

雷达之间电磁干扰预测模型研究*

胡皓全** 杨显清 赵家升

(电子科技大学微波工程系 成都 610054)

【摘要】 针对雷达与雷达之间的电磁干扰问题,建立了发射源模型、传输通道模型、接受器模型和天线之间的耦合模型,给出了雷达系统的干扰预测方程。据此模型可方便地编制预测分析软件,由给定的雷达参数和工作环境参数计算出干扰噪声比;在雷达天线处于扫描工作状态时可得到干扰概率,同时提出了一个便于计算干扰概率的简化模型,可快速有效地对雷达之间的电磁干扰状况进行预测分析。

关键词 电磁兼容性; 预测分析; 数学模型; 雷达

中图分类号 TM155

电磁兼容预测是实现电子设备或系统电磁兼容性(EMC)的必要步骤,目前由于雷达电子系统中的仪器设备数目剧增且天线一般处于扫描状态,其电磁干扰预测显得越来越重要。而无论是简单或复杂的雷达电子系统,从电磁兼容预测的角度考虑,均可归结为干扰源、传输函数和敏感设备三个要素。电磁干扰计算机预测的基本思想是用数学定量关系表达该三要素,即根据理论分析建立数学模型,然后将三要素模型按一定要求组合后,借助计算机程序获得各种潜在电磁干扰的数值结果,从而判断干扰源发射的电磁能量是否会影响敏感设备以及系统是否工作在兼容状态。对于雷达系统,干扰概率的分析尤为关键。

1 建立预测模型

1.1 干扰噪声比

对于同时工作的两部雷达,将其分为干扰雷达(源雷达)和受害雷达。在受害雷达接收机一方,其接收的干扰信号功率与其固有噪声功率之比,称为干扰噪声比^[1]

$$INR = P + G_s + G_r - L_p - L_s - L_f - L_b \quad (1)$$

式中 INR 为干扰噪声比; G_s 、 G_r 分别为发射机、接收机天线增益; L_p 为自由空间传输损耗; L_s 为极化及系统损耗; L_f 为带外发射引起的功率下降; L_b 为带宽修正; P 为发射机峰值功率。

由于两部雷达的天线通常处于扫描工作状态,式(1)中的天线增益是统计的参数,其可变性决定了概率。

1.2 传输损耗

传输损耗包含自由空间损耗和其他因素对电波传播的影响,如地面反射、大气影响及对流层散射等。自由空间损耗可表示为

$$L_p = 32 + 20 \lg R + 20 \lg f \quad (2)$$

1.3 接收机——发射机耦合损耗模型

接收机与发射机耦合来自于源和受害者之间由于频率偏移引起的衰减,它涉及源的发射频谱和受害接收机的频率响应,该衰减由下式确定

$$L_{nc}(\Delta f) = -10 \lg \frac{\sum_i S(f_i - \Delta f) H(f_i)}{\sum_i S(f_i) H(f_i)} \quad (3)$$

2000年8月29日收稿

* 总装备部预研基金资助项目

** 男 36岁 硕士 副教授

式中 f_i 为受害接收机响应范围内的频率; Δf 为源和受害接收机之间的频偏; S 为发射机频谱; H 为接收机响应

1.4 脉冲灵敏度降低模型

脉冲灵敏度降低模型是接收机对脉冲响应的一种描述。对接收机而言, 脉冲达到峰值的过程是非常短暂的, 用于降低接收机对非常短暂脉冲的敏感性的数据为

$$\begin{cases} L_{pd} = -20\lg(B_r t_t) & B_r t_t < 1.0 \\ L_{pd} = 0 & B_r t_t \geq 1.0 \end{cases} \quad (4)$$

式中 B_r 为接收机带宽; t_t 为发射机脉冲宽度。

1.5 发射机频谱模型

发射机频谱模型用于近似表示源发射机频谱, 特别是不可能得到测量数据的情况。例如, MasonZimmerman 频谱模型确定的结果常用于下列三种条件下的情形:

- 1) 若 $\Delta f < 1/\delta t_t$, 则 $S_{MZ}=0$;
- 2) 若 $\Delta f < \frac{1}{\delta t_t}$ 和 $\Delta f \geq \frac{1}{\delta t_t}$, 则 $S_{MZ} = 20\lg(\Delta f \delta t_t)$;
- 3) 若 $\Delta f \leq \frac{1}{\delta t_t}$ 和 $\Delta f \geq \frac{1}{\delta t_t}$, 则 $S_{MZ} = 40\lg(\Delta f \delta t_t) + 20\lg(t_t/t_r)$ 。

其中 Δf 为频率偏移(绝对值); t_t 为发射机脉冲宽度, t_r 为发射机脉冲上升时间; S_{MZ} 为频谱幅度。

1.6 接收机响应模型

接收机响应模型用于近似表示当不可能得到受害接收机测量数据时, 其对干扰的响应特性可由三阶巴特沃思(Butterworth)带通滤波器给出, 并可用下式计算

$$H = 10\lg \left\{ 1 + \left(\frac{f - f_0}{B_r} \right)^{2N} \right\} \quad (5)$$

式中 B_r 为接收机带宽; f_0 为接收机调谐频率; f 为被评价的响应频率; N 为滤波器阶数(一般取 $N=3$)。

当接收机有一个镜频时, 用每个频率 f 计算两个响应值 H_1 和 H_2 。 H_1 由 f_0 计算, H_2 在镜频上计算, 因此 H 应取 H_1 和 H_2 中的较小值。此外, 接收机灵敏度常被定义为接收机内部噪声

$$N_r = 10\lg(FKTB_r) \quad (6)$$

式中 F 为接收机噪声系数; K 为波尔兹曼常数; T 为绝对温度; B 为接收机带宽。

1.7 天线方向图模型

对于工作在微波频段的雷达, 其天线通常为抛物面天线, 绝大多数在水平方向上为针状波束。在天线增益已知的情况下, 可由下式计算天线的主波束宽度

$$BW^0 = \sqrt{\frac{30\ 000}{G}} = 173 \left(\frac{1}{G} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (7)$$

或

$$BW^0 \approx 70 \frac{\lambda}{D} \quad (8)$$

式中 G 为 $(G_{dB}/10)$ 的反对数; λ 为波长; D 为抛物面直径。

常用的天线量化方向图有两种, 即2级钥匙形天线方向图和4级钥匙形天线方向图。很显然, 4级近似的精度稍高一些^[2,3]。

2 干扰概率模型

雷达天线处于扫描工作状态时，天线增益及增益之和均应假定为随机变化^[4,5]

$$\hat{G} = \hat{G}_s + \hat{G}_r \quad (9)$$

定义 \hat{C} 为天线之间的耦合损耗，即

$$\hat{C} = G_s + G_r - \hat{G}_s - \hat{G}_r \quad (10)$$

式中 G_s 、 G_r 分别表示源天线和受害天线主波束增益，则有

$$I\hat{N}R_T = INR - \hat{C} \quad (11)$$

式中 $I\hat{N}R_T$ 为总的干扰噪声比，相当于一统计参量； INR 为考虑天线耦合损失的干扰噪声比。

因为 INR 是随时间而变的，当 INR 达到某一定值时，受害雷达才会受到干扰，因此必然存在一个干扰概率，其意义是受害雷达受到干扰的平均时间与扫描一周的时间之比

$$P_i = P_r(I\hat{N}R_T \geq T) \quad (12)$$

式中 T 为检测门限的50%概率。因此，可将式(12)重新写为

$$P_i = P_r(\hat{C} \leq INR - T) = F_c(INR - T) \quad (13)$$

式中 F_c 为关于 \hat{C} 的累积的概率分布函数。其推导如下：假设各随机变量是离散的，首先可以得到 \hat{G}_s 的概率密度函数为

$$f_{G_s}(G) = \sum_{i=0}^n P_s(i) \mathbf{d}(G - i - 0.5) \quad (14)$$

式中 $P_s(i)$ 为源天线增益 G 小于 $(i+1)$ dB 且大于 i dB 的概率； $\mathbf{d}(x)$ 为狄拉克函数； n 为对于源天线的最大耦合损失。同样地， \hat{G}_r 的概率密度函数为

$$f_{G_r}(G) = \sum_{j=0}^m P_r(j) \mathbf{d}(G - j - 0.5) \quad (15)$$

式中 $P_r(j)$ 为受害天线增益小于 $(j+1)$ dB 且大于 j dB 的概率； m 为对于受害天线的最大耦合损失。

\hat{C} 的密度函数由 \hat{G}_s 与 \hat{G}_r 的卷积决定

$$f_c(C) = \int_{-\infty}^{+\infty} f_{G_s}(G) f_{G_r}(C - G) dG \quad (16)$$

由分布定律，式(16)可写成两个狄拉克函数的卷积，又因为

$$\int_{-\infty}^{+\infty} (t - t_1) \mathbf{d}(t - t - t_2) dt = \mathbf{d}(t - t - t_2) \quad (17)$$

故

$$f_c(C) = \sum_{i=0}^n \sum_{j=0}^m P_s(i) P_r(j) \mathbf{d}(C - i - j - 1) \quad (18)$$

由于 \hat{C} 是一个离散随机变量，因此

$$f_c(C) = \sum_{k=0}^{n+m} P_c(k) \mathbf{d}(C - k - 1) \quad (19)$$

则

$$P_c(k) = \sum_{i=0}^n P_s(i) P_r(k - i) = \text{概率} \hat{C} = k \quad (20)$$

由此可得

$$F_c(C) = \begin{cases} \sum_{k=0}^{\lfloor C-1 \rfloor} P_c(k) & C \geq 1 \\ 0 & \text{其他情况下} \end{cases} \quad (21)$$

式中 $\lfloor \cdot \rfloor$ 为最大取整函数。

因干扰概率 P_i 是指一个干扰脉冲被受害接收机检测出的概率, 每秒的干扰脉冲数为

$$NP = P_i \cdot PRF \quad (22)$$

式中 NP 为每秒检测出的脉冲数; PRF 为源系统的脉冲重复率。

若 NP 足够小以至于受害雷达能允许且仍然能执行其功能时, 表明源雷达和受害雷达是兼容。否则, 应将 NP 用于分析以确定受害雷达的降级情况。

3 结束语

本文给出了雷达系统之间进行电磁干扰预测分析所需的基本数学模型, 在考虑雷达天线扫描时得到了确定干扰概率的方法, 据此编制的预测软件可方便地对雷达与雷达之间的电磁兼容状况作出初步判断。

参 考 文 献

- 1 Violette Norman J L, White Donald R J, Violette Michael F. Electromagnetic compatibility handbook. New York: Van Nostrand Reinhold Company Inc, 1987: 106~211
- 2 胡皓全, 赵家升. 电子系统电磁兼容预测模型研究. 电子科技大学学报, 1995, 24(增1): 63~68
- 3 王定华, 赵家升. 电磁兼容原理与设计. 成都: 电子科技大学出版社, 1995: 209~223
- 4 Foreman T. Antenna coupling model for radar electromagnetic compatibility analysis. IEEE Trans on EMC, 1989: 85~87
- 5 胡皓全, 张志军. 在随机电磁干扰预测中引入蒙特卡罗方法. 电子科技大学学报, 1995, 24(4): 384~386

Research on Mathematics Models for Electromagnetic Interference Prediction Between Radar Systems

Hu Haoquan Yang Xianqing Zhao Jiasheng

(Dept. of Microwave Eng., UEST of China Chengdu 610054)

Abstract The mathematics models used in the prediction of electromagnetic interference between radar systems are obtained, in which the interference prediction equations are given. The radiated characteristics of emission device, transmission paths including two different terrains, receiver response and coupling between antennas are introduced. The interference probability is studied as radar antennas scan. The prediction programs can be compiled by the models.

Key words electromagnetic compatibility; prediction; mathematics models; radar