

用频设备二阶互调低频阻塞效应建模评估方法

魏光辉, 郑建拥, 赵宏泽, 李媚, 杜雪

(陆军工程大学 石家庄校区电磁环境效应重点实验室, 河北, 石家庄 050003)

摘要:针对用频设备复杂电磁环境适应性试验评估的技术需求,从二阶互调低频阻塞效应机理出发,引入二阶互调低频阻塞干扰因子、低频干扰电平相对值,建立了二阶互调低频阻塞效应模型.理论推导与实验测定相结合,给出了二阶互调低频阻塞效应模型参数的确定方法和建模评估流程,以导航接收机作为受试设备进行了实验验证.结果表明:利用测试确定的二阶互调低频阻塞效应模型参数,依据用频设备单频电磁辐射阻塞临界干扰场强测试数据和环境电磁场频谱分布参数,能够客观评估用频设备的二阶互调低频阻塞效应,误差在2 dB以内.

关键词:二阶互调;阻塞效应;电磁辐射;建模方法;效应评估

中图分类号: O345; TN97 **文献标志码:** A **文章编号:** 1001-0645(2021)10-1095-08

DOI: 10.15918/j.tbit1001-0645.2020.224

Modeling and Evaluating Method of Second-Order Intermodulation LF Blocking Effect for Spectrum-Dependent Equipment

WEI Guanghui, ZHENG Jianyong, ZHAO Hongze, LI Mei, DU Xue

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

Abstract: To test and evaluate the adaptability of the spectrum-dependent equipment to complex electromagnetic environment, introducing a LF blocking interference factor and the relative value of LF interference level, a second-order intermodulation LF blocking effect model was established to investigate the mechanism of second-order intermodulation LF blocking effect. Combining theoretical derivation and experimental measurement, a method was provided to determine the model parameter, the modeling and evaluating processes were established for the second-order intermodulation LF blocking effect. Finally, taking a satellite navigation receiver as the test equipment, an experimental verification was carried out. The results show that, using the second-order intermodulation LF blocking effect model parameters of the equipment under test at a specific working frequency, according to the tested data of the critical interference field strength of the single frequency electromagnetic radiation blocking and the distribution parameters of environmental electromagnetic field spectrum, the second-order intermodulation LF blocking effect of the spectrum-dependent equipment can be objectively evaluated, error is within 2 dB.

Key words: second-order intermodulation; blocking effect; electromagnetic radiation; modeling method; effect evaluation

电磁频谱已成为人类社会信息时代、智能时代的主要活动空间参数和竞争资源之一^[1],用频设备

在发射工作信号的同时,不可避免地激发谐波辐射和杂散辐射,加剧了电磁环境的复杂性.无论是带

收稿日期:2020-12-01

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61372040)

作者简介:魏光辉(1964—),男,教授,博士生导师,E-mail:wei-guanghui@sohu.com.

内单频电磁辐射^[2-3]、噪声电磁辐射^[4-5]还是多频电磁辐射^[6-7],均能导致用频设备有用信号增益降低而出现阻塞干扰。尤其是多频电磁辐射,既能够因三阶互调产生阻塞干扰^[8],也能够单频电磁辐射确定的安全界限内出现非互调阻塞干扰^[6-7],传统电磁兼容试验采用的单源电磁辐射已不能满足设备复杂电磁环境适应性的试验要求^[9-10]。而且,目前的对电子设备复杂电磁环境效应的评估方法,主要集中在噪声、带内多频和带外三阶互调干扰^[11-12]。传统上,学者们认为二阶互调远离工作频带,不会造成干扰,因此没有关于二阶互调干扰的研究。

在前期对通信电台三阶互调阻塞干扰效应模型实验验证过程中发现:在较宽的频率范围内,即使带外双频电磁辐射信号的三阶互调频率不能进入受试通信电台的敏感频带范围内,受试通信电台对带外双频电磁辐射仍比单频电磁辐射敏感得多,临界干扰场强甚至相差 30 dB 以上,比三阶互调还要敏感^[13]。经进一步理论分析和实验验证,将这种现象命名为二阶互调低频阻塞效应(简称为效应),阐明了其作用机理。本文在上述研究的基础上,依据此效应机理,建立二阶互调低频阻塞效应模型,给出实验测定模型参数的方法和评估流程,使用某型卫星导航接收机进行实验验证,为全面评价用频设备复杂电磁环境适应性提供理论和技术支撑。

1 二阶互调低频阻塞效应模型

1.1 理论推导建立模型

前期研究表明^[13]:双频电磁辐射二阶互调频率落入受试通信设备低频滤波敏感带内时,导致低频检波信号增益逐步降低而出现阻塞效应,属于二阶互调低频阻塞机理。而在对某型卫星导航接收机的双频阻塞效应试验中,同样发现了这种现象。以此为基础,理论推导建立效应模型。

设空间不同频率的电磁辐射场强分别为 $E_i(f_i)$ 、信号场路耦合及到达变频器前的传递函数为 $A_i(f_i)$,则信号到达变频器时的电平为

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

其中: $i=0$ 表示与受试用频设备工作频率相同的信号, i 为其他值分别代表带内、带外干扰信号。

带外信号 f_1, f_2 产生的二阶互调干扰信号电平可表示为

$$\varphi_2(\Delta f) = GS_1(f_1)S_2(f_2) \quad (2)$$

其中 G 为受试用频设备的二阶互调非线性系数,

$$\Delta f = |f_1 - f_2|.$$

若受试设备的低频阻塞临界干扰电平为 $L(f)$,将二阶互调干扰信号电平与同频低频阻塞临界干扰电平的比值定义为效应指数 R_2 ,显然,当 $R_2 \geq 1$ 时出现二阶互调低频阻塞干扰。

$$R_2(\Delta f) = \frac{GS_1(f_1)S_2(f_2)}{L(\Delta f)} \quad (3)$$

若工作频率为 f_0 时受试设备的射频敏感系数为 $B_i(f_i)$ 、单频临界干扰场强为 $E_{i0}(f_i)$ 、敏感端口处的临界干扰电平为 C_0 , C_0 仅与 f_0 有关,与干扰频率 f 相关的变化因素均包含在敏感系数 $B_i(f_i)$ 中,则

$$A_1 B_1 E_{10} = A_2 B_2 E_{20} = \dots = A_0 B_0 E_{00} = C_0 \quad (4)$$

将式(1)代入式(3),利用式(4)整理得

$$R_2(\Delta f) = \frac{C_0^2 G}{L(\Delta f) B_1(f_1) B_2(f_2)} \frac{E_1(f_1)}{E_{10}(f_1)} \frac{E_2(f_2)}{E_{20}(f_2)} \quad (5)$$

由于式(5)的待定参数需要靠实验数据来确定,与频率相关的变化因素可认为都包含在敏感系数 $B_i(f_i)$ 中,式(5)不失一般性。

引入与受试设备工作频率 f_0 、带外干扰信号频率 f_i 有关的新参数——二阶互调低频阻塞干扰因子 β_i ,令

$$\beta_i = C_0 \sqrt{G/L_{\min}}/B_i \quad (6)$$

其中: $L_{\min}$ 为低频干扰电平的最小值。引入低频干扰电平相对值 $L_r(\Delta f) = L(\Delta f)/L_{\min}$,则效应指数 R_2 可表示为

$$R_2(\Delta f) = \frac{\beta_1(f_1)\beta_2(f_2)}{L_r(\Delta f)} \frac{E_1(f_1)}{E_{10}(f_1)} \frac{E_2(f_2)}{E_{20}(f_2)} \quad (7)$$

从推导过程看出:二阶互调低频阻塞干扰因子 β_i 不仅与干扰信号频率有关,而且与受试设备工作频率相关。对于射频设备,一般都会将工作信号降频至中频进行处理,而干扰信号也会被降频。为了简化降频过程的表述,用两个频率之间的差值代表不同频率的信号,这样就不必再描述信号降频的变化过程,因为频率的差值不变。因此作为工程近似,可认为 β_i 仅取决于辐射频偏 $\Delta f_i = f_i - f_0$, L_r 仅取决于二阶互调频差 $\Delta f = |f_1 - f_2|$,简化后的效应模型为

$$R_2(\Delta f) = \frac{\beta(\Delta f_1)\beta(\Delta f_2)}{L_r(\Delta f)} \frac{E_1}{E_{10}}(f_1) \frac{E_2}{E_{20}}(f_2) \quad (8)$$

1.2 模型参数的确定方法

确定模型参数的依据是效应模型式(8),当受试

设备工作频率为 f_0 时,在频率为 f_1, f_2 的电磁辐射信号作用下进行二阶互调低频阻塞临界干扰测试,效应指数 $R_2=1$,为简化运算,对式(8)等式两边取对数,此时

$$\lg \beta(\Delta f_1) + \lg \beta(\Delta f_2) + \lg \frac{E_1}{E_{10}} + \lg \frac{E_2}{E_{20}} = \lg L_r(\Delta f) \quad (9)$$

若式(9)中各物理量均以 dB 为单位,且 $\beta(\text{dB})=20 \lg \beta, L_r(\text{dB})=20 \lg L_r$,则

$$\beta(\Delta f_1) + \beta(\Delta f_2) + \frac{E_1}{E_{10}}(f_1) + \frac{E_2}{E_{20}}(f_2) = L_r(\Delta f) \quad (10)$$

式(10)中双频阻塞临界干扰场强组合 E_1, E_2 与其各自单频阻塞临界干扰场强 E_{10}, E_{20} 之比能够通过测试确定,要确定其他 3 个未知数,必须通过多组双频阻塞临界干扰测试数据联立求解。

为尽量简化测试过程,等频率间隔 Ω 选择 4 个试验频点(基础频点),两两组合对受试设备进行临界阻塞效应测试,共 6 组,涉及 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 $\beta(\Delta f_i)$, 3 个二阶互调频差 $\Omega, 2\Omega, 3\Omega$ 对应的 $L_r(n\Omega)$, 6 组方程 7 个未知数,能够建立 7 个未知数之间的相对关系。

若第 i, j 频点组合对应的 E_1, E_2 与 E_{10}, E_{20} 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(10)可得

$$\beta(\Delta f_1) + \beta(\Delta f_2) - L_r(\Omega) = - \left[\frac{E_1}{E_{10}} + \frac{E_2}{E_{20}} \right]_{12} \quad (11)$$

$$\beta(\Delta f_2) + \beta(\Delta f_3) - L_r(\Omega) = - \left[\frac{E_1}{E_{10}} + \frac{E_2}{E_{20}} \right]_{23} \quad (12)$$

$$\beta(\Delta f_3) + \beta(\Delta f_4) - L_r(\Omega) = - \left[\frac{E_1}{E_{10}} + \frac{E_2}{E_{20}} \right]_{34} \quad (13)$$

$$\beta(\Delta f_1) + \beta(\Delta f_3) - L_r(2\Omega) = - \left[\frac{E_1}{E_{10}} + \frac{E_2}{E_{20}} \right]_{13} \quad (14)$$

$$\beta(\Delta f_2) + \beta(\Delta f_4) - L_r(2\Omega) = - \left[\frac{E_1}{E_{10}} + \frac{E_2}{E_{20}} \right]_{24} \quad (15)$$

$$\beta(\Delta f_1) + \beta(\Delta f_4) - L_r(3\Omega) = - \left[\frac{E_1}{E_{10}} + \frac{E_2}{E_{20}} \right]_{14} \quad (16)$$

式(11)~式(16)联立求解,可得

$$\beta(\Delta f_1) = \frac{1}{2} \left\{ L_r(2\Omega) - \left[\frac{E_1}{E_{10}} + \frac{E_2}{E_{20}} \right]_{12} + \left[\frac{E_1}{E_{10}} + \frac{E_2}{E_{20}} \right]_{23} - \left[\frac{E_1}{E_{10}} + \frac{E_2}{E_{20}} \right]_{13} \right\} \quad (17)$$

$$\beta(\Delta f_2) = \frac{1}{2} \left\{ L_r(2\Omega) - \left[\frac{E_1}{E_{10}} + \frac{E_2}{E_{20}} \right]_{23} + \left[\frac{E_1}{E_{10}} + \frac{E_2}{E_{20}} \right]_{34} - \left[\frac{E_1}{E_{10}} + \frac{E_2}{E_{20}} \right]_{24} \right\} \quad (18)$$

$$\beta(\Delta f_3) = \frac{1}{2} \left\{ L_r(2\Omega) + \left[\frac{E_1}{E_{10}} + \frac{E_2}{E_{20}} \right]_{12} - \left[\frac{E_1}{E_{10}} + \frac{E_2}{E_{20}} \right]_{23} - \left[\frac{E_1}{E_{10}} + \frac{E_2}{E_{20}} \right]_{13} \right\} \quad (19)$$

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

$$L_r(\Omega) = L_r(2\Omega) + \frac{1}{2} \left\{ \left[\frac{E_1}{E_{10}} + \frac{E_2}{E_{20}} \right]_{12} + \left[\frac{E_1}{E_{10}} + \frac{E_2}{E_{20}} \right]_{34} - \left[\frac{E_1}{E_{10}} + \frac{E_2}{E_{20}} \right]_{13} - \left[\frac{E_1}{E_{10}} + \frac{E_2}{E_{20}} \right]_{24} \right\} \quad (21)$$

$$L_r(3\Omega) = L_r(2\Omega) + \left[\frac{E_1}{E_{10}} + \frac{E_2}{E_{20}} \right]_{14} + \left[\frac{E_1}{E_{10}} + \frac{E_2}{E_{20}} \right]_{23} - \frac{1}{2} \left\{ \left[\frac{E_1}{E_{10}} + \frac{E_2}{E_{20}} \right]_{12} + \left[\frac{E_1}{E_{10}} + \frac{E_2}{E_{20}} \right]_{13} + \left[\frac{E_1}{E_{10}} + \frac{E_2}{E_{20}} \right]_{24} + \left[\frac{E_1}{E_{10}} + \frac{E_2}{E_{20}} \right]_{34} \right\} \quad (22)$$

式(17)~式(22)给出了确定模型参数的计算公式,从中可以看出, $\beta(\Delta f_i)$ 测试误差相对较小,而且 $L_r(3\Omega)$ 的测试误差较大,可采取多次测试取均值的方法降低测试误差。而对于个别误差较大的异常数据,可依据常规实验数据处理方法进行舍弃。

2 模型参数的计算流程

1) 测试确定单频电磁辐射敏感数据。

利用单频电磁辐射敏感度试验方法,测试确定 E_{i0} 随辐射频偏 ($\Delta f_i = f_i - f_0$) 的变化曲线,给出受试用频设备的敏感频带。

2) 测试确定基础频点模型参数之间的关系。

参照临界干扰场强曲线,等频率间隔 Ω 选出 4 个带外基础频点,两两组合进行临界阻塞效应试验,按照公式(17)~(22),计算确定基础频点辐射频偏对应的 $\beta(\Delta f_i)$ 以及 $L_r(\Omega), L_r(3\Omega)$ 与 $L_r(2\Omega)$

的关系.

3) 测试确定 $L_r(\Delta f)$ 与 Δf 的关系、 $\beta(\Delta f_i)$ 与 Δf_i 的关系.

通过上一步基础频点的试验测量,可以大概了解到此效应的敏感频差和敏感频偏的范围,根据敏感频偏和频差范围的相对宽窄,有两种方法确定两个模型参数.

方法 1:当敏感频差相对敏感频偏比较小时,为简化实验,可以先采取以基础频点的数据为基础递推的方式,测试确定 $L_r(\Delta f)$ 与 Δf 的关系. 4 个等间隔频点(称为基础频点)对应频偏的 $\beta(\Delta f_i)$ 及 3 个 $n\Omega$ 对应的 $L_r(\Delta f)$ 关系确定后,递推确定 $L_r(\Delta f)$ 随 Δf 的变化关系.

递推试验时,选择外推频点 $f_{3n+4} = f_1 + 3(n+1)\Omega$, n 取自然数,则 $\Delta f_{3n+4} = \Delta f_1 + 3(n+1)\Omega$. f_{3n+4} 分别与 4 个基础频点组合进行临界阻塞效应测试,分别确定第 i 、 $(3n+4)$ 频点对应的双频阻塞临界干扰场强相对值组合 $\left[\frac{E_1}{E_{10}}, \frac{E_2}{E_{20}}\right]_{i(3n+4)}$, 由式(10)可得

$$\beta(\Delta f_{3n+4}) = L_r(3n\Omega) - \beta(\Delta f_4) - \left[\frac{E_1}{E_{10}} + \frac{E_2}{E_{20}}\right]_{4(3n+4)} \quad (23)$$

$$L_r(3n\Omega + \Omega) = \beta(\Delta f_3) + \beta(\Delta f_{3n+4}) + \left[\frac{E_1}{E_{10}} + \frac{E_2}{E_{20}}\right]_{3(3n+4)} \quad (24)$$

$$L_r(3n\Omega + 2\Omega) = \beta(\Delta f_2) + \beta(\Delta f_{3n+4}) + \left[\frac{E_1}{E_{10}} + \frac{E_2}{E_{20}}\right]_{2(3n+4)} \quad (25)$$

$$L_r(3n\Omega + 3\Omega) = \beta(\Delta f_1) + \beta(\Delta f_{3n+4}) + \left[\frac{E_1}{E_{10}} + \frac{E_2}{E_{20}}\right]_{1(3n+4)} \quad (26)$$

首先利用基础频点相关参数,根据式(23)求出 $\beta(\Delta f_7)$, 然后根据式(24)~式(26)依次求出 $L_r(4\Omega)$ 、 $L_r(5\Omega)$ 和 $L_r(6\Omega)$. 依次类推,完成 $\beta(\Delta f_{3n+4})$ 及 $L_r(\Delta f)$ 随 Δf 的变化关系测试. 取 $L_r(\Delta f)$ 的最小值为 0 dB, 确定所有 $L_r(\Delta f)$ 的最终取值. 则 $\beta(\Delta f)$ 也可依次求出.

方法 2:当敏感频差相对敏感频偏比较大时,此时因为递推的方法频偏跨度比较大,很容易使 3 阶互调频率落入受试设备的敏感带宽内,且可选择的频点很少,不能准确测量模型参数. 此时,可以在不同频偏处,等频率间隔 Ω 选取多组基础频点(每组包含 4 个带外基础频点),同一组基础频点两两组合

进行临界阻塞效应试验,按照式(17)~式(20),确定 $\beta(\Delta f_i)$ 与 Δf_i 的关系,保留未知的 $L_r(2\Omega)$. 然后在敏感频偏范围内,选择多组不同频差的频点组合进行临界阻塞效应试验,将确定的 $\beta(\Delta f_i)$ 带入公式(10),计算确定 $L_r(\Delta f)$ 随 Δf 的变化关系,保留未知的 $L_r(2\Omega)$. 最后取 $L_r(\Delta f)$ 的最小值为 0 dB, 确定 $L_r(2\Omega)$ 及所有 $L_r(\Delta f)$ 、 $\beta(\Delta f_i)$ 的最终取值.

4) 二阶互调低频阻塞干扰效应评估.

根据测定或给定的电磁环境辐射参数(频率、场强)、单频电磁辐射临界干扰场强测试数据、 $L_r(\Delta f)$ 和 $\beta(\Delta f_i)$ 测试结果,按照式(8)给出的模型进行干扰效应评估. 若效应指数 $R_2 \geq 1$, 则受试用频设备出现二阶互调低频阻塞干扰,反之,则能够正常工作.

3 二阶互调低频阻塞效应模型参数测试

以某型卫星导航接收机为受试对象,进行效应模型参数实验测试,验证模型准确性.

采用全电平整体辐照法,研究其工作效能随电磁辐射场强的变化规律,确定特定干扰频率对应的临界干扰场强. 为降低背景噪声对试验结果的影响,在多功能屏蔽室内营造试验所需的电磁环境. 试验配置如图 1 所示,采用两个相同的射频信号源,分别激发不同频率的电磁辐射场. 受试接收机置于干扰天线主波束内,使受试接收机主机及其接收天线范围内的电场均匀性优于 3 dB. 以受试接收机不能准确定位作为干扰判据. 使用测试专用的卫星导航信号发生器发射卫星导航信号,模拟到达地面的真实卫星导航信号. 屏蔽室内的受试接收机在正常工作时,同时接受模拟导航信号和干扰信号,其工作状态可直接显示在安装有导航定位软件的计算机上. 采用变步长试验方法逐步增加射频信号电平,当不能准确定位时,记录下此时的

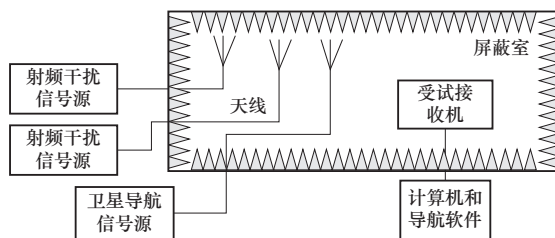


图 1 电磁辐射效应试验配置

Fig. 1 Test configuration of electromagnetic radiation effect

电平作为临界干扰电平. 然后改变干扰信号的频率,重复测试.

首先,只打开一台射频信号源,测试确定 E_{i0} 随 Δf_i 的变化曲线如图 2 所示,可得单频敏感频偏在 $-23\sim 54$ MHz 范围内.

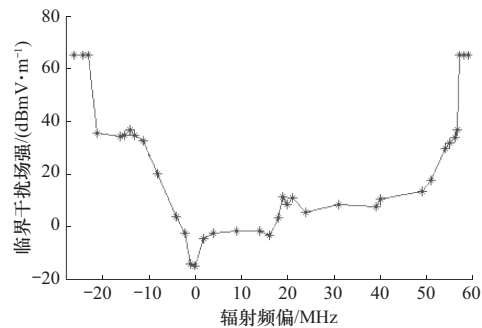


图 2 受试接收机单频阻塞临界干扰场强
Fig. 2 Critical interference field strength of single frequency blocking for receiver under test

3.1 低频阻塞干扰因子与辐射频偏的关系

由于效应和两个干扰信号的频偏、频差都有关系,但是不同用频设备的工作频带不同,效应的敏感频偏、频差也不同. 因此,在正式进行模型参数测试前,先进行摸底试验,找出受试接收机的敏感频偏大约在:低于工作频率时大约在 $(-24\sim -69)$ MHz; 高于工作频率时大约在 $(57\sim 69)$ MHz,而敏感频差大约在 $(1\sim 20)$ MHz. 因为敏感频偏范围相对于敏感频差来说相对较窄,因此采用上述方法 2 测试确定模型参数.

按基础频点模型参数的确定方法,在工作频带外等频率间隔,即频差 $\Omega=1$ MHz 选择多组基础频点,保证试验频率组合的三阶互调频率处于受试接收机的单频敏感频带之外,两两组合分别进行双频二阶互调临界阻塞效应测试,篇幅所限,部分试验结果如表 1 和 2 所列.

表 1 二阶互调阻塞临界干扰场强测试结果

Tab. 1 Test result of critical interference electric intensity for second-order intermodulation blocking							
Δf_1 /MHz	Δf_2 /MHz	(E_1/E_{10}) /dB	(E_2/E_{20}) /dB	Δf_1 /MHz	Δf_2 /MHz	(E_1/E_{10}) /dB	(E_2/E_{20}) /dB
-27	-28	-11.5	-11.0	-37	-38	-18.2	-18.2
-28	-29	-16.5	-17.0	-38	-39	-18.4	-18.4
-29	-30	-18.5	-18.0	-39	-40	-18.9	-19.0
-27	-29	-20.0	-21.0	-37	-39	-26.0	-26.0
-28	-30	-25.0	-24.0	-38	-40	-28.3	-28.4
-27	-30	-23.0	-22.0	-37	-40	-25.9	-25.8

表 2 不同频偏对应的模型参数计算结果

Tab. 2 Calculation results of model parameters corresponding to different frequency offset					
$[\beta(\Delta f_i)-0.5L_r(1)]/\text{dB}$				$[L_r(1)-L_r(2)]/\text{dB}$	
$\Delta f_i=-27$ MHz	-28 MHz	-29 MHz	-30 MHz	$[L_r(3)-L_r(2)]/\text{dB}$	
15.0	23.0	26.0	26.0	15.5	-4.0
$[\beta(\Delta f_i)-0.5L_r(2)]/\text{dB}$				$[L_r(1)-L_r(2)]/\text{dB}$	
$\Delta f_i=-37$ MHz	-38 MHz	-39 MHz	-40 MHz	$[L_r(3)-L_r(2)]/\text{dB}$	
25.8	25.5	26.2	26.5	14.8	-4.3
$[\beta(\Delta f_i)-0.5L_r(2)]/\text{dB}$				$[L_r(1)-L_r(2)]/\text{dB}$	
$\Delta f_i=-48$ MHz	-49 MHz	-50 MHz	-51 MHz	$[L_r(3)-L_r(2)]/\text{dB}$	
25.3	24.6	24.5	24.8	14.3	-5.5
$[\beta(\Delta f_i)-0.5L_r(2)]/\text{dB}$				$[L_r(1)-L_r(2)]/\text{dB}$	
$\Delta f_i=-63$ MHz	-64 MHz	-65 MHz	-66 MHz	$[L_r(3)-L_r(2)]/\text{dB}$	
10.5	9.9	4.9	3.4	16.5	-3.4
平均值				15.3	-4.3

根据表 1 的测试数据,利用式(17)~式(22)进行计算,计算结果如表 2 所列.

由表 2 可得,5 组基础频点的低频干扰电平的

相对值误差在 1 dB 左右,据此得出 $\beta(\Delta f_i)$ 随 Δf_i 的变化曲线,如图 3 所示.

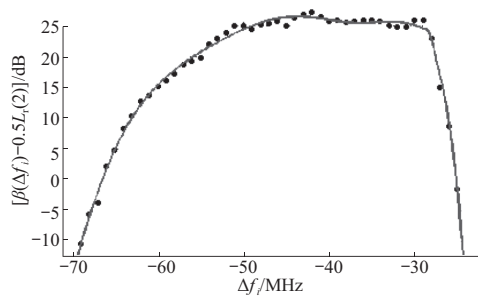


图 3 低频阻塞干扰因子与辐射频偏的关系

Fig. 3 The relation between the LF blocking interference factor and interference frequency offset

3.2 低频干扰电平相对值与辐射频差的关系

在敏感频偏范围内,选择多组不同频差的频点组合进行效应试验,结果如表 3 所列,借助上述 $[\beta(\Delta f_i)-0.5L_r(2)]$ 测试结果,利用式(10),求解出 $L_r(\Delta f)$ 与 Δf 的关系,如表 4 所示.

将 $L_r(2\text{ MHz})=26.2\text{ dB}$ 带入表 2 和图 3,即可得知 $\beta(\Delta f_i)$ 的最终取值,见表 5 所示. 根据表 4 所示,取 $L_r(\Delta f)$ 的最小值,即 $L_r(13\text{ MHz})=0\text{ dB}$,确定 $L_r(\Delta f)$ 的最终取值如图 4 所示.

表 3 二阶互调阻塞临界干扰场强测试结果

Tab. 3 Test result of critical interference electric intensity for second-order intermodulation blocking

Δf_1 /MHz	Δf_2 /MHz	(E_1/E_{10}) /dB	(E_2/E_{20}) /dB	Δf_1 /MHz	Δf_2 /MHz	(E_1/E_{10}) /dB	(E_2/E_{20}) /dB	Δf_1 /MHz	Δf_2 /MHz	(E_1/E_{10}) /dB	(E_2/E_{20}) /dB	Δf_1 /MHz	Δf_2 /MHz	(E_1/E_{10}) /dB	(E_2/E_{20}) /dB
-30	-33	-28.5	-28.5	-40	-48	-35.8	-35.8	-40	-54	-37.1	-37	-45	-64	-26.4	-26.4
-30	-34	-33.3	-33.3	-40	-49	-35.8	-35.7	-40	-55	-36.6	-36.5	-45	-65	-23.4	-23.4
-30	-35	-35.0	-34.9	-40	-50	-35.9	-35.9	-45	-60	-34.2	-34.1	-46	-67	-11.4	-11.4
-40	-45	-35.6	-35.6	-40	-51	-37.6	-37.6	-45	-61	-32.4	-32.5	-46	-68	-4.2	-4.15
-40	-46	-35.8	-35.7	-40	-52	-38.2	-38.2	-45	-62	-30.9	-30.8				
-40	-47	-35.7	-35.7	-40	-53	-38.1	-38.1	-45	-63	-28.3	-28.3				

表 4 低频干扰电平相对值计算结果

Tab. 4 The calculation result of the relative value for LF interference level

$\Delta f=f_2-f_1$ /MHz	$[L_r(\Delta f)-L_r(2)]$ /dB	$\Delta f=f_2-f_1$ /MHz	$[L_r(\Delta f)-L_r(2)]$ /dB	$\Delta f=f_2-f_1$ /MHz	$[L_r(\Delta f)-L_r(2)]$ /dB
1	15.3	8	-20.0	15	-26.0
2	0	9	-20.6	16	-24.0
3	-4.3	10	-21.0	17	-22.3
4	-14.8	11	-24.0	18	-19.3
5	-18.0	12	-26.0	19	-17.7
6	-18.8	13	-26.2	20	-15.1
7	-19.0	14	-25.7	21	5.8

表 5 不同辐射频偏的低频阻塞干扰因子最终结果

Tab. 5 The final result of low frequency blocking jamming factor with different radiation frequency offset

Δf_i /MHz	$\beta(\Delta f_i)$ /dB	Δf_i /MHz	$\beta(\Delta f_i)$ /dB	Δf_i /MHz	$\beta(\Delta f_i)$ /dB	Δf_i /MHz	$\beta(\Delta f_i)$ /dB	Δf_i /MHz	$\beta(\Delta f_i)$ /dB	Δf_i /MHz	$\beta(\Delta f_i)$ /dB
-26	21.8	-33	38.1	-41	39.4	-49	37.7	-57	31.8	-65	18.0
-25	11.7	-34	38.9	-42	39.8	-50	37.6	-58	30.1	-66	16.5
-27	28.1	-35	39.1	-43	39.8	-51	37.9	-59	29.6	-67	15.4
-28	36.1	-36	39.1	-44	39.7	-52	37.1	-60	28.3	-68	9.4
-29	38.6	-37	38.9	-45	38.1	-53	36.1	-61	26.8	-69	2.7
-30	39.6	-38	38.6	-46	38.9	-54	35.1	-62	25.1		
-31	38.9	-39	39.3	-47	38.5	-55	32.9	-63	23.6		
-32	39.1	-40	39.6	-48	38.4	-56	32.7	-64	23.0		

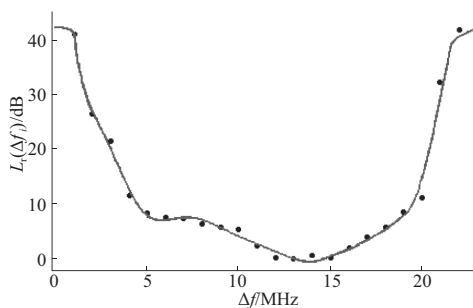


图 4 低频干扰电平随互调频差的变化关系

Fig. 4 The relation between the LF interference level and the difference frequency of intermodulation

根据效应机理可知^[13],无论辐射干扰频率高于还是低于受试设备的工作频率, $L_r(\Delta f)$ 随 Δf 的规律理论上应该相同. 而对于受试导航接收机而言,高于工作频率的敏感频偏范围只有 14 MHz 左右,无法测试出完整的 $L_r(\Delta f)$ 随 Δf 的变化曲线.

但因 $L_r(\Delta f)$ 已知,所以只需 3 个频点即可推导出高于工作频率的敏感频点的 $\beta(\Delta f_i)$. 即利用公式 (11)、(12)、(14) 和已得出的 $L_r(1 \text{ MHz}) = 41.5 \text{ dB}$ 、 $L_r(2 \text{ MHz}) = 26.2 \text{ dB}$,测量和计算出频偏在 (55~69) MHz 的 E_1 、 E_2 和 $\beta(\Delta f_i)$,见表 6 和表 7. $\Delta f_i = 55, 56, 69 \text{ MHz}$ 三组数据同理依据式 (27) 推导出.

表 6 高频频带二阶互调阻塞临界干扰场强测试结果

Tab. 6 Test result of critical interference electric intensity for second-order intermodulation blocking on high frequency band

$\Delta f_1/\text{MHz}$	$\Delta f_2/\text{MHz}$	$(E_1/E_{10})/\text{dB}$	$(E_2/E_{20})/\text{dB}$
57	58	-18.1	-18.1
58	59	-20.0	-20.0
59	57	-25.5	-25.5
60	61	-21.0	-20.9
61	62	-19.8	-19.7
62	60	-27.3	-27.3
63	64	-15.5	-15.5
64	65	-12.3	-12.2
65	63	-21.1	-21.0
66	67	-6.90	-6.90
67	68	-3.20	-3.20
68	66	-11.9	-11.9
55	57	-12.7	-12.7
56	57	-10.4	-10.2
68	69	1.40	1.40

由此可见: Δf_i 过大或过小均不易产生此干扰,受试接收机受到 Δf_i 处于 $(-24 \sim -69)$ 和 $(55 \sim 69) \text{ MHz}$ 、 Δf 处于 $(3 \sim 20) \text{ MHz}$ 范围的辐射干扰时,二阶互调低频阻塞干扰不容忽视.

表 7 高频频带二阶互调阻塞干扰因子

Tab. 7 Result of low frequency blocking jamming factor on high frequency band

$\Delta f_i/\text{MHz}$	$\beta(\Delta f_i)/\text{dB}$	$\Delta f_i/\text{MHz}$	$\beta(\Delta f_i)/\text{dB}$
55	14.9	63	37.4
56	24.7	64	34.3
57	36.7	65	30.9
58	40.2	66	28.7
59	40.5	67	25.8
60	41.6	68	21.3
61	41.0	69	16.6
62	39.2		

4 低频阻塞干扰效应模型实验验证

将卫星信号发生器的输出信号功率降低 10 dB,测量并计算效应指数 R_2 ,以验证效应评估模型的准确性,对应的临界阻塞干扰场强测试数据及效应评估结果如表 8 所示.

表 8 实验验证

Tab. 8 Experimental verification

$\Delta f_1/\text{MHz}$	$\Delta f_2/\text{MHz}$	$\beta(\Delta f_1)$	$\beta(\Delta f_2)$	$L_r(\Delta f)$	$(E_1/E_{10})/\text{dB}$	$(E_2/E_{20})/\text{dB}$	R_2/dB
58	59	40.2	40.5	41.5	-19.7	-19.7	-0.2
60	62	41.6	39.2	26.2	-26.9	-26.8	0.9
62	65	39.2	30.9	21.4	-23.5	-23.5	1.7
63	67	37.4	25.8	11.4	-25.3	-25.3	1.2
63	69	37.4	16.6	7.4	-23.9	-23.8	-1.1
-35	-43	39.1	39.8	6.2	-36.0	-36.0	0.7
-37	-47	38.9	38.5	5.2	-35.4	-35.4	1.4
-42	-56	39.8	32.7	0.5	-35.6	-35.5	0.9
-45	-63	38.1	23.6	6.9	-26.9	-26.8	1.1
-47	-67	38.5	15.4	11.1	-20.8	-20.7	1.3

从表 8 的实验验证结果可见,实验评估最大误差在 2 dB 以内,比较理想,验证了模型的准确性.

5 结 论

基于二阶互调低频阻塞效应机理,引入二阶互调低频阻塞干扰因子 $\beta(\Delta f_i)$ 、低频干扰电平相对值 $L_r(\Delta f)$,建立了二阶互调低频阻塞效应模型,利用卫星导航接收机进行了实验验证,主要结论如下.

(1) 用频设备的效应指数 R_2 与两个干扰信号 Δf_i 对应的 $\beta(\Delta f_i)$ 的乘积以及辐射场强与各自单频临界干扰场强比值的乘积成正比,与两个干扰信号 Δf 对应的 $L_r(\Delta f)$ 成反比, $R_2 \geq 1$ 时出现二阶互调低频阻塞干扰.

(2) 用频设备的 $\beta(\Delta f_i)$ 与 $L_r(\Delta f)$ 的平方根成正

比,取 $L_r(\Delta f)$ 的最小值为 0 dB,以确定各自取值。

(3) 等频率间隔 Ω 选出 4 个带外基础频点,两两组合进行临界干扰效应试验,能够确定基础频点的 $\beta(\Delta f_i)$ 与 $L_r(\Delta f)$,误差可以控制在 1 dB 之内。

(4) 当受试设备的敏感频偏相对于频差比较小时,可以采用在不同频偏处等间隔 Ω 选取多组基础频点的方法测量计算低频阻塞干扰因子,再测量计算低频干扰电平相对值;当受试设备的敏感频偏相对于频差比较大时,可以在基础频点模型的基础上,外推 3 Ω 选择试验频点,分别与 4 个带外基础频点组合,通过二阶互调低频阻塞临界干扰效应试验,先确定低频干扰电平相对值随互调频差的变化规律。然后不断外推辐射频偏,测试确定二阶互调低频阻塞干扰因子随辐射频偏的变化关系。本文根据受试接收机的情况,采用第一种方法确定两个模型参数,除个别频偏较大的数据点外,拟合误差在 1 dB 之内。

(5) 以卫星导航接收机为受试设备,实验验证了二阶互调低频阻塞效应试验评估方法的可行性,最大误差在 2 dB 以内。误差主要来自于双频临界阻塞场强测试,可采用多组试验结果取均值的方法提高二阶互调低频阻塞干扰效应评估的准确度。

参考文献:

- [1] 陈树新,陈建华,吴昊,等.多径条件下 GNSS 干扰信号测向分布研究[J].北京理工大学学报,2019,39(4):33-38.
CHEN Shuxin, CHEN Jianhua, WU Hao, et al. Research on direction finding distribution of GNSS jamming signals under multipath conditions[J]. Transactions of Beijing Institute of Technology, 2019, 39(4): 33-38. (in Chinese)
- [2] 崔永超.水声通信中直接序列扩频通信抗干扰能力研究[D].昆明:云南大学,2014.
CUI Yongchao. Research on anti-jamming capability of direct spread spectrum communication in under water acoustic communication[D]. Kunming: Yunnan University, 2014. (in Chinese)
- [3] 冯冀宁,吴嗣亮,姜伟,等.DSSS 窄带干扰抑制滤波器性能研究与比较[J].北京理工大学学报,2010,30(6):727-731.
FENG Jining, WU Siliang, JIANG Wei, et al. Study and comparison of DSSS narrowband interference suppression filters [J]. Transactions of Beijing Institute of Technology, 2010, 30(6): 727-731. (in Chinese)
- [4] TENENG S K, ROBERT R Z. Empirical investigation of wireless sensor network performance in noisy environments[J]. Journal of Engineering, Design and Technology, 2014, 12(1): 29-38.
- [5] 程苏伟.浅谈电磁辐射[J].中国高新技术企业,2010(2):107-108.
CHENG Suwei. Discussion on electromagnetic radiation [J]. China High Tech Enterprises, 2010(2): 107-108. (in Chinese)
- [6] 王海江.低轨卫星扩频通信中的抗窄带干扰算法研究[D].成都:电子科技大学,2004.
WANG Haijiang. Research on anti narrowband intoreference algorithm in LEO satellite spread spectrum communication[D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2004. (in Chinese)
- [7] TANG X, DING Z, ZHIPENG W U, et al. Third order intermodulation characteristics and experimental measurement of microwave power amplifier[M]. [S. l.]: Video Engineering, 2019.
- [8] YANG K. Electromagnetic compatibility evaluation of In-use medical devices[M]. [S. l.]: Chinese Pharmaceutical Affairs, 2019.
- [9] MIL-STD-461G. Requirements for the control of electromagnetic interference characteristics of subsystems and equipment[S]. USA: [s. n.], 2015.
- [10] KEITH A. EMC for the functional safety of automobiles -why EMC testing is insufficient, and what is necessary[C]//IEEE International Symposium on EMC. [S. l.]: IEEE, 2008.
- [11] LI Wei, WEI Guanghui, PAN Xiaodong, et al. Electromagnetic compatibility prediction method under the multifrequency in-band interference environment[J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2018, 60(2): 520-528.
- [12] KASHMOOLA M A, ALSALEEM M, ALSALEEM N, et al. Model of dynamics of the grouping states of radio electronic means in the problems of ensuring electromagnetic compatibility[J]. Eastern-European Journal of Enterprise Technologies, 2019, 6(9): 102.
- [13] 魏光辉,赵凯,任仕召.通信电台电磁辐射 2 阶互调低频阻塞效应与作用机理[J].电子与信息学报,2020,42(8):2059-2064.
WEI Guanghui, ZHAO Kai, REN Shizhao. Second order intermodulation LF blocking effect and mechanism for communication radio under electromagnetic radiation[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2020, 42(8): 2059-2064. (in Chinese)

(责任编辑:刘芳)