

雷达系统功能级建模与仿真

根据 1.3 节的功能级仿真过程,其主要特点是对雷达信号处理环节通过信噪比计算进行等效,本章将对功能级仿真中涉及的各个特有模型进行详细讨论,而数据处理、资源调度等与信号级仿真一致的部分将在第 4 章进行分析。

3.1 回波特性建模与仿真

3.1.1 雷达回波信号功率模型

根据雷达距离方程,从斜距为 R 的目标反射回来被雷达接收的回波信号功率为

$$P_s = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2 \sigma D}{(4\pi)^3 R^4 L L_{\text{Atm}}} \quad (3.1)$$

式中, P_t 为雷达发射机峰值功率; G_t 和 G_r 分别为雷达发射天线增益和接收天线增益; λ 为雷达波长; σ 为目标的雷达散射截面积; R 为目标距雷达的距离; D 为雷达抗干扰增益因子; L 为雷达系统综合损耗; L_{Atm} 为电磁波在大气中传输的损耗。

3.1.2 干扰信号回波功率模型

考虑存在宽带阻塞式噪声干扰的情况。根据干扰方程,若干扰机与雷达距离为 R_j ,则雷达接收到的干扰功率为

$$P_{rj} = \frac{P_j G_j G_{rj} \lambda^2}{(4\pi R_j)^2 L_j L_r L_{\text{Atm}}} \frac{B_r}{B_j} \quad (3.2)$$

式中, P_j 为干扰机发射功率; G_j 为干扰机发射天线增益; G_{rj} 为干扰机所在方向上雷达接收天线增益(当干扰从主瓣进入时,该增益与雷达天线增益相同,否则,取雷达旁瓣增益); λ 为雷达波长; R_j 为干扰机距雷达的距离; L_j 为干扰机发射综合损耗; L_r 为雷达接收综合损耗; L_{Atm} 为电磁波在大气中传输的损耗(单程损耗); B_r 为雷达接收机瞬时带宽; B_j 为干扰信号带宽。

3.1.3 雷达系统综合损耗模型

1. 馈线损耗

分为发射通道损耗 L_t 与接收通道损耗 L_r ,一般为 $1 \sim 3\text{dB}$ 。

2. 天线罩传输损耗

实际仿真时,天线罩传输损耗(双向)一般取 $L_{rd} \approx 0.6\text{dB}$ 。

3. 天线波束形状损耗

实际仿真时,天线波束形状损耗一般取 $L_p \approx 0.6\text{dB}$ 。

4. 滤波器失配损耗

滤波器失配损耗 L_{mf} ,除包括与普通脉冲雷达相同的中放滤波特性与发射脉冲波形的失配损耗外,还有 FFT 滤波器的加权损耗;有脉压电路时还有脉压加权引起的失配损耗。一般 $L_{mf} \approx 2\text{dB}$ 。若是抗干扰改善因子考虑了损耗因子,则不可重复计算。

5. CFAR 损耗

CFAR 损耗 L_{cf} ,因不同 CFAR 电路和杂波环境而不同。一般 L_{cf} 为 $1.3 \sim 2.5\text{dB}$ 。现代雷达使用各种 CFAR 技术,表 3-1 给出几种常用 CFAR 损耗。

表 3-1 CFAR 损耗

检 测 器	单 元 平 均	最 大	最 小	有序统计量
CFAR 损耗/dB	1.31	1.65	2.47	1.82~1.93

6. 累积损耗

普通脉冲雷达全部接收到的目标信号都作检测后累积(即非相参累积)。PD 雷达对波束驻留时间内收到的脉冲串分成若干组,对组内各回波脉冲作相参累积,检测后各组的输出再作非相参累积。一般取 $L_i \approx 1.2\text{dB}$ 。若是抗干扰改善因子考虑了损耗因子,则不可重复计算。

7. 噪声相关损耗

若在 FFT 滤波前采用 2 脉冲或 3 脉冲 MTI 对消器,则经过对消器的噪声有部分相关性,降低了后续 FFT 的相参累积增益。对于 2、3 脉冲对消器此损耗分别约为 2dB 与 3dB 。具体计算方法与公式参见有关文献。

8. 距离门损耗

1) 距离门失配损耗 L_{mr}

如距离门与脉冲宽度失配,则会引起此项损耗。

$$L_{mr} \approx \begin{cases} \tau_g/\tau, \tau_g > \tau \\ \tau/\tau_g, \tau_g < \tau \end{cases} \quad (3.3)$$

式中, τ_g 为距离门宽度; τ 为脉冲宽度。

2) 距离跨越损耗 L_{er}

若对信号按每一距离门中心取一次样,则取样点可能不是信号的最强点,因而产生此损耗。此损耗约为 1dB (假定 $\tau_g = \tau, P_d = 0.5$)。

9. 速度跨越损耗

速度跨越损耗 L_{ef} 是由于信号谱峰可能跨越两个多普勒滤波器引起的。FFT 前的幅度加权使每一滤波器加宽,邻近滤波器之间相交在 -3dB 点附近,此损耗很小,可以忽略不计。

10. 时域、频域遮挡损耗

1) 时域遮挡损耗 L_{et}

对中、高重频 PD 雷达发射脉冲及 TR 器件恢复时间遮挡接收通道引起不可忽略的损

耗。如检测概率 $P_d = 0.5$, 此损耗

$$L_{et} = 1 + (\tau + T_R)/T_i \quad (3.4)$$

若 P_d 要求更高, 则此损耗值还要增大些。

2) 频域遮挡损耗 L_{ef}

低、中重频 PD 雷达的主瓣杂波谱峰对目标信号遮挡引起不可忽略的损耗。此损耗的计算方法与 L_{et} 相似, 对于 $P_d = 0.5$, 有

$$L_{ef} = 1 + \Delta F_{dm}/PRF \quad (3.5)$$

式中, ΔF_{dm} 表示主瓣杂波谱宽的平均值。因为 ΔF_{dm} 是波束指向与载机航向夹角的函数, 在天线波束扫描时是变化的。

11. 暂态门损耗

所有 PD 雷达在对每组接收脉冲串处理之前, 须用门电路屏蔽若干个填充脉冲周期。此外, 若采用主瓣杂波对消器, 则还须加一两个脉冲周期的暂态时间, 暂态门的总时间 $t_g = t_n + t_t$, 其中 t_n 指填充脉冲时间, t_t 指增加的暂态时间。暂态门损耗

$$L_{tg} = 1 + t_g/T_i \quad (3.6)$$

式中, T_i 为一组脉冲串时间, $T_i = N_p/PRF$, N_p 为脉冲个数。

12. 保护通道损耗

由保护通道对主通道屏蔽作用引起主通道的检测损耗, $P_d = 0.5$ 时, $L_{gc} \approx 0.5\text{dB}$ 。

13. 检测后累积和第二门限损耗

PD 雷达的检测后累积和第二门限是结合解模糊(亦称寻求关联)过程进行的。即在雷达波束对目标驻留时间 T_d 内, N 组脉冲超过第一门限输出中有 M 个是在同一距离门与同一速度滤波器上出现(或称重合在不模糊的距离-多普勒平面上的同一单元中), 则认为信号通过第二门限, 可判定在此不模糊的距离与速度单元上探测到目标。这种 M/N 第二门限检测比 N 个脉冲直接非相干累积后检测增加损耗约 0.5dB 。若是抗干扰改善因子考虑了损耗因子, 则不可重复计算。

14. 傅里叶变换损耗

傅里叶变换之前常采用窗函数加权采样数据 $x[n]$, 通常, 非矩形窗引起主瓣宽度增加, 峰值减小, 信噪比的减小可以换取峰值旁瓣电平的大幅度衰减。窗函数加权了信号中的干扰分量, 信噪比损耗为

$$L_{\text{Fourier}} = \frac{\left(\sum_{n=0}^{N-1} \omega[n]\right)^2}{N \sum_{n=0}^{N-1} \omega^2[n]} \quad (3.7)$$

式中, $\omega[n]$ 为加权窗函数, N 为采样数据点数。

15. 干扰引导延时损耗

对于窄带瞄频式噪声干扰等干扰类型, 被干扰的雷达接收到干扰信号要比目标回波信号有一定的延迟时间。这样, 进入雷达的干扰信号有引导延时损耗

$$L_{tg} = (\tau - \Delta t)/\tau \quad (3.8)$$

式中, τ 为雷达接收脉冲宽度, Δt 为雷达接收干扰信号与目标回波信号的延时。

一般雷达损耗见表 3-2。

表 3-2 一般雷达损耗

损耗类型	低重频方式(LPRF)/dB	高重频方式(HPRF)/dB
天线罩损耗	单程 0.3	双程 0.6
发射馈线传输损耗	3	估计 2
接收馈线传输损耗	1.5	
波束覆盖损耗	1.38	
CFAR 损耗	2	1
滤波器失配损耗	2	2
速度响应损耗	2	0
距离门跨越损耗	1	1
滤波器跨越损耗	0	0.1
重叠损耗	0	0.1
瞬态选通损耗	0	0.1
接收机匹配损耗	0.8	0.8

一些工作模式可能只有表中的部分损耗项目,所以,应结合信号处理过程代入参数。

3.1.4 大气传输损耗模型

大气传输损耗主要影响来源于大气的折射、吸收。地球大气层中对流层和电离层对电磁波传输有重要影响。在讨论对雷达电磁波传输影响时,对流层最为重要。对流层是从地面起一直到 15km 左右高空的非电离区域。

对流层大气传输损耗主要考虑对流层折射效应的大气透镜效应损耗和对流层吸收损耗,两者数学模型分别见 5.5.1 节、5.5.2 节相应内容。因此,在功能级仿真中大气传输损耗可以表示为

$$L_{\text{Atm}} = L_{\text{Len}} + L_{\text{ab}} \quad (3.9)$$

式中, L_{Len} 为大气透镜效应损耗, L_{ab} 为对流层吸收损耗。注意,根据第 5 章中的数学模型,大气透镜效应损耗基本上与电磁波频率无关,而吸收损耗与电磁波频率的关系很大,要分别进行拟合计算。

3.2 天线方向图特性建模与仿真

3.2.1 两坐标扇状波形方向图

两坐标雷达常采用余割平方天线,其方向图如图 3-1 所示。两坐标雷达的波束方向图包含两个部分,一部分是从水平至角 θ_1 的仰角扇区,另一部分是为了对低于最大高度 h_m 并以水平飞行方式接近的目标保持威力,从而将仰角覆盖范围扩大到 θ_1 之上形成的余割平方覆盖区域。

扇形波束主瓣方向图为

$$G(\theta) = \exp(-k\theta^2), \quad \theta \leq \theta_1 \quad (3.10)$$

式中, θ 为波束俯仰角度, $k = 4\ln\sqrt{2}/\theta_b^2$, θ_b 为 3dB 波束宽度。

波束在 θ_1 之上的方向图为

$$G(\theta) = G(\theta_1) \frac{\csc^2 \theta}{\csc^2 \theta_1}, \quad \theta_1 < \theta < \theta_2 \quad (3.11)$$

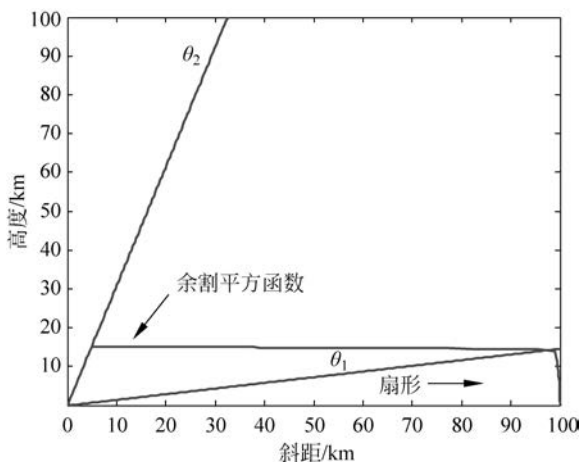


图 3-1 典型的两坐标雷达余割平方天线方向图

3.2.2 三坐标针状波束方向图

采用堆积多波束体制的三坐标雷达方向图如图 3-2 所示,仿真中认为各个波束的天线方向图是相似的,因此在计算主阵通道增益时,首先对单个波束的天线方向图进行建模,然后根据目标与波束指向之间的方位关系,计算各波束在目标方向的增益。二维天线方向图可以采用一维方向图相乘的方式实现。一维方向图采用高斯型天线方向图:

$$A_n(\theta) = A_n \exp\left(-k\left(\theta - \sum_{i=1}^n \theta_i\right)^2\right) \quad (3.12)$$

式中, θ 为波束俯仰角度, $k = 4\ln\sqrt{2}/\theta_b^2$, θ_b 为 3dB 波束宽度。

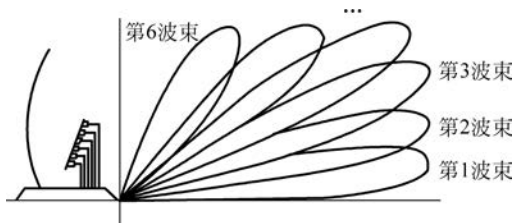


图 3-2 堆积多波束天线方向图

3.2.3 相控阵天线方向图模型

3.2.3.1 单波束方向图的建模与仿真

相控阵雷达天线阵面上由数以千计的辐射单元组成,加上天线波束灵活的电扫描,使得求解相控阵天线的增益计算过程复杂而且运算量非常大,即使采取建立天线增益方向图数据库的方法来提高效率,仍不能满足仿真系统实时性的要求。因此,把相控阵天线的仿真作为一个预处理的过程来进行,即事先根据可靠的相控阵雷达报道参数计算得到波束指向阵面法向时的方向图特征参数(主瓣增益、半功率宽度、第一副瓣增益……),然后通过理论模

型控制参数的方法获得相控阵天线方向图的最优估计。

当波束指向 (θ_0, φ_0) 时,为使相控阵天线单波束与和差波束方向图的求解方便,建立指向直角坐标系 $(O-x'y'z')$,如图 3-3(a)所示。其中 Oz' 轴即为波束指向, Ox' 、 Oy' 轴分别为 Ox 、 Oy 轴先沿 φ 方向正向旋转 φ_0 ,再沿 θ 方向偏转 θ_0 而得到, Ox' 的正向与 θ 的增加方向一致, Oy' 的正向与 φ 的增加方向一致。指向直角坐标系 $(O-x'y'z')$ 与阵面直角坐标系 $(O-xyz)$ 的转换关系为

$$\begin{bmatrix} x' \\ y' \\ z' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_0 \cos\varphi_0 & \cos\theta_0 \sin\varphi_0 & -\sin\theta_0 \\ -\sin\varphi_0 & \cos\varphi_0 & 0 \\ \sin\theta_0 \cos\varphi_0 & \sin\theta_0 \sin\varphi_0 & \cos\theta_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ y \\ z \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

在指向直角坐标系 $(O-x'y'z')$ 的基础上再定义指向方位坐标系 $(O-\alpha'\beta')$,如图 3-3(b)所示。其中,方位角 α' 表示在 $x'Oz'$ 平面上的投影与 z' 轴的夹角,偏向 Ox' 轴正向为正,反之为负;俯仰角 β' 表示在 $y'Oz'$ 平面上的投影与 z' 轴的夹角,偏向 Oy' 轴的正向为正,反之为负。指向方位坐标系 $(O-\alpha'\beta')$ 与指向直角坐标系 $(O-x'y'z')$ 的相互转换关系为

$$\begin{cases} x' = \frac{\sin\alpha' \cos\beta'}{\sqrt{\cos^2\alpha' + \cos^2\beta' \sin^2\alpha'}} \\ y' = \frac{\cos\alpha' \sin\beta'}{\sqrt{\cos^2\alpha' + \cos^2\beta' \sin^2\alpha'}} \\ z' = \frac{\cos\alpha' \cos\beta'}{\sqrt{\cos^2\alpha' + \cos^2\beta' \sin^2\alpha'}} \end{cases} \quad (3.14)$$

$$\begin{cases} \alpha' = \arctan\left(\frac{x'}{z'}\right), \quad \alpha' \in \left[-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}\right] \\ \beta' = \arctan\left(\frac{y'}{z'}\right), \quad \beta' \in \left[-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}\right] \end{cases} \quad (3.15)$$

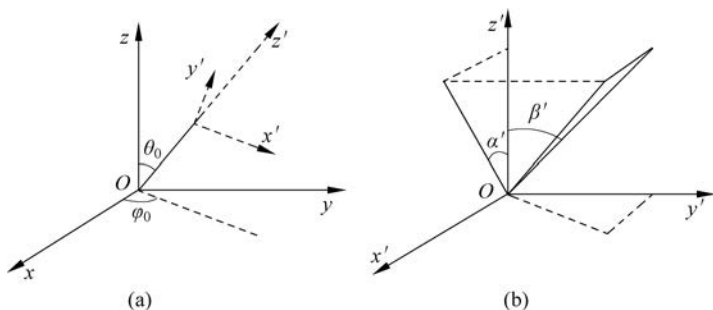


图 3-3 指向直角坐标系与阵面直角坐标系、指向方位坐标系的关系图

由前述易知,相控阵天线单波束的半功率点等场强线在指向方位坐标系 $(O-\alpha'\beta')$ 内近似为一椭圆,其满足的椭圆方程为

$$\frac{(\alpha')^2}{\left(\frac{B_0}{2\cos\theta_0}\right)^2} + \frac{(\beta')^2}{\left(\frac{B_0}{2}\right)^2} = 1 \quad (3.16)$$

此时,可利用分段天线方向图理论模型来逼近相控阵天线方向图,即在充分考虑了相控阵天线波束在扫描的过程中方向图的变换规律的基础上用几个辛格(Sa(x))函数主瓣的组

合来分别模拟相控阵天线方向图的主瓣、第一旁瓣、第一零点、第一零深、第二旁瓣……因此,相控阵天线方向图的仿真模型具体可描述为

$$(G', \beta', \theta_0) = \begin{cases} A \text{Sa}\left(\frac{2x_0 \Delta M_0}{B_0}\right) \sqrt{K_0}, & \Delta \in \left[0, \frac{B_0}{2M_0}\right] \\ 0.707 A \text{Sa}\left(\frac{2x_1 M_0}{2\alpha_1 - B_0} \left(\Delta - \frac{B_0}{2M_0}\right)\right) \sqrt{K_0}, & \Delta \in \left(\frac{B_0}{2M_0}, \frac{\alpha_1}{M_0}\right] \\ B \text{Sa}\left(\frac{x_2 M_0}{\alpha_{1.5} - \alpha_1} \left(\Delta - \frac{\alpha_{1.5}}{M_0}\right)\right) \sqrt{K_0}, & \Delta \in \left(\frac{\alpha_1}{M_0}, +\infty\right) \end{cases} \quad (3.17)$$

式中, A 为波束指向阵面法向时的最大增益值; B 为波束指向阵面法向时的第一副瓣的增益值; B_0 为波束指向阵面法向时的半功率点(3dB)宽度的一半; α_1 为波束指向阵面法向时第一零点位置; $\alpha_{1.5}$ 为波束指向阵面法向时第一旁瓣的峰值位置; x_0 为方程 $\sin x_0 = 0.707x_0$ 的解; x_1 为方程 $\sin x_0 = \frac{C}{0.707A}x_0$ 的解; C 为波束指向阵面法向时主瓣与第一

副瓣之间增益最低点的增益值; x_2 为方程 $\sin x_0 = \frac{C}{B}x_0$ 的解; K_0 为相控阵天线波束增益随扫描角变化的控制因子, $K_0 = \cos \theta_0$; Δ 为 (α', β') 与波束指向(在指向方位坐标系中,此时波束指向为 $\alpha'_0 = 0, \beta'_0 = 0$) 的夹角; 其计算公式如下:

$$\begin{aligned} \Delta &= \arccos \left(\frac{\sin \alpha'_0 \cos \beta'_0 \sin \alpha' \cos \beta' + \cos \alpha'_0 \cos \alpha' \cos(\beta' - \beta'_0)}{\sqrt{(\cos^2 \alpha'_0 + \cos^2 \beta'_0 \sin^2 \alpha'_0)(\cos^2 \alpha' + \cos^2 \beta' \sin^2 \alpha')}} \right) \\ &= \arccos \left(\frac{\cos \alpha' \cos \beta'}{\sqrt{\cos^2 \alpha' + \cos^2 \beta' \sin^2 \alpha'}} \right) \end{aligned} \quad (3.18)$$

M_0 为相控阵天线波束随扫描角展宽控制因子,可描述为

$$M_0 = p \Delta_\beta^2 + \frac{4 - 4K_0 - pB_0^2}{2B_0} \Delta_\beta + K_0 \quad (3.19)$$

式中, p 为加权系数, $\frac{4 - 4K_0 - 2B_0}{B_0^2 + 2K_0 B_0} < p \leq \frac{4 - 4K_0}{B_0^2}$ 。

对于单脉冲测角体制的相控阵雷达系统而言,波束指向一般用阵面方位坐标系($O-\alpha\beta$)描述。在阵面直角坐标系($O-x_p y_p z_p$)的基础上定义阵面方位坐标系($O-\alpha\beta$),其中,方位角 α 表示在 $x_p O z_p$ 平面上的投影与 z_p 轴的夹角,偏向 $O x_p$ 轴正向为正,反之为负;俯仰角 β 表示在 $y_p O z_p$ 平面上的投影与 z_p 轴的夹角,偏向 $O y_p$ 轴的正向为正,反之为负。方位坐标系($O-\alpha\beta$)与阵面球坐标系的相互转换关系为

$$\begin{cases} \alpha = \arctan(\tan \theta \cos \varphi), & \alpha \in \left[-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}\right] \\ \beta = \arctan(\tan \theta \sin \varphi), & \beta \in \left[-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}\right] \end{cases} \quad (3.20)$$

以及

$$\begin{cases} \theta = \arctan(\sqrt{\tan^2 \alpha + \tan^2 \beta}), & \theta \in \left[0, \frac{\pi}{2}\right] \\ \tan \varphi = \tan \beta / \tan \alpha, & \varphi \in [0, 2\pi] \end{cases} \quad (3.21)$$

当波束指向 (θ_0, φ_0) 时,由式(3.20)和式(3.21)不难得到阵面方位坐标系下单波束方向图的仿真模型,具体公式不再赘述。

3.2.3.2 和差波束方向图的建模与仿真

对于采用单脉冲测角体制的相控阵雷达系统而言,它是利用和差波束对目标进行探测与跟踪的。在一个角平面内形成四个部分重叠的子波束,四个子波束分别对接收到的回波信号进行调制,进而对这四路信号进行和差处理就可实现对目标的探测与跟踪。如图3-4所示,从波束截面图方向(即指向方位坐标系平面)看,四个子波束的中心指向分别为 O_1 、 O_2 、 O_3 和 O_4 ,原点 O 为相控阵天线的中心指向,在这一方向上各子波束接收到的回波信号幅度相等。四个子波束的中心指向在指向方位坐标系下的坐标分别为 $O_1: (-\Delta_1, \Delta_2)$; $O_2: (\Delta_1, \Delta_2)$; $O_3: (-\Delta_1, -\Delta_2)$; $O_4: (\Delta_1, -\Delta_2)$ 。其中, $\Delta_1 = \eta \frac{B_0}{2}$, $\Delta_2 = \xi \frac{B_0}{2}$, η, ξ 为比例系数,控制四个子波束重叠部分的大小,一般情况下有 $0 < \xi \leq \eta < 1$ 。

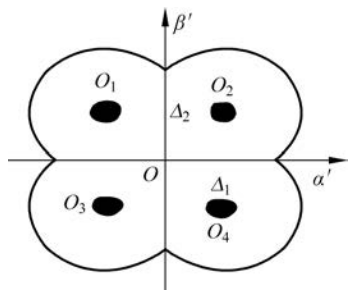


图3-4 波束截面图

由于 Δ_1, Δ_2 取值很小,因此四个子波束的天线方向图与波束指向相控阵天线中心指向时的单波束方向图形状差别非常微小,在相控阵天线和差波束方向图仿真中四个子波束完全可以用指向相控阵天线中心指向的单波束方向图来替代,其差别仅仅是其四个子波束的指向不同而已。

设四个子波束的方向图分别记为

$$O_1: F_1(\alpha', \beta') = G(-\Delta_1, \Delta_2, \alpha', \beta', \alpha_0, \beta_0)$$

$$O_2: F_2(\alpha', \beta') = G(\Delta_1, \Delta_2, \alpha', \beta', \alpha_0, \beta_0)$$

$$O_3: F_3(\alpha', \beta') = G(-\Delta_1, -\Delta_2, \alpha', \beta', \alpha_0, \beta_0)$$

$$O_4: F_4(\alpha', \beta') = G(\Delta_1, -\Delta_2, \alpha', \beta', \alpha_0, \beta_0)$$

式中, (α_0, β_0) 为相控阵天线的中心指向(阵面方位坐标系下的坐标), (α', β') 为在指向方位坐标系中的坐标。

则和波束方向图为

$$F_{\Sigma}(\alpha', \beta') = \sum_{i=1}^4 F_i(\alpha', \beta') \quad (3.22)$$

方位差波束方向图为

$$F_{\Delta_1}(\alpha', \beta') = F_1(\alpha', \beta') + F_2(\alpha', \beta') - F_3(\alpha', \beta') - F_4(\alpha', \beta') \quad (3.23)$$

俯仰差波束方向图为

$$F_{\Delta_2}(\alpha', \beta') = F_1(\alpha', \beta') - F_2(\alpha', \beta') + F_3(\alpha', \beta') - F_4(\alpha', \beta') \quad (3.24)$$

相控阵雷达系统模拟时运用的具体步骤为:

- (1) 将当前在阵面方位坐标系下的波束指向 (α_0, β_0) 和目标所在方向 (α, β) 变换到指向方位坐标系中,分别对应 $(0, 0)$ 和 (α', β') ;
- (2) 由式(3.22)、式(3.23)和式(3.24)求得指向方位坐标系下的和差增益;
- (3) 在相控阵雷达系统进行测角以后,将测出的角误差信息 $(d\alpha', d\beta')$ 转换到阵面方位

坐标系 $(d\alpha, d\beta)$ 即可。

这里需要指出的是,在实际相控阵雷达系统中,为了使和波束增益最大与差斜率最陡以及具有较低的副瓣电平同时能够满足,一般采取对和差波束分别进行独立馈电。在仿真中,可以通过调节四个子波束重叠部分的控制参数 η, ξ 来逼近最佳和差波束方向图。

进一步若考虑天馈系统及接收系统的幅、相不平衡性对和差信号的影响,反映到和差波束方向图上即峰值与零点产生漂移。此时和差波束方向图可由下式来描述:

$$F_{\Sigma}(\alpha', \beta') = \sum_{i=1}^4 k_i e^{j\varphi_i} F_i(\alpha', \beta') \quad (3.25)$$

式中,若令第一个子波束作为基准,有 $k_1=1, \varphi_1=0^\circ$,则 $k_i, \varphi_i (i=2,3,4)$ 表示其他三个子波束相对于第一个子波束的幅度和相位比例关系。

方位差波束方向图为

$$F_{\Delta_1}(\alpha', \beta') = F_1(\alpha', \beta') + k_2 e^{j\varphi_2} F_2(\alpha', \beta') - k_3 e^{j\varphi_3} F_3(\alpha', \beta') - k_4 e^{j\varphi_4} F_4(\alpha', \beta') \quad (3.26)$$

俯仰差波束方向图为

$$F_{\Delta_2}(\alpha', \beta') = F_1(\alpha', \beta') - k_2 e^{j\varphi_2} F_2(\alpha', \beta') + k_3 e^{j\varphi_3} F_3(\alpha', \beta') - k_4 e^{j\varphi_4} F_4(\alpha', \beta') \quad (3.27)$$

计算机仿真结果表明,这种实时模拟的方法在保证系统仿真逼真度的前提下,大大降低了仿真的计算量,能够满足仿真系统的实时性要求。

3.3 接收机特性建模与仿真

在功能级仿真中,接收机特性方面考虑接收机噪声的影响。雷达接收机噪声的来源主要分为两种,即内部噪声和外部噪声。内部噪声主要由接收机中的馈线、放电保护器、高频放大器或混频器等产生。接收机内部噪声在时间上是连续的,而振幅和相位是随机的。外部噪声是由雷达天线进入接收机的各种人为干扰、天电干扰、宇宙干扰和天线热噪声等,其中以天线热噪声影响最大。

雷达接收机的内部噪声一般用噪声系数 N_F 衡量。它定义为实际接收机的噪声功率与理想接收机的输出噪声功率之比。一般情况下,噪声系数 N_F 的取值范围为 $0\text{dB} < N_F < 10\text{dB}$ 。接收机内部等效噪声温度为

$$T_e = (N_F - 1)T_0 \quad (3.28)$$

接收机内部噪声功率为

$$P_e = kT_e B_n \quad (3.29)$$

外部天线噪声功率 P_a 用天线等效噪声温度表示,即

$$P_a = kT_a B_n \quad (3.30)$$

式中, $k=1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$ 为玻耳兹曼常数, T_a 为天线等效噪声温度, B_n 为雷达接收机瞬时带宽。

因此接收机噪声功率可以写为

$$P_n = P_e + P_a = kT_s B_n \quad (3.31)$$

式中, T_s 为系统噪声温度, $T_s = T_a + T_e$ 。

在仿真中, 设天线噪声温度为 $T_0 = 290\text{K}$, 因此系统噪声温度 T_s 为

$$T_s = T_a + T_e = N_F T_0 \quad (3.32)$$

接收机噪声平均功率为

$$P_n = P_e + P_a = k T_s B_n = k T_0 B_n N_F \quad (3.33)$$

3.4 目标检测特性与仿真

1. 虚警概率

虚警是指没有信号而仅有噪声时, 噪声电平超过门限值而被误认为信号的事件。噪声超过门限的概率称为虚警概率。

通常加到接收机中频滤波器上的噪声是宽带高斯噪声, 其概率密度函数由下式给出:

$$p(v) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{v^2}{2\sigma^2}\right) \quad (3.34)$$

式中, $p(v)$ 是噪声电压为 $v \sim v + dv$ 的概率; σ^2 是方差, 噪声均值为零。

高斯噪声通过窄带中频滤波器后加到包络检波器, 根据随机噪声的数学分析, 可知包络检波器输出端噪声电压振幅的概率密度函数为

$$p(r | H_0) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right), \quad r \geq 0 \quad (3.35)$$

式中, r 表示检波器输出端噪声包络的振幅, 其概率密度函数是瑞利分布的。设置门限电平 U_T , 噪声包络电压超过门限电平的概率就是虚警概率。虚警概率由下式求出:

$$P_f = P(U_T \leq r < +\infty) = \int_{U_T}^{+\infty} p(r | H_0) dr = \exp\left(-\frac{U_T^2}{2\sigma^2}\right) \quad (3.36)$$

2. 检测概率

当振幅为 A 的正弦波同高斯噪声一起输入到中频滤波器后, 经包络检波器后, 输出电压幅度概率密度为

$$p(r | H_1) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2 + A^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{rA}{\sigma^2}\right) \quad (3.37)$$

式中, $I_0(z)$ 为零阶修正贝塞尔函数, 定义为

$$I_0(z) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{z^{2n}}{2^{2n} n! n!} \quad (3.38)$$

式中, r 是信号加噪声的包络, 其概率密度函数称为广义瑞利分布, σ^2 是方差。

信号被发现的概率就是 r 超过门限 U_T 的概率, 因此检测概率 P_d 是

$$P_d = P(U_T \leq r < +\infty) = \int_{U_T}^{+\infty} p(r | H_1) dr \quad (3.39)$$

该积分无法解析地给出结果, 应用龙伯格数值积分的方法可以获得其数值解。一般是在一定虚警概率的要求下计算检测概率的。下面给出计算公式。

信噪比定义为

$$\text{SNR} = \frac{A^2}{2\sigma^2} \quad (3.40)$$

根据虚警概率的要求可以得出门限电平

$$U_T^2 = -2\sigma^2 \ln P_f \quad (3.41)$$

则

$$\begin{aligned} p(r | H_1) &= \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2 + A^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{rA}{\sigma^2}\right) \\ &= \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2} - \text{SNR}\right) I_0\left(\frac{r\sqrt{2\text{SNR}}}{\sigma}\right) \end{aligned} \quad (3.42)$$

令 $x = \frac{r^2}{2\sigma^2}$, 则 $r = \sigma\sqrt{2x}$, $U_T' = -\ln P_f$ 。

$$\begin{aligned} P_d &= P(U_T \leq r < +\infty) \\ &= \int_{U_T}^{+\infty} p(r | H_1) dr = \int_{-\ln P_f}^{\infty} \frac{\sqrt{2x}}{\sigma} \exp(-x - \text{SNR}) I_0(2\sqrt{x\text{SNR}}) \frac{\sigma}{\sqrt{2x}} dx \\ &= \int_{-\ln P_f}^{\infty} \exp(-x - \text{SNR}) I_0(2\sqrt{x\text{SNR}}) dx \end{aligned} \quad (3.43)$$

根据上式就可以计算给定虚警概率和信噪比时的检测概率。图 3-5 是虚警概率为 10^{-6} 、 10^{-9} 、 10^{-12} 时的检测概率曲线。

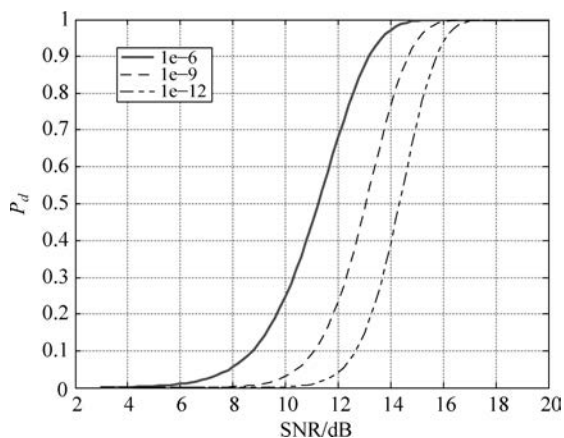


图 3-5 检测概率曲线

仿真中,为提高仿真效率,利用多项式拟合计算检测概率。图 3-6 是拟合的检测概率曲线。

3. 目标 RCS 模型

目标雷达散射截面(radar cross section, RCS)是度量雷达目标对照射电磁波散射能力的物理量。对 RCS 的定义有两种观点:一种是电磁散射的观点;另一种是雷达测量的观点,两者的基本概念是统一的,均定义为:单位立体角内目标朝接收方向散射的功率与给定方向入射于该目标的平面波功率密度的 4π 倍。

目标 RCS 的大小对雷达检测性能有直接的关系,仿真中,给出的是目标 RCS 的实测值。目标 RCS 值是以数据文件的形式存储,模型解算时,根据当前仿真时刻的目标电波入

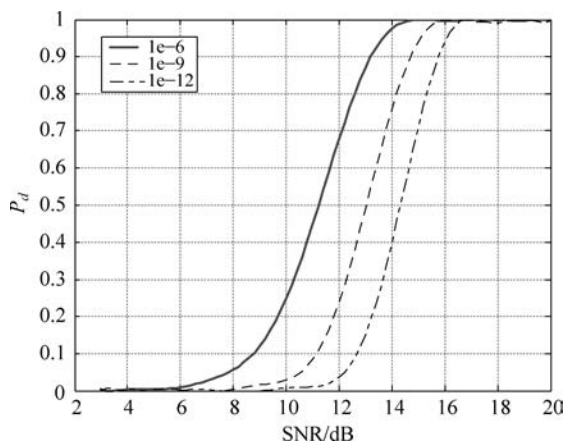


图 3-6 拟合的检测概率曲线

射角,通过插值算法得到目标 RCS 实测值。

由于考虑为轴对称目标,设目标 RCS 随目标电波入射角变化的实测值列表为

$$\text{RCS}(\psi_k), \quad k=1,2,\dots,N \quad (3.44)$$

式中, $\psi_k \in [0, \pi]$, $k=1,2,\dots,N$ 。
 $\psi_k \leq \psi_{k+1}$

基于软件系统仿真速度与精度的要求,这里采用分段线性插值对 RCS 实测数据进行插值-拟合。

分段线性插值算法可以表示为

$$\text{RCS}(\psi) = \frac{\psi - \psi_{k+1}}{\psi_k - \psi_{k+1}} \text{RCS}(\psi_k) + \frac{\psi - \psi_k}{\psi_{k+1} - \psi_k} \text{RCS}(\psi_{k+1}),$$

$$\psi \in [\psi_k, \psi_{k+1}], \quad k=1,2,\dots,N-1 \quad (3.45)$$

这样,给定目标的电波入射角 ψ 就可求出相应姿态下目标的 RCS 值。

4. 综合信噪比计算模型

雷达检测信噪比是由多方面因素综合决定的,其中包括目标回波功率、干扰信号功率、杂波及噪声功率等。

$$\text{SNR} = \frac{P_s}{P_n + P_j + P_c} \quad (3.46)$$

式中,SNR 为综合信噪比, P_s 为回波信号功率, P_n 为接收机噪声功率, P_j 为干扰信号功率, P_c 为杂波功率。

当只考虑接收机噪声的影响时,信噪比的计算公式如下:

$$\text{SNR} = \frac{P_s}{P_n} = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2 \sigma D}{(4\pi)^3 R^4 L L_{\text{Atm}} k T_0 B_n N_F} \quad (3.47)$$

当考虑宽带阻塞式干扰时,信噪比计算公式如下:

$$\text{SNR} = \frac{P_s}{P_n + P_j} \quad (3.48)$$

式中, P_s 根据式(3.1)计算, P_n 根据式(3.33)计算, P_j 根据式(3.2)计算。

5. 目标检测模型

计算出雷达接收目标的信噪比后,利用预先拟合的检测曲线计算目标的发现概率 P_d , 然后对目标的发现概率进行随机样本试验,即随机对一服从 $[0,1]$ 均匀分布的变量取值 P_0 , 通过比较其与目标发现概率的大小来判断当前时刻能否发现目标。若 $P_0 \leq P_d$, 则表示发现目标;反之,没有发现目标。

搜索发现目标时的目标确认处理方式:连续检测 m 次,当有 k ($k \leq m$) 次发现目标时,确认发现目标。这实际上为一滑窗检测器。 m 与 k 之间的选择关系为 $k_{\text{opt}} = 1.5 \sqrt{m}$ 。仿真中,取 $m=4, k=3$ 。这时,正常有效发现目标的检测概率 $P_d \geq 0.75$ 。

3.5 参数测量特性建模与仿真

雷达系统对目标位置的测量是在雷达阵面球坐标下对目标距离和角度的测量问题,通过在目标的真实位置上叠加一定的误差得到测量值。

1. 距离测量模型

只考虑平稳高斯白噪声的影响时,距离测量的精度为

$$\sigma_R^2 = \frac{1}{8\pi^2 (E/N_0) B_e^2} \cdot \frac{c}{2} = \frac{1}{2(E/N_0) \beta^2} \cdot \frac{c}{2} \quad (3.49)$$

式中, B_e 为信号的均方根带宽, $\beta = 2\pi B_e$; c 为光速, $c = 3 \times 10^8$ m/s; E/N_0 为信噪比。

对于线性调频信号,假设速度已知时,测距精度为

$$\sigma_R = \frac{\sqrt{3}}{\pi B \sqrt{2(E/N_0)}} \cdot \frac{c}{2} \quad (3.50)$$

式中, c 为光速, B 为带宽, E/N_0 为信噪比。

2. 角度测量模型

对于典型的振幅和差单脉冲测角,在只考虑接收机噪声的影响时,测角误差均值为 0, 标准差为

$$\sigma_{\Delta\theta_n} = \frac{1}{K_m} \frac{1}{\sqrt{2E/N_0}} \quad (3.51)$$

式中, K_m 为归一化的测角斜率, E/N_0 为和波束的信噪比。

以上讨论的测角精度是在指向方位坐标系下。仿真中在目标真实位置(指向方位坐标系)上叠加一定误差,再经坐标转换到阵面球坐标系下,得到目标的角度信息。

3. 径向速度测量模型

在非 PD 体制的工作模式下,目标速度一般是通过距离的变化率来计算的;而在 PD 模式,可以直接测出目标相对雷达的径向速度。

采用相参脉冲串进行多普勒滤波处理可以获得多普勒频率,进而得到径向速度值。多普勒频率测量的精度 δf_D 由下式给出:

$$\delta f_D = 1/2\tau \text{SNR}^{\frac{1}{2}} \quad (3.52)$$

式中, τ 是相参处理间隔, SNR 是信噪比。雷达测量径向速度的精度 δ_v 为

$$\delta_v = \lambda / (4\tau \text{SNR}^{\frac{1}{2}}) \quad (3.53)$$

式中, λ 为雷达波长。

因此, 在给定相参处理间隔和信噪比的情况下, 可以在真实速度上叠加一定的正态分布的噪声来产生径向速度测量值。

4. RCS 测量模型

在实际的 RCS 测量中, 不可避免地会产生由各种因素引起的测量误差。RCS 测量的非相干误差统计量服从高斯分布, 平均误差为零, 均方根功率误差反比于 2 倍信噪比的平方根。

$$\Delta_{\text{err}} \sim N(0, \sigma^2) \quad (3.54)$$

式中, Δ_{err} 为非相干测量误差, σ 反比于 2 倍信噪比的平方根。

而 RCS 的测量值可表示为

$$\text{RCS}_m = \text{RCS}_t (1 + \Delta_{\text{err}}) \quad (3.55)$$

式中, RCS_t 为目标 RCS 真实值。

仿真时, 在给定信噪比的情况下, 在目标真实 RCS 的基础上叠加由上式表征的正态分布的测量误差来产生 RCS 测量值。

3.6 抗干扰特性建模与仿真

3.6.1 旁瓣对消模型

旁瓣对消的基本原理是利用主阵干扰信号和辅助阵干扰信号之间的相关性, 将主阵干扰信号对消掉。由于相关性, 对辅助阵接收到的干扰信号进行适当加权, 可以产生一个与主阵干扰信号很“相似”的干扰信号。将主阵输出信号与辅助阵输出信号相减, 主阵干扰信号的作用就会大大减弱, 从而达到对消目的。其原理如图 3-7 所示。

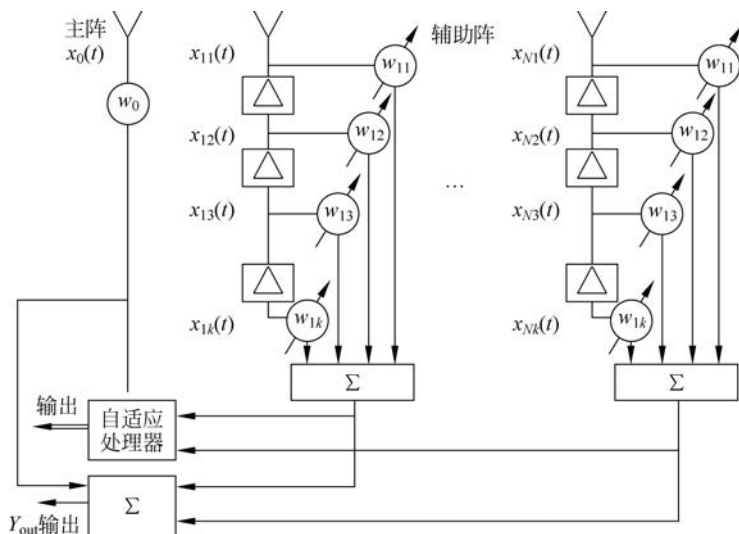


图 3-7 旁瓣对消原理

衡量旁瓣对消能力的重要指标是干扰对消比 R_{JCR} , 其定义为

$$R_{\text{JCR}} = \frac{\text{采用旁瓣对消时系统输出功率}}{\text{未采用旁瓣对消时系统输出功率}} \quad (3.56)$$

鉴于功能仿真,只考虑雷达有没有对消功能,根据不同的干扰源数和辅助阵天线数,旁瓣对消流程如图 3-8 所示。

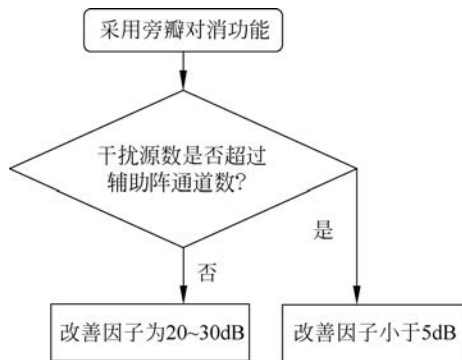


图 3-8 旁瓣对消流程

3.6.2 脉冲压缩模型

脉冲压缩与线性调频对应,两者之间是调制/解调关系,实质上是一个匹配滤波器。脉压滤波器采用近似理想的与线性调频信号匹配的滤波特性。理想情况下,脉压滤波器能使输出信噪比改善 D 倍,其中 D 为脉压比。

实际中,为了降低脉压后输出脉冲的副瓣电平,必须对匹配滤波器的幅频特性进行适当的加权,但同时会使它的主瓣变宽,峰值变低。

一般而言,因加权使信噪比损失 $1.2 \sim 1.4\text{dB}$,所以一般取脉冲压缩抗干扰因子为 $0.8D$ 。

3.6.3 频率捷变模型

所谓频率捷变就是雷达工作频率随机发生变化。捷变频是抗噪声瞄准干扰的有效方法,已得到广泛应用。捷变频主要有三种方式:脉内频率捷变、脉间频率捷变和脉组频率捷变。对脉内频率捷变,由于目前器件原因,还没有广泛应用。在脉间频率捷变时,每个脉冲的工作频率随机变化,频率变化范围可达中心频率的 10% 左右。在低波段,捷变的百分比大,高波段时较小。在脉组频率捷变时,组内频率是固定的,而组间频率则是按一定的方式随机发生变化。

频率捷变是一种展宽频谱的雷达抗干扰形式。在这个形式中,携带信息的信号被尽可能宽地分布在频率(空间,时间)范围上,目的是迫使干扰机将其能量散布在整个雷达的捷变带宽上,导致干扰密度减小,从而使干扰更为困难,造成雷达干扰效能下降。

频率捷变对干扰信号实际是否可以起到干扰效果有着很大影响,特别是从天线主瓣进入雷达接收机的干扰。下面分别讨论有无频率捷变时干扰功率的变化情况。

1. 采用频率捷变抗干扰措施

由于阻塞噪声干扰机的信号带宽比较宽,而雷达捷变频带宽也比较宽,所以干扰机发射的干扰信号功率只有落在雷达信号带宽之内才有效。因此采用捷变频抗干扰措施的改善因子为

$$D_a = \frac{\text{干扰信号带宽}}{\text{干扰信号与雷达捷变频重叠带宽}} \times \frac{\text{雷达捷变频带宽}}{\text{雷达瞬时带宽}} \quad (3.57)$$

1) 干扰信号带宽大于雷达捷变频带宽

可分为如下四种情况分别进行讨论:

(1) 雷达信号带宽完全在干扰信号带宽之内。

(2) 雷达信号带宽部分不在干扰信号带宽之内,并且雷达信号带宽中心频率小于或等于干扰信号带宽中心频率。

(3) 雷达信号带宽部分不在干扰信号带宽之内,并且雷达信号带宽中心频率大于或等于干扰信号带宽中心频率。

(4) 雷达信号带宽完全不在干扰信号带宽之内。

按照上述四种情况可推导出抗干扰改善因子为

$$D_a = \begin{cases} B_J/B_R, & f_J - (B_J - B_B)/2 < f_S < f_J + (B_J - B_B)/2 \\ \frac{B_J}{(B_J/2 - |f_J - f_S|) + B_B/2} \cdot \frac{B_B}{B_R}, & (f_J - (B_J + B_B)/2 < f_S < f_J - (B_J - B_B)/2) \\ & \cup (f_J + (B_J - B_B)/2 < f_S < f_J + (B_J + B_B)/2) \\ 1, & \text{其他} \end{cases} \quad (3.58)$$

式中, B_R 为雷达瞬时频带宽(Hz); B_B 为雷达发射信号捷变频带宽(Hz); B_J 为干扰机信号带宽(Hz); f_S 为雷达信号带宽中心频率(Hz); f_J 为干扰机信号带宽中心频率(Hz)。

2) 雷达捷变频带宽大于干扰信号带宽

同 1) 类似讨论可推导出

$$D_a = \begin{cases} B_B/B_R, & f_S - (B_B - B_J)/2 < f_R < f_S + (B_B - B_J)/2 \\ \frac{B_J}{(B_J/2 - |f_J - f_S|) + B_B/2} \cdot \frac{B_B}{B_R}, & (f_S - (B_J + B_R)/2 < f_R < f_S - (B_J - B_R)/2) \\ & \cup (f_S + (B_J - B_R)/2 < f_R < f_S + (B_J + B_R)/2) \\ 1, & \text{其他} \end{cases} \quad (3.59)$$

式中, f_R 为雷达瞬时带宽的中心频率(Hz)。

2. 不采用频率捷变抗干扰措施

抗干扰措施的改善因子为

$$D_a = \frac{\text{干扰信号带宽与雷达瞬时带宽重叠部分}}{\text{干扰信号带宽}} \quad (3.60)$$

同上类似讨论可推导出

$$D_a = \begin{cases} \frac{B_R}{B_J}, & f_J - (B_J - B_R)/2 < f_R < f_J + (B_J - B_R)/2 \\ \frac{(B_J/2 - |f_J - f_S|) + B_B/2}{B_J}, & (f_J - (B_J + B_R)/2 < f_R < f_J - (B_J - B_R)/2) \\ & \cup (f_J + (B_J - B_R)/2 < f_R < f_J + (B_J + B_R)/2) \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (3.61)$$

频率捷变对于欺骗干扰的效果计算我们给出以下假设：假目标干扰参数中的射频值为针对雷达相应的载频来产生假目标干扰信号。处理步骤如下：

① 计算欺骗干扰对产生雷达干扰的概率

$$P_J = \frac{\text{干扰信号频点数}}{\text{雷达工作频点数}}$$

② 产生一个(0,1)随机数 D_J , 若 $D_J < P_J$, 则干扰有效, 否则干扰无效。

3.6.4 脉冲累积模型

脉冲累积是抗噪声干扰的一种手段。累积有两种方式：相干累积和非相干累积。脉冲累积抗干扰改善因子为

$$D_M = nL_n \quad (3.62)$$

式中, L_n 为累积损失因子; n 为雷达波束驻留目标时间内接收的脉冲个数, 即

$$n = \frac{\theta_{0.5} T f_{\text{PRF}}}{360^\circ} \quad (3.63)$$

式中, $\theta_{0.5}$ 为雷达天线波束宽度($^\circ$); T 为天线扫描周期(s); f_{PRF} 为雷达脉冲重复频率(Hz)。

这里主要考虑非相干累积增益因子(即抗干扰改善因子)

$$D_M = n^\gamma \quad (3.64)$$

式中, γ 与 n 的关系如图 3-9 所示。从图中可以看出, 大多数情况下 $\gamma = 0.7 \sim 0.9$, 仅有在 n 非常大(相当于 $\text{SNR} < 1$)时, γ 才接近 0.5。

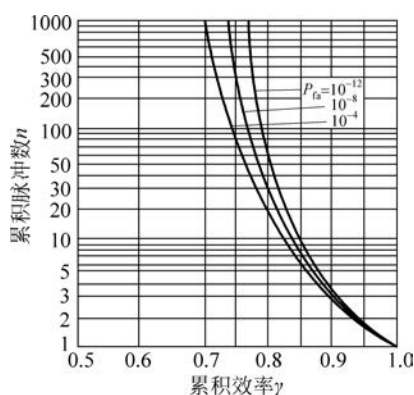


图 3-9 累积效率和累积脉冲数的关系

于 $\text{SNR} < 1$)时, γ 才接近 0.5。

3.6.5 低副瓣天线模型

天线副瓣是对雷达进行遮盖性有源干扰的主要渠道, 因为从主瓣进入的干扰限制在天线波束宽度范围内, 在显示屏上只占一个小角度, 不影响其他方位上对目标的观察和跟踪, 但副瓣是全方位或大或小地存在的。因此从副瓣进入的强干扰可掩蔽很大角度范围内的目标信号, 使雷达基本丧失探测能力。比较两部雷达天线在有无噪声干扰条件下的抗干扰改善因子为

$$D_{\text{ant}} = \text{SLL}_2 - \text{SLL}_1 - 2(G_1 - G_2) \text{ (dB)} \quad (3.65)$$

式中, G_1 和 G_2 为两部雷达主瓣增益; SLL_1 和 SLL_2 为两部雷达相对主瓣增益的接收旁瓣电平。

3.6.6 动目标显示模型

在大多数场景下, 杂波功率谱服从一定分布, 如高斯分布、全极型分布等。本书选择从功率谱的角度对杂波进行建模, 具有一定优势。首先, 通过设置不同的杂波平均功率、杂波多普勒中心频率、杂波标准离差取值来体现环境因素的作用效果; 其次, 杂波经动目标显示(MTI)滤波后的输出可由 MTI 对消器的频率响应与功率谱相乘直接得到, 计算量小。

杂波谱通过滤波器的过程如图 3-10 所示。

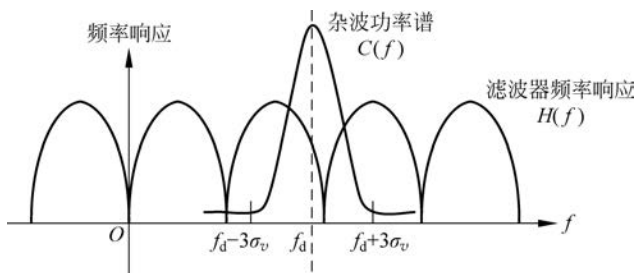


图 3-10 杂波谱通过滤波器示意图

通常,杂波功率谱用高斯模型表示:

$$C(f) = C_0 \exp \left[-\frac{(f - f_d)^2}{2\sigma_c^2} \right] \quad (3.66)$$

式中, C_0 为杂波平均功率; $f_d = \frac{2V}{\lambda}$ 为杂波的多普勒频率, V 为雷达与杂波区中心的相对移动速度; $\sigma_c = \frac{2\sigma_v}{\lambda}$ 为杂波功率谱的标准离差, σ_v 为杂波的标准离差, 与地形、风速有关。

则输入杂波功率主要集中于 $f_d \pm 3\sigma_v$ 的范围内, 所以近似有

$$C_i = \int_{f_d - 3\sigma_v}^{f_d + 3\sigma_v} C(f) df$$

输出为输入在滤波器该频点处的增益, 故经杂波抑制处理后的输出杂波功率为

$$C_o = \int_{f_d - 3\sigma_v}^{f_d + 3\sigma_v} C(f) H(f) df$$

杂波抑制比 CSR 可表示为

$$CSR = \frac{C_o}{C_i} \quad (3.67)$$

输入杂波功率已知, 输出杂波功率可由 MTI 对消器频率响应与杂波功率谱相乘得到的结果经 IFFT 变换后得到。虽然求解输出杂波功率的计算量不大, 但面对大型仿真系统中成员众多、交互复杂、处理环节多、处理数据量大等问题时, 这种面向过程的建模方法仍然会对系统的运行效率造成不利影响。

为此, 针对杂波抑制, 我们采用预先处理到数据库生成的建模方法, 具体思路如下: 事先, 针对各种场景建立相应杂波模型, 然后做 MTI 处理, 并对各种场景下的 MTI 处理结果进行归纳总结, 最后形成不同条件下的杂波抑制性能数据库。这样, 在大型防空反导仿真系统中, 根据实际场景, 通过查表或插值的方法得到 MTI 处理结果。仿真流程图如图 3-11 所示。

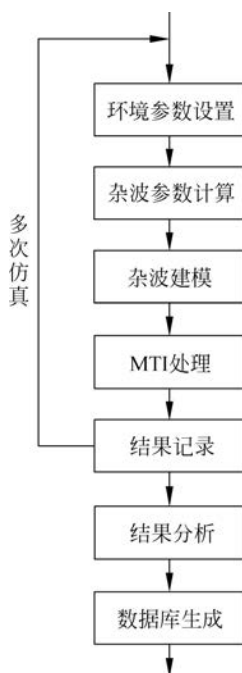


图 3-11 杂波抑制仿真流程

(1) 环境参数设置: 根据实际场景, 设置与杂波相关的环境参数, 如地表形式、风速、地面反射率等。

(2) 杂波参数计算: 根据设置的环境参数, 计算描述杂波功率谱的相关参数, 如杂波平均功率、杂波多普勒中心频率、杂波标准离差。

(3) 杂波建模: 根据杂波相关参数和雷达工作场景, 给出杂波功率谱模型。

(4) MTI 处理: 选择不同的对消次数, 对杂波进行频域滤波。

(5) 结果记录: 记录剩余杂波量, 计算杂波抑制比。

(6) 结果分析: 根据仿真结果, 总结相关规律, 以便简化数据库生成。

(7) 数据库生成: 根据多种场景的仿真结果建立 MTI 杂波抑制比与相关参数之间对应关系的数据库。

假设雷达脉冲重复频率为 1kHz, 波长为 0.03m, 杂波功率谱服从高斯分布或全极型分布, 仿真分别得到杂波抑制比与相关参数之间的关系曲线, 结果如图 3-12 所示。

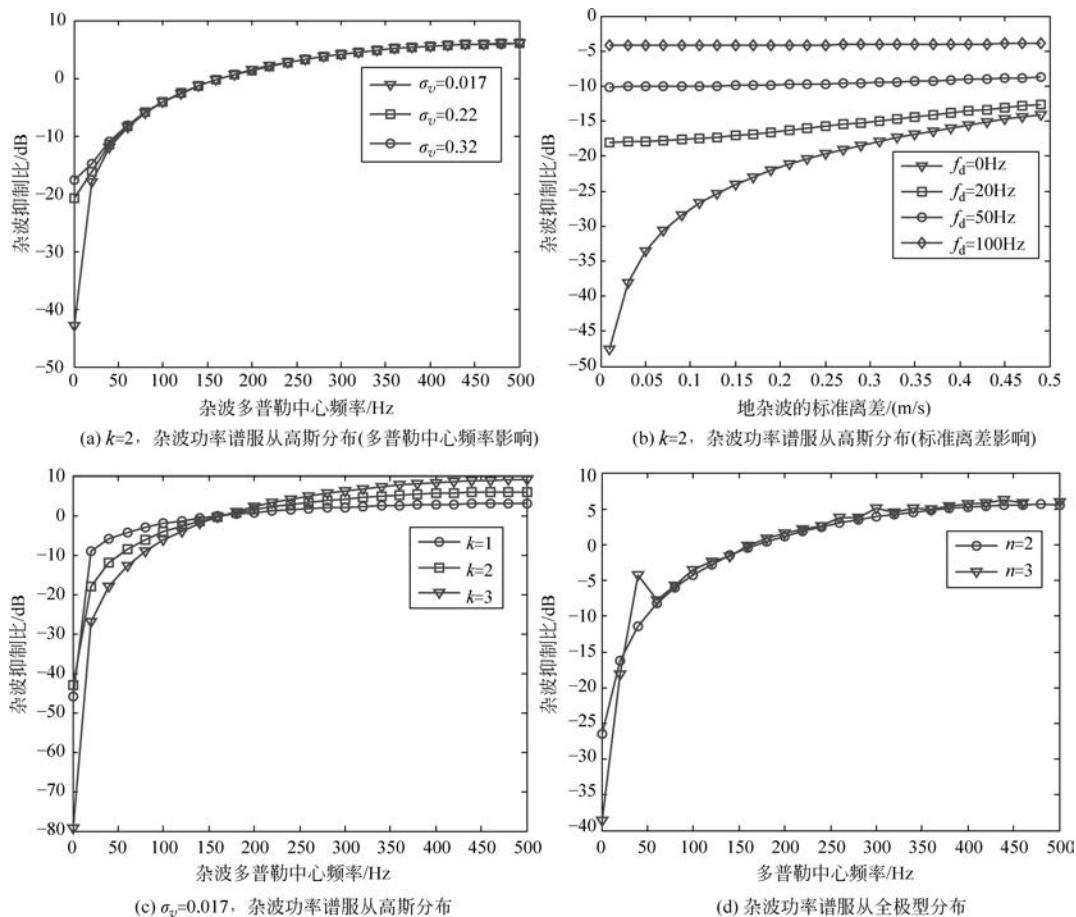


图 3-12 MTI 杂波抑制性能与相关参数的关系曲线

从图 3-12(a)中可以看出, 当杂波的多普勒中心频率在零频时, 杂波抑制效果最好, 此时, 一次对消和二次对消的杂波抑制比分别为 -17.59dB 、 -20.77dB 。随着杂波多普勒中心频率逐渐偏离零频, 杂波抑制效果越来越差。对于功率谱服从高斯分布的杂波, MTI 对消次数一定时, MTI 的杂波抑制性能由杂波中心频率和杂波标准离差共同决定。因此, 在建立 MTI 杂波抑制性能数据库时, 要建立杂波抑制比随杂波多普勒中心频率和杂波标准离差变化的二维数据库。

杂波多普勒中心频率一定,杂波标准离差越大,则杂波功率谱越宽,从而 MTI 的杂波抑制效果越差;且杂波多普勒中心频率越靠近零频,杂波抑制比受杂波标准离差的影响越大,如图 3-12(a)、(b)所示。因此,在建立数据库时,零频附近的杂波标准离差应取得相对密集些,远离零频时的杂波标准离差可取得相对稀疏,这样,在保证精度的同时,进一步提高了仿真效率。当杂波多普勒中心频率大于 60Hz 时,MTI 的杂波抑制性能基本不受杂波标准离差的影响,如图 3-12(b)所示。因此,在建立数据库时,只需建立杂波抑制比与杂波多普勒中心频率对应关系的一组数据。

从图 3-12(c)中可以看出,杂波标准离差一定,MTI 的杂波抑制性能由对消次数和杂波多普勒中心频率共同决定。因此,在建立数据库时,需根据对消次数建立多组二维数据库。当杂波多普勒中心频率在 0~160Hz 范围内时,MTI 对消次数越多,杂波抑制性能越好,这是由于随着对消次数的增加,对消器零频附近的滤波特性凹口增大,所以杂波抑制性能越好。当杂波中心频率处于 160~200Hz 时,MTI 的杂波抑制性能受对消次数影响不大,所以这个频段的二维数据库只需建立一组。而当杂波中心频率大于 200Hz 时,对消次数越多,MTI 的杂波抑制性能越差。这是因为随着对消次数的增加,对消器的幅度频率响应更加不平坦,导致杂波抑制性能反而变差。

对功率谱服从全极型分布的杂波进行 MTI 处理,杂波抑制情况如图 3-12(d)所示。当杂波中心频率小于 60Hz 时,杂波抑制性能与杂波多普勒中心频率和极点数有关;当杂波中心频率大于 60Hz 时,杂波抑制性能主要由杂波多普勒中心频率决定,此时,只需建立杂波抑制性能与杂波多普勒中心频率对应关系的数据库。

根据上述分析,结合多种场景,通过仿真事先建立较完备的 MTI 杂波抑制性能与对消次数、杂波多普勒中心频率、杂波标准离差、极点数等参数对应关系的数据库,然后在大型防空作战系统仿真中,根据具体场景,通过查表或插值的方法,得出 MTI 的杂波抑制比,以供后续信号处理使用,是一种效果好、效率高的两全之策。

结合实际雷达系统 MTI 的杂波抑制效果,仿真中为改善因子设定了一个上限 25dB,即若改善因子的理论计算结果超过 25dB,则将其定为 25dB,这样与实际更相符。

3.6.7 动目标检测模型

动目标检测(MTD)是为弥补 MTI 的缺陷,根据最佳滤波器理论发展起来的。由于 MTI 对地物杂波的抑制能力有限,为此在 MTI 后串接一个窄带多普勒滤波器组来覆盖整个重复频率的范围。由于杂波和目标的多普勒频移不同,它们将出现在不同的多普勒滤波器的输出端,达到从强杂波中检测目标的目的。而且多普勒频率不同对应了不同的窄带滤波器输出,因此 MTD 还可以通过测出多普勒频移来确定目标的速度。其具体实现原理见 4.4.3 节,在功能级仿真中相当于相干累积。

3.6.8 旁瓣匿影模型

旁瓣匿影的功能是消除地物副瓣干扰的影响。地物副瓣干扰是指从天线副瓣进入雷达的地物杂波干扰,可通过辅助天线和主天线所接收的回波相比较从而判断出从天线副瓣进入的干扰,也可以采用一维杂波图的方式实现。其功能原理如图 3-13 所示。

辅助天线与主天线的接收信号分别经接收机、放大和检波送到比较电路,当主天线支路信号大于辅助天线支路信号时,选通电路开通,主天线信号输出;反之,如果主天线支路的信号小于辅助天线支路信号,则关闭选通电路。

辅助天线的增益应略高于主天线最大副瓣电平,所以当强干扰从主天线副瓣进入时,主天线支路的视频信号必然小于辅助天线支路的视频信号,因而被选通电路阻止输出达到反副瓣干扰的效果。

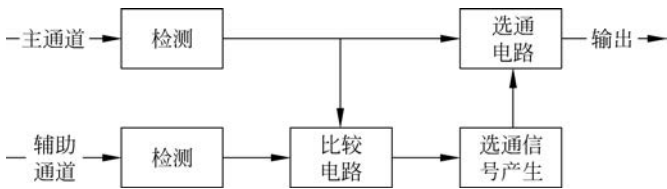


图 3-13 旁瓣匿影原理框图

3.6.9 前沿跟踪模型

在仿真系统中,考虑雷达具备前沿跟踪能力,能够一定程度上抗距离拖引等有源欺骗干扰。前沿跟踪基本原理是:先让目标回波信号经微分电路得到前正后负两个脉冲(图 3-14),再让跟踪波门对前沿脉冲跟踪。

在功能级仿真系统中,前沿跟踪的基本方法是:在进行距离测量时,在真实距离上除叠加误差外,还要叠加前沿跟踪造成的系统误差,即检测点由功率重心移到回波脉冲前沿产生的误差。对于向后拖引的情况,近似的处理方法是距离上减去 1/4 脉宽所对应的距离。

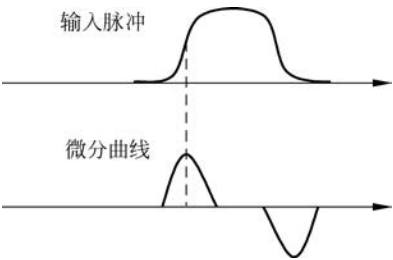


图 3-14 前沿跟踪示意

3.6.10 无源跟踪模型

在雷达仿真系统中,考虑在有预警卫星引导信息的情况下可以启用无源跟踪抗干扰的手段。

当有源干扰的功率很强时,即使雷达采用了相应的抗干扰措施,雷达仍然无法正常工作。此时,若干扰为自卫式干扰,即干扰与目标在空间上处于同一位置,则雷达可以利用干扰信号,通过测量干扰信号的到达方向,确定目标的空间角度,再利用初始的目标位置粗略信息,仍然可获得目标信息。

仿真系统中,无源跟踪仿真的方法是:

- (1) 提取干扰数据最大值点,在该位置及其附近选择数据进行测角。
- (2) 干扰来波方向的测量。由于自卫式压制干扰与目标在空间上处于同一位置,故目标信噪比可用干扰与噪声功率的比值来替代。再利用前面介绍的原理,进行干扰信号的角度测量。
- (3) 角度测量数据的平滑。对测量得到的角度数据进行滤波和预测,预测角度值为下一时刻雷达天线波束指向。

无源跟踪的流程如图 3-15 所示。

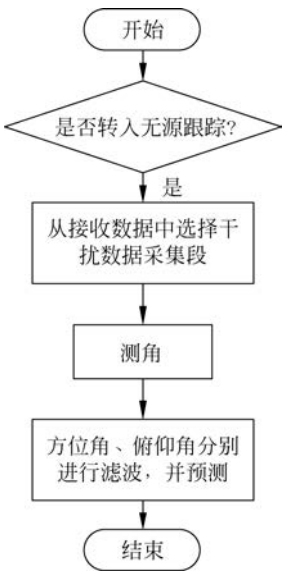


图 3-15 无源跟踪流程

3.7 雷达功能级仿真系统实例

本节通过一个雷达数据仿真系统实例对功能级仿真效果进行说明。该仿真系统可以实现对二维机械扫描、三维机械扫描、相控阵、被动探测等不同体制雷达探测与对抗过程的功能级仿真。将战情设置为相控阵雷达对一飞机目标进行探测,假设存在自卫式噪声压制干扰,干扰参数如图 3-16 所示。

干扰机001参数	数据值
干扰开始时间(s)	0.000000
干扰结束时间(s)	700.000000
干扰带宽(MHz)	100.000000
干扰机发射功率(W)	100.000000
干扰机射频频率(MHz)	6000.000000
干扰天线增益(dB)	20.000000
干扰类型	噪声压制干扰
RCS均值(m^2)	30.000000
RCS类型	固定
干扰机类型	飞机
航路经度(deg)	117.2759, 114.2759
航路纬度(deg)	35.1973, 35.1973
飞行高度(m)	10000.000000
速度(m/s)	150.000000
转向加速度(m/s^2)	10.000000
进入时间(s)	0.000000

图 3-16 压制干扰参数设置

图 3-17(a)、图 3-17(b)分别给出了无干扰以及压制干扰条件下雷达对目标的探测结果。可以看出,在无干扰的条件下,雷达对目标的探测距离约为 360km,而在施加压制干扰后由于压制干扰功率较大,雷达全程不能对目标进行稳定探测跟踪。

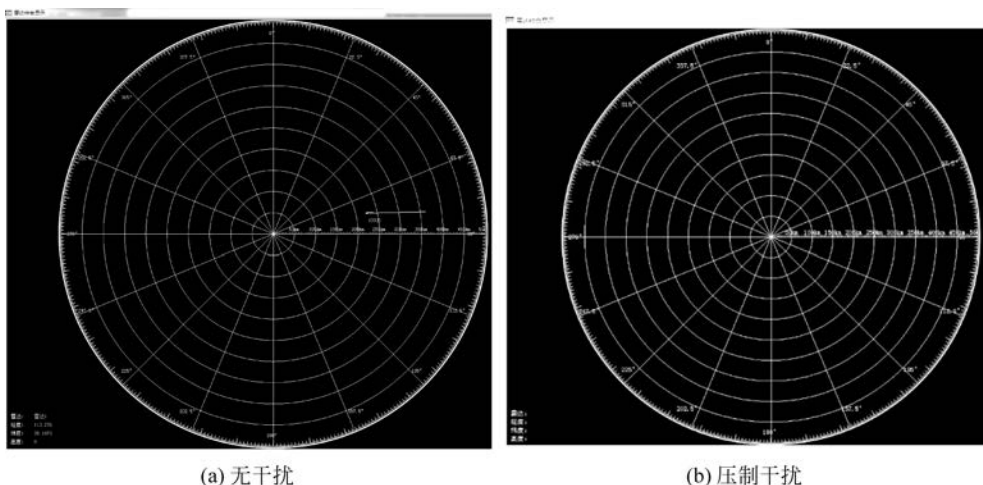


图 3-17 雷达探测结果

针对自卫式压制干扰,假设雷达采用频率捷变抗干扰措施,捷变频带宽为 300MHz,得到的探测结果如图 3-18 所示。从图中可以看出,在采用频率捷变抗干扰后,雷达在约 256km 处对目标建立了稳定跟踪,验证了频率捷变抗压制干扰的有效性。

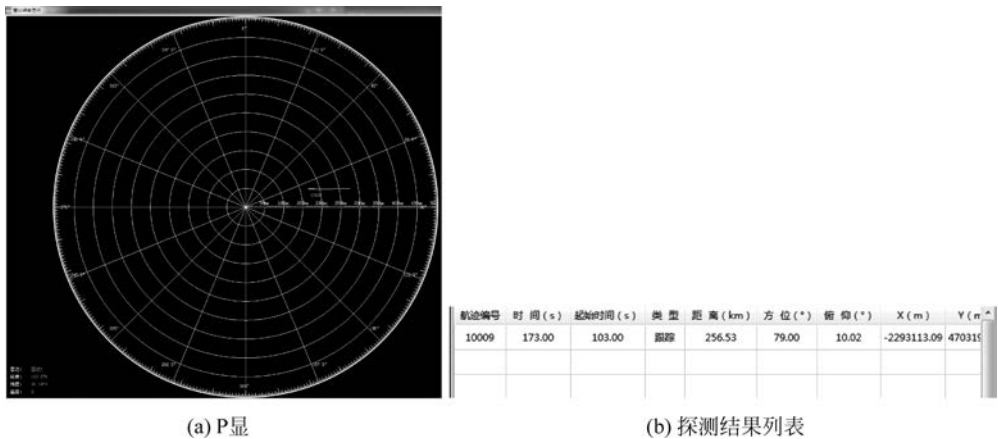


图 3-18 采用频率捷变抗干扰后的雷达探测结果

思考题

- 1. 简述雷达功能级仿真与信号级仿真的主要区别。
- 2. 简述雷达目标回波功率的计算公式以及每个参数的含义。
- 3. 简述雷达扇形波束方向图与针状波束方向图的特点。
- 4. 简述雷达接收机噪声功率的计算公式以及每个参数的含义。
- 5. 简述综合信噪比计算公式以及每个参数的含义。
- 6. 简述雷达功能级仿真中计算出综合信噪比后判断目标是否被检测的流程。
- 7. 雷达功能级仿真中,参数测量模型中所测量的参数包括哪些? 不同参数的测量误差与哪些因素有关?
- 8. 请列出 5 项雷达常用的抗干扰措施并简述对应原理。
- 9. 简述雷达功能级仿真中旁瓣对消抗干扰效果如何进行仿真。
- 10. 简述雷达功能级仿真的整个处理流程,画出处理流程框图。