

电子战条件下雷达接收信号模型^{*}

王国玉 吕晓雯 廖湘平

(国防科技大学电子技术系 长沙 410073)

摘要 文中建立了电子战条件下雷达信号环境数学模型, 包括雷达发射信号数学模型, 目标回波信号数学模型, 电子干扰(有源干扰和无源干扰)信号数学模型, 杂波数学模型以及噪声数学模型。

关键词 雷达, 电子对抗, 信号环境, 仿真建模

分类号 951

A Research on Radar Receiving Signal Model in EW Condition

Wang Guoyu Lu Xiaowen Liao Xiangping

(Department of Electronic Technology, NUDT, Changsha, 410073)

Abstract The radar signal model in EW condition is discussed in this paper, including the model of emitting signal, the model of target echo signal, the model of jamming, the model of clutter and the model of noise.

Key words radar, ECM, signal model, simulation

在进行雷达系统和电子对抗系统分析研究, 特别是在雷达与雷达对抗视频信号数字仿真研究中, 需建立一系列有关数学模型, 而电子战条件下雷达信号环境数学模型的建立则是有关课题研究, 特别是仿真研究的基础。本文以脉冲雷达为例, 初步建立了一个较为全面的电子战条件下雷达信号环境数学模型。

1 雷达发射信号模型

雷达发射信号可由下式来描述:

$$S_t(t) = \frac{P_t L_t}{4\pi} g_{vt}(\theta) \exp(j\omega t) v(t) \quad (1)$$

其中, ω 为载频, P_t 为发射机峰值功率; L_t 为发射综合损耗; $g_{vt}(\theta)$ 为发射天线方向图;

* 1996年5月25日修订

$v(t)$ 为复调制函数, 它是 N_p 个宽度为 T_r 的矩形脉冲构成的脉冲串。考虑到脉间捷变频和线性调频, 则有

$$v(t) = \sum_{k=0}^{N_p-1} \text{Rect}\left[\frac{t - kT_r}{T_p}\right] \mu(t - kT_r) \exp(j\omega t) \quad (2)$$

这里, ω 为第 k 个脉冲的角频率增量, T_r 为脉冲重复周期, 即 PRI, $\mu(t)$ 为单个调制函数, 矩形函数 $\text{Rect}(t)$ 定义为:

$$\text{Rect}(t) = \begin{cases} 1, & t \in (0, 1) \\ 0, & \text{其它} \end{cases}$$

对于线性调频:

$$\mu(t) = \mu_{LFM}(t) = \exp(j\pi b t^2), 0 \leq t \leq T_p \quad (3)$$

其中, b 为线性调频扫描频率, 它与频率扫描范围 BW_{rg} 的关系为: $b = \pm BW_{rg} / T_p$, 由于 BW_{rg} 近似等于压缩后的雷达脉冲宽度 τ 的倒数, 故有:

$$b = \frac{1}{T_p \tau} \quad (4)$$

因脉压比 $D = T_p / \tau$, 故有

$$b = \frac{1}{D \tau^2} = \frac{D}{T_p^2} \quad (5)$$

若不存在脉间捷变频, 则式(2)中 ω 为0; 若没有应用线性调频, 则式(3)中, $\mu(t) = \mu_{NFM}(t) = 1$ 。

2 雷达接收信号模型

设 t 时刻, 目标与雷达的距离为 $R(t)$, 在很短的时间间隔内, 可以认为目标的运动速度是匀速的。雷达在一个波束驻留(DWELL) 期内发射 N_p 个脉冲, 则相对于第 k 个脉冲, $k = 0, 1, 2, \dots, N_p - 1$, 雷达接收到的射频信号为

$$r_{RF}^k(t) = S_{RF}^k(t) + J_{RF}(t) + C_{RF}^k(t) + n_{RF}(t) \quad (6)$$

其中, $S_{RF}^k(t)$ 为接收到的第 k 个脉冲经目标反射后的回波信号, $J_{RF}(t)$ 为接收到的干扰信号, 实为各种有源干扰和无源干扰形成的干扰信号综合; $C_{RF}^k(t)$ 为杂波信号, 实为地杂波, 气象杂波或海杂波的组合信号; $n_{RF}(t)$ 为噪声。

3 目标回波信号模型

目标回波信号 $S_{RF}^k(t)$ 的表达式为

$$\begin{aligned} S_{RF}^k(t) = & \frac{P_t L_s}{(4\pi)^3} \frac{g_{vt}(\theta) g_{vr}(\theta)}{R^2(t)} \lambda \frac{\sigma}{K_{RF}} \\ & \exp\left[j\pi b\left(t - \frac{2R_0}{C} - kT_r\right)\right] \exp\left[j\omega\left(t - \frac{2R(t)}{C} - kT_r\right)\right] \\ & \exp\left[j\omega\left(t - \frac{2R(t)}{C} - kT_r\right)\right]^2 \exp\left[j\omega\left(t - \frac{2R_0}{C} - kT_r\right)\right] \\ & \text{Rect}\left[\frac{t - \frac{2R(t)}{C} - kT_r}{T_p}\right] \end{aligned} \quad (7)$$

式中, P_t 为雷达发射机峰值功率; L_s 为雷达发射接收综合损耗, 包括发射损耗 L_t , 接收损耗 L_r , 大气损耗 L_{dq} , 脉压损耗 L_{pc} 以及双程波束损耗 L_{BS} 等; $g_{vt}(\theta)$ 和 $g_{vr}(\theta)$ 分别为发射、接收天线方向图; σ 为目标 RCS, 由目标特性决定; λ 为工作波长; K_{RF} 为射频滤波放大系数; C 为光速, 即: $3 \times 10^8 \text{ m/s}$; ω 为载频; T_r 脉冲重复周期; T_p 为脉冲宽度; ω 为捷变频增量; ω 为多卜勒频率, $\omega = \omega \frac{2R}{C}$; R_0 为第 k 个脉冲与目标相遇时, 目标相对于雷达的距离; b 为线性调频速率, $b = D/T_p^2$, D 为脉压比。

4 杂波信号模型

杂波信号模型为地杂波信号模型、气象杂波和海杂波信号模型的组合, 即

$$C_{RF}^k = C_1^k(t) + C_2^k(t) + C_3^k(t) \quad (8)$$

其中, $C_1^k(t)$ 为地杂波, $C_2^k(t)$ 为气象杂波, $C_3^k(t)$ 为海杂波。

由于篇幅限制, 这里只给出地杂波信号模型。

4.1 地杂波信号模型

地杂波信号模型利用储存了的杂波图信息以及波束位置和距离窗口数据来产生在搜索或跟踪信号产生窗口内的杂波单元的回波信号。

第 k 个脉冲重复间隔内 ($k = 0, 1, 2, \dots, N_p - 1$, N_p 为一个驻留 dwell 期间内的脉冲数), 雷达射频接收端接收到的单个杂波单元的反射信号表示式为

$$C_1^k(t) = K_{RF} \frac{P_t L_s}{(4p)^3} \frac{g_{vt}(q_{cl}) g_{vr}(q_{cl})}{R_{cl}^2(t)} l_{skcl} \exp\left[j\omega_c \left(t - \frac{2R_{cl}(t)}{C} - kT_r\right)\right] \exp\left[j\omega_k \left(t - \frac{2R_{cl}(t)}{C} - kT_r\right)\right] \exp\left[jpb \left(t - \frac{2R_{cl}(t)}{C} - kT_r\right)\right] \text{Rect}\left[\frac{t - \frac{2R_{cl}(t)}{C} - kT_r}{T_p}\right] \quad (9)$$

式中, K_{RF} 为射频滤波放大系数, P_t 为雷达发射机峰值功率, L_s 为雷达发射接收综合损耗, $g_{vt}(\theta_{cl})$ 与 $g_{vr}(\theta_{cl})$ 分别为在杂波单元质心方向上发射与接收天线的电压增益, $R_{cl}(t)$ 为杂波单元与雷达的径向距离, λ 为工作波长, ω 为工作频率, ω 为脉间捷变频增量, T_r 为脉冲重复周期, T_p 为脉冲宽度, b 为发射脉冲线性调频速率, $b = D/T_p^2$, D 为脉压比, C 为光速, $\text{Rect}(t)$ 为矩形函数。

4.2 σ_{kcl}

σ_{kcl} 为杂波复反射系数, 包含一个固定分量 g_{ocl} , 加上一个复高斯随机变量分量, $g_{dkcl} - jg_{qkcl}$ 。此分量是脉间相关的。

$$\sigma_{kcl} = g_{ocl} + g_{dkcl} - jg_{qkcl} \quad (10)$$

式中, $g_{ocl} = \frac{\alpha_1}{1 + \frac{1}{M}}$, g_{dkcl} 和 g_{qkcl} 是均值为 0, 方差为 $\sigma_{g_{oc1}}^2 = \frac{g_{oc1}^2}{2M^2}$ 的两个独立的高斯随机

变量, 其中 M^2 表示固定功率与随机变量功率之比, 而 σ_{c1} 表示为

$$\sigma_{cl} = R_{cl} \frac{BW}{\cos\theta_{cl}} \frac{C}{2} \frac{T_p}{\sigma_{\alpha_{cl}}} \sigma_{\alpha_{cl}} \quad (11)$$

式中, $BW/\cos\theta_{cl}$ 为波束宽度及波束扩展, $\sigma_{\alpha_{cl}}$ 可通过地形及韦伯尔概率分布参数 $\sigma_{\alpha_{cl}}$ 和 α_{cl} 来计算, 而 $\sigma_{\alpha_{cl}}$ 、 α_{cl} 和 M 均由地物、地形杂波图确定。

5 干扰信号模型

干扰信号包括各种有源干扰和无源干扰, 即

$$J_{\text{IRF}}^k(t) = J_{\text{IRF}}^k(t) + J_{\text{ARF}}^k(t) \quad (12)$$

式中, $J_{\text{IRF}}^k(t)$ 为无源干扰信号, $J_{\text{ARF}}^k(t)$ 为有源干扰信号。

5.1 无源干扰信号模型

这里仅给出无源箔条干扰信号数学模型。箔条干扰的信号表达式为

$$J_{\text{IRF}}^k(t) = K_{\text{RF}} \frac{P_t L_s}{(4\pi)^2} \frac{g_{vt}(\theta_{J_c}) g_{vr}(\theta_c)}{R_{J_c}^2(t)} \lambda \sigma_{k,c}(t) \exp\left[j\omega\left(t - \frac{2R_{J_c0}}{C} - kT_r\right)\right] \exp\left[j\omega\left(t - \frac{2R_{J_c}(t)}{C} - kT_r\right)\right] \exp\left[j\pi b\left(t - \frac{2R_{J_c}(t)}{C} - kT_r\right)^2\right] \exp\left[j\omega_{\text{wind}}\left(t - \frac{2R_{J_c0}}{C} - kT_r\right)\right] \text{Rect}\left[\frac{t - \frac{2R_{J_c}(t)}{C} - kT_r}{T_p}\right] \quad (13)$$

式中的 $R_{J_c}(t)$ 为箔条云的质心与雷达间的斜距; R_{J_c0} 为第 k 个雷达发射脉冲与箔条云相遇时, 箔条云质心相对于雷达的距离; 其余定义同式(9)。

箔条云的反射面积 $\sigma_{k,c}$ 就是位于雷达脉冲体积内的箔条有效散射面积。箔条通常是装成一包一包的, 从载体上投出后包自行打开, 在空间形成箔条云。每包箔条的数目取决于干扰的频段, 一般为几万到几百万根。由于每根箔条产生的场不相关, 同样长度的箔条云, 其平均有效散射面积等于每根箔条有效散射面积之和。实际上, 由于箔条会相互粘连和损坏, 箔条云的有效散射面积应为

$$\sigma_l = \eta N \bar{\sigma} = N_{pe} \bar{\sigma} \quad (14)$$

式中 η 是有效箔条数的系数, N 是每包箔条的数目, $\bar{\sigma}$ 是一根箔条有效散射面积的平均值。 $N_{pe} = \eta N$ 表示有效的箔条数。

假定箔条反射信号的方向与入射信号方向的夹角为 ϕ 用 θ 表示箔条和照射电场矢量之间的角度。再假定雷达收发天线极化相同, 一根箔条有效散射面积的平均值:

$$\bar{\sigma}_l = 0.17\lambda^2 \cos^2\phi + 0.11\lambda^2 \sin^2\phi \quad (15)$$

用箔条掩护目标时, 要求在每个脉冲体积内(脉冲体积是沿着天线波束方向由脉冲宽度的空间长度所截取的体积) 至少投放一包箔条。假定在长度为 L 的区域, 以恒定的速率投下了 N_p 包箔条, 位于脉冲体积内的箔条产生的有效散射面积近似为

$$\sigma_{k,c} = \sigma_{pe}(t) = \bar{\sigma}_l \frac{n_p}{t_j} \Delta t N_{pe} \quad (16)$$

式中, t_J 表示在长度为 L 的区域匀速投放 n_p 包箔条所用的时间, Δt 为箔条载体通过脉冲体积长度 $\frac{C\tau_p}{2}$ 所需时间。假设箔条载体匀加速运动, 开始投放时其速度为 v_J , 加速度为 a , 则箔条载体通过 $\frac{C\tau_p}{2}$ 距离的时间 Δt 为

$$\Delta t = \frac{(v_J + at)^2 + aC\tau_p - (v_J + at)}{a} \quad (17)$$

式中, C 是电磁波在自由空间的传播速度, τ_p 是压缩后的脉冲宽度。 t_J 可通过下式求得:

$$t_J = \frac{v_J^2 + 2aL - v_J}{a} \quad (18)$$

将(15), (17), (18)代入(16)得脉冲体积内的箔条云有效散射面积:

$$\sigma_{kJ_c} = (0.17\lambda^2 \cos^2 \phi + 0.11\lambda^2 \sin^2 \phi) \eta N n_p \frac{(v_J + at)^2 + aC\tau_p - (v_J + at)}{v_J^2 + 2aL - v_J} \quad (19)$$

5.2 有源干扰信号模型

(1) 宽带噪声干扰

设干扰信号 $J(t)$ 为宽带噪声信号, 发射功率为 P_J , 中心频率为 ω , 带宽为 BW_J 。

雷达接收机以带宽 BW_r 接收带宽为 BW_J 的噪声干扰信号, 由于 $BW_J \gg BW_r$, 这一过程可以近似看作是一个白噪声通过窄带系统的过程。因此, 雷达接收机射频放大滤波后的干扰信号可用一窄带随机过程表示。考虑到干扰信号空间传播衰减因子, 雷达接收机中频输出部分的干扰信号可以表示为

$$J_r(t) = \left[\frac{\lambda^2 P_J L_J L_r BW_r}{(4\pi)^2 R_J^2(t) BW_J} \right]^{1/2} g_v(\theta_J) g_J A_J(t) \exp\{j[\omega t + \phi(t)]\} k_{RF} G_{IF} L_{IF} \quad (20)$$

式中, λ 为工作波长; P_J 为干扰机发射平均功率; L_J 为干扰天线发射信号的极化损耗; L_r 为雷达接收综合损耗; $R_J(t)$ 为干扰机与雷达的距离; $g_v(\theta_J)$ 为雷达天线方向图在干扰方向上的电压增益; g_J 为干扰天线增益; BW_J 为干扰信号带宽, BW_r 为雷达接收机带宽; k_{RF} 为射频电压放大系数; ω 为中频, $G_{IF} L_{IF}$ 为中频增益于损耗综合。

$A_J(t)$ 为服从瑞利分布的随机过程, $A_J(t) = [J_c^2(t) + J_s^2(t)]^{1/2}$, 其中, $J_c(t)$ 和 $J_s(t)$ 分别为互相独立的均值为0、方差为1的高斯随机过程。 $\phi(t)$ 为随机相位, 在 $[0, 2\pi]$ 内均匀分布。

(2) 窄带瞄准式干扰

窄带瞄准式干扰信号带宽与被干扰雷达接收机带宽相近, 故干扰能量集中, 能产生很高的功率密度, 但每一时刻只能干扰一部频率固定的雷达。为了能充分发挥窄带瞄准式干扰的功率威力, 必须用雷达侦察接收机对干扰机进行频率引导。因此, 研究带瞄准式干扰必须考虑引导时间和频率引导误差。

对频率引导误差的要求为

$$\delta_f = \frac{1}{2} BW_J - BW_r \quad (21)$$

若假设瞄准式干扰信号的频率为 W_{J_n} , 则有

$$W_{J_n} = W_c + 2\pi\delta_f \quad (22)$$

式中: δ_f 为随机变量。它在一定区间内均匀分布。 W_c 为雷达中心工作频率。

引导时间 $t_{引}$ 是侦察接收机引导过程中各部分时间之和, 它主要包括测频时间和调谐干扰发射机的时间。采用不同的频率引导方法时 $t_{引}$ 差别较大。目前 $t_{引}$ 为几微秒至几秒。仿真中 $t_{引}$ 的具体取值应根据所选定的频率引导方法而定, 引导时间的大小关系到窄带干扰是否有效。

假设窄带瞄准式干扰信号为 $J_n(t)$, 干扰发射机功率为 P_{J_n} , 中心频率为 W_{J_n} , 带宽为 BW_{J_n} , 窄带瞄准式干扰又分为噪声干扰和脉冲干扰两类。

a. 噪声干扰

考虑噪声干扰为高频窄带噪声, 是一平稳正态过程。相应的干扰信号表达式与宽带噪声干扰类似。施放高频窄带噪声时, 雷达接收机中放输出端的干扰信号表达式为

$$J_n(t) = \begin{cases} \left[\frac{\lambda P_J L_J L_r BW_r}{(4\pi)^2 R_J^2(t) BW_{J_n}} \right]^{\frac{1}{2}} g_{R_r}(\theta) g_{J_t} A_{J_n}(t) \exp[j\omega t + \phi_n(t)] K & t < t_{引} \\ 0 & t > t_{引} \end{cases} \quad (23)$$

式中: $g_{R_r}(\theta) = g_v(\theta)$; $g_{J_t} = g_J$; $K = k_{RF} G_{IF} L_{IF}$

$A_{J_n}(t)$ 为噪声干扰信号的复包络, 服从狭义瑞利分布的随机过程。 $\phi_n(t)$ 为随机相位, 它服从 $[0, 2\pi]$ 均匀分布。

b. 脉冲干扰

脉冲干扰主要考虑回答式干扰, 干扰波形与目标回波相似, 但又不完全相同。假设干扰是对目标回波作一个附加频率 $\pm \Delta f$ 的调制, 干扰机在发射的脉冲干扰信号可表示为

$$J_n(t) = \left[\frac{\lambda P_J L_J \sigma L_{R_J} BW_r}{(4\pi)^2 R_J^2(t) BW_{J_n}} \right]^{\frac{1}{2}} g_{R_t}(\theta) g_{J_r}(\theta_R) g_{J_t}(\theta) S_i(t - t_1 - t_{引}) \exp(j\Delta\omega t) \quad (24)$$

式中: L_{R_J} 为雷达发射、侦察接收机接收和干扰机发射中的综合传输损耗; $g_{J_t}(\theta) = g_J$; $\Delta\omega = 2\pi\Delta f$; $g_{J_r}(\theta_R) = 1$ 。

$g_{J_t}(\theta_R)$ 为雷达发射天线方向图在侦察接收机接收方向上的电压增益。一般雷达天线收发增益相同, 即 $g_{R_t}(\theta) = g_{R_r}(\theta) = g_v(\theta)$ 。

$g_{J_r}(\theta)$ 为侦察接收机接收方向图在发射方向上的电压增益。假设侦察接收天线为全向天线, 即增益为1。

$S_i(t)$ 为雷达发射信号。 t_1 为雷达信号到达侦察接收机所需要的时间。其余参数定义同前。

雷达接收机输入端的脉冲干扰信号可表示为

$$J_{nr}(t) = \left[\frac{\lambda^2 P_J P_r L_J \sigma L_R \text{BW}_r}{(4\pi)^3 R_J^4(t) \text{BW}_{J_n}} \right]^{\frac{1}{2}} g_v^2(\theta) g_J \exp \left[j\omega \left(t - \frac{2R_{J0}}{C} - t_{\text{引}} \right) \right] \exp(j\Delta\omega) \exp \left[j\omega \left(t - \frac{2R_{J0}}{C} - t_{\text{引}} \right) \right] v \left\{ \left[t - \frac{2R_{J0}}{C} - t_{\text{引}} \right] \left[1 + \frac{\omega \tau}{\omega} \right] \right\} \quad (25)$$

式中: L_R 为雷达收发、侦察接收机接收、干扰机发射的综合损耗; $v(t)$ 为复调制函数; $R_J(t)$ 为 t 时刻干扰机相对于雷达的距离。

R_{J0} 为 $t - t_1$ 时刻雷达发射脉冲与干扰机相遇时两者之间的距离; $\omega \tau$ 为干扰机载体相对于雷达径向运动产生的多卜勒角频率, $\omega \tau = \omega_n \frac{R_J(t)}{C}$; t_2 是雷达信号照射到干扰机载体而后反射回雷达接收机所经历的时间, 它与雷达和干扰机载体之间的距离成正比, 即

$$t - t_2 - t_{\text{引}} = \left[t - \frac{2R_{J0}}{C} - t_{\text{引}} \right] \left[1 + \frac{\omega \tau}{\omega} + \dots \right] \left[t - \frac{2R_{J0}}{C} - t_{\text{引}} \right] \left[1 + \frac{\omega \tau}{\omega} \right] \quad (26)$$

干扰附加调制频率: $\delta_f \pm \Delta f \text{ BW}_r$ 。

雷达接收机中放输出端的干扰信号可表示为

$$J_{nr}(t) = \left[\frac{\lambda^2 P_J P_r L_J \sigma L_R}{(4\pi)^3 R_J^4(t) \text{BW}_{J_n}} \right] g_v^2(\theta) g_J \exp \left[j\omega \left(t - \frac{2R_{J0}}{C} - t_{\text{引}} \right) \right] \exp(j\Delta\omega) \exp \left[j\omega \left(t - \frac{2R_{J0}}{C} - t_{\text{引}} \right) \right] v \left\{ \left[t - \frac{2R_{J0}}{C} - t_{\text{引}} \right] \left[1 + \frac{\omega \tau}{\omega} \right] \right\} K \quad (27)$$

6 噪声信号模型

接收机噪声模型可以用一个高斯过程的样本函数来表示, 带通噪声信号可表示为:

$$n(t) = \text{Re} \{ \tilde{n}(t) e^{j\omega t} \} \quad (28)$$

其中, $\tilde{n}(t) = n_d(t) - j n_q(t)$; $n_d(t)$ 和 $n_q(t)$ 为独立的均值为0、方差为 σ_n^2 的高斯随机过程。

噪声的方差 σ_n^2 可由接收机噪声系数 N_F 和接收机带宽 Δf 来计算:

$$\sigma_n^2 = \frac{1}{2} k T_0 N_F \Delta f \quad (29)$$

式中, k 为玻兹曼常数, $k = 1.38 \times 10^{-23}$ 焦耳/度(K); T_0 为接收机参考温度, $T_0 = 290\text{K}$ 。

参考文献

- 1 R. D. Hays. Ear System Simulation Studies, AD-749501
- 2 D. Faubert. A Theoretical Model for Airborne Radars, AD- A 220735
- 3 Robert E. Ball. A Radar Model for the Interactive Simulation of Engagements at sea (ISEAS). AD- A 176582
- 4 林象平. 雷达对抗原理. 西北电讯工程学院出版社, 1985

(责任编辑 潘 生)