

卫星导航接收机三阶互调阻塞效应分析

赵宏泽, 魏光辉*, 杜雪, 郑建拥, 李媚

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

摘要: 为掌握卫星导航接收机电磁辐射效应规律, 以某型导航接收机为试验对象, 采用全电平辐照法对其进行单频连续波和带外双频电磁辐射三阶互调阻塞效应试验, 通过试验验证了三阶互调阻塞效应模型的准确性。结果表明, 受试导航接收机对工作频率频偏 $-4\sim 18$ MHz 范围内的单频电磁辐射较为敏感, 抗负频偏电磁干扰的能力远大于抗正频偏电磁干扰的能力; 带外双频三阶互调敏感场强显著低于相同频点的单频阻塞干扰场强, 最大差值可达 46 dB; 负频偏端三阶互调阻塞干扰因子峰值与正频偏端峰值之比高达 20 余倍, 敏感频偏范围宽 1 倍以上。

关键词: 导航接收机; 单频连续波; 电磁辐射; 阻塞效应; 三阶互调

中图分类号: TN 97

文献标志码: A

DOI:10.12305/j.issn.1001-506X.2022.04.32

Analysis of third-order intermodulation blocking effect for satellite navigation receiver

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

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

Abstract: In order to master the interference rule of satellite navigation receiver under electromagnetic radiation, a navigation receiver is taken as the experimental object, the full level irradiation method is used to carry out the electromagnetic radiation test of the single frequency continuous wave and the third-order intermodulation blocking effect test of the out-of-band dual-band electromagnetic radiation, the accuracy of the blocking effect model of third-order intermodulation is verified by experiments. The results show that the tested navigation receiver operating frequency in the range of $-4\sim 18$ MHz offset is more sensitive to single-frequency electromagnetic radiation. The ability to resist electromagnetic interference in negative frequency offset is much greater than that in positive frequency offset. The field intensity of the third-order intermodulation on the dual-band is significantly lower than the single frequency blocking interference field at the same frequency point, and the maximum difference is up to 46 dB. The ratio of the peak value of the third-order intermodulation blocking interference factor at the negative frequency deviation end to the peak value of the positive frequency deviation end is up to more than 20 times, and the sensitive frequency deviation range is more than twice the width of that of the positive frequency deviation end.

Keywords: navigation receiver; single frequency continuous wave; electromagnetic radiation; blocking effect; third-order intermodulation

0 引言

卫星导航接收机是通过同时接收多颗卫星信号以解算、获取导航、定位和授时信息参数的仪器设备^[1-2], 广泛应

用于舰船、飞机、导弹、无人侦查等装备。由于卫星导航信号的发射功率有限, 经过远距离传播、大气损耗后, 到达地面用户接收终端时已相当微弱(约 -130 dBm), 比接收机热噪声还要低 30 dB, 这使得导航接收机极易受到各种电磁辐

收稿日期:2021-03-31; 修回日期:2021-05-27; 网络优先出版日期:2021-09-28。

网络优先出版地址:https://kns.cnki.net/kcms/detail/11.2422.TN.20210928.0316.008.html

基金项目:十三五装备预研项目电磁环境适应性试验与评估技术(41409030301)资助课题

* 通讯作者。

引用格式: 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.

Reference format: ZHAO H Z, WEI G H, DU X, et al. Analysis of third-order intermodulation blocking effect for satellite navigation receiver[J]. Systems Engineering and Electronics, 2022, 44(4): 1336-1342.

射信号的干扰^[3-6],如何提高其抗电磁干扰的能力正成为各国研究的热点^[7-8]。未来信息化条件下的一体化联合作战,随着各种用频设备的增加以及发射机功率的提高,尤其是高功率微波武器的列装^[9-10],战场电磁环境呈现日趋恶化的态势^[11-14],使得导航接收机在更加复杂的电磁环境下更易发生失锁从而失去导航定位的功能。

当前对于导航接收机定位失锁的研究主要侧重于热噪声、高斯白噪声、窄带连续波、超宽带、匹配谱干扰等方面^[15-20]。文献[21-23]分析了带外电磁干扰对导航接收机性能造成的不利影响,但均未涉及带外多频电磁辐射互调导致的导航接收机定位失锁,特别是干扰能力最强的三阶互调信号造成的阻塞效应未能引起足够的重视。文献[24]提出复杂电磁环境中存在诸多不确定性因素,仅用传统的单源电磁兼容测试评估受试设备(equipment under test, EUT)的安全性是不够的,不同频率较低水平电磁波的同时辐射也会对 EUT 造成电磁干扰。文献[25-28]分别分析了在不同测试平台中开展多源电磁辐射试验用以研究互调电磁干扰的可行性,但后续研究进展和基于多源测试试验数据的建模评估方法鲜有报道。

本文以某型导航接收机为实验对象,在开展单频电磁辐射阻塞效应试验的基础上,系统研究了三阶互调阻塞效应机理、干扰试验方法,测试得出了该型导航接收机带外双频电磁辐射三阶互调阻塞干扰因子随辐射频偏变化的特性曲线,为开展卫星导航接收机以及其他用频装备复杂电磁环境下的效应评估奠定了基础。

1 单频电磁辐射阻塞效应试验

根据图1的试验配置采用全电平辐照法^[29]开展试验,通过试验观察确定该型导航接收机的最低定位要求星数为5颗。由于所用导航信号模拟器8号星稳定性差,播发后参与定位所需时间远大于其他星,为保证实验重复性,设定卫星信号模拟器播发的卫星数量为9颗,分别为1、2、3、4、5、6、7、9、10号星,且在后续的二阶互调阻塞干扰实验中仍将导航信号模拟器设为播发以上卫星。试验过程中,以施加电磁辐射干扰信号后30 s内导航接收机出现定位失锁的现象作为敏感判据,测定不同干扰频率下的临界干扰场强,得到某型导航接收机定位失锁现象随电磁辐射场强的变化规律。

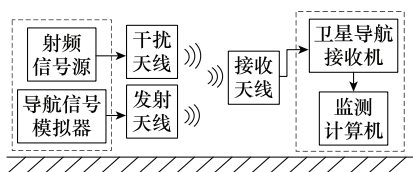


图1 单频连续波电磁辐射效应试验配置图

Fig. 1 Configuration diagram of single frequency continuous wave electromagnetic radiation effect test

发状态,将导航信号模拟器的卫星播发功率设定为-80 dBm。受试导航接收机在连续波电磁辐射持续过程中,采用变步长升降法^[30]调节射频信号源的输出功率,测定导航接收机出现定位失锁现象时对应的临界干扰场强,依据测试结果绘制受试导航接收机的单频阻塞临界干扰场强变化曲线如图2所示。

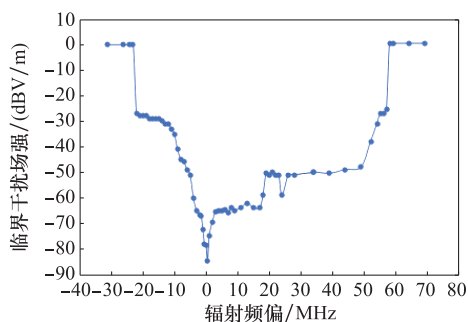


图2 导航接收机单频阻塞临界干扰场强变化曲线

Fig. 2 Variation curve of single frequency blockage critical interference field strength in navigation receiver

由图2可见,受试卫星导航接收机单频连续波电磁辐射阻塞干扰效应规律如下。

(1) 频偏为 ± 2 MHz之内时,导航接收机对电磁辐射最敏感,在这一敏感频段临界干扰场强随辐射频偏剧烈变化。

(2) 在辐射频偏2~18 MHz的范围内,受试导航接收机对电磁辐射也很敏感,其临界阻塞干扰场强在这一频段几乎不随辐射频偏变化。

(3) 在辐射频偏19~56 MHz的范围内,受试导航接收机的抗电磁干扰能力与辐射频偏2~18 MHz相比,明显上升了一个台阶,且随频偏变化不大。

(4) 当辐射频率低于工作频率时,随辐射频偏的降低,临界干扰场强几乎单调上升;受试导航接收机抗负频偏电磁干扰的能力远大于抗正频偏电磁干扰的能力。

(5) 在辐射频率低于工作频率23 MHz和高于工作频率57 MHz时,临界干扰场强迅速跃变到0 dBV/m以上,这可能是陷波天线发挥作用造成的。

2 带外双频三阶互调阻塞效应试验

2.1 三阶互调阻塞效应机理分析

根据场路耦合原理,信号在进入导航接收机前,会经过衰减。因此,假设到达导航接收机的干扰信号形式为

$$u_i(t) = A_1 E_1 \cos 2\pi f_1 t + A_2 E_2 \cos 2\pi f_2 t \quad (1)$$

式中: A_1 、 A_2 是与频率相关的系数,由设备自身特性决定; E_1 、 E_2 为干扰信号幅值。对于非线性电路,利用幂级数展开法展开,工程上为应用方便一般保留前4项,因而非线性电路输出信号可写为

$$u_o(t) \approx b_0 + b_1 u_i(t) + b_2 u_i^2(t) + b_3 u_i^3(t) \quad (2)$$

式中: $b_i(i=0,1,2,\dots)$ 为非线性系数,与非线性电路特性有关。

将多体制导航信号模拟器各卫星均设为相同功率的播

将叠加双频干扰信号式(1)代入式(2),可得到由于非线性产生的新频率分量: $\frac{1}{2}b_2A_1E_1A_2E_2\cos 2\pi(f_1+f_2)t+\frac{1}{2}b_2A_1E_1A_2E_2\cos 2\pi(f_1-f_2)t+\frac{3}{4}b_3A_1^2E_1^2A_2E_2\cos 2\pi\cdot(2f_1+f_2)t+\frac{3}{4}b_3A_1E_1A_2^2E_2^2\cos 2\pi(2f_2+f_1)t+\frac{3}{4}b_3A_1^2E_1^2A_2E_2\cos 2\pi(2f_1-f_2)t+\frac{3}{4}b_3A_1E_1A_2^2E_2^2\cos 2\pi(2f_2-f_1)t$ 。在该项中,由三阶互调产生的新频率分量为 $\cos 2\pi\cdot(2f_1\pm f_2)t,\cos 2\pi(2f_2\pm f_1)t$ 。由于天线接收频率范围的限制,以及导航接收机滤波电路的作用, $2f_1+f_2,2f_2+f_1$ 造成阻塞效应的可能很小。因而,仅考虑 $2f_1-f_2,2f_2-f_1$ 落入导航接收机敏感带宽内的情况。

2.2 三阶互调阻塞效应模型

经过前期的研究,魏光辉团队建立了三阶互调阻塞效应干扰模型。设 $2f_1-f_2$ 落入EUT敏感频带内,带外信号 f_1,f_2 的三阶互调信号^[31]可表示为
$$\varphi_3(2f_1-f_2)=D(f_0)S_1^2(f_1)S_2(f_2)\tag{3}$$
式中: $D(f_0)$ 是与EUT工频 f_0 有关的三阶互调非线性系数。

引入三阶互调阻塞干扰因子 α 的概念, α 取值越大,EUT在相应频点产生的非线性失真越严重、与其他频点联合产生三阶互调阻塞效应的概率越大^[31]。三阶互调阻塞干扰模型^[31]为

$$R(2f_1-f_2)=\alpha_1^2\alpha_2\frac{E_{00}}{E_{f0}}\left(\frac{E_1}{E_{10}}\right)^2\left(\frac{E_2}{E_{20}}\right)\tag{4}$$

式中: $E_{00},E_{f0},E_{10},E_{20}$ 分别代表工作频率和干扰频率 f_0,f_1,f_2 对应的单频阻塞临界干扰场强; E_1,E_2 代表双频阻塞临界干扰场强。

当 $R\geq 1$ 时出现三阶互调阻塞干扰,当 $R<1$ 时用频设备能够正常工作。

2.3 三阶互调阻塞效应试验方法

在此基础上,设计卫星导航接收机带外三阶互调阻塞效应试验方法,试验步骤如下。

步骤 1 如图 3 所示,搭建好带外双频三阶互调干扰辐射试验系统,确保卫星导航接收机在卫星信号模拟器播发状态下能够正常定位,并且在没有外加干扰时,各星载噪比稳定不变。

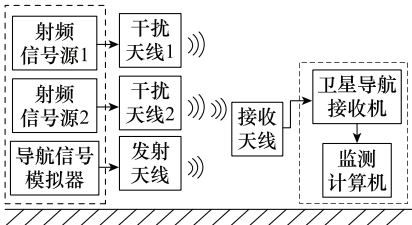


图 3 导航接收机三阶互调阻塞效应试验配置图

Fig. 3 Configuration diagram of blocking effect test for third-order intermodulation in navigation receivers

步骤 2 调整两套辐射发射系统的天线辐射方向与距离,使两信号源在同一输出功率下接收天线处的场强保持一致,同时保证接收天线处的场均匀性。

步骤 3 选择干扰频点,选择带外频点 $f_1=f_0\pm\Delta,f_2=f_0\pm4\Delta/3,f_3=f_0\pm2\Delta$ 为基础频点,由三阶互调阻塞效应机理可知,干扰信号频率经过相互调制后产生的新频率应落于导航接收机带内。假设EUT的敏感带宽为BW,则: $2f_1-f_2=f_0\pm2\Delta/3,2f_1-f_3=f_0,2f_2-f_3=f_0\pm2\Delta/3$ 均应落于带内,导航接收机的敏感频带为 $-6\sim20$ MHz,而且 $f_1=f_0\pm\Delta$ 要落于带外,因而有

$$\begin{cases} 0<\frac{2}{3}\Delta<BW \\ \Delta>BW \end{cases}\tag{5}$$

因导航信号在负频偏端和正频偏端的敏感带宽不同,故需要分别确定基础频点。在外推频点的选择上,为减小试验误差,需令外推频点分别与基础频点互调后产生的新频率等于导航信号工作频率或在工作频率附近。测试所选频点与中心频点处的单频敏感度。

步骤 4 基础频点三阶互调临界阻塞效应试验:由于三阶互调干扰产生的带内频率对接收机造成阻塞所需能量相比带外单频临界干扰阈值小的多,因此在基础频点单频敏感度基础上,将输出功率下调 30 dB 以上,之后按变步长升降法同时调整两台信号源的输出,直至受试导航接收机达到临界干扰状态^[30]。

步骤 5 改变干扰信号输出功率组合,再保持一个干扰信号输出功率不变,调整另一个,得到多次三阶互调阻塞干扰测试结果。

2.4 导航接收机带外三阶互调阻塞干扰因子测定

2.4.1 正频偏端基础频点三阶互调阻塞干扰因子

选择正频偏端的带外基础频点为 $f_1=f_0+\Delta,f_2=f_0+4\Delta/3,f_3=f_0+2\Delta$,取 $\Delta=27$ MHz,则上述频点两两作用产生的三阶互调频率均落于敏感频带内,满足频点选择要求。

正频偏端基础频点三阶互调阻塞干扰测试结果如表 1 所示,三阶互调阻塞干扰因子计算结果如表 2 所示。

表 1 正频偏端基础频点三阶互调阻塞干扰测试结果

Table 1 Test results of third-order intermodulation blocking interference at fundamental frequency point of positive frequency offset end

$E_{00}/E_{f0}/\text{dB}$	分组	$E_i/E_{i0}/\text{dB}$		
	$\Delta f_i/\text{MHz}$	1	2	3
-16.5	$\Delta f_1=27$	-0.5	-1.5	-0.5
	$\Delta f_2=36$	-1.5	-0.5	-1.0
	$\Delta f_3=54$	-3.5	-1.5	-3.0
0	$\Delta f_1=27$	-15.5	-20.5	-17.0
	$\Delta f_2=36$	-1.0	-1.5	-0.5
	$\Delta f_3=54$	-13	-12	-14

表 2 正频偏端三阶互调阻塞干扰因子计算结果

Table 2 Calculation results of third-order intermodulation blocking interference factors at positive frequency offset end

序号	频偏 $\Delta f_i/\text{MHz}$		
	27	36	54
1	4.75	9	13.5
2	4.17	9.67	12.17
3	5.33	9.33	12.83
平均值	4.75	9.33	12.83

2.4.2 正频偏端外推频点的三阶互调阻塞干扰因子

为尽量降低外推过程中的累计误差,首先选择以上 3 个基础频点与工作频点频差的二倍处进行试验。令两个干扰信号的三阶互调新频率正好落于工作频点之上。因此,外推的频偏选择 72 MHz 和 108 MHz,分别与 36 MHz 和 54 MHz 进行三阶互调临界阻塞干扰试验,确定频偏 72 MHz 和 108 MHz 对应的三阶互调阻塞干扰因子。在已知以上 5 个频偏对应的三阶互调阻塞干扰因子的基础上,进行内插或外推频点选择,因为频偏 108 MHz 处的互调阻塞因子已经接近于 1。说明此处三阶互调阻塞效应已经很小,故只需在 0~108 MHz 内选择内插或外推频点,内插或外推试验频点分别与已测频点对应的干扰频率进行三阶互调临界阻塞干扰试验,试验方法同上,每组试验需选用不同的功率组合,试验结果如表 3 所示,阻塞干扰因子如表 4 所示。

表 3 正频偏端三阶互调阻塞干扰试验结果

Table 3 Test results of third-order intermodulation blocking interference at positive frequency offset end

$E_{00}/E_{f0}/\text{dB}$	分组	$E_i/E_{i0}/\text{dB}$		
	$\Delta f_i/\text{MHz}$	1	2	3
0	$\Delta f_3=36$	-1.0	-2.0	-3.0
	$\Delta f_4=72$	-25.5	-23.5	-22.5
0	$\Delta f_3=54$	-1.5	-2.5	-3.5
	$\Delta f_4=108$	-22.5	-20.5	-19.5
-6.5	$\Delta f_3=27$	-6.5	-3.0	-1.5
	$\Delta f_4=18$	-1.0	-2.0	-3.0
-8.5	$\Delta f_3=27$	-3.0	-4.5	-5.5
	$\Delta f_4=45$	-5.0	-1.0	-0.5
-10.5	$\Delta f_3=27$	-2.5	-1.5	-3.5
	$\Delta f_4=51$	-4.5	-5.5	-2.0
-9.0	$\Delta f_3=36$	-1.0	-2.0	-3.0
	$\Delta f_4=60$	-32.5	-31.5	-27.5
-9.0	$\Delta f_3=36$	-8.0	-10.0	-9.0
	$\Delta f_4=66$	-12.5	-10.5	-11.5
-10.0	$\Delta f_3=45$	-5.0	-7.0	-6.0
	$\Delta f_4=81$	-6.5	-4.5	-5.5
-9.0	$\Delta f_3=54$	-2.5	-3.5	-4.5
	$\Delta f_4=93$	-16.0	-14.0	-12.0
-11.0	$\Delta f_3=36$	-10.0	-11.0	-12.0
	$\Delta f_4=57$	-5.0	-4.0	-2.5
-10.0	$\Delta f_3=36$	-3.0	-6.0	-8.0
	$\Delta f_4=69$	-16.5	-11.5	-9.5

表 4 其他正频偏端三阶互调阻塞干扰因子计算结果

Table 4 Calculation results of third-order intermodulation blocking interference factors at other positive frequency offset ends

阻塞因子	频偏 $\Delta f_i/\text{MHz}$					
	18	45	51	57	60	66
平均值	1.72	3.10	3.16	8.10	17.46	10.00
最大值	1.80	3.35	3.35	8.26	19.59	11.67
最小值	1.65	2.82	2.99	7.36	15.56	8.75

阻塞因子	频偏 $\Delta f_i/\text{MHz}$				
	69	72	81	93	108
平均值	5.73	2.87	2.47	1.65	1.02
最大值	6.95	3.10	2.77	1.65	1.10
最小值	4.92	2.77	2.20	1.65	0.98

根据表 2 和表 4 中的三阶互调阻塞干扰因子的计算结果,描绘正频偏端三阶互调阻塞干扰因子随频偏的变化曲线如图 4 所示。

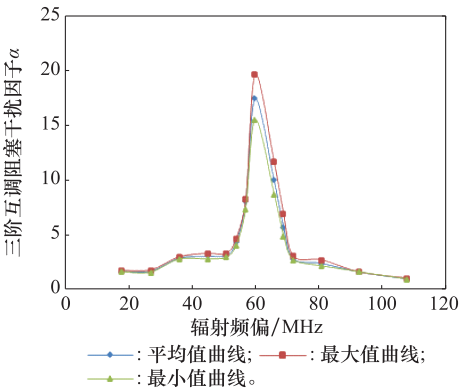


图 4 受试导航接收机三阶互调阻塞干扰因子随正辐射频偏变化曲线

Fig. 4 Curve of third-order intermodulation blocking interference factor with positive radiation frequency offset in tested navigation receiver

图 4 中同时给出了三阶互调阻塞干扰因子的最大值、最小值和均值曲线。由此可见,在该型导航接收机正频偏端辐射频偏为 60 Hz 时三阶互调阻塞干扰因子达到最大,三阶互调阻塞干扰最为严重,辐射频偏处于 36~72 MHz 范围时,三阶互调阻塞干扰不容忽视。

2.4.3 负频偏端基础频点三阶互调阻塞干扰因子

与正频偏端选择基础频点的方法类似,选择负频偏端的基础频点为 $f_1=f_0-\Delta$ 、 $f_2=f_0-4\Delta/3$ 、 $f_3=f_0-2\Delta$,因为负频偏端单频阻塞临界干扰敏感频段较窄,故取 $\Delta=9\text{ MHz}$,负频偏端基础频点三阶互调阻塞干扰测试结果如表 5 所示,三阶互调阻塞干扰因子如表 6 所示。

2.4.4 负频偏端外推频点三阶互调阻塞干扰因子

与正频偏端选择外推频点的方法类似,选择-24 MHz、-36 MHz、-48 MHz、-72 MHz 和-96 MHz 处对应的频率。在上述 8 个频点的基础上内插或外推其他试验频点,依据试验结果变化情况使三阶互调阻塞干扰因子变化直至接近于 1,外推或内插试验频点分别与已测频点对应的干

扰频率进行三阶互调临界阻塞干扰试验,试验方法同上,每组试验需选用不同的功率组合,试验结果如表 7 所示,三阶互调阻塞干扰因子如表 8 所示。

表 5 负频偏端基础频点三阶互调阻塞干扰测试结果
Table 5 Test results of third-order intermodulation blocking interference at negative frequency offset end basic frequency point

$E_{00}/E_{f0}/\text{dB}$	分组	$E_i/E_{i0}/\text{dB}$		
	$\Delta f_i/\text{MHz}$	1	2	3
	$\Delta f_1=-9$	-9.0	-7.0	-8.0
-28.0	$\Delta f_2=-12$	-9.0	-16.0	-12.0
	$\Delta f_1=-9$	-17.0	-15.0	-13.0
0	$\Delta f_3=-18$	-18.0	-24.0	-30.0
	$\Delta f_2=-12$	-11.0	-7.0	-9.0
-28.0	$\Delta f_3=-18$	-22.0	-26.0	-24.0

表 6 负频偏端三阶互调阻塞干扰因子计算结果
Table 6 Calculation results of third-order intermodulation blocking interference factor at negative frequency offset

序号	频偏 $\Delta f_i/\text{MHz}$		
	-9	-12	-18
1	5.62	17.78	12.59
2	7.08	15.85	10.00
3	6.55	14.67	14.67
平均值	6.39	16.05	12.27

表 7 负频偏端三阶互调阻塞干扰试验结果
Table 7 Test results of third-order intermodulation blocking interference at negative frequency offset end

$E_{00}/E_{f0}/\text{dB}$	分组	$E_i/E_{i0}/\text{dB}$		
	$\Delta f_i/\text{MHz}$	1	2	3
	$\Delta f_3=-12$	-20.0	-14.0	-22.0
0	$\Delta f_4=-24$	-39.0	-49.0	-33.0
	$\Delta f_3=-18$	-17.0	-20.0	-15.0
0	$\Delta f_4=-36$	-50.0	-45.0	-55.0
	$\Delta f_3=-24$	-29.0	-33.0	-35.0
0	$\Delta f_4=-48$	-44.0	-36.0	-33.0
	$\Delta f_3=-36$	-45.0	-49.0	-41.0
0	$\Delta f_4=-72$	-35.0	-27.0	-41.0
	$\Delta f_3=-48$	-40.0	-44.0	-48.0
0	$\Delta f_4=-96$	-39.0	-32.0	-25.0
	$\Delta f_3=-18$	-8.0	-9.0	-11.0
-30	$\Delta f_4=-30$	-41.0	-40.0	-38.0
	$\Delta f_3=-30$	-47.0	-50.0	-44.0
0	$\Delta f_4=-60$	-46.0	-42.0	-53.0
	$\Delta f_3=-36$	-40.0	-44.0	-38.0
-10	$\Delta f_4=-84$	-34.0	-26.0	-36.0
	$\Delta f_3=-30$	-37.0	-40.0	-34.0
-30	$\Delta f_4=-54$	-37.0	-31.0	-42.0
	$\Delta f_3=-54$	-25.0	-23.0	-27.0
-28	$\Delta f_4=-102$	-25.0	-33.0	-23.0

表 8 其他负频偏端三阶互调阻塞干扰因子计算结果
Table 8 Calculation results of third-order intermodulation blocking interference factors at other negative frequency offset ends

阻塞因子	频偏 $\Delta f_i/\text{MHz}$				
	-24	-30	-36	-48	-54
平均值	29.68	173.18	113.63	148.42	360.16
最大值	34.59	209.89	118.03	160.32	374.11
最小值	27.48	148.59	105.20	142.89	333.43

阻塞因子	频偏 $\Delta f_i/\text{MHz}$				
	-60	-72	-84	-96	-102
平均值	374.11	127.50	113.63	45.39	1.37
最大值	419.76	137.72	122.74	50.93	1.73
最小值	333.43	109.40	97.50	40.46	1.09

根据表 6 和表 8 中的测试计算结果,绘制受试导航接收机负频偏端三阶互调阻塞干扰因子随频偏的变化曲线如图 5 所示。

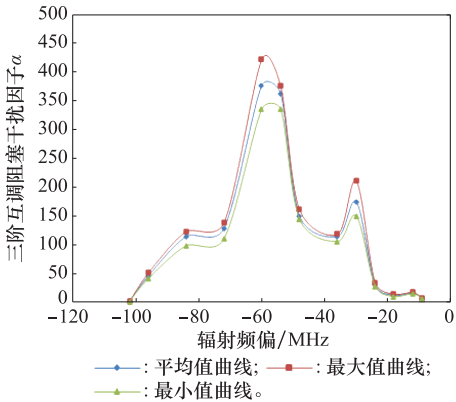


图 5 受试导航接收机三阶互调阻塞干扰因子随负辐射频偏变化曲线
Fig. 5 Curve of third-order intermodulation blocking interference factor with negative radiation frequency offset in tested navigation receiver

图 5 中给出了负频偏端三阶互调阻塞干扰因子均值、最大值和最小值 3 条曲线,可以看出测试误差范围。由此可得出受试导航接收机在负频偏端随辐射频偏的增加,三阶互调阻塞干扰因子波动上升,在频偏为 -60 MHz 附近达到最大值,频偏大于 96 MHz 后,三阶互调阻塞干扰因子随频偏增加而迅速减小,频偏大于 102 MHz 后,可不再考虑三阶互调效应。通过与图 4 的对比,可得出受试导航接收机在正负频偏为 50~70 MHz 均明显波动,在正负频偏为 60 MHz 附近均达到最大值,但负频偏三阶互调阻塞效应显著强于正频偏端,负频偏对应的三阶互调阻塞干扰因子比正频偏端要高 20 余倍,敏感频偏范围也要宽 1 倍以上。

2.5 导航接收机三阶互调阻塞干扰因子试验验证

利用受试导航接收机在卫星信号模拟器发射功率为 -80 dBm 时测试确定的三阶互调阻塞干扰因子均值,将卫星信号模拟器发射功率设为 -100 dBm,并调整发射天线的位置,选择容易出现较大误差的典型频点组合进行三阶

互调阻塞效应临界干扰场强测量,代入测试结果可得到三阶互调阻塞效应指数 R 如表 9 所示。

表 9 三阶互调阻塞效应指数计算结果

Table 9 Calculation results of third-order intermodulation blocking effect index

$E_{00}/E_{f0}/\text{dB}$	分组	$E_i/E_{i0}/\text{dB}$		
	$\Delta f_i/\text{MHz}$	1	2	3
-16.5	$\Delta f_2=36$	-1.0	-0.5	-1.5
	$\Delta f_1=27$	-1.0	-1.5	-0.5
	R	0.93	0.87	0.98
-9.0	$\Delta f_2=60$	-28.5	-23.5	-26.5
	$\Delta f_1=36$	-3.0	-6.0	-4.0
	R	1.00	0.89	1.00
-7.0	$\Delta f_2=66$	-15.0	-10.0	-8.0
	$\Delta f_1=36$	-7.0	-10.0	-12.0
	R	1.34	1.19	0.95
-27.0	$\Delta f_2=-30$	-37.0	-38.0	-39.0
	$\Delta f_1=-18$	-13.0	-12.0	-11.0
	R	1.12	1.25	1.40
0	$\Delta f_2=-60$	-56.0	-49.0	-44.0
	$\Delta f_1=-30$	-42.0	-45.0	-48.0
	R	1.17	1.31	1.17
0	$\Delta f_2=-72$	-40.0	-36.0	-30.0
	$\Delta f_1=-36$	-39.0	-42.0	-45.0
	R	1.28	1.28	1.28

上述试验分别在频偏 27 MHz、36 MHz、60 MHz、-18 MHz、-30 MHz、-36 MHz、-60 MHz 和 -72 MHz 进行了试验验证,包含基础频点、三阶互调阻塞干扰因子曲线最大变化率频段附近的频点和干扰因子峰值点邻近频点,三阶互调阻塞效应指数 R 在 0.87~1.40 之间变化,评估误差小于 3.0 dB,说明三阶互调阻塞干扰因子曲线能够较为准确地反映受试导航接收机三阶互调阻塞效应规律,验证了三阶互调阻塞效应机理分析的正确性。

3 结 论

本文针对某型卫星导航接收机为试验对象,通过开展电磁辐照试验,对受试导航接收机单频连续波和带外双频三阶互调阻塞效应规律展开研究,主要结论如下。

(1) 受试导航接收机单频阻塞临界干扰场强在工作频率±2 MHz 范围内最为敏感,在频偏 2~18 MHz 和 19~56 MHz 的范围内均出现临界干扰场强几乎不随频偏变化的平台,在低于工作频率和高于工作频率 50 MHz 时,临界干扰场强随辐射频偏的增大而快速升高,在辐射频率低于工作频率 23 MHz 和高于工作频率 57 MHz 时,临界干扰场强迅速跃变到 0 dBV/m 以上。

(2) 通过三阶互调阻塞效应试验测试结果分析了某型导航接收机的三阶互调阻塞效应规律。研究发现该型导航接收机三阶互调阻塞干扰因子在正负频偏端随辐射频偏的增大均呈现先增加后减小的现象,但负频偏端对应的三阶互调阻塞干扰因子峰值比正频偏端峰值之比高达 20 余倍,

敏感频偏范围也要宽 1 倍以上。

(3) 改变试验条件进行试验验证,得到该型导航接收机三阶互调阻塞干扰因子变化曲线拟合度较好,评估误差在 3 dB 内,能够较为准确地反映其三阶互调阻塞效应随辐射频偏变化的敏感程度,也验证了三阶互调阻塞效应机理分析的正确性。

参考文献

[1] 蒋治宇,郭承军. 卫星导航与 5G 技术应用的研究[C]//第九届 中国卫星导航学术年会,2018: 15-19.
JIANG Z Y, GUO C J. Research on the application of satellite navigation and 5G technology[C]//Proc. of the 9th China Satellite Navigation Academic Annual Conference, 2018: 15-19.

[2] ELLIOTT D, CHRISTOPHER J. Understanding GPS: principles and applications[M]. London: Artech House Incorporation, 2006: 194-198.

[3] 范宇清,程二威,魏明,等. 卫星导航接收机电磁环境效应研究综述[J]. 飞航导弹,2019,49(12): 49-54.
FAN Y Q, CHENG E W, WEI M, et al. Summary of electromagnetic environmental effects of satellite navigation receivers[J]. Aerodynamic Missile Journal, 2019, 49(12): 49-54.

[4] BEK M K, SHAHEEN E M, ELGAMEL S A. Classification and mathematical expression of different interference signals on a GPS receiver[J]. Journal of the Institute of Navigation, 2015, 62(1): 23-37.

[5] JANG J, PAONNI M, EISSFELLER B. CW interference effects on tracking performance of GNSS receivers[J]. IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems, 2012, 48(1): 243-258.

[6] QU B, WEI J L, TANG Z P, et al. Analysis of combined effects of multipath and CW interference on coherent delay lock loop[J]. Wireless Personal Communications, 2014, 77(3): 2213-2233.

[7] YANG Y H, BA X H, CHEN J. A novel VLSI architecture for multi-constellation and multi-frequency GNSS acquisition engine[J]. IEEE Access, 2019, 7: 655-665.

[8] AGHADADASHFAM M, MOSAVI M R, REZAEI M J. A new post-correlation anti-jamming technique for GPS receivers[J]. GPS Solutions, 2020, 24(4): 89-105.

[9] JIANG Y L, ZHA H, SHI J R, et al. A compact x-band microwave pulse compressor using a corrugated cylindrical cavity[J]. IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, 2021, 69(3): 1586-1593.

[10] SEIFI Z, GHORBANI A, ABDIPOUR A. Analysis and experimental study of radiative microwave pulses effects on the non-linear performance of a low-noise amplifier[J]. IEEE Trans. on Plasma Science, 2021, 49(3): 1105-1114.

[11] ZHANG D X, ZHOU X, CHENG E W, et al. Investigation on effects of HPM pulse on UAV's datalink[J]. IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, 2020, 62(3): 829-839.

[12] ZHANG D X, CHENG E W, WAN H J, et al. Prediction of electromagnetic compatibility for dynamic datalink of UAV[J]. IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, 2019, 61(5): 1474-1482.

- [13] LI W, WEI G H, PAN X D, et al. Electromagnetic compatibility prediction method under the multifrequency in-band interference environment[J]. IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, 2018, 60(2): 520–528.
- [14] HU D Z, WEI G H, PAN X D, et al. Investigation of the radiation immunity testing method in reverberation chambers[J]. IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, 2017, 59(6): 1791–1797.
- [15] 张庆龙, 程二威, 王玉明, 等. 无人机卫星导航系统的电磁干扰效应规律研究[J]. 系统工程与电子技术, 2020, 42(12): 2684–2691.
- ZHANG Q L, CHENG E W, WANG Y M, et al. Research on the electromagnetic interference effect of UAV satellite navigation system[J]. Systems Engineering and Electronics, 2020, 42(12): 2684–2691.
- [16] BAEK J, YOO S, KIM S. Jamming effect analysis of two Chinese GNSS Beidou-II civil signals[J]. International Journal of Electrical and Computer Engineering, 2012, 2(6): 840–845.
- [17] MANSSON D, THOTTAPILLIL R, NILSSON T. Susceptibility of civilian GPS receivers to electromagnetic radiation[C]//Proc. of the IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, 2008: 434–437.
- [18] BALAEI A T, DEMPSTER A G, PRESTI L L. Characterization of the effects of CW and pulse CW interference on the GPS signal quality[J]. IEEE Trans. on Aerospace & Electronic Systems, 2009, 45(4): 1418–1431.
- [19] BETZ J W, KOLODZIEJSKI K R. Generalized theory of code tracking with an early-late discriminator Part I: lower bound and coherent processing[J]. IEEE Trans. on Aerospace & Electronic Systems, 2009, 45(4): 1538–1556.
- [20] KARAIM M, ELGHAMRAWY H, TAMAZIN M, et al. Investigation of the effects of white Gaussian noise jamming on commercial GNSS receivers[C]//Proc. of the International Conference on Computer Engineering & Systems, 2017: 468–472.
- [21] HEGARTY C J, BOBYN D, GRABOWSKI J, et al. An overview of the effects of out-of-band interference on GNSS receivers[J]. Journal of the Institute of Navigation, 2020, 67(1): 143–161.
- [22] NOVAK A, SEDLACKOVA A N, STELMACH A, et al. Safety implications of GNSS signal interference at Zilina Airport[J]. Operation and Economics in Transport, 2020, 22(3): 40–48.
- [23] BARRAK R, OTHMAN A, ABIB G I, et al. Design of a tunable anti-aliasing filter for multistandard RF subsampling GNSS receivers[J]. IEEE Trans. on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2019, 66(2): 207–211.
- [24] 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.
- [25] DUFFY A, ORLANDI A, NISANGHI H, et al. Signal integrity testing using multiple out-of-band sources in a reverberation chamber[C]//Proc. of the IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, 2008.
- [26] DUFFY A, ORLANDI A, ARMSTRONG K. Preliminary study of a reverberation chamber method for multiple-source testing using intermodulation[J]. IET Science, Measurement and Technology, 2010, 4(1): 21–27.
- [27] MARDIGUIAN M. Combined effects of several, simultaneous, EMI couplings[C]//Proc. of the IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, 2000: 181–184.
- [28] CHANG W T, KUEI J T, LAI S H. Electromagnetic intermodulation interference using quartz oscillators[C]//Proc. of the IEEE International Frequency Control Symposium, 2014.
- [29] GJB 8848—2016. 系统电磁环境效应试验方法[S]. 北京: 国家军用标准出版发行部, 2016.
- GJB 8848—2016. Electromagnetic environmental effects test methods for systems[S]. Beijing: Military Standard Press, 2016.
- [30] 魏光辉, 潘晓东, 万浩江. 装备电磁辐射效应规律与作用机理[M]. 北京: 国防工业出版社, 2018.
- WEI G H, PAN X D, WAN H J. Feature and mechanism of electromagnetic radiation effects for equipment[M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2018.
- [31] 魏光辉, 杜雪, 王雅平. 用频设备带外多频电磁辐射三阶互调阻塞效应测试与建模评估方法[J]. 电子学报, 2021, 49(6): 1094–1100.
- WEI G H, DU X, WANG Y P. Testing and modeling evaluation method of third-order intermodulation blocking effect by outband multifrequency electromagnetic radiation for spectrum-dependent equipment [J]. Acta Electronica Sinica, 2021, 49(6): 1094–1100.

作者简介

赵宏泽(1998—),男,博士研究生,主要研究方向为电磁环境效应试验评估技术。

魏光辉(1964—),男,教授,硕士,主要研究方向为静电与电磁防护技术、电磁环境效应试验评估技术。

杜雪(1991—),女,博士研究生,主要研究方向为电磁环境效应试验评估技术。

郑建拥(1994—),男,博士研究生,主要研究方向为电磁环境效应试验评估技术。

李媚(1980—),女,副教授,博士研究生,主要研究方向为电磁环境效应试验评估技术。