布如图 3-2 所示。

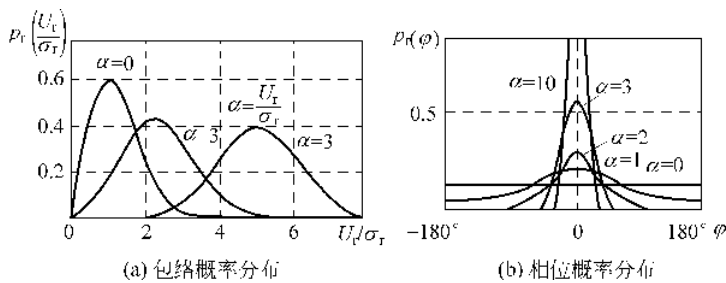


图 3-2 信号加噪声后的包络分布与相位分布

3.1.2.2 射频噪声干扰对信号检测的影响

雷达信号检测的基本方法是：将接收机输出的视频信号 U_v 与预定的门限电平 U_T 进行比较,当 $U_v \geq U_T$,判定为有目标；当 $U_v < U_T$,判定为无目标。定义雷达检测的发现概率为 P_d ,虚警概率为 P_{fa} ,漏警概率为 $1 - P_d$ 。

根据上述定义,在射频噪声干扰时的虚警概率即接收机输出的干扰信号包络超过门限 U_T 的概率,也是图 3-3 中输出噪声的包络分布超过 U_T 部分的面积。

$$P_{fa} = \int_{U_T}^{\infty} \frac{U_i}{\sigma_i^2} e^{-\frac{U_i^2}{2\sigma_i^2}} dU_i = e^{-\frac{U_T^2}{2\sigma_i^2}} \tag{3-18}$$

根据聂曼-皮尔逊准则,对于给定的虚警概率 P_{fa} ,可由(3-18)式唯一地确定检测门限 U_T ：

$$U_T = \sqrt{-2 \ln P_{fa}} \sigma_i \tag{3-19}$$

发现概率 P_d 是虚警概率 P_{fa} 和信噪比 $r = \frac{S}{N} = \frac{U_s^2}{2\sigma_i^2}$ 的函数：

$$P_d = \int_{U_T}^{\infty} \frac{U_i}{\sigma_i^2} e^{-\frac{U_i^2 + U_s^2}{2\sigma_i^2}} I_0\left(\frac{U_i U_s}{\sigma_i^2}\right) dU_i = e^{-r} \int_{\sqrt{-2 \ln P_{fa}}}^{\infty} x e^{-\frac{x^2}{2}} I_0(x \sqrt{2r}) dx \tag{3-20}$$

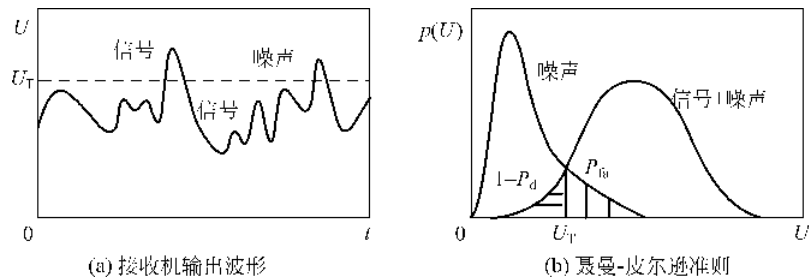


图 3-3 信号检测

图 3-4 画出了不同 P_{fa} 下 P_d 与信噪比 r 的关系。有效遮盖性干扰要求雷达的发现概率降到 $P_d \leq 0.1$,此时线性系统 I 输出端的信噪比是达到有效干扰所允许的最大信噪比

q_0 , 即有效干扰时的干信比至少要大于等于 $1/q_0$ 。由图 3-4 可见, 当信噪比从 q_0 增加时, P_d 上升很快; 当信噪比从 q_0 减小时, P_d 下降很慢。从这个意义上说, 选择 $P_d \leq 0.1$ 作为有效干扰的判别门限, 对于保证干扰效果、节省干扰功率也是十分合理的。

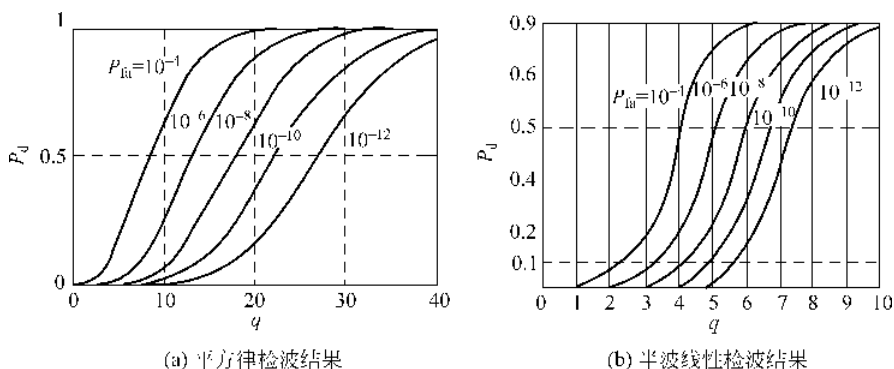


图 3-4 信号检测特性

图 3-4 中的横坐标 $q = \frac{S}{N} I(n)$, $I(n)$ 为 n 个脉冲积累检测时对信噪比的改善, 通常有 $\sqrt{n} \leq I(n) \leq n$ 。 q_0 与 遮盖性干扰压制系数的关系为:

$$K_a = \frac{2\sigma_i^2}{U_s^2} I(n) \Big|_{P_d=0.1} = \frac{I(n)}{q_0} \quad (3-21)$$

例如, 对于半波线性检波雷达, $P_{fa} = 10^{-6}$, 脉冲积累数 $n = 16 \sim 25$, $I(n) = \sqrt{n}$, 从图 3-4 中查得: $q_0 = 3.3$, 计算得到: $K_a = \sqrt{16 \sim 25} / 3.3 = 1.21 \sim 1.52$ 。

影响压制系数的因素还与接收机的信号处理方法、抗干扰措施、检测方法的人工介入等许多因素有关, 可在上述基本分析的基础上酌情修正。

3.1.3 噪声调频干扰

如果载波的瞬时频率随噪声调制电压的变化而变化, 而振幅保持不变, 则称这种调制为噪声调频。其信号表达为:

$$J(t) = U_j \cos \left[\omega_j t + 2\pi K_{FM} \int_0^t u(t') dt' + \varphi \right] \quad (3-22)$$

这是一个广义平稳随机过程。其中调制噪声 $u(t)$ 为零均值、广义平稳的随机过程, φ 为 $[0, 2\pi]$ 均匀分布, 且与 $u(t)$ 相互独立的随机变量, U_j 为噪声调频信号的幅度, ω_j 为噪声调频信号的中心频率, K_{FM} 为调频斜率, 表示单位调制信号强度所引起的频率变化。

噪声调频是产生宽频带干扰的主要方法, 噪声调频干扰在雷达对抗中应用已经十分广泛, 成为一种极其重要的干扰样式。

3.1.3.1 噪声调频干扰的统计特性

噪声调频干扰信号 $J(t)$ 为广义平稳的随机过程, 其均值和相关函数分别为:

$$E[J(t)] = U_j \{E[\cos\theta(t)]E[\cos\varphi] - E[\sin\theta(t)]E[\sin\varphi]\} = 0$$

$$\theta(t) = \omega_j t + 2\pi K_{\text{FM}} e(t), \quad e(t) = \int_0^t u(t') dt' \quad (3-23)$$

$$R_j(\tau) = \frac{U_j^2}{2} \cos\omega_j \tau E[\cos 2\pi K_{\text{FM}}(e(t+\tau) - e(t))] -$$

$$\frac{U_j^2}{2} \sin\omega_j \tau E[\sin 2\pi K_{\text{FM}}(e(t+\tau) - e(t))] \quad (3-24)$$

当 $u(t)$ 为高斯过程时, $2\pi K_{\text{FM}} e(t)$ 也是高斯过程, (3-24) 式中第二项为零, $R_j(\tau)$ 可以表示为:

$$R_j(\tau) = \frac{U_j^2}{2} \cos\omega_j \tau e^{-\frac{\sigma^2(\tau)}{2}}$$

$$\sigma^2(\tau) = 4\pi^2 K_{\text{FM}}^2 E[(e(t+\tau) - e(t))^2] = 8\pi^2 K_{\text{FM}}^2 [R_e(0) - R_e(\tau)] \quad (3-25)$$

式中 $R_e(\tau)$ 为 $e(t)$ 的相关函数, 设 $u(t)$ 具有带限均匀谱:

$$G_n(f) = \sigma_n^2 / \Delta F_n, \quad 0 \leq f \leq \Delta F_n \quad (3-26)$$

则:

$$\sigma^2(\tau) = 8\pi^2 K_{\text{FM}}^2 \frac{\sigma_n^2}{\Delta F_n} \int_0^{\Delta F_n} \frac{1 - \cos 2\pi f \tau}{(2\pi f)^2} df = 2m_{\text{fe}}^2 \Delta \Omega_n \int_0^{\Delta \Omega_n} \frac{1 - \cos \Omega \tau}{\Omega^2} d\Omega \quad (3-27)$$

式中 $\Delta \Omega_n = 2\pi \Delta F_n$ 为调制噪声的谱宽, $m_{\text{fe}} = K_{\text{FM}} \sigma_n / \Delta F_n$ 为有效调频指数。该式的积分可在 $m_{\text{fe}} \gg 1$ 或 $m_{\text{fe}} \ll 1$ 的条件下近似求解。

(1) $m_{\text{fe}} \gg 1$

由于积分上限 $\Delta \Omega_n$ 相对较小, 被积函数 $\cos \Omega \tau$ 可用其幂级数展开式的前两项近似: $\cos \Omega \tau \approx 1 - (\Omega \tau)^2 / 2$, 代入 (3-27) 式得到:

$$\sigma^2(\tau) = m_{\text{fe}}^2 \Delta \Omega_n^2 \tau^2 = \omega_{\text{de}}^2 \tau^2, \quad \omega_{\text{de}} = 2\pi f_{\text{de}} = 2\pi K_{\text{FM}} \sigma_n \quad (3-28)$$

$$G_j(f) = \frac{U_j^2}{2\sqrt{2\pi} f_{\text{de}}} e^{-\frac{(f-f_j)^2}{2f_{\text{de}}^2}} \quad (3-29)$$

上式说明: 当 $m_{\text{fe}} \gg 1$ 时, 噪声调频信号的功率谱 $G_j(f)$ 与调制噪声的概率密度 $p_n(u)$ 具有线性关系; 调制后的功率等于载波功率; 干扰带宽 Δf_j (半功率) 与调制噪声带宽 ΔF_n 无关, 而取决于调制噪声的均方根 σ_n 和调谐率 K_{FM} 。利用这种线性关系, 可以大大简化噪声调频干扰信号的功率谱计算方法, 即直接对 $p_n(u)$ 进行雅可比变换得到 $G_j(f)$:

$$G_j(f) = \frac{U_j^2}{2} p_n\left(\frac{f-f_j}{K_{\text{FM}}}\right) \times \frac{1}{K_{\text{FM}}} = \frac{U_j^2}{2} p_j(f) \quad (3-30)$$

由于 $\int_{-\infty}^{\infty} p_j(f) df = 1$, 式中的 $p_j(f)$ 称为频谱分布密度函数, 这种方法称为准线性法。

(2) $m_{\text{fe}} \ll 1$

此时积分上限 $\Delta \Omega_n$ 很大, $\int_0^{\Delta \Omega_n} \frac{1 - \cos \Omega \tau}{\Omega^2} d\Omega \approx 2 \int_0^{\infty} \frac{\sin^2(\Omega \tau / 2)}{\Omega^2} d\Omega = \frac{\pi \tau}{2}$, 代入 (3-27) 式可得:

$$\sigma^2(\tau) = \pi m_{ic}^2 \Delta \Omega_n \tau = \frac{2\pi^2 f_{de}^2}{\Delta F_n} \tau \quad (3-31)$$

$$G_j(f) = \frac{U_j^2}{2} \times \frac{\frac{f_{de}^2}{2\Delta F_n}}{\left(\frac{\pi f_{de}^2}{2\Delta F_n}\right)^2 + (f - f_j)^2} \quad (3-32)$$

3.1.3.2 噪声调频干扰对雷达接收机的作用

图 3-5 画出了噪声调频干扰通过雷达接收机中放的输出波形。由于受中放频率特性的影响,对等幅调频波各频率分量的振幅响应不同,形成了调幅调频波。随着噪声调频干扰带宽的增大,当瞬时频率在中放带宽内外随机变化时,将输出随机脉冲序列。这些随机脉冲序列的幅度、宽度和间隔的分布规律与瞬时频率的变化规律有关。

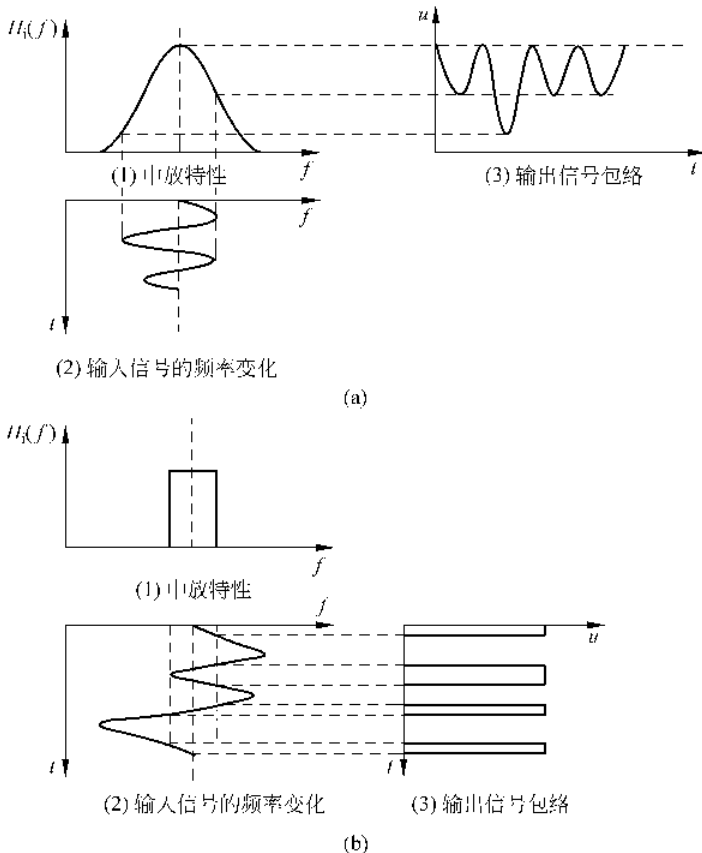


图 3-5 噪声调频干扰通过雷达接收机中放的输出波形

当等幅调频信号作用于中放时,如果信号频率的变化速率很低,中放的输出近似为等幅脉冲,其宽度对应于瞬时频率在中放通带内的逗留时间;如果信号频率的变化速度很快,则中放输出的幅度会降低,其宽度也不再对应于瞬时频率在中放带宽内的逗留时间,而是取决于中放的响应时间。在一般情况下,噪声调频干扰的带宽都大于雷达接收机带

宽,如果 ΔF_n 很小,干扰信号的瞬时频率在中放通带的平均逗留时间 $\overline{\Delta t}$ 大于等于接收机的响应时间 t_y ,则中放输出近似为固定幅度、随机宽度的脉冲序列,类似于限幅噪声调幅干扰时的“天花板”效应,遮盖性能较差;随着 ΔF_n 的增大,随机脉冲开始重叠, ΔF_n 越大,重叠得越严重。根据中心极限定理,此时中放输出的噪声趋近于窄带高斯过程。造成随机脉冲重叠的条件是:中放的暂态响应时间远大于随机脉冲的平均间隔,即中放带宽远小于调制噪声带宽 ΔF_n 。

中放带宽为 Δf_r 时,其暂态响应时间近似为 $t_y = 1/\Delta f_r$,而随机脉冲的平均间隔则与调制噪声带宽 ΔF_n 及频率瞄准误差 δ_l 有关。当瞬时频率呈高斯分布、 $\delta_l = 0$,且中放的频率响应特性为矩形时,单位时间内频率从正方向越出通带、并在带外滞留的总时间 t_Σ 、平均次数 $\bar{N}$ 分别为:

$$t_\Sigma = \int_{f_0 + \Delta f_r/2}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi} f_{de}} e^{-\frac{(f-f_0)^2}{2f_{de}^2}} df = \frac{1}{2} [1 - \Phi(x_0)], \Phi(x) = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^x e^{-\frac{y^2}{2}} dy$$

$$\bar{N} = \sqrt{R''(0)} e^{-\frac{x_0^2}{2}}, R''(0) = \frac{1}{\sigma_n^2} \int_0^{\infty} f^2 G_1(f) df, x_0 = \frac{\Delta f_r}{2f_{de}} \quad (3-33)$$

对于(3-48)式的带限均匀谱,其结果为:

$$\bar{N} = \frac{\Delta F_n}{\sqrt{3}} e^{-\frac{x_0^2}{2}} \quad (3-34)$$

以负斜率越出通带的情况与正斜率的情况相同。因此,在单位时间内双向越出带宽的平均数为 $2\bar{N}$,总的越出带宽平均时间为 $2t_\Sigma$,在带内逗留的平均时间为 $1 - 2t_\Sigma$,每次在带内逗留的平均时间为 $(1 - 2t_\Sigma)/2\bar{N}$ 。代入重叠条件则有:

$$2\bar{N} \gg \Delta f_r \quad \text{或} \quad \Delta F_n \gg \frac{\sqrt{3}}{2} \Delta f_r e^{\frac{x_0^2}{2}} \quad (3-35)$$

在工程中一般选择 $\Delta F_n = (5 \sim 10) \Delta f_r$ 。

3.1.3.3 噪声调频干扰对信号检测的影响

当 $\Delta f_j < \Delta f_r$ 时,噪声调频干扰的所有频率分量全部通过中放,由于中放对带内不同频率信号的振幅响应差异很小,故其输出近似为等幅的噪声调频波。线性检波器的输出正比中频信号的包络,故检波后主要输出为直流分量,而起伏的噪声分量很小。

实际噪声调频干扰均满足 $\Delta f_j > \Delta f_r$,进入雷达接收机检波输出的干扰信号总功率为:

$$P_t = K_d^2 \int_{f_0 - \Delta f_r/2}^{f_0 + \Delta f_r/2} G_1(f) df = K_d^2 \frac{U_j^2}{2} \int_{f_0 - \Delta f_r/2}^{f_0 + \Delta f_r/2} p_j(f) df \quad (3-36)$$

如果不考虑中放的响应,则中放输出是等幅、随机宽度和间隔的调频脉冲序列,检波器的输出是对应的等幅视频脉冲序列。这些随机脉冲的直流功率 P_d 和起伏功率 P_c 分别为:

$$P_d = K_d^2 \frac{U_j^2}{2} \left(\int_{f_0 - \Delta f_r/2}^{f_0 + \Delta f_r/2} p_j(f) df \right)^2$$

$$P_c = P_t - P_d \quad (3-37)$$

当 $\int_{f_0 - \Delta f_r/2}^{f_0 + \Delta f_r/2} p_j(f) df = 0.5$ 时,起伏功率 P_c 最大。将此结果用于 $p_j(f)$ 为高斯谱的情

形,当瞄频误差为零时,可解得 $x_0 = \frac{\Delta f_r}{2f_{de}} = 0.68$,或半功率的干扰带宽 Δf_j 最佳值为:

$$(\Delta f_j)_{\text{opt}} = 2\sqrt{2\ln 2}f_{de} = 1.73\Delta f_r \quad (3-38)$$

该式可以作为瞄准式噪声调频干扰带宽的选择依据,而阻塞式噪声调频干扰是无法满足上述最佳条件的。

综上所述,在满足(3-35)式的条件下,噪声调频干扰的接收机输出近似为射频噪声干扰的输出,由于二者的成因不同,一般取其质量因子为 0.5,因此其压制系数 K_{aFM} 与射频噪声干扰 K_{a} 的关系为:

$$K_{\text{aFM}} = 2K_{\text{a}} \quad (3-39)$$

3.1.4 噪声调相干扰

如果载波的瞬时相位随噪声调制电压的变化而变化,而振幅保持不变,则这种调制称为噪声调相。其信号表达形式为:

$$J(t) = U_j \cos[\omega_j t + K_{\text{PM}} u(t) + \varphi] \quad (3-40)$$

这是一个广义平稳随机过程。其中,调制噪声 $u(t)$ 为零均值、广义平稳的随机过程; φ 为 $[0, 2\pi]$ 均匀分布、且与 $u(t)$ 相互独立的随机变量; ω_j 、 K_{PM} 为常数, K_{PM} 表示单位调制信号强度所引起的相位变化。

由于信号频率的变化和相位的变化都表现为总的相角的变化,因此调频和调相又可以统称为调角。

3.1.4.1 噪声调相干扰的统计特性

类似对噪声调频信号的分析,噪声调相信号的均值 $E[J(t)] = 0$,相关函数为:

$$R_j(\tau) = \frac{U_j^2}{2} \cos \omega_j \tau E[\cos K_{\text{PM}}(u(t+\tau) - u(t))] \quad (3-41)$$

当 $u(t)$ 为高斯噪声时,则有:

$$R_j(\tau) = \frac{U_j^2}{2} \cos \omega_j \tau e^{-\frac{\tau^2}{x^2}}, \quad \overline{x^2} = 2K_{\text{PM}}^2 [R_n(0) - R_n(\tau)] \quad (3-42)$$

式中 $R_n(\tau)$ 为 $u(t)$ 的相关函数,当 $u(t)$ 具有(3-26)式的功率谱时, $R_n(\tau) = \sigma_n^2 \frac{\sin \Delta \Omega_n \tau}{\Delta \Omega_n \tau}$, 代入(3-42)式可得:

$$R_j(\tau) = \frac{U_j^2}{2} \cos \omega_j \tau e^{-D(1 - \frac{\sin \Delta \Omega_n \tau}{\Delta \Omega_n \tau})}, \quad D = K_{\text{PM}} \sigma_n \quad (3-43)$$

由此可以求得噪声调相信号的功率谱为:

$$\begin{aligned} G_j(f) &= 4 \int_0^\infty R_j(\tau) \cos 2\pi f \tau d\tau \\ &= U_j^2 e^{-D^2} \left[\int_0^\infty e^{\frac{D^2 \sin \Delta \Omega_n \tau}{\Delta \Omega_n \tau}} (\cos 2\pi(f - f_j)\tau + \cos 2\pi(f + f_j)\tau) d\tau \right] \end{aligned} \quad (3-44)$$

上式中的第二项衰减较快,可以忽略。故:

$$G_j(f) \approx U_j^2 \int_0^\infty e^{-D^2(1 - \frac{\sin \Delta \Omega_n \tau}{\Delta \Omega_n \tau})} (\cos 2\pi(f - f_j)\tau) d\tau \quad (3-45)$$

通常, $D \gg 1$, $\Delta\Omega_n$ 相对较小, $1 - \frac{\sin\Delta\Omega_n\tau}{\Delta\Omega_n\tau} \approx \frac{(\Delta\Omega_n\tau)^2}{6}$, 代入(3-45)式后, 得到:

$$G_j(f) \approx \frac{U_i^2}{2} \times \frac{1}{\sqrt{2\pi}f_{de}} e^{-\frac{(f-f_j)^2}{2f_{de}^2}} = \frac{U_i^2}{2} p_j(f), \quad f_{de} = \frac{D\Delta F_n}{\sqrt{3}} \tag{3-46}$$

上式说明: 调相波的总功率等于载波功率; 当 $D \gg 1$ 时, 功率谱分布密度函数 $p_j(f)$ 与调制噪声的概率分布密度函数 $p_n(u)$ 具有近似线性关系, 其有效频偏 f_{de} 正比于调相斜率 K_{PM} 、噪声电压 σ_n 和噪声谱宽 ΔF_n 。

3.1.4.2 噪声调相干扰信号对雷达接收机和信号检测的影响

由以上分析表明: 当 $D \gg 1$ 时, 虽然与噪声调频干扰的谱宽计算不同, 但噪声调相信号的功率谱类似于噪声调频信号, 可以按照噪声调频干扰分析计算其对雷达接收机和信号检测的影响。

需要特别指出的是: 噪声调频干扰一般需要使用独立的压控振荡器(VCO), 通过设置压控振荡器的直流偏置电压形成振荡的中心频率(f_j), 再用零均值的噪声电压 $u(t)$ 调谐振荡器; 而噪声调相过程可以直接用 $u(t)$ 对接收或存储的雷达信号进行调相, 由于行波管或移相器调相所产生的干扰带宽较小, 噪声调相干扰常用于对速度检测和速度跟踪的雷达干扰。

3.1.5 脉冲干扰

通常将雷达接收机内出现的时域离散的、非目标回波的脉冲统称为脉冲干扰。这些干扰脉冲可能来自于有源干扰, 也可能来自于无源干扰物。本节所讨论的脉冲干扰主要是指有源干扰设备形成的脉冲干扰。脉冲干扰可以分为规则脉冲干扰和随机脉冲干扰两种。

3.1.5.1 规则脉冲干扰

规则脉冲干扰是指脉冲参数(幅度、宽度和重复频率等)恒定的干扰信号。例如, 来自雷达站周围的其他脉冲辐射源(或其他雷达)产生的干扰脉冲。如果规则脉冲的出现时间与雷达的定时信号之间具有相对稳定的时间关系, 则称其为同步脉冲干扰, 反之则称为异步脉冲干扰。同步脉冲干扰在雷达的距离显示器(如 A 式显示器)上呈现稳定的干扰脉冲回波, 当其脉宽与雷达发射脉宽相当时, 很像真实的目标脉冲回波, 主要起到欺骗作用。对此将在下节中讨论。如果其脉宽能够覆盖目标回波出现的时间, 则具有很强的遮盖干扰效果(也称为覆盖脉冲干扰)。在覆盖脉冲干扰的时间里往往同时采用噪声调频或调幅, 其效果分析可参见前面的有关章节。异步干扰在雷达距离显示器上的位置是不确定的, 具有一定的遮盖干扰效果, 特别是干扰脉冲的工作频率比较高时, 干扰脉冲与回波脉冲的重合概率很大, 使雷达难以在密集的干扰脉冲背景中检测目标。但当干扰脉冲的工作频率比较低时, 由于其覆盖真实目标的概率很低, 遮盖的效果较差, 且由于它与雷达不同步, 容易被雷达抗异步脉冲干扰电路所对消。