

# 导航接收机跟踪环路电磁干扰的预测方法研究

张庆龙<sup>①②</sup> 王玉明<sup>①</sup> 程二威<sup>①</sup> 陈亚洲<sup>\*①</sup> 马立云<sup>①</sup> 张喆<sup>②</sup>

<sup>①</sup>(陆军工程大学石家庄校区电磁环境效应国防重点实验室 石家庄 050003)

<sup>②</sup>(海军航空大学第二飞行训练基地 长治 046000)

**摘要:** 针对复杂战场电磁环境下, 导航接收机因电磁干扰而引起内部卫星跟踪丢失的现象, 该文研究了导航接收机跟踪环路在面临带内和带外双频干扰时的效应预测模型。通过对接收机射频前端的阻塞机理分析, 以矢量分析的方法推导了射频前端信号的增益公式, 并结合接收机跟踪环路相关处理的过程, 得到了带外和带内双频干扰下的效应预测模型。之后以载噪比门限值为失锁判据, 开展了双频干扰效应试验, 试验结果表明上述模型能够对接收机内部卫星跟踪的状态进行预测, 预测误差小于 $\pm 1$  dB, 且对于窄带和宽带干扰信号同样适用。

**关键词:** 卫星导航接收机; 带外和带内双频; 预测模型; 载噪比门限值

中图分类号: TN97

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2021)12-3656-06

DOI: 10.11999/JEIT200895

## Investigation on Prediction Method of Electromagnetic Interference in the Tracking Loop of Navigation Receiver

ZHANG Qinglong<sup>①②</sup> WANG Yuming<sup>①</sup> CHENG Erwei<sup>①</sup> CHEN Yazhou<sup>①</sup>

MA Liyun<sup>①</sup> ZHANG Zhe<sup>②</sup>

<sup>①</sup>(National Key Laboratory of Electromagnetic Environment Effects, Army Engineering University Shijiazhuang Campus, Shijiazhuang 050003, China)

<sup>②</sup>(The Second Flight Training Base, Naval Aeronautical University, Changzhi 046000, China)

**Abstract:** In view of the phenomenon that the navigation receiver loses tracking of the satellites due to ElectroMagnetic Interference (EMI) in the complex battlefield electromagnetic environment, the effect prediction model of the navigation receiver's tracking loop, when facing in-band and out-of-band dual-frequency interference is studied. Through the analysis of the blocking mechanism of the receiver's RF (Radio Frequency) front-end, the gain formula of the RF front-end signal is deduced by the method of vector analysis, and combined with the relevant processing of the receiver, the effect prediction model under out-of-band and in-band dual-frequency interference is obtained. Then, by using the Carrier-to-Noise ratio ( $C/N_0$ ) threshold as the criterion for loss of lock, a dual-frequency interference effect experiment is carried out. The experiment results show that the above model can predict the state of satellite tracking inside the receiver, whose prediction error is less than  $\pm 1$  dB, and it is equally applicable to narrowband and wideband interference signals.

**Key words:** Satellite navigation receiver; In-band and out-of-band dual-frequency; Effect prediction model; Carrier-to-Noise ratio ( $C/N_0$ ) threshold

### 1 引言

现代战争中, 各种大功率用频装备日趋增多, 空间辐射信号多种多样, 战场电磁环境也变得越来越复杂, 这使得用频装备工作的环境内既有敌方有意的干扰, 也有友方无意的干扰, 这对用频装备的性能造成了巨大威胁<sup>[1,2]</sup>。无人机作为现代高科技战争的代表, 是当前国防建设的一个焦点<sup>[3]</sup>, 在战

争中具有重要的作用, 卫星导航系统作为无人机的“眼睛”, 其性能影响着无人机的完好性和任务完成率。

不同的电磁干扰作用于导航接收机时, 对导航接收机造成的影响不同。带外干扰一般影响的是导航接收机射频前端的性能, 当带外大信号进入接收机后, 由于接收机射频前端滤波器的选频能力有限, 会使得干扰信号影响到其内部的敏感电子器件。当干扰信号的功率超出了敏感电子器件的动态范围时就会引起接收机的灵敏度下降, 使其工作

在截止或饱和的区域，致使射频前端卫星信号的增益下降，若导航信号功率不再满足接收机的跟踪灵敏度，会导致接收机对某颗卫星的跟踪丢失，形成射频前端的阻塞干扰<sup>[4,5]</sup>；当带内干扰信号作用于接收机时，由于带内干扰信号以较低的功率就可以造成卫星的跟踪丢失，所以射频前端的非线性并不是很突出，此时干扰信号主要对接收机模数转换器(Analog to Digital Converter, ADC)之后的相关处理影响较大，文献[6]以等效载噪比为北斗信号接收性能的评估指标，研究了带内干扰对北斗信号接收性能的影响。文献[7-9]以相关处理的过程入手，推导了在不同样式带内干扰的影响下，接收机相关处理后等效载噪比的数学公式。文献[10,11]通过MATLAB仿真手段，以等效载噪比为评价标准，研究了带内不同干扰对相关处理的影响。文献[12,13]研究了连续波干扰对导航接收机载波跟踪精度和码跟踪精度的影响。但这些研究并没有关注带外和带内干扰同时作用下导航接收机的效应规律，由于无人机在抵临敌前方阵地时，导航接收机会同时面对带内和带外的干扰，因此研究带外和带内干扰同时作用于导航接收机的干扰效应预测方法，有助于提升无人机在复杂电磁环境下的电磁安全性能。

## 2 导航接收机带内带外双频干扰预测模型

### 2.1 带内单频干扰下的载噪比

当导航接收机面临的干扰信号为带内干扰时，由于带内干扰信号功率较低，射频前端的非线性现象并不明显，此时天线接收信号为

$$r(t) = s(t) + n(t) + J_1(t) \quad (1)$$

其中， $s(t)$ 为天线接收的导航信号功率， $J_1(t)$ 为带内干扰信号功率， $n(t)$ 为环境的噪声基底和接收机内部器件噪声的总和。在此干扰下，导航信号解扩后的载噪比 $C/N_0$ 如式(2)所示。

$$C/N_0 = \frac{K_{RF} K_s P_s}{N_0 + K_{RF} K_{J1} P_{J1}} \quad (2)$$

其中， $C/N_0$ 为载噪比； $P_s$ 和 $P_{J1}$ 为导航信号和干扰信号功率； $K_s$ 为导航信号的处理增益，其与相干积分时间、导航信号带宽等参数有关； $K_{J1}$ 为干扰信号的处理增益，其与相干积分时间、干扰信号带宽、导航信号线谱和频率等因素有关； $K_{RF}$ 为信号的射频前端增益； $N_0$ 为单位Hz内的噪声功率，其与噪声温度有关。

### 2.2 带外单频干扰下的载噪比

当导航接收机面临的干扰信号为带外干扰时，由于大信号的进入，造成接收机射频前端的突变非线性问题，可以由限幅器机理<sup>[14]</sup>进行说明。此时天线接收信号为<sup>[15]</sup>

$$r(t) = s(t) + n(t) + J_2(t) \quad (3)$$

其中， $s(t)$ 为天线接收的导航信号功率， $J_2(t)$ 为带外干扰信号功率， $n(t)$ 为环境的噪声基底和接收机内部器件噪声的总和。

由于噪声信号的功率远低于干扰信号功率，信号 $g(t)$ 的特征主要取决于干扰信号 $J_2(t)$ ，为了便于后续的公式推导，忽略噪声 $n(t)$ 的影响。

$$r(t) = s(t) + g(t) \quad (4)$$

其中， $g(t) = J_2(t) + n(t) \approx J_2(t)$ 。

假设有用信号 $s(t)$ 和干扰信号 $J_2(t)$ 的表达式如式(5)所示

$$\left. \begin{aligned} s(t) &= \sqrt{2P_s} \cos(2\pi f_s t) = U_s \cos(2\pi f_s t) \\ J_2(t) &= \sqrt{2P_{J2}} \cos(2\pi f_{J2} t) = U_{J2} \cos(2\pi f_{J2} t) \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

其中， $P_{J2}$ 为带外干扰信号功率， $f_s$ 为导航信号频率， $f_{J2}$ 为干扰信号频率， $U_s$ 为导航信号幅度， $U_{J2}$ 为干扰信号的幅度。则 $r(t)$ 可以表示为

$$r(t) = U_s \cos(2\pi f_s t) + U_{J2} \cos(2\pi f_{J2} t) \quad (6)$$

由于接收机射频前端滤波器对带外信号的选频作用，实际信号到达敏感器件时可表示为

$$r(t) = A_s U_s \cos(2\pi f_s t) + A_{J2} U_{J2} \cos(2\pi f_{J2} t) \quad (7)$$

其中， $A_s$ 和 $A_{J2}$ 为滤波器对导航信号和干扰信号的选频系数。当带外大信号进入接收机射频前端时， $A_s U_s / A_{J2} U_{J2} = \alpha \ll 1$ ，信号频率之间的关系如式(8)所示

$$|f_s - f_{J2}| = f_d \ll f_s, f_{J2} \quad (8)$$

其中， $f_d$ 为有用信号和干扰信号频率之差的绝对值。

假设 $f_s > f_{J2}$ ，即存在

$$f_s = f_d + f_{J2} \quad (9)$$

根据图1所示的信号合成图，可以计算得到合成信号 $r(t)$

$$\begin{aligned} r(t) &= R(t) \cos(2\pi f_{J2} t + \theta) \\ &= R(t) \cos[2\pi(f_s - f_d)t + \theta] \end{aligned} \quad (10)$$

其中

$$\begin{aligned} \theta &= \arctan \frac{A_s U_s \sin 2\pi f_d t}{A_{J2} U_{J2} + A_s U_s \cos 2\pi f_d t} \\ &= \arctan \frac{\alpha A_{J2} U_{J2} \sin 2\pi f_d t}{A_{J2} U_{J2} + \alpha A_{J2} U_{J2} \cos 2\pi f_d t} \\ &\approx \alpha \sin 2\pi f_d t \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} R(t) &= [(A_s U_s \sin 2\pi f_d t)^2 \\ &\quad + (A_s U_s \cos 2\pi f_d t + A_{J2} U_{J2})^2]^{1/2} \\ &= A_{J2} U_{J2} \sqrt{1 + \alpha^2 + 2\alpha \cos 2\pi f_d t} \\ &\approx A_{J2} U_{J2} (1 + \alpha \cos 2\pi f_d t) \end{aligned} \quad (12)$$

设限幅幅值为 $U_X$ ，当 $A_s U_s + A_{J2} U_{J2} < U_X$ 时，

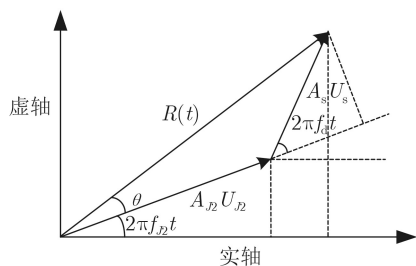


图1 带外单频干扰的矢量图

输出信号幅值为  $K_0 A_{J2} U_{J2} (1 + \alpha \cos 2\pi f_d t)$ 。当  $A_s U_s + A_{J2} U_{J2} > U_X$  时, 输出信号幅值为  $U_X$ , 输出信号为

$$\begin{aligned} r'(t) &= U_X \cos(2\pi f_{J2} t + \alpha \sin 2\pi f_d t) \\ &= U_X [\cos(2\pi f_{J2} t) \cos(\alpha \sin 2\pi f_d t) \\ &\quad - \sin(2\pi f_{J2} t) \sin(\alpha \sin 2\pi f_d t)] \end{aligned} \quad (13)$$

根据第1类  $n$  阶贝塞尔理论<sup>[16]</sup>, 有如下展开式

$$\left. \begin{aligned} \cos(\alpha \cos 2\pi f_d t) &= J_0(\alpha) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(\alpha) \cos(4\pi n f_d t) \\ \sin(\alpha \cos 2\pi f_d t) &= 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n-1}(\alpha) \sin[2\pi(2n-1)f_d t] \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

其中,  $J_n(\alpha)$  为第1类  $n$  阶贝塞尔函数,  $J_0(\alpha) \approx 1$ ,  $J_1(\alpha) \approx 0.5\alpha$ 。结合式(14), 对式(13)中的第2项进行展开, 并且只考虑基波分量, 如式(15)所示。

$$\begin{aligned} &- U_X \sin(2\pi f_{J2} t) \sin(\alpha \sin 2\pi f_d t) \\ &\approx - 2J_1(\alpha) U_X \sin(2\pi f_{J2} t) \sin 2\pi f_d t \\ &= \frac{1}{2} U_X \alpha [\cos 2\pi f_s t - \cos(2\pi f_{J2} t - 2\pi f_d t)] \end{aligned} \quad (15)$$

可以看出式(15)中的第1项为有用信号分量, 进一步计算可得到有用信号增益如式(16)所示

$$K = \frac{\frac{1}{2} U_X \alpha \cos 2\pi f_s t}{A_s U_s \cos 2\pi f_s t} = \frac{\frac{1}{2} U_X \frac{A_s U_s}{A_{J2} U_{J2}}}{A_s U_s} = \frac{U_X}{2A_{J2} U_{J2}} \quad (16)$$

由式(16)可知, 当带外干扰信号作用于接收机时, 接收机射频前端的增益与带外干扰信号的功率、接收机对带外干扰信号的选频系数和接收机的限幅值有关。导航信号解扩后的载噪比为

$$C/N_0 = \frac{K \cdot K_s P_s}{N_0} = \frac{U_X K_s P_s}{2A_{J2} U_{J2} N_0} \quad (17)$$

### 2.3 带内和带外双频干扰下的载噪比

当接收机同时接收到带内和带外干扰信号时, 此时天线接收到的信号为

$$r(t) = s(t) + n(t) + J_1(t) + J_2(t) \quad (18)$$

由于噪声信号的功率远低于任何一个干扰信号的功率, 其功率变化可以近似为0, 并且在前期公式的推导过程中, 为了便于推导计算, 同样可以将其进行忽略, 如式(19)所示

$$\begin{aligned} r(t) &\approx s(t) + J_1(t) + J_2(t) = U_s \cos(2\pi f_s t) \\ &\quad + U_{J1} \cos(2\pi f_{J1} t) + U_{J2} \cos(2\pi f_{J2} t) \\ &= h(t) + J_2(t) \end{aligned} \quad (19)$$

其中,  $h(t) = U_s \cos 2\pi f_s t + U_{J1} \cos 2\pi f_{J1} t$ , 假设  $f_s > f_{J1}$ , 且  $f_a = f_s - f_{J1}$ , 其进一步的合成信号表达式为式(20)所示。

$$h(t) = H(t) \cos \phi \quad (20)$$

其中

$$H(t) = (A_s^2 U_s^2 + 2A_s U_s A_{J1} U_{J1} \cos 2\pi f_a t + A_{J1}^2 U_{J1}^2)^{1/2} \quad (21)$$

$$\phi = \arctan \frac{A_s U_s \sin 2\pi f_s t + A_{J1} U_{J1} \sin 2\pi f_{J1} t}{A_s U_s \cos 2\pi f_s t + A_{J1} U_{J1} \cos 2\pi f_{J1} t} \quad (22)$$

信号  $H(t)$  与带外干扰信号  $J_2(t)$  的合成信号, 如图2所示, 其中

$$2\pi f_b t = \phi - 2\pi f_{J2} t \quad (23)$$

合成信号为

$$r_1(t) = R(t) \cos(\psi + 2\pi f_{J2} t) \quad (24)$$

其中

$$\begin{aligned} R(t) &= [H^2(t) + (A_{J2} U_{J2})^2 \\ &\quad + 2H(t) A_{J2} U_{J2} \cos 2\pi f_b t]^{1/2} \end{aligned} \quad (25)$$

$$\begin{aligned} \psi &= \arctan \frac{H(t) \sin(2\pi f_b t)}{H(t) \cos(2\pi f_b t) + A_{J2} U_{J2}} \\ &\approx \frac{H(t) \sin(2\pi f_b t)}{H(t) \cos(2\pi f_b t) + A_{J2} U_{J2}} \\ &\approx \frac{H(t)}{A_{J2} U_{J2}} \sin(2\pi f_b t) \end{aligned} \quad (26)$$

当  $H(t) + A_{J2} U_{J2} < U_X$  时, 输出信号幅值为  $K_0 R(t)$ 。当  $H(t) + A_{J2} U_{J2} > U_X$  时, 输出信号幅值为

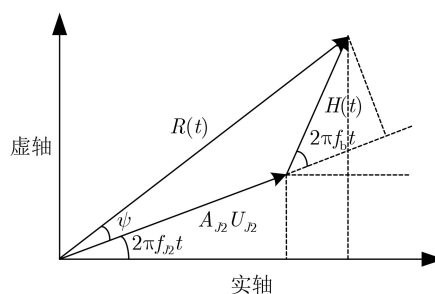


图2 带内和带外同时干扰的矢量图

$$\begin{aligned}
r(t)' &= U_X \cos \left( 2\pi f_{J2}t + \frac{H(t)}{A_{J2}U_{J2}} \sin 2\pi f_b t \right) \\
&= U_X \left[ \cos(2\pi f_{J2}t) \cos \left( \frac{H(t)}{A_{J2}U_{J2}} \sin 2\pi f_b t \right) \right. \\
&\quad \left. - \sin(2\pi f_{J2}t) \sin \left( \frac{H(t)}{A_{J2}U_{J2}} \sin 2\pi f_b t \right) \right] \quad (27)
\end{aligned}$$

展开后 $h(t)$ 信号分量为

$$\frac{1}{2} \frac{U_X H(t)}{A_{J2}U_{J2}} \cos \phi \quad (28)$$

则信号 $h(t)$ 的增益为

$$K_1 = \frac{\frac{1}{2} \frac{U_X H(t)}{A_{J2}U_{J2}}}{H(t)} = \frac{U_X}{2A_{J2}U_{J2}} \quad (29)$$

即导航信号和带内干扰信号在射频前端的增益都为 $K_1$ 。

$$\begin{aligned}
C/N_0 &= \frac{K_1 \cdot K_s P_s}{N_0 + K_1 \cdot K_{J1} P_{J1}} \\
&= \frac{(U_X/2A_{J2}U_{J2}) K_s P_s}{N_0 + (U_X/2A_{J2}U_{J2}) K_{J1} P_{J1}} \quad (30)
\end{aligned}$$

式(30)即为导航接收机同时受到带外和带内信号干扰时，导航信号解扩后的载噪比值。

当解扩后的载噪比取载噪比门限值时，假设单频干扰下，带内和带外的阈值分别为 $P_{J10}$ 和 $P_{J20}$ ，而当带内和带外信号同时作用时，两个干扰信号的功率分别为 $P_{J1}$ 和 $P_{J2}$ 。联立式(2)、式(17)和式(30)可得

$$\begin{aligned}
C/N_0 &= \frac{K_{RF} K_s P_s}{N_0 + K_{RF} K_{J1} P_{J10}} = \frac{U_X K_s P_s}{2A_{J2}U_{J20}N_0} \\
&= \frac{(U_X/2A_{J2}U_{J2}) K_s P_s}{N_0 + (U_X/2A_{J2}U_{J2}) K_{J1} P_{J1}} \quad (31)
\end{aligned}$$

将式(31)进行化简

$$\begin{aligned}
\frac{N_0}{K_{RF}} + K_{J1} P_{J10} &= \frac{2A_{J1}U_{J20}N_0}{U_X} \\
&= \frac{2A_{J2}U_{J2}}{U_X} N_0 + K_{J1} P_{J1} \quad (32)
\end{aligned}$$

其中， $K_{J1} P_{J10} \gg N_0/K_{RF}$ ，且根据帕斯瓦尔恒等式，上式可化简为

$$\begin{aligned}
K_{J1} P_{J10} &\approx \frac{2A_{J2}\sqrt{P_{J20}}}{U_X R^2} N_0 \\
&= \frac{2A_{J2}\sqrt{P_{J2}}}{U_X R^2} N_0 + K_{J1} P_{J1} \quad (33)
\end{aligned}$$

进一步化简可得

$$R_f = \frac{\sqrt{P_{J2}}}{\sqrt{P_{J20}}} + \frac{P_{J1}}{P_{J10}} = 1 \quad (34)$$

其中， $R_f$ 为压制系数，当 $R_f < 1$ 时，载噪比值仍大于载噪比门限值，接收机当前还能稳定跟踪卫星；

当 $R_f > 1$ 时，载噪比值小于载噪比门限值，接收机内部卫星跟踪进入不稳定状态，随时可能进入丢失状态。

### 3 导航接收机带内和带外双频干扰效应试验

#### 3.1 试验配置

为了验证上述实验模型的准确性，现针对某型列装的导航接收机，通过开展效应试验进行验证。由于模型中干扰信号的功率为接收机天线接收的功率，所以采用导航信号和干扰信号有线测试的方法进行<sup>[7]</sup>，这样可以排除由于天线接收效率不一致，影响最终模型验证的影响，试验配置如图3所示。

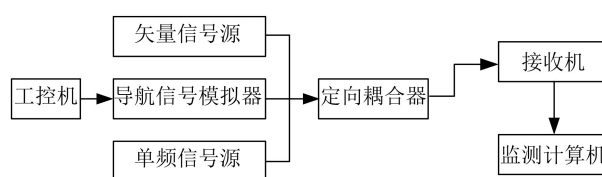


图3 试验配置框图

(1)导航信号的产生：工控机的上位仿真软件可以对导航信号模拟器进行任意配置。试验过程中，通过上位机软件配置导航信号模拟器。使接收机接收到的卫星初始载噪比为40 dB·Hz。

(2)干扰信号的产生：根据实验室现有的测试条件，干扰信号源采用了两种信号源，第1种为矢量信号源，能产生频率为8 kHz~6 GHz的单频和宽带噪声信号，功率电平为-145 dBm~+30 dBm，试验过程中，其被用于带内干扰信号的产生；第2种为单频信号源，能产生1~18 GHz的单频干扰信号，功率电平为-30~+20 dBm，试验过程中，其被用于带外干扰信号的产生。

(3)定向耦合器：作为注入模块，可以避免各通道的信号通过注入端口反射进入信号源和模拟器，起到保护信号源和模拟器的作用。定向耦合器的使用频段为0.5~8 GHz，干扰信号的导航信号频段都在该频段范围内。

(4)导航接收机状态监测：接收机通过串口线与上位计算机连接，上位计算机通过软件可以实时观察导航接收机的各种状态信息，也可以通过上位计算机对接收机输出的信息进行任意配置。

(5)卫星跟踪失锁判据：文献<sup>[18]</sup>指出，接收机内部卫星跟踪环路存在着这样一个载噪比门限值，凡是信号的 $C/N_0$ 小于这个值，环路将丧失稳定跟踪该弱信号的能力。通过试验测试得到该导航接收机的载噪比门限值为32 dB·Hz。

### 3.2 带内和带外双频干扰效应试验及模型验证

由于所有卫星的载噪比跟踪门限值都为32 dB-Hz,且接收机内部各通道的信号处理流程基本一致,所以双频干扰预测模型只针对其中一颗卫星进行了验证。试验所选卫星为北斗8号卫星。其中8号卫星在单频电磁干扰下跟踪丢失的敏感阈值曲线如图4所示。

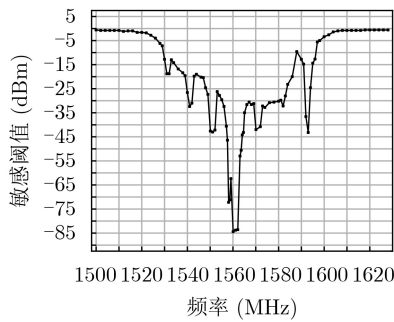


图4 8号卫星的单频敏感阈值

由图4中可以看出该卫星的主敏感带宽与导航信号的频带一致。而其他敏感频带的产生是由于混频器引入的副通道干扰以及接收机内部晶振谐波对混频的影响,这里对其机理原因不再做深入的探讨。为了避免这些频带干扰的影响,带外干扰信号的选取应避免落入这些干扰频段;而带内干扰信号的频率应选取落入主敏感带宽内的信号。试验过程中共选取了3组干扰信号频率:第1组干扰信号频率组合为 $f_1=1510$  MHz和 $f_2=1561.098$  MHz;第2组干扰信号频率组合为 $f_3=1605$  MHz和 $f_4=1562.098\pm 1$  MHz;第3组干扰信号频率组合为 $f_5=1515$  MHz和 $f_6=1560.098\pm 0.2$  MHz。为了减少试验过程中由于信号源和接收机的稳定性所引入的误差,每组试验数据为3次测试结果的平均值。试验数据以及预测模型验证结果如表1—表3所示。

根据表1—表3的试验结果可以看出,不同频率和不同功率的带外和带内电磁干扰的组合,预测模型计算得到的 $R_f$ 值基本在1左右,相对误差在 $\pm 1$  dB以内,优于国军标规定的 $\pm 3$  dB允差;且对于具有

表1 第1组双频干扰试验数据

指标	$f_1$	$f_2$	$R_f$	误差(dB)
单频干扰功率阈值(dBm)	-0.76	-85.12	—	—
	-6.99	-86.33	1.089264	0.742663
	-5.96	-87.12	1.050728	0.429806
双频干扰功率阈值(dBm)	-4.96	-87.53	1.072632	0.609015
	-3.96	-88.51	1.055746	0.471189
	-2.98	-89.11	1.091419	0.759830
	-1.97	-92.52	1.014505	0.125084

表2 第2组双频干扰试验数据

指标	$f_3$	$f_4$	$R_f$	误差(dB)
单频干扰功率阈值(dBm)	-1.54	-86.2	—	—
	-2.96	-93.2	1.048707	0.413083
	-3.94	-91.4	1.060573	0.510811
双频干扰功率阈值(dBm)	-4.98	-90.6	1.036055	0.307656
	-5.94	-89.4	1.081190	0.678040
	-6.96	-88.8	1.085338	0.711300
	-8.94	-88.2	1.057537	0.485911

表3 第3组双频干扰试验数据

指标	$f_5$	$f_6$	$R_f$	误差(dB)
单频干扰功率阈值(dBm)	-1.2	-84.4	—	—
	-2.05	-92.4	1.065265	0.549153
	-3.04	-89.6	1.111091	0.914993
双频干扰功率阈值(dBm)	-4.03	-88.4	1.120045	0.984709
	-5.05	-87.6	1.120578	0.988842
	-6.05	-87	1.121678	0.997364
	-8.05	-86.4	1.085422	0.711972

一定带宽的电磁干扰信号同样适用。试验结果验证了该模型的有效性。

### 4 结束语

针对复杂电磁环境中,导航接收机同时面临带内和带外电磁干扰的现象,从导航接收机带外阻塞效应的机理入手,利用信号的矢量分析方法分析与有用信号增益变化相关的因素,并结合带内干扰下接收机的相关处理过程,以载噪比门限值为卫星跟踪丢失的敏感判据,推导出了接收机在带内和带外双频干扰下效应状态的预测模型。之后开展了带内和带外双频干扰的效应试验,试验结果表明,该预测模型能够对导航接收机在面临带内和带外双频干扰时的效应状态做出准确预测,实验误差在 $\pm 1$  dB以内,优于国军标规定的 $\pm 3$  dB允差,且对宽带和窄带干扰信号同样适用。

### 参考文献

[1] 刘尚合,刘卫东.电磁兼容与电磁防护相关研究进展[J].高电压技术,2014,40(6):1605-1613.  
LIU Shanghe and LIU Weidong. Progress of relevant research on electromagnetic compatibility and electromagnetic protection[J]. High Voltage Engineering, 2014, 40(6): 1605-1613.

[2] MANDEEP K, SHIKHA K, and DANVIR M. [C] 2011 3rd International Conference on Electronics Computer Technology, Kanyakumari, India. 2011: 1-5. doi:

- 10.1109/ICECTECH.2011.5941844.
- [3] 张冬晓, 陈亚洲, 程二威, 等. 用于无人机信息链路电磁干扰预测的动态电磁敏感度测试研究[J]. 高电压技术, 2019, 45(2): 665–672.  
ZHANG Dongxiao, CHEN Yazhou, CHENG Erwei, *et al.* Research on dynamic electromagnetic susceptibility for electromagnetic interference prediction of UAV information link[J]. *High Voltage Engineering*, 2019, 45(2): 665–672.
- [4] 周一宇, 安玮, 郭福成. 电子对抗原理与技术[M]. 北京: 电子工业出版社, 2014: 183–184.  
ZHOU Yiyu, AN Wei, and GUO Fucheng. Principles and Electronic Warfare System[M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2014: 183–184.
- [5] 王雅平, 魏光辉, 潘晓东, 等. 通信电台带外双频干扰预测模型与试验[J]. 电子学报, 2019, 47(4): 826–831. doi: 10.3969/j.issn.0372-2112.2019.04.009.  
WANG Yaping, WEI Guanghui, PAN Xiaodong, *et al.* Out-of-band dual frequency jamming prediction model and experiment for communication stations[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2019, 47(4): 826–831. doi: 10.3969/j.issn.0372-2112.2019.04.009.
- [6] 刘瑞华, 王晶. 干扰对北斗信号接收性能的影响评估[J]. 中国民航大学学报, 2019, 37(3): 1–4, 16. doi: 10.3969/j.issn.1674-5590.2019.03.001.  
LIU Ruihua and WANG Jing. Interference impact on Beidou signal reception performance[J]. *Journal of Civil Aviation University of China*, 2019, 37(3): 1–4, 16. doi: 10.3969/j.issn.1674-5590.2019.03.001.
- [7] BALAEI A T, DEMPSTER A G, and PRESTI L L. Characterization of the effects of CW and pulse CW interference on the GPS signal quality[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2009, 45(4): 1418–1431. doi: 10.1109/TAES.2009.5310308.
- [8] BEK M K, SHAHEEN E M, and ELGAMEL S A. Classification and mathematical expression of different interference signals on a GPS receiver[J]. *Navigation*, 2015, 62(1): 23–37. doi: 10.1002/navi.77.
- [9] 刘瑞华, 商鹏. 不同干扰对北斗B1I信号接收机影响[J]. 系统工程与电子技术, 2019, 41(8): 1705–1711. doi: 10.3969/j.issn.1001-506X.2019.08.05.  
LIU Ruihua and SHANG Peng. Effect of difference interferences on Beidou B1I signal receiver[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2019, 41(8): 1705–1711. doi: 10.3969/j.issn.1001-506X.2019.08.05.
- [10] 刘春玲, 张自豪. 北斗接收机在干扰下的性能研究[J]. 计算机科学, 2017, 44(2): 163–166, 170. doi: 10.11896/j.issn.1002-137X.2017.02.025.  
LIU Chunling and ZHANG Zihao. Performance analysis of Beidou receiver under interference[J]. *Computer Science*, 2017, 44(2): 163–166, 170. doi: 10.11896/j.issn.1002-137X.2017.02.025.
- [11] 王晓君, 康娇, 王彦朋. 基于GPS载波跟踪环的窄带干扰性能优化[C]. 复杂电磁环境惊吓装备干扰与抗干扰学术交流大会论文集, 北京, 中国, 2018: 339–344.  
WANG Xiaojun, KANG Jiao, and WANG Yanpeng. Narrowband interference performance optimization based on GPS carrier tracking loop[C]. 2018 Conference on Equipment Interference and Anti-jamming in Complex Electromagnetic Environment, Beijing, China, 2018: 339–344.
- [12] LIU Yuqi, RAN Yihang, KE Ting, *et al.* Code tracking performance analysis of GNSS signal in the presence of CW interference[J]. *Signal Processing*, 2011, 91(4): 970–987. doi: 10.1016/j.sigpro.2010.09.022.
- [13] 刘禹圻, 胡修林, 冉一航, 等. 卫星导航信号抗单频干扰性能研究[J]. 电子学报, 2011, 39(6): 1410–1416.  
LIU Yuqi, HU Xiulin, RAN Yihang, *et al.* Study on evaluating the impact of CWI on DLL tracking performance for GNSS signals[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2011, 39(6): 1410–1416.
- [14] 赵惠昌, 张淑宁. 电子对抗理论与方法[M]. 北京: 国防工业出版社, 2010: 124–129.  
ZHAO Huichang and ZHANG Shuning. Electronic Warfare Theory and Methods[M]. Beijing: National Defense Industry Press, 2010: 124–129.
- [15] LU Wei, CAI Guoqiang, LIU Weibin, *et al.* Design of nonuniform quantizer in satellite navigation receivers[C]. Proceedings of the 2012 International Conference on Information Technology and Software Engineering. Berlin, Germany, 2013, 119–128. doi: 10.1007/978-3-642-34522-7.
- [16] 张克潜, 李德杰. 微波与光电子学中的电磁理论[M]. 2版. 北京: 电子工业出版社, 2001.  
ZHANG Keqian and LI Dejie. Electromagnetic Theory for Microwaves and Optoelectronics[M]. 2nd ed. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2001.
- [17] FAN Yuqing, CHENG Erwei, ZHANG Qinglong, *et al.* Effects of CW interference on the BDS receiver and analysis on the coupling path of electromagnetic energy[J]. *IEEE Access*, 2019, 7: 155885–155893. doi: 10.1109/ACCESS.2019.2949462.
- [18] 谢钢. GPS原理与接收机设计[M]. 北京: 电子工业出版社, 2017: 292–295.  
XIE Gang. Principles of GPS and Receiver Design[M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2017: 292–295.
- 张庆龙: 男, 1987年生, 博士生, 研究方向为电磁环境效应与防护。  
王玉明: 女, 1980年生, 讲师, 研究方向为电磁兼容与电磁防护。  
程二威: 男, 1983年生, 副教授, 研究方向为电磁环境模拟与测试技术。  
陈亚洲: 男, 1975年生, 教授, 研究方向为强电磁环境模拟/电磁环境效应与防护。  
马立云: 女, 1984年生, 讲师, 研究方向为电磁兼容与电磁防护。  
张喆: 男, 1988年生, 助理工程师, 研究方向为电子通信。