



·高功率微波技术·

雷达装备二阶互调伪信号干扰效应预测模型*

赵宏泽, 魏光辉, 杜雪, 潘晓东, 吕旭旭

(陆军工程大学(石家庄校区)电磁环境效应国家重点实验室, 石家庄 050003)

摘要: 为掌握雷达装备的抗电磁干扰性能, 需要对其进行全面的电磁环境效应测试与评估, 为雷达应用及电磁防护加固提供技术支撑。从二阶互调电磁辐射伪信号干扰效应机理出发, 引入效应指数的概念将复杂电磁环境适应性的多变量问题用单一变量表征, 实现了雷达装备复杂电磁环境伪信号干扰效应的定量表征, 建立了二阶互调伪信号干扰效应评估模型。以某型扫频连续波测距雷达为研究对象, 针对受试雷达在试验中出现的二阶互调伪信号干扰现象, 给出了模型参数的确定方法, 提出雷达装备二阶互调伪信号干扰效应预测评估方法。实验验证结果表明: 无论是改变伪信号敏感电平, 还是在辐射频偏、大互调频差范围内改变双频电磁辐射组合, 采用普适性二阶互调伪信号干扰效应模型对受试雷达进行二阶互调伪信号干扰效应评估, 评估误差均在 2.5 dB 以内, 依据效应预测方法能够客观评估雷达装备二阶互调伪信号干扰。

关键词: 雷达装备; 二阶互调; 电磁辐射; 伪信号干扰; 效应评估

中图分类号: O441

文献标志码: A

doi: 10.11884/HPLPB202335.230089

Prediction model of second-order intermodulation pseudo-signal interference effect for radar equipment

Zhao Hongze, Wei Guanghui, Du Xue, Pan Xiaodong, Lü Xuxu

(National Key Laboratory of Electromagnetic Environment Effects, Army Engineering University (Shijiazhuang Campus), Shijiazhuang 050003, China)

Abstract: To master the anti-electromagnetic interference performance of radar equipment, it is necessary to carry out comprehensive electromagnetic environment effect test and evaluation to provide technical support for radar application and electromagnetic protection reinforcement. Based on the mechanism of pseudo-signal interference effect of second-order intermodulation electromagnetic radiation, the concept of effect index is introduced to characterize the multivariable problem of complex electromagnetic environment adaptability with a single variable. The quantitative characterization of pseudo-signal interference effect of radar equipment in complex electromagnetic environment is realized, and the evaluation model of pseudo-signal interference effect of second-order intermodulation is established. Taking a certain type of sweep frequency continuous wave ranging radar as the research object, aiming at the second-order intermodulation pseudo-signal interference phenomenon in the test radar, the method of determining the model parameters is given, and the prediction and evaluation method of the second-order intermodulation pseudo-signal interference effect of radar equipment is proposed. Experimental verification shows that whether it is to change the pseudo-signal sensitivity level, or to change the dual-frequency electromagnetic radiation combination in the range of large radiation frequency offset and large intermodulation difference, the universal second-order intermodulation pseudo-signal interference effect model can be used to evaluate the second-order intermodulation pseudo-signal interference effect of the tested radar. The evaluation error is within 2.5 dB, and the second-order intermodulation pseudo-signal interference of radar equipment can be objectively evaluated according to the effect prediction method.

Key words: radar equipment, second-order intermodulation, electromagnetic radiation, pseudo-signal interference, effect evaluation

* 收稿日期: 2023-04-05; 修订日期: 2023-05-26

基金项目: 国防基础科研重点项目 (50909030201); 重点实验室基金资助项目 (6142205200301)

联系方式: 赵宏泽, z_hongze@126.com。

通信作者: 魏光辉, wei-guanghui@sohu.com。

信息化条件下的联合作战将是基于信息系统的体系对抗,作战任务的实施通常需要运用信息系统把各种作战力量、作战单元、作战要素融合集成为整体作战能力,用频装备具有不可替代的作用^[1-2]。用频装备在工作过程中不可避免会产生谐波及噪声电磁辐射,各种大功率用频设备同时工作,电磁辐射迭加导致电磁频谱密集、强度高,反作用于用频设备对其工作效能造成极大影响^[3-4]。装备的复杂电磁环境适应性必须通过试验来验证,现有电磁兼容性试验技术和方法标准 GJB 151B-2013^[5]、GJB 8848-2016^[6]、MIL-STD-461F^[7]、MIL-STD-464C^[8]等多为单频、单源电磁辐射抗扰度试验,难以反映受试装备的多频、多源效应耦合及互调敏感特性,导致通过电磁辐射抗扰度试验测试的装备在实际运用环境中经常出现电磁干扰现象,提高其抗电磁干扰能力缺乏设计依据,严重制约了装备战技性能的正常发挥。

多年来,国内外学者已经认识到上述问题的重要性并开展了相关研究。英国电磁兼容性资深专家 Armstrong K 指出了汽车电磁兼容安全性测试的弊端,认为传统电磁兼容性试验采用的单频电磁辐射难以评价多频干扰在互调或检波过程中产生的新频率成份对受试雷达的影响,已不能满足用频设备电磁环境适应性评估的要求,多频电磁辐射对用频设备的影响不容忽视^[9]。美国学者 Mardiguian M 分析了用频设备在多频电磁辐射干扰下的敏感度阈值规律,指出多个干扰信号同时干扰时的场强值低于单一信号干扰时的场强值^[10]。文献 [11] 研究了多源电磁辐射对受试雷达的联合效应及互调问题,提出了一种混响室多源电磁干扰的测试方法,但方法的普适性未能有效验证,后续研究进展未见报道。

复杂电磁环境适应性试验与电磁兼容性标准规定的电磁辐射抗扰度试验的最大差别是辐射源的多少:多源与单源。复杂电磁环境适应性试验大多以现役大功率用频装备、电子对抗装备为主,营造试验所需的电磁环境,这类试验考核方法虽然能够准确检验被试装备与配试装备间的电磁兼容性能,但由于配试装备的辐射频率不能根据需要任意变化、辐射强度也难以连续调节,因此,这类试验方法难以确定电磁辐射对被试装备的作用规律和敏感频段,试验结果的普适性难以保证。尤其是利用各种干扰机营造复杂电磁环境,由于事先知道对方用频装备的工作频率、工作制式,电磁干扰作用明显放大。为解决前述问题,本文开展了机理建模与效应测试相结合的复杂电磁环境效应试验与建模评估方法研究工作,从用频装备电磁辐射阻塞效应机理出发,建立了多频电磁辐射效应贡献度之间的关联关系,引入效应指数的概念将复杂电磁环境适应性的多变量问题用单一变量表征,实现了装备复杂电磁环境阻塞效应的定量表征。雷达作为目标侦察跟踪、导弹制导、火炮瞄准装备,工作过程中不仅会受到电磁辐射阻塞干扰导致有用信号减弱、消失,若电磁辐射信号被当做有用信号处理,还会对雷达等探测装备产生伪信号干扰^[12]。前期研究揭示了二阶互调低频伪信号干扰的效应机理并确定了伪信号电平随干扰场强的变化规律,解释了伪信号的形态特征和产生位置^[13]。在此基础上,研究给出了二阶互调伪信号干扰效应建模评估方法。

1 二阶互调伪信号干扰效应建模方法

为保证效应模型的普适性,建模过程中不考虑受试雷达的工作原理,仅从场路线性耦合、电路传递函数非线性特征出发,将二阶互调干扰信号电平与临界伪信号干扰电平相比判断受试雷达能否出现伪信号干扰效应;将单频电磁辐射临界阻塞干扰场强引入伪信号干扰效应模型,表征受试雷达射频前端的频率选择特性。

1.1 理论推导建立模型

设电磁干扰信号的场强为 $E_i(f_i)$ 、其到达雷达射频前端、特定非线性器件的传递函数分别为 $A_i(f_i)$ 、 $D_i(f_i)$, 设信号在雷达射频前端的等效电平为 $S_i(f_i)$, 则

$$S_i(f_i) = A_i(f_i)E_i(f_i) \quad (1)$$

设到达该特定非线性器件的等效电平为 $T_i(f_i)$, 则

$$T_i(f_i) = D_i(f_i)E_i(f_i) \quad (2)$$

式中: $i=0$ 表示与雷达工作频率(对步进频等扫频雷达,为其中心工作频率,下同)相同的信号。由于雷达工作频率不同,天线增益、电路增益随之改变,因此, $A_i(f_i)$ 、 $D_i(f_i)$ 不仅与信号频率有关,也与受试雷达的工作频率 f_0 有关。

干扰信号 f_1 、 f_2 产生的二阶互调干扰信号电平

$$\varphi_{F2}(\Delta f) = GT_1(f_1)T_2(f_2) \quad (3)$$

式中: G 是受试雷达的二阶互调非线性系数, $\Delta f = |f_1 - f_2|$ 。

上述二阶互调干扰信号容易进入信号处理电路,若其信号幅度足够大且被当作有用信号处理,受试雷达就有

可能出现伪信号干扰。设受试雷达在上述的特定非线性器件处的临界伪信号电平为 $X(f)$ ，定义二阶互调伪信号效应指数为 R_{F2} ：当 $R_{F2} \geq 1$ 时出现伪信号干扰， $R_{F2} < 1$ 时受试雷达不会出现伪信号干扰，其表达式为

$$R_{F2}(\Delta f) = \frac{GT_1(f_1)T_2(f_2)}{X(\Delta f)} \quad (4)$$

若工作频率为 f_0 时受试雷达的阻塞敏感系数为 $B_i(f_i)$ 、单频临界阻塞场强为 $E_{i0}(f_i)$ 、敏感器件处的临界阻塞干扰电平为 C_0 ，则

$$A_1 B_1 E_{10} = A_2 B_2 E_{20} = \dots = A_0 B_0 E_{00} = C_0 \quad (5)$$

将式(2)代入式(4)，利用式(1)、式(5)整理得

$$R_{F2}(\Delta f) = \frac{C_0^2 G D_1(f_1) D_2(f_2)}{X(\Delta f) A_1(f_1) A_2(f_2) B_1(f_1) B_2(f_2)} \frac{E_1(f_1)}{E_{10}(f_1)} \frac{E_2(f_2)}{E_{20}(f_2)} \quad (6)$$

值得说明的是：受试雷达单频电磁辐射阻塞敏感器件一般与二阶互调伪信号敏感器件不同，与频率相关的变化因素可认为都包含在传递函数 $A_i(f_i)$ 、 $D_i(f_i)$ 和敏感系数 $B_i(f_i)$ 中。

引入与受试雷达工作频率 f_0 、干扰信号频率 f_i 相关的系数——二阶互调伪信号干扰因子 $\beta_F(f_i)$ ，令

$$\beta_F(f_i) = C_0 D_i \sqrt{G/X_{\min}(\Delta f)} / (A_i B_i) \quad (7)$$

式中： X_{\min} 为伪信号干扰电平的最小值。引入伪信号干扰电平相对值 $X_r(\Delta f) = X(\Delta f) / X_{\min}$ ，则二阶互调伪信号效应指数 R_{F2} 可表示为

$$R_{F2}(\Delta f) = \frac{\beta_F(f_1) \beta_F(f_2)}{X_r(\Delta f)} \frac{E_1(f_1)}{E_{10}(f_1)} \frac{E_2(f_2)}{E_{20}(f_2)} \quad (8)$$

二阶互调伪信号干扰因子 $\beta_F(f_i)$ 与受试雷达工作频率和干扰信号频率均相关。但是，由于雷达装备输入信号在接收电路中处理过程相同，可认为二阶互调伪信号干扰因子仅取决于辐射频偏 $\Delta f_i = f_i - f_0$ 、伪信号干扰电平相对值（与雷达接收机电路中滤波器频率特性有关）仅取决于干扰信号频差 $\Delta f = |f_1 - f_2|$ ，因此二阶互调伪信号干扰效应模型可简化为

$$R_{F2}(\Delta f) = \frac{\beta_F(\Delta f_1) \beta_F(\Delta f_2)}{X_r(\Delta f)} \frac{E_1}{E_{10}}(f_1) \frac{E_2}{E_{20}}(f_2) \quad (9)$$

1.2 模型参数的理论测定方法

确定模型参数的依据是二阶互调伪信号干扰效应模型式(9)，在干扰信号频率为 f_1 、 f_2 时开展临界伪信号干扰效应测试，令 $R_{F2}=1$ ，对式(9)等式两边取对数，此时

$$\lg \beta_F(\Delta f_1) + \lg \beta_F(\Delta f_2) + \lg \frac{E_1}{E_{10}} + \lg \frac{E_2}{E_{20}} = \lg X_r(\Delta f) \quad (10)$$

若式(10)中各物理量均以dB为单位，且 $\beta_F(\text{dB}) = 20 \lg \beta_F$ 、 $X_r(\text{dB}) = 20 \lg X_r$ ，则有

$$\beta_F(\Delta f_1) + \beta_F(\Delta f_2) + \frac{E_1}{E_{10}}(f_1) + \frac{E_2}{E_{20}}(f_2) = X_r(\Delta f) \quad (11)$$

式(11)中场强比值能够通过试验确定，其它3个未知数则必须通过多组双频伪信号临界干扰试验数据联立求解。设定 f_1 和 f_2 的频点间隔为 Ω ，等频率间隔 Ω 选择4个试验频点，两两组合开展测试，通过6组测试结果可确定4个辐射频偏 $\Delta f_1 = f_1 - f_0$ 、 $\Delta f_2 = \Delta f_1 + \Omega$ 、 $\Delta f_3 = \Delta f_1 + 2\Omega$ 和 $\Delta f_4 = \Delta f_1 + 3\Omega$ 对应的伪信号干扰因子 $\beta_F(\Delta f_i)$ 和3个二阶互调频差 1Ω 、 2Ω 、 3Ω 对应的伪信号干扰电平相对值 $X_r(n\Omega)$ ($n=1,2,3$)的相对关系(用某一未知量表示)。

若第 i 、 j 频点组合对应的双频互调伪信号临界干扰场强与其各自单频阻塞临界干扰场强比值的组合

$\left[\frac{E_1}{E_{10}}(f_i), \frac{E_2}{E_{20}}(f_j) \right]_{ij}$ 表示为 $\left[\frac{E_1}{E_{10}}, \frac{E_2}{E_{20}} \right]_{ij}$ ，由式(11)可得

$$\beta_F(\Delta f_1) + \beta_F(\Delta f_2) - X_r(\Omega) = - \left[\frac{E_1}{E_{10}} + \frac{E_2}{E_{20}} \right]_{12} \quad (12)$$

$$\beta_F(\Delta f_2) + \beta_F(\Delta f_3) - X_r(\Omega) = - \left[\frac{E_1}{E_{10}} + \frac{E_2}{E_{20}} \right]_{23} \quad (13)$$

$$\beta_F(\Delta f_3) + \beta_F(\Delta f_4) - X_r(\Omega) = -\left[\frac{E_1}{E_{10}} + \frac{E_2}{E_{20}}\right]_{34} \quad (14)$$

$$\beta_F(\Delta f_1) + \beta_F(\Delta f_3) - X_r(2\Omega) = -\left[\frac{E_1}{E_{10}} + \frac{E_2}{E_{20}}\right]_{13} \quad (15)$$

$$\beta_F(\Delta f_2) + \beta_F(\Delta f_4) - X_r(2\Omega) = -\left[\frac{E_1}{E_{10}} + \frac{E_2}{E_{20}}\right]_{24} \quad (16)$$

$$\beta_F(\Delta f_1) + \beta_F(\Delta f_4) - X_r(3\Omega) = -\left[\frac{E_1}{E_{10}} + \frac{E_2}{E_{20}}\right]_{14} \quad (17)$$

式(12)~式(17)联立求解,可得

$$\beta_F(\Delta f_1) = \frac{1}{2} \left\{ X_r(2\Omega) - \left[\frac{E_1}{E_{10}} + \frac{E_2}{E_{20}}\right]_{12} + \left[\frac{E_1}{E_{10}} + \frac{E_2}{E_{20}}\right]_{23} - \left[\frac{E_1}{E_{10}} + \frac{E_2}{E_{20}}\right]_{13} \right\} \quad (18)$$

$$\beta_F(\Delta f_2) = \frac{1}{2} \left\{ X_r(2\Omega) - \left[\frac{E_1}{E_{10}} + \frac{E_2}{E_{20}}\right]_{23} + \left[\frac{E_1}{E_{10}} + \frac{E_2}{E_{20}}\right]_{34} - \left[\frac{E_1}{E_{10}} + \frac{E_2}{E_{20}}\right]_{24} \right\} \quad (19)$$

$$\beta_F(\Delta f_3) = \frac{1}{2} \left\{ X_r(2\Omega) + \left[\frac{E_1}{E_{10}} + \frac{E_2}{E_{20}}\right]_{12} - \left[\frac{E_1}{E_{10}} + \frac{E_2}{E_{20}}\right]_{23} - \left[\frac{E_1}{E_{10}} + \frac{E_2}{E_{20}}\right]_{13} \right\} \quad (20)$$

$$\beta_F(\Delta f_4) = \frac{1}{2} \left\{ X_r(2\Omega) + \left[\frac{E_1}{E_{10}} + \frac{E_2}{E_{20}}\right]_{23} - \left[\frac{E_1}{E_{10}} + \frac{E_2}{E_{20}}\right]_{34} - \left[\frac{E_1}{E_{10}} + \frac{E_2}{E_{20}}\right]_{24} \right\} \quad (21)$$

$$X_r(\Omega) = X_r(2\Omega) + \frac{1}{2} \left\{ \left[\frac{E_1}{E_{10}} + \frac{E_2}{E_{20}}\right]_{12} + \left[\frac{E_1}{E_{10}} + \frac{E_2}{E_{20}}\right]_{34} - \left[\frac{E_1}{E_{10}} + \frac{E_2}{E_{20}}\right]_{13} - \left[\frac{E_1}{E_{10}} + \frac{E_2}{E_{20}}\right]_{24} \right\} \quad (22)$$

$$X_r(3\Omega) = X_r(2\Omega) + \left[\frac{E_1}{E_{10}} + \frac{E_2}{E_{20}}\right]_{14} + \left[\frac{E_1}{E_{10}} + \frac{E_2}{E_{20}}\right]_{23} - \frac{1}{2} \left\{ \left[\frac{E_1}{E_{10}} + \frac{E_2}{E_{20}}\right]_{12} + \left[\frac{E_1}{E_{10}} + \frac{E_2}{E_{20}}\right]_{13} + \left[\frac{E_1}{E_{10}} + \frac{E_2}{E_{20}}\right]_{24} + \left[\frac{E_1}{E_{10}} + \frac{E_2}{E_{20}}\right]_{34} \right\} \quad (23)$$

式(18)~式(23)给出了确定二阶互调伪信号干扰效应模型参数的计算公式,从中可以看出,二阶互调伪信号干扰因子 $\beta_F(\Delta f_i)$ 测试误差相对较小,而干扰电平相对值 $X_r(3\Omega)$ 的测试误差较大,可采取多次测试的方法降低测试误差。

1.3 二阶互调低频干扰模型参数的快速确定方法

伪信号干扰是探测装备的专有属性,一般探测装备工作频率高、低频检波带宽较窄,由此导致探测装备的电磁辐射敏感频偏范围远大于其二阶互调低频敏感频差范围。若按照式(12)~式(23)测试确定受试装备的二阶互调伪信号干扰效应模型参数,4个基础频点的频率相差很小,在伪信号干扰因子 $\beta_F(\Delta f_i)$ 随辐射频偏的关系曲线上几乎集中于1个点;外推步长受二阶互调敏感频差范围限制也不能取得太大,导致测定的伪信号干扰因子 $\beta_F(\Delta f_i)$ 随辐射频偏的关系工作量巨大;反复迭代外推,造成测试误差累加,导致模型参数测试准确度降低,也不利于后期对受试雷达的二阶互调伪信号干扰效应准确评估。为此,提出模型参数的快速确定方法:

在二阶互调伪信号临界干扰效应测试中,若干扰频点 f_1 、 f_2 相距较近,可近似认为2个频点对应的二阶互调伪信号干扰因子近似相等,即

$$\beta_F(\Delta f_2) \approx \beta_F(\Delta f_1) \approx \beta_F(\Delta f_1/2 + \Delta f_2/2) = \beta_F(\Delta f_i) \quad (24)$$

将式(24)代入式(11)整理得

$$\beta_F(\Delta f_i) = \frac{1}{2} X_r(\Delta f) - \frac{1}{2} \left[\frac{E_1}{E_{10}}(f_1) + \frac{E_2}{E_{20}}(f_2) \right] \quad (25)$$

而后按照以下步骤开展测试。

步骤 1: 保持双频电磁辐射二阶互调频差 $\Delta f = |f_1 - f_2| = \Omega$ 不变,依次改变辐射频偏 Δf_i ,进行伪信号临界干扰试验,测得临界伪信号干扰场强组合与其各自单频临界阻塞干扰场强的比值之和 $\left[\frac{E_{10}}{E_1}(f_1) + \frac{E_{20}}{E_2}(f_2)\right]_i$;根据式(25)计算不

同辐射频偏对应的伪信号干扰因子 $\beta_F(\Delta f_i)$, 因 $X_r(\Omega)$ 是未知的, 可得到 $\beta_F(\Delta f_i) - \frac{1}{2}X_r(\Omega)$ 随辐射频偏的变化规律, 即

$$\beta_F(\Delta f_i) - \frac{1}{2}X_r(\Omega) = \frac{1}{2} \left[\frac{E_{10}}{E_1}(f_1) + \frac{E_{20}}{E_2}(f_2) \right] \quad (26)$$

步骤 2: 在二阶互调伪信号干扰因子相对较大的频偏范围内, 改变双频电磁辐射频差进行二阶互调伪信号临界干扰效应试验, 确定临界伪信号干扰场强组合与其各自单频临界阻塞干扰场强的比值; 根据式(11)、式(26)计算低频伪信号干扰电平相对值 $X_r(\Delta f)$, 同样地, 因 $X_r(\Omega)$ 未知, 可确定 $X_r(\Delta f) - X_r(\Omega)$ 随互调频差的变化规律, 给出二阶互调伪信号干扰敏感互调频差范围, 即

$$X_r(\Delta f) - X_r(\Omega) = \left[\beta_F(\Delta f_1) - \frac{1}{2}X_r(\Omega) \right] + \left[\beta_F(\Delta f_2) - \frac{1}{2}X_r(\Omega) \right] - \frac{E_{10}}{E_1}(f_1) - \frac{E_{20}}{E_2}(f_2) \quad (27)$$

步骤 3: 取低频伪信号干扰电平相对值 $X_r(\Delta f)$ 的最小值为 0 dB, 确定待定参数 $X_r(\Omega)$ 的取值; 代入步骤 1 和步骤 2 的测试结果中, 确定二阶互调伪信号干扰因子 $\beta_F(\Delta f_i)$ 、低频伪信号干扰电平相对值 $X_r(\Delta f)$ 的取值。

2 模型参数的测试计算

以 Ku 波段步进频测距雷达为研究对象, 依据前述二阶互调伪信号干扰效应理论模型及其模型参数的快速确定方法, 通过二阶互调伪信号临界干扰效应试验, 测试确定其模型参数。由于单频阻塞效应在一定程度上反映了受试雷达的射频前端电磁辐射耦合与响应敏感特性, 与二阶互调伪信号效应模型参数测试紧密相关, 在进行伪信号干扰效应试验前需要首先测试受试雷达的单频电磁辐射临界阻塞干扰场强变化规律。

2.1 单频电磁辐射临界阻塞干扰场强测试

选取有用信号压缩 3 dB 作为单频阻塞敏感判据, 利用全电平辐照法或差模注入法测试确定受试雷达的单频电磁辐射临界阻塞干扰场强随辐射频偏($\Delta f_i = f_i - f_0$)的变化曲线, 首先确定干扰频偏, 而后采用变步长升降法调节射频信号源功率改变电磁辐射干扰场强, 使受试雷达处于临界阻塞干扰状态, 记录频谱分析仪临界干扰功率值并换算为临界干扰场强值, 为减少试验误差, 每个试验频偏测试 3 次取均值, 最后改变测试频偏重复试验, 给出受试雷达的电磁辐射敏感带宽。测试结果如图 1 所示, 20 dB 敏感频偏范围为 -200~190 MHz, 不同辐射频偏对应的临界阻塞干扰场强拟合值如表 1 所列, 拟合值与实测值之间的最大误差为 0.7 dB。

2.2 二阶互调伪信号特征与敏感电平选取

受试雷达最大测试距离为 5 km, 测试结果以目标距离像的形式显示, 以峰值电平为基准, 不同距离处的回波信号以归一化电平表示, 同时给出峰值电平的绝对值。在双频电磁辐射作用下, 受试雷达除了产生被测目标及其附近的杂波信号外, 在确定的距离处出现尖峰状的伪信号, 如图 2 所示, 尖峰状的伪信号由双频电磁辐射二阶互调信号决定, 出现的距离决定于二阶互调频差。

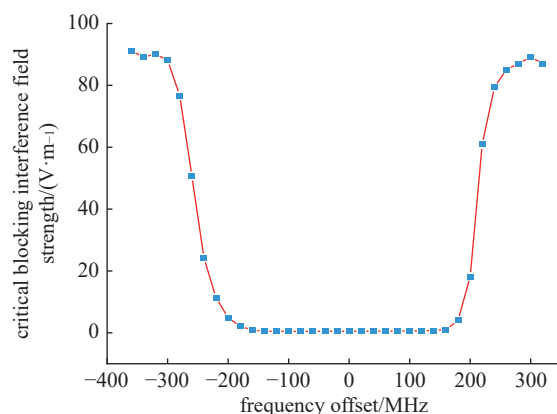


Fig. 1 Critical blocking interference field strength of single frequency electromagnetic radiation of the tested radar

图 1 受试雷达单频电磁辐射临界阻塞干扰场强

表 1 单频电磁辐射临界阻塞干扰场强拟合值

Table 1 Fitting values of single frequency electromagnetic radiation critical blocking interference field strength

$\Delta f_i/\text{MHz}$	$E_{i0}/(\text{V}\cdot\text{m}^{-1})$	$\Delta f_i/\text{MHz}$	$E_{i0}/(\text{V}\cdot\text{m}^{-1})$	$\Delta f_i/\text{MHz}$	$E_{i0}/(\text{V}\cdot\text{m}^{-1})$	$\Delta f_i/\text{MHz}$	$E_{i0}/(\text{V}\cdot\text{m}^{-1})$	$\Delta f_i/\text{MHz}$	$E_{i0}/(\text{V}\cdot\text{m}^{-1})$
-320	90.2	-180	2.1	-40	0.5	100	0.6	240	79.4
-300	88.1	-160	0.9	-20	0.5	120	0.7	260	85.1
-280	76.7	-140	0.5	0	0.5	140	0.8	280	87.1
-260	50.7	-120	0.5	20	0.5	160	1.1	300	89.1
-240	24.3	-100	0.5	40	0.5	180	4.0	320	87.1
-220	11.4	-80	0.5	60	0.6	200	18.2	-	-
-200	4.9	-60	0.5	80	0.6	220	60.9	-	-

为提高测试数据的正确性、重复性,在同一试验条件下进行3次伪信号电平测试,以3个伪信号测试电平的贝值取平均作为伪信号电平值。二阶互调伪信号电平随干扰场强乘积的变化规律如图3所示,受阻塞效应影响,干扰场强较低时,二阶互调伪信号电平与双频辐射场强的乘积成正比,随辐射场强增强,二阶互调伪信号电平增速降低,直至达到稳定值。

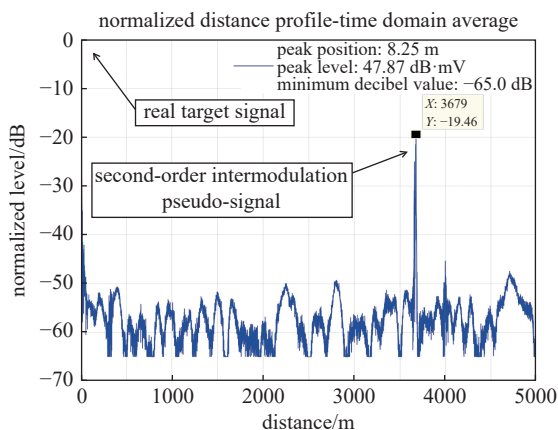


Fig. 2 Radar detection target imaging under dual-frequency electromagnetic radiation

图2 双频电磁辐射作用下雷达探测目标成像

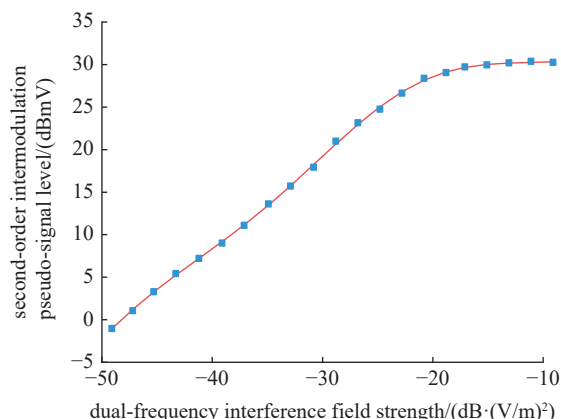


Fig. 3 Variation curve of second-order intermodulation pseudo-signal with interference field strength

图3 二阶互调伪信号随干扰场强的变化曲线

综合考虑单频伪信号对二阶互调伪信号电平测试的影响、二阶互调伪信号电平随双频辐射场强乘积的线性变化区域,选择12 dBmV作为二阶互调伪信号敏感电平(敏感判据)。

2.3 二阶互调伪信号干扰因子测试

为提高测试的针对性、准确性,首先通过预试验确定受试雷达二阶互调敏感频差的大致范围:1个干扰信号频率固定在受试雷达的工作频点、另1个干扰信号辐射频偏逐步增大,固定辐射场强测试二阶互调伪信号电平随二阶互调频差的变化关系。图4所示是辐射场强 $E_1=E_2=0.22$ V/m时的测试结果,干扰信号2辐射频偏步长取0.2 MHz,拟合曲线误差小于0.7 dB。由此可见,受试雷达的二阶互调敏感频差范围在0~3.3 MHz左右,其中二阶互调敏感频差处于0~1 MHz范围时,二阶互调伪信号电平基本不随辐射频差变化。

基于上述预试验结果,保持双频电磁辐射二阶互调频差 $\Delta f=|f_1-f_2|=\Omega=0.2$ MHz不变、选择二阶互调伪信号敏感电平12 dBmV,依次改变辐射频偏 Δf_i (双频干扰信号频偏分别取 $\Delta f_i \pm 0.5\Omega$),进行二阶互调伪信号临界干扰效应试验,按模型参数的快速确定方法中式(26)计算 $\beta_F(\Delta f_i) - 0.5X_i(\Omega)$,确定其随辐射频偏的变化规律,结果如图5所示,在辐射频偏范围(-140~140 MHz)内,二阶互调伪信号干扰因子变化幅度较低,拟合值在11.9~13.3 dB之间;敏感辐射频偏范围为-180~20 MHz,拟合曲线最大误差0.6 dB。

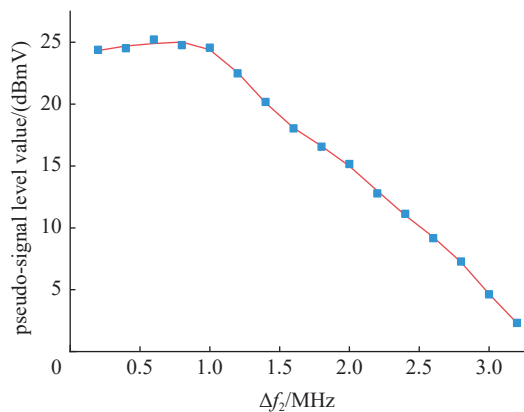


Fig. 4 Change of second-order intermodulation pseudo-signal level with radiation frequency difference when the interference field strength is fixed

图4 干扰场强固定时的二阶互调伪信号电平随辐射频差的变化

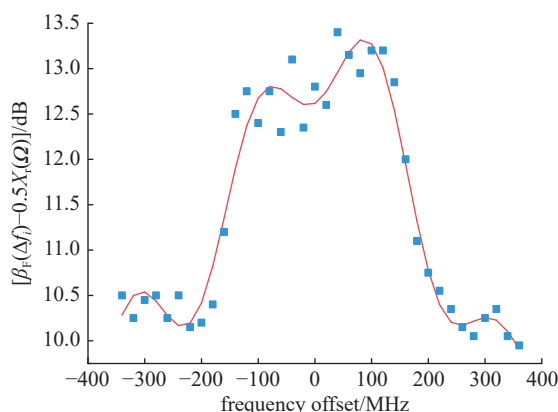


Fig. 5 Change of second-order intermodulation pseudo-signal interference factor with radiation frequency offset

图5 二阶互调伪信号干扰因子随辐射频偏的变化

2.4 低频伪信号电平相对值测试

在辐射频偏范围(-140~140 MHz)内,二阶互调伪信号干扰因子数值较大,二阶互调显著。因此,将双频干扰信号中1个信号频率固定在受试雷达的工作频点、另1个干扰信号辐射频偏从0.1 MHz起以步长 $\Omega=0.2$ MHz递增,进行二阶互调伪信号临界干扰效应试验,按式(27)计算确定低频伪信号电平相对值随二阶互调频差的变化关系;结果如图6所示,图中同时给出了采用正、负频偏的测试结果和拟合曲线,除个别测试点外,拟合值与测试均值的误差小于0.8 dB。受试雷达的20 dB二阶互调伪信号干扰敏感频差范围为0~2.9 MHz。

2.5 模型参数的取值

根据图6低频伪信号电平相对值随二阶互调频差的变化拟合曲线,将低频伪信号干扰电平相对值 $X_r(\Delta f)$ 的最小值取为0 dB,确定待定参数 $X_r(\Omega)=0.5$ dB;依据图5、图6测试结果的拟合曲线,确定二阶互调伪信号干扰因子、低频伪信号电平相对值的最终取值分别如表2、表3所列。

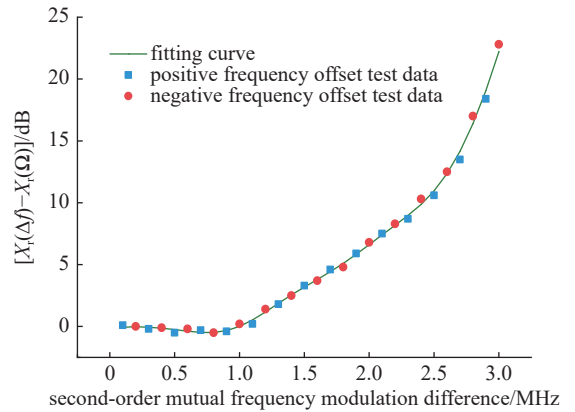


Fig. 6 Curve of the relative value of the low-frequency pseudo-signal level with the second-order cross-frequency modulation difference

图6 低频伪信号电平相对值随二阶互调频差的变化

表2 二阶互调伪信号干扰因子 $\beta_F(\Delta f_i)$ 的测试结果

Table 2 Test results of second-order intermodulation pseudo-signal interference factor $\beta_F(\Delta f_i)$

Δf_i /MHz	$\beta_F(\Delta f_i)$ /dB	Δf_i /MHz	$\beta_F(\Delta f_i)$ /dB	Δf_i /MHz	$\beta_F(\Delta f_i)$ /dB	Δf_i /MHz	$\beta_F(\Delta f_i)$ /dB
-340	10.3	-160	11.4	20	12.8	200	10.8
-320	10.5	-140	11.9	40	13.0	220	10.4
-300	10.5	-120	12.4	60	13.2	240	10.2
-280	10.4	-100	12.7	80	13.3	260	10.2
-260	10.3	-80	12.8	100	13.3	280	10.2
-240	10.2	-60	12.8	120	13.0	300	10.3
-220	10.2	-40	12.7	140	12.5	320	10.2
-200	10.4	-20	12.6	160	11.9	340	10.1
-180	10.8	0	12.6	180	11.3	360	9.9

表3 低频伪信号电平相对值 $X_r(\Delta f)$ 的测试结果

Table 3 Test results of low frequency pseudo signal level relative value $X_r(\Delta f)$

$ \Delta f $ /MHz	$X_r(\Delta f)$ /dB	$ \Delta f $ /MHz	$X_r(\Delta f)$ /dB	$ \Delta f $ /MHz	$X_r(\Delta f)$ /dB	$ \Delta f $ /MHz	$X_r(\Delta f)$ /dB	$ \Delta f $ /MHz	$X_r(\Delta f)$ /dB
0.1	0.4	0.7	0.0	1.3	2.4	1.9	6.3	2.5	11.5
0.2	0.5	0.8	0.0	1.4	3.0	2	7.1	2.6	12.9
0.3	0.4	0.9	0.2	1.5	3.7	2.1	7.9	2.7	14.7
0.4	0.4	1	0.5	1.6	4.3	2.2	8.7	2.8	16.9
0.5	0.2	1.1	1.0	1.7	4.9	2.3	9.5	2.9	19.6
0.6	0.1	1.2	1.7	1.8	5.6	2.4	10.4	3	22.7

3 模型普适性改进的实验验证及预测评估流程

为提高模型参数测试的准确性,一般应采用较高的伪信号敏感电平作为二阶互调伪信号干扰效应的敏感判据,但在实际评估过程中,其伪信号敏感电平应根据受试雷达的可分辨目标电平确定,两者之间可能存在较大的差异。为保证模型参数与评估模型的普适性,需要将二阶互调伪信号干扰效应模型式(19)进行修正。

3.1 二阶互调伪信号干扰效应模型的普适性改进

设模型参数测试时采用的二阶互调伪信号敏感电平为 F_0 ,而实际评估时选择干扰电平 F_s 作为伪信号临界干扰电平,由于受试雷达的传递函数与二阶互调伪信号敏感电平无关,模型参数测试与实际评估时的临界低频伪信

号干扰电平 $X(f)$ 、 $X_s(f)$ 之比与伪信号电平 F_0 、 F_s 之比相同,即

$$X(f)/X_s(f) = F_0/F_s \quad (28)$$

实际评估时二阶互调伪信号干扰效应指数 R_{FS2}

$$R_{FS2}(\Delta f) = \frac{GT_1(f_1)T_2(f_2)}{X_s(\Delta f)} \quad (29)$$

利用式(4)、(8)、(28)整理可得

$$R_{FS2}(\Delta f) = \frac{F_0}{F_s} \frac{\beta_F(\Delta f_1)\beta_F(\Delta f_2)}{X_r(\Delta f)} \frac{E_1}{E_{10}}(f_1) \frac{E_2}{E_{20}}(f_2) \quad (30)$$

式(30)即为普适性的二阶互调伪信号干扰效应模型。

3.2 二阶互调伪信号干扰效应模型准确度实验验证

为验证二阶互调伪信号干扰效应模型的普适性和准确性,采用不同敏感电平(判据)、固定互调频差进行多组二阶互调伪信号临界干扰效应试验,按普适性的二阶互调伪信号干扰效应模型及上述确定的效应模型参数计算二阶互调伪信号干扰效应指数 R_{FS2} ,即模型评估误差,结果如表4所列,最大误差1.0 dB。

表 4 不同敏感电平下二阶互调伪信号干扰效应评估

Table 4 Interference effect evaluation of second-order intermodulation pseudo-signal under different sensitive levels

critierion/dBmV	Δf_1 /MHz	Δf_2 /MHz	$\beta_F(\Delta f_1)=\beta_F(\Delta f_2)$	$X_r(0.6M)$	$(\frac{E_1}{E_{10}} \cdot \frac{E_2}{E_{20}})/dB$	R_{FS2}/dB
6	-0.6	0	12.6	0.1	-30.5	0.6
	-0.3	0.3	12.6	0.1	-32.1	-1.0
	0	0.6	12.6	0.1	-30.2	0.9
18	-0.6	0	12.6	0.1	-18.6	0.5
	-0.3	0.3	12.6	0.1	-19.1	0
	0	0.6	12.6	0.1	-18.9	0.2

取敏感电平15 dBmV、互调频差0.8 MHz,在大辐射频偏范围内进行二阶互调伪信号临界干扰效应试验。此时, $F_0/F_s=-3$ dB、 $X_r(\Delta f)=0$ dB,二阶互调伪信号干扰因子及测试计算结果如表5所列,在敏感频偏范围(-300~300 MHz)内,伪信号效应指数 R_{FS2} (即评估误差)最大为1.9 dB。

取敏感电平15 dBmV,双频干扰组合中1个干扰信号的频率固定在受试雷达的工作频率,改变另一干扰信号的频率,在大互调频差范围内进行二阶互调伪信号临界干扰效应试验。此时, $F_0/F_s=-3$ dB、 $\beta_F(\Delta f_1)=12.6$ dB、 $\beta_F(\Delta f_2)$ 、 $X_r(\Delta f)$ 的取值及测试计算结果如表6所列,在敏感互调频差范围内(0~3 MHz),伪信号效应指数 R_{FS2} (即评估误差)最大为2.5 dB。

表 5 大辐射频偏范围二阶互调伪信号干扰效应评估

Table 5 Interference effect evaluation of second-order intermodulation pseudo-signal in large radiation frequency offset range

Δf_i /MHz	$\beta_F(\Delta f_2)$	$(\frac{E_1}{E_{10}} \cdot \frac{E_2}{E_{20}})/dB$	R_{FS2}/dB
-300	10.5	-19.1	-1.1
-200	10.4	-18.0	-0.2
-100	12.7	-22.4	0
0	12.6	-22.0	0.2
100	13.3	-23.5	0.1
200	10.8	-19.7	-1.1
300	10.3	-15.7	1.9

表 6 大互调频差范围二阶互调伪信号干扰效应评估

Table 6 Interference effect evaluation of second-order intermodulation pseudo-signal with large intermodulation frequency difference range

$ \Delta f $ /MHz	$\beta_F(\Delta f_2)$	$X_r(\Delta f)$ /dB	$(\frac{E_1}{E_{10}} \cdot \frac{E_2}{E_{20}})/dB$	R_{FS2}/dB
0.6	12.6	0.1	-21.5	0.6
1.2	12.6	1.7	-19.6	0.9
1.8	12.6	5.6	-17.1	-0.5
2.4	12.6	10.4	-13.5	-1.7
3.0	12.6	22.7	3.0	2.5

综上所述,无论是改变伪信号敏感电平,还是在大辐射频偏、大互调频差范围内改变双频电磁辐射组合,采用普适性二阶互调伪信号效应模型对受试雷达进行二阶互调伪信号干扰效应评估,评估误差均可控制在2.5 dB以内,符合试验误差要求。

3.3 二阶互调伪信号干扰效应建模评估流程

以上述理论建模、模型参数测试计算和实验验证为基础,确定雷达装备二阶互调伪信号干扰效应建模评估流程:首先对受试雷达进行电磁辐射效应规律研究,确定其单频临界阻塞干扰场强,选定模型参数测试用伪信号敏感电平和二阶互调伪信号敏感频差的大致范围;其次进行模型参数测试;最后是根据工作环境电磁辐射频谱分布,对受试雷达进行二阶互调伪信号干扰效应试验评估:根据干扰频谱、伪信号敏感频偏范围选择可能产生二阶互调伪信号的单频干扰信号;根据敏感互调频差范围,在处于敏感辐射频偏范围内的单频干扰信号中选择二阶互调伪信号干扰的双频干扰组合;利用每个双频干扰组合的场强及相关模型参数,按普适性的二阶互调伪信号干扰效应模型计算 $R_{FS2}(\Delta f)$, $R_{FS2}(\Delta f) \geq 1$ 时受试雷达在该对干扰信号作用下出现二阶互调伪信号干扰, $R_{FS2}(\Delta f) < 1$ 时受试雷达不会出现二阶互调伪信号干扰;逐一计算所有可能产生二阶互调伪信号的双频干扰组合的 $R_{FS2}(\Delta f)$,给出出现二阶互调伪信号干扰的电磁辐射组合或受试雷达不会出现二阶互调伪信号干扰的评估结论。

4 结 论

本文依据雷达装备二阶互调电磁辐射伪信号干扰效应机理,建立了二阶互调伪信号干扰效应预测模型,给出了模型参数的快速确定方法和二阶互调伪信号干扰预测评估流程,通过某型雷达实验验证了预测模型的准确度与普适性,主要结论如下:(1)受试雷达在辐射频偏范围(-140~140 MHz)内,二阶互调伪信号干扰因子数值较大,二阶互调显著,在辐射频偏超过 200 MHz 的范围外数值较小且波动较低,表明随着双频干扰场强的增大,在阻塞干扰效应出现之前,雷达带内频段相较于带外频段更易出现二阶互调低频伪信号干扰效应;(2)二阶互调低频伪信号电平相对值在 0~1.0 MHz 时基本保持不变,在 1.0~3.0 MHz 时逐步增大至 20 dB 以上,该电平值在一定程度上反映了受试雷达接收机后端低频滤波器的性质;(3)无论是改变伪信号敏感电平,还是在大幅辐射频偏、大互调频差范围内改变双频电磁辐射组合,采用普适性二阶互调伪信号干扰效应模型对受试雷达进行二阶互调伪信号干扰效应评估,评估误差均在 2.5 dB 以内,依据效应预测方法能够客观评估雷达装备二阶互调伪信号干扰。

参考文献:

- [1] 许彤,陈亚洲,王玉明,赵敏.无人机数据链宽带白噪声电磁干扰效应研究[J].系统工程与电子技术,2023,45(7):1965-1973.(Tong XU, Yazhou CHEN, Yuming WANG, Min ZHAO. Research on wideband white noise electromagnetic interference effect of UAV data link[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2023, 45(7): 1965-1973)
- [2] 赵宏泽,魏光辉,杜雪,等.卫星导航接收机三阶互调阻塞效应分析[J].系统工程与电子技术,2022,44(4):1336-1342.(Zhao Hongze, Wei Guanghui, Du Xue, et al. Analysis of third-order intermodulation blocking effect for satellite navigation receiver[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2022, 44(4): 1336-1342)
- [3] Zhang Dongxiao, Zhou Xing, Cheng Erwei, et al. Investigation on effects of hpm pulse on UAV's datalink[J]. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2020, 62(3): 829-839.
- [4] Zhao Hongze, Wei Guanghui, Pan Xiaodong. Evaluation method of noise electromagnetic radiation interference effect[J]. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2023, 65(1): 69-78.
- [5] GJB 151B-2013,军用设备和分系统电磁发射和敏感度要求与测量[S].(GJB 151B-2013, Electromagnetic emission and susceptibility requirements and measurements for military equipment and subsystems[S])
- [6] GJB 8848-2016,系统电磁环境效应试验方法[S].(GJB 8848-2016, Electromagnetic environmental effects test methods for systems[S])
- [7] MIL-STD-461F, Requirements for the control of electromagnetic interference characteristics of subsystems and equipment[S].
- [8] MIL-STD-464C, Electromagnetic environmental effects requirements for systems[S].
- [9] Armstrong K. EMC for the functional safety of automobiles why EMC testing is insufficient, and what is necessary[C]//Proc of the IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility. 2008.
- [10] Mardiguian M. Combined effects of several, simultaneous, EMI couplings[C]//Proc of the IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility Symposium Record. 2000: 181-184.
- [11] Duffy A, Orlandi A, Armstrong K. Preliminary study of a reverberation chamber method for multiple-source testing using intermodulation[J]. *IET Science, Measurement & Technology*, 2010, 4(1): 21-27.
- [12] Zhao Hongze, Wei Guanghui, Pan Xiaodong, et al. Pseudo-signal interference regularity of single-frequency electromagnetic radiation to stepped-frequency radar[J]. *Electronics*, 2022, 11(17): 2768.
- [13] 赵宏泽,魏光辉,潘晓东,等.扫频雷达双频连续波伪信号干扰效应研究[J/OL].北京航空航天大学学报. <https://doi.org/10.13700/j.bh.1001-5965.2022.0739>.(2023-01-04).(Zhao Hongze, Wei Guanghui, Pan Xiaodong, et al. Research on the interference effect of dual-frequency continuous wave pseudo-signal in swept-frequency radar[J/OL]. *Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics*. <https://doi.org/10.13700/j.bh.1001-5965.2022.0739>.(2023-01-04))