

doi:10.19306/j.cnki.2095-8110.2024.06.013

基于双阵元互相关的北斗系统弱干扰检测方法

乔佳^{1,2}, 鲁祖坤^{1,2}, 宋捷^{1,2}, 薛智浩^{1,2}, 肖竹³, 李柏渝^{1,2}

(1. 国防科技大学电子科学学院, 长沙 410073;

2. 卫星导航技术重点实验室, 长沙 410073;

3. 湖南大学信息科学与工程学院, 长沙 410082)

摘要:随着北斗卫星导航系统的广泛应用,其易受干扰影响的弊端也逐渐显露出来。针对传统频域干扰检测方法中接收机灵敏度受限的问题,提出了一种基于双阵元互相关的微弱干扰检测技术。首先,建立了互相关检测模型;其次,通过理论分析和软件仿真,定性定量分析了干噪比、干扰带宽及互相关积分时长这3种因素对基于双阵元互相关干扰检测性能的影响;最后,通过实测验证了理论分析的正确性和所提方法的有效性。实测结果表明,在干扰带宽为20 MHz时,对1 ms时长的干扰进行互相关检测,可有效检测到电磁环境中功率-110 dBm以下的干扰,突破了传统频域方法-100 dBm的检测瓶颈。

关键词:互相关;干扰检测;灵敏度;干噪比;干扰带宽;积分时长

中图分类号:TN97

文献标志码:A

文章编号:2095-8110(2024)06-0152-08

Weak interference detection method of BeiDou system based on cross-correlation of two array elements

QIAO Jia^{1,2}, LU Zukun^{1,2}, SONG Jie^{1,2}, XUE Zhihao^{1,2}, XIAO Zhu³, LI Baiyu^{1,2}

(1. College of Electronic Science and Technology, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China;

2. Key Laboratory of Satellite Navigation Technology, Changsha 410073, China;

3. College of Computer Science and Electronic Engineering, Hunan University, Changsha 410082, China)

Abstract: With the widespread application of the BeiDou satellite navigation system, the disadvantages of its susceptibility to interference have gradually become apparent. To address the problem of limited receiver sensitivity in traditional frequency domain interference detection methods, a weak interference detection technique based on dual-element cross-correlation is proposed. Firstly, models for cross-correlation detection are established; secondly, through theoretical analysis and software simulation, the effects of jamming-to-noise ratio, jamming bandwidth, and cross-correlation integration time on the performance of interference detection based on dual-element cross-correlation are analyzed qualitatively and quantitatively; finally, the correctness of the theoretical analysis and the effectiveness of the proposed method are verified by practical measurements. Experimental results show that with an interference bandwidth of 20 MHz, the cross-correlation detection of 1 ms duration interference can effectively detect the interference with a power lower than -110 dBm in the electromagnetic environment, breaking through the detection bottleneck of traditional frequency domain methods of -100 dBm.

收稿日期:2024-05-29;修订日期:2024-08-09

基金项目:国家自然科学基金(62003354)

作者简介:乔佳(1998—),男,硕士研究生,主要从事卫星导航抗干扰以及信号处理方面的研究。

通信作者:李柏渝(1982—),男,博士,副研究员,主要从事卫星导航抗干扰方面的研究。

Key words: Cross-correlation; Interference detection; Sensitivity; Jamming-to-noise ratio; Interference bandwidth; Integral duration

0 引言

随着北斗三号的全面组网,中国自主研发的北斗卫星导航系统(BeiDou navigation satellite system, BDS)可在全球范围内为用户提供高精度的定位、导航和授时服务,并且具备独特的短报文通信能力。BDS 在军事、交通、农业、林业、渔业及防灾减灾等诸多领域得到了广泛的应用。为满足信号覆盖范围和使用需求,北斗三号由 24 颗中圆地球轨道(medium Earth orbit, MEO)、3 颗倾斜地球同步轨道(inclined geosynchronous orbit, IGSO)和 3 颗地球静止轨道(geostationary Earth orbit, GEO) 3 种不同轨道类型的卫星组成。BDS 的 MEO 卫星其轨道高度通常在 20 000 km 左右,在长距离的传输过程中,导航信号强度变得极为微弱,易受到有意或无意干扰^[1-2]。为了保证北斗接收机的正常使用,对区域内的干扰进行检测,可以起到预警作用^[3-4]。在对抗场景下,由于难以接近恶意干扰源,只能进行远距离干扰检测,干扰检测距离由检测方法的灵敏度直接决定。因此,提高弱干扰检测灵敏度是扩大干扰检测范围、实现远距离预警的重要手段。

传统微弱信号检测方法以线性方法为主,在时域上有同步累积法^[5]、取样积分法^[6]、高阶累积法^[7]和相关检测法^[8]等,在频域上有频谱分析法^[9-10]和功率谱分析法^[11-12]等。新兴的微弱信号检测方法以基于非线性动力学的非线性方法为主,如混沌理论法^[13]、随机共振(stochastic resonance, SR)法^[14]等。新兴的非线性方法十分依赖先验信息,并且难以应对高频信号检测,无法适用于干扰检测。时域检测法的原理是对信号在时域进行累加,计算量大,效率低下。相关检测法利用相关和卷积的关系实现快速计算,但自相关检测^[15]难以检测低信噪比的信号,而传统互相关检测^[16]依赖于参考信号,无法适用于微弱干扰检测。频域检测法基于傅里叶变换,是目前最为常用的干扰检测方式,通常可借助快速傅里叶变换加速计算。频域检测无法检测湮没在噪声频谱之下的信号,由于接收机内部存在热噪声,干扰检测的灵敏度受到限制。

为了解决 BDS 中传统频域检测方法灵敏度受

限的问题,提出了一种基于双阵元的互相关干扰检测方法,利用双射频通道中热噪声不相关的特性,消除接收机热噪声的影响,突破了传统频域方法的检测瓶颈。一方面,区别于传统用于信号检测的互相关方法,提出的方法适用于非合作信号的检测,不再需要参考信号。另一方面,提出的方法将基于双阵元的互相关用于干扰检测,不同于对单阵元信号进行变换域处理的传统检测方法,适用于导航信号的干扰检测应用场景。通过搭建实际测试场景,验证了该方法的有效性。所提方法扩大了干扰检测的范围,可以在安全区域内检测到更远距离的干扰,更有效地对恶意干扰源进行预警。

1 基于双阵元互相关的信号检测方法

传统信号检测方法中,依靠参考信号的互相关信号检测原理如图 1 所示。

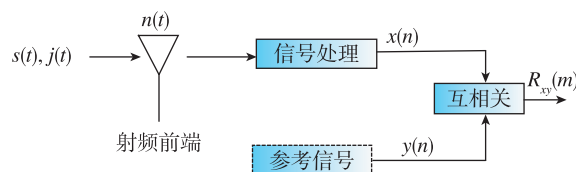


图 1 依靠参考信号的互相关信号检测原理

Fig. 1 Block of cross-correlation signal detection principle based on reference signal

图 1 中, $s(t)$ 为北斗卫星导航信号; $j(t)$ 为需要检测的微弱干扰,通常为宽带高斯干扰; $n(t)$ 为接收信号通过接收机的射频通道后混杂的高斯白噪声。经基带处理并采样得到接收信号 $x(n)$ 满足

$$x(n) = s(n) + j(n) + n(n) \quad (1)$$

式中, $s(n)$, $j(n)$ 和 $n(n)$ 分别表示采样后的导航信号、干扰和噪声。

图 1 中, $y(n)$ 是根据先验信息生成的参考信号, $R_{xy}(m)$ 是参考信号与接收信号的互相关函数。该方法以参考信号为先验信息,不适用于非合作干扰的检测。

为解决上述问题,提出了基于双阵元互相关的弱干扰检测方法,如图 2 所示。采用双阵元接收信号,两信号采集天线靠紧并排放置,阵元中心间距为 0.2 m。

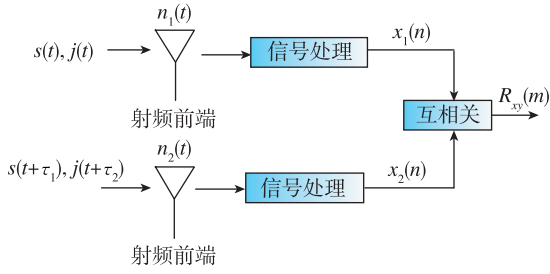


图 2 基于双阵元互相关的干扰检测原理

Fig. 2 Block of interference detection principle based on dual-element cross-correlation

信号 $s(t), j(t)$ 通过射频通道 1 混杂热噪声 $n_1(t)$, 经基带处理并采样得到 $x_1(n)$ 。由于信号和干扰入射方向不一定相同, 到达另一阵元会产生一定的延时, 用 $s(t+\tau_1)$ 和 $j(t+\tau_2)$ 分别表示经过延时的导航信号和干扰, 其中 τ_1 和 τ_2 表示两路信号的时间延迟模拟量。它们通过射频通道 2 混杂热噪声 $n_2(t)$, 经基带处理并采样得到 $x_2(n)$ 。两路接收信号 $x_1(n)$ 和 $x_2(n)$ 可分别表示为

$$x_1(n) = s(n) + j(n) + n_1(n) \quad (2)$$

$$x_2(n) = s(n+l_1) + j(n+l_2) + n_2(n) \quad (3)$$

式中, $s(n+l_1)$ 和 $j(n+l_2)$ 分别表示对应 $s(t+\tau_1)$ 和 $j(t+\tau_2)$ 采样后的信号, 其中 l_1 和 l_2 表示两路信号的时间延迟数字量。

基于对实际信号模型的分析, 为了简化理论推导过程, 给出如下 2 个假设。

一是双阵元之间的时延差对检测性能的影响可以忽略。采用的接收机采样率 F_s 为 25.04 MHz, 两采样点之间的间隔为 $1/F_s$, 该时延对应的距离约为 12 m, 远大于双阵元间距。因此, 可以忽略双阵元时延差对检测性能的影响。

二是北斗导航信号自相关对于干扰检测概率的影响可以忽略。卫星导航发射的信号为扩频信号, 要形成对导航信号的有效干扰, 干扰信号的功率通常要远大于导航信号的功率。本文考虑的干扰, 其功率至少比导航信号高 10 dB 以上, 因此可以忽略导航信号自相关对检测概率的影响。

在此基础上, 式(2)和式(3)可以简化为

$$x_1(n) = j(n) + n_1(n) \quad (4)$$

$$x_2(n) = j(n) + n_2(n) \quad (5)$$

取 N 点长信号, 将两路接收信号进行互相关可以得到

$$R_{x_1x_2}(m) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_1(n)x_2(n+m)$$

$$\begin{aligned} &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} [j(n) \quad n_1(n)] \cdot \\ &\quad [j(n+m) \quad n_2(n+m)]^T \\ &= R_{jj}(m) + R_{jn_1}(m) + R_{jn_2}(m) + \\ &\quad R_{n_1n_2}(m) \end{aligned} \quad (6)$$

式中, $R_{jj}(m)$ 为干扰的自相关, 表现为相关峰。由于采用双阵元接收信号, 干扰在接收机射频通道上所混杂的热噪声 $n_1(n)$ 和 $n_2(n)$ 虽然功率相近, 但不相关, 它们之间的互相关函数值 $R_{n_1n_2}(m)$ 的数学期望为 0。同时, 干扰 $j(n)$ 与热噪声也不相关, 它们的互相关函数值 $R_{jn_1}(m)$ 和 $R_{jn_2}(m)$ 的数学期望也为 0。即

$$R_{n_1n_2}(m) \Big|_{N \rightarrow \infty} = E[n_1(n)n_2(n+m)] = 0 \quad (7)$$

$$R_{jn_1}(m) \Big|_{N \rightarrow \infty} = E[j(n)n_1(n+m)] = 0 \quad (8)$$

$$R_{jn_2}(m) \Big|_{N \rightarrow \infty} = E[j(n)n_2(n+m)] = 0 \quad (9)$$

其中, $E(\cdot)$ 表示数学期望。因此, 在理论情况下, 当互相关积分时长足够长时, 双阵元接收的两路信号互相关函数抑制了接收机热噪声的影响, 使得能够在干扰功率小于热噪声功率的情况下检测到微弱干扰。

在零时刻时, 相关峰的峰值表示干扰的功率 P_j , 即

$$R_{x_1x_2}(0) = R_{jj}(0) = P_j \quad (10)$$

由此类推, 对单路信号作自相关, 其零时刻的值为干扰功率与接收机内部热噪声功率的和。这里认为热噪声 $n_1(n)$ 和 $n_2(n)$ 功率相同, 都为 P_n , 可以得到

$$R_{x_1x_1}(0) = P_j + P_n \quad (11)$$

本文谈论的干扰比 (jamming-to-noise ratio, JNR), 即为所需检测的干扰功率 P_j 与接收机内部热噪声 P_n 的功率比值, 单位为 dB。

2 相关函数特征分析

在式(7)、式(8)和式(9)中, $R_{n_1n_2}(m)$ 、 $R_{jn_1}(m)$ 和 $R_{jn_2}(m)$ 的数学期望为 0。但在实际检测过程中, 用于运算的接收信号并不能取无限长。此时 $R_{n_1n_2}(m)$ 、 $R_{jn_1}(m)$ 和 $R_{jn_2}(m)$ 不能达到数学期望值, 用于互相关的信号点数 N 对干扰的检测性能产生影响。

定义相关函数峰值位于零时刻处, 不发生偏移的概率为检测概率 p_D

$$p_D = p\{R_{x_1x_2}(0) \geq R_{x_1x_2}(m), m \neq 0\} \quad (12)$$

在此基础上, 考察各因素对检测性能的影响。

2.1 干噪比对检测性能的影响

考察干噪比对检测性能的影响,在干扰功率微弱低于热噪声功率时, $R_{jn_1}(m)$ 、 $R_{jn_2}(m)$ 和 $R_{n_1n_2}(m)$ 中最显著的影响因素是 $R_{n_1n_2}(m)$ 。此时,互相关结果 $R_{x_1x_2}(m)$ 的相关峰值受 $R_{n_1n_2}(m)$ 影响有所波动,不再准确地表示干扰的功率,相关峰两侧的噪声基底也随之抬高,即可以认为

$$R_{x_1x_2}(0) = R_{jj}(0) + R_{n_1n_2}(0) \quad (13)$$

$$R_{x_1x_2}(m) = R_{jj}(m) + R_{n_1n_2}(m) \quad (14)$$

将式(13)、式(14)代入式(12),可以得到

$$\begin{aligned} p_D &= p\{R_{jj}(0) + R_{n_1n_2}(0) \geq R_{jj}(m) + \\ &R_{n_1n_2}(m), m \neq 0\} \\ &= p\{P_j + R_{n_1n_2}(0) \geq R_{jj}(m) + \\ &R_{n_1n_2}(m), m \neq 0\} \\ &= p\{JNR \cdot P_n + R_{n_1n_2}(0) \geq R_{jj}(m) + \\ &R_{n_1n_2}(m), m \neq 0\} \end{aligned} \quad (15)$$

式中, P_n 和 $R_{n_1n_2}(m)$ 由接收机热噪声决定; $R_{jj}(m)$ 由干扰决定。此时,随着 JNR 的降低,基于双阵元互相关的干扰检测概率会逐渐下降,直至失效。

2.2 干扰带宽对检测性能的影响

在式(15)中, $R_{jj}(m)$ 由干扰的功率和带宽决定。在处理基带信号时,干扰带宽为 B 的宽带干扰可以视为功率为 G_0 的高斯白噪声,其通过一个通带为 $[-B/2, B/2]$ 的低通滤波器后生成了带限白噪声。带限白噪声的功率谱密度函数 $G_j(f)$ 可表示为

$$G_j(f) = \begin{cases} G_0, & |f| \leq \frac{B}{2} \\ 0, & |f| > \frac{B}{2} \end{cases} \quad (16)$$

其自相关函数是 $G_j(f)$ 的傅里叶变换,为

$$R_{jj}(\tau) = G_0 B \cdot \text{sinc}(\pi B \tau) \quad (17)$$

其中, $\text{sinc}(x) = \sin(x)/x$ 。宽带干扰的功率 $P_j = G_0 B$, 其自相关函数如图 3 所示。

宽带干扰的自相关函数是 sinc 函数,其主瓣宽度为 $2/B$ 。干扰带宽越宽,相关值的主瓣越窄,在同等噪声情况下的检测概率越高。

2.3 互相关积分时长对检测性能的影响

在有限长信号情况下, N 点长两路噪声的互相关函数值可以表示为

$$R_{n_1n_2}(m) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} n_1(n) n_2(n+m) \quad (18)$$

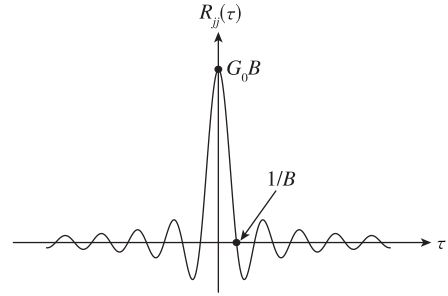


图 3 宽带干扰的自相关函数

Fig. 3 The autocorrelation function of broadband interference

从式(18)可以看出, $R_{n_1n_2}(m)$ 是对 $n_1(n) \cdot n_2(n+m)$ 求平均的过程。随着点数 N 的增加, $R_{n_1n_2}(m)$ 的方差逐渐减小,导致互相关函数 $R_{x_1x_2}(m)$ 的噪声基底也相应降低,进而提高了检测概率。因此,互相关积分时长越长,检测效果越好。

干扰属于非合作信号,干噪比和干扰带宽不能调节。算法处理上唯一能够调节的参数是互相关积分时长,通过增加互相关积分时长可以带来检测性能的提升,其本质是通过更长时间的积累换取检测性能的提升,但代价是计算量的增加。

3 仿真结果分析

3.1 双阵元互相关方法的软件仿真

在 Matlab 平台对基于双阵元互相关的干扰检测方法进行仿真,设置仿真参数如表 1 所示。

表 1 双阵元互相关方法的仿真参数

Tab. 1 Simulation parameters of two-element cross-correlation method

仿真参数	数值
基带采样率/MHz	25.04
接收信号时长/ms	5
干噪比/dB	-10
干扰带宽/MHz	20
互相关积分时长/ms	1

仿真过程如下:首先,生成 5 ms 长的高斯白噪声,将其通过通带为 20 MHz 的带通滤波器(考虑实际北斗 B3 频点信号带宽为 20 M 左右),以仿真宽带干扰。之后,根据干噪比生成两路噪声,并分别与宽带干扰相加生成仿真实接收信号。有干扰和无干扰的频谱图分别如图 4(a)和图 4(b)所示。设定干扰带宽为 20 MHz,存在干扰时频谱在 -10 MHz~ 10 MHz 之间有少量突起,但难以分辨。

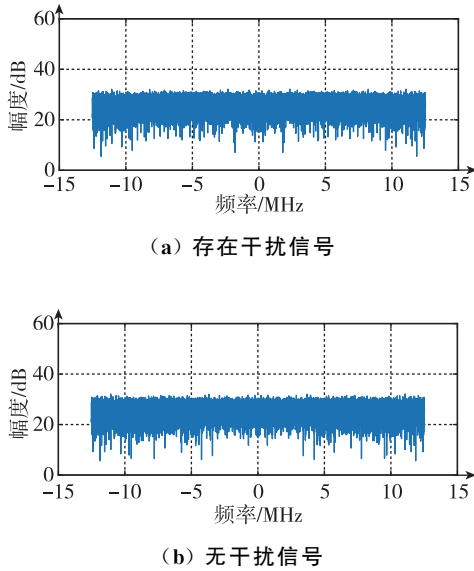


图 4 有无干扰存在时频谱对比
Fig. 4 Comparison of spectrum with and without interference

截取 1 ms 长信号,信号点长 25 040 点,对两路仿直接收信号做互相关运算,信号偏移值单位为采样点数。为避免相关峰出现负值,对所有的相关值取绝对值。有无干扰的互相关结果分别如图 5(a)和图 5(b)所示。图 4 与图 5 的对比表明双阵元互相关检测法可用于弱干扰的检测。

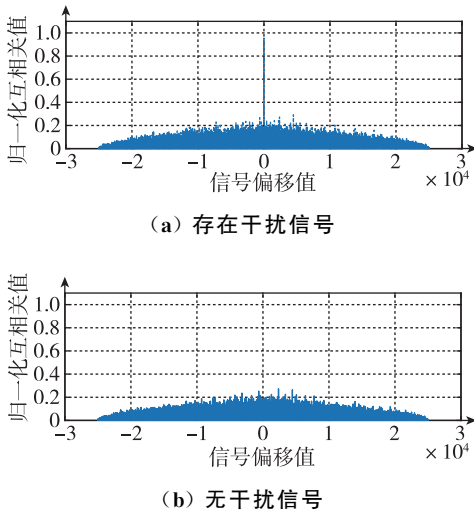


图 5 有无干扰存在时互相关检测结果对比
Fig. 5 Comparison of cross-correlation results with and without interference

3.2 干噪比对检测性能的影响

在表 1 仿真参数的基础上进行一定的调整,截取 1 ms 的信号作为仿真所用的信号。将干噪比从

固定的 -10 dB 调整至 -20 dB~0 dB 范围,间隔为 0.5 dB。在不同干扰带宽情况下,进行蒙特卡罗仿真,蒙特卡罗次数设置为 10 000 次。不同干噪比下的检测概率如图 6 所示。

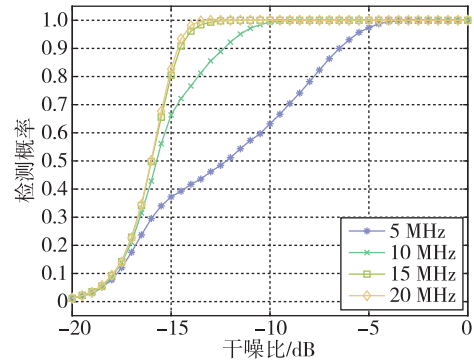


图 6 不同干噪比下的检测概率
Fig. 6 Detection probability under different jamming-to-noise ratios

仿真结果表明,检测概率随着干噪比的提升而提升。以干扰带宽 20 MHz 为例,在仿真条件下,干噪比为 -10 dB 时检测概率为 100%,干噪比为 -20 dB 时检测概率为 1.2%。

3.3 干扰带宽对检测性能的影响

观察图 6 中不同干扰带宽下的曲线,随着干扰带宽的增加,检测概率曲线逐渐陡峭。在同一干噪比情况下,检测带宽更宽的干扰检测概率更高。仿真结果表明,基于双阵元互相关的干扰检测模型对宽带干扰有更好的检测性能。

3.4 互相关积分时长对检测性能的影响

在表 1 仿真参数的基础上进行一定的调整,从 5 ms 的信号中截取不同长度的信号进行互相关运算,截取范围为 0.1 ms~5 ms,间隔为 0.1 ms。在不同干噪比情况下,进行蒙特卡罗仿真,蒙特卡罗次数设置为 10 000 次。不同互相关积分时长下的检测概率如图 7 所示。

如图 7 所示,检测干噪比为 -15 dB 的干扰,互相关积分时长为 1 ms 时,检测概率为 82.52%;互相关积分时长为 5 ms 时,检测概率为 100%。仿真结果表明,检测性能随着互相关积分时长的增加而提升。

4 实际测试验证

搭建实验平台进行实测验证,实测验证的测试框图如图 8 所示。

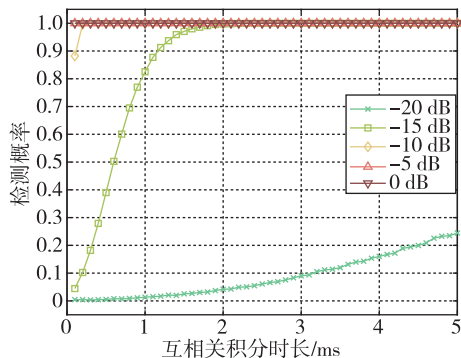


图 7 不同互相关积分时长下的检测概率
Fig. 7 Detection probability under different cross-correlation integral duration

在实测验中,为了确保到达低噪放前端的干扰功率和导航信号功率为预设值,并满足干扰功率至少比导航信号功率高 10 dB 的实验条件,在干扰源与低噪放之间以及导航信号源与低噪放之间均采用了有线连接的方式,并利用铷钟对 2 个接收机进行了时间同步。由于接收机的采样率 F_s 为 25.04 MHz,两采样点之间的间隔为 $1/F_s$,该时延对应的距离约为 12 m,远大于双阵元间距。因此,双阵元时延差对检测性能的影响可以忽略。

实验设备及信号连接示意图,如图 9 所示,其中包括导航信号源、干扰源、低噪放和信号接收机等。通过导航信号源产生导航信号,标定导航信号源的

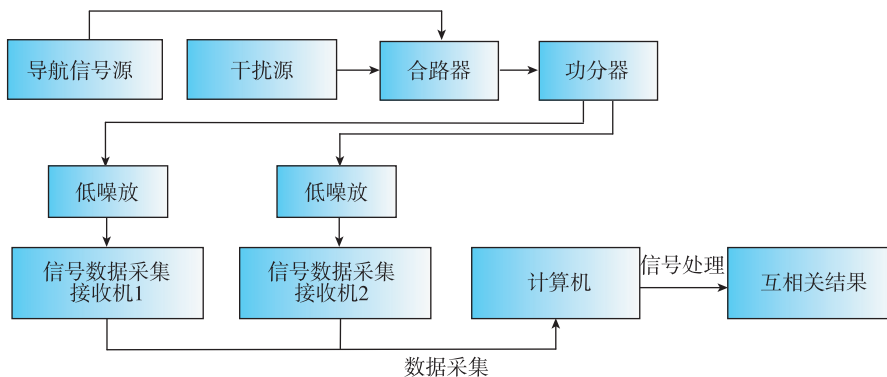


图 8 实测验验证测试框图
Fig. 8 Test block diagram of actual verification

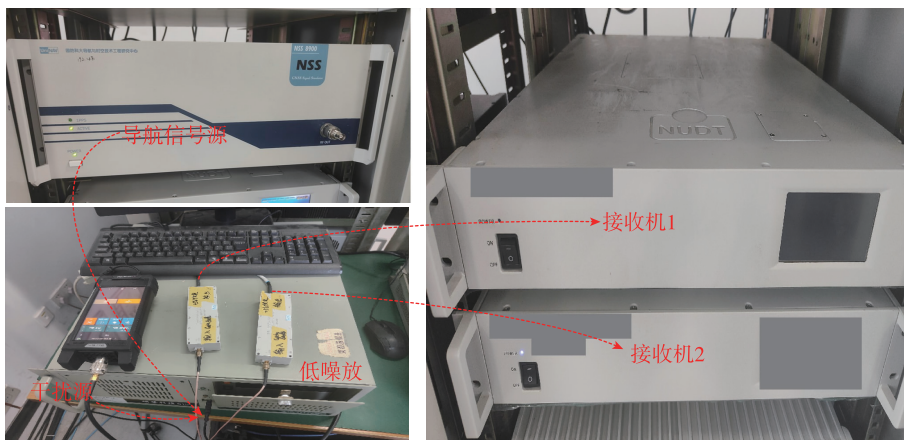


图 9 实验设备及信号连接示意图
Fig. 9 Schematic diagram of experimental equipment and signal connections

发射功率,使其到低噪放前端的功率为 -130 dBm。通过干扰源发射干扰,设定干扰带宽为 20 MHz。调节干扰源输出不同功率的干扰,进行多次实验。利用信号数据采集接收机采集信号,将其转化为可

以处理的数字信号,其采样率为 25.04 MHz。长时间采集数据,将其分为 1 ms 长和 0.5 ms 长的片段进行检测,检测次数为 500 次,检测概率如表 2 所示。

表2 实测结果

Tab. 2 Measured results

干扰功率/dBm	积分时长 1ms 下的 检测概率/%	积分时长 0.5ms 下的 检测概率/%
-110.0	100	100
-110.5	100	100
-111.0	100	100
-111.5	100	100
-112.0	100	100
-112.5	100	99.6
-113.0	100	98.6
-113.5	100	90.2
-114.0	99.0	81.0
-114.5	94.4	53.4
-115.0	91.8	49.8
-115.5	76.0	30.8
-116.0	61.8	21.6
-116.5	36.4	10.4
-117.0	20.2	4.6
-117.5	11.2	3.2
-118.0	5.8	1.6

实测结果表明,使用所提方法对宽带干扰进行检测,在干扰带宽为 20 MHz 时,对 1 ms 长的接收信号进行互相关,可有效检测到电磁环境中功率为 -110 dBm 以下的干扰。

在室温下,接收机内部的热噪声功率可通过公式 $-174 |_{\text{dBm/Hz}} + 10\lg(B |_{\text{Hz}})$ 计算,其中 -174 dBm/Hz 为室温下热噪声的功率谱密度。通过计算,本实验条件下接收机热噪声功率约为 -100 dBm 。从图 4 结果可以看出,传统频域检测方法无法检测湮没在噪声频谱之下的干扰,因此理论检测极限约为 -100 dBm 。实测结果表明,本文方法有效地突破了传统频域方法的检测极限。

在热噪声功率取 -100 dBm 的基础上计算干噪比。将实测结果与仿真结果进行对比,检测概率如图 10 所示。考虑线损标定 1 dB 的误差,在检测概率大于 50% 的情况下,对应同样检测概率,仿真与实测的误差在 2 dB 以内。

5 结论

本文提出了一种用于微弱干扰检测的双阵元互相关干扰检测模型,利用双射频通道中热噪声不相关的特性,消除接收机热噪声的影响,突破了传

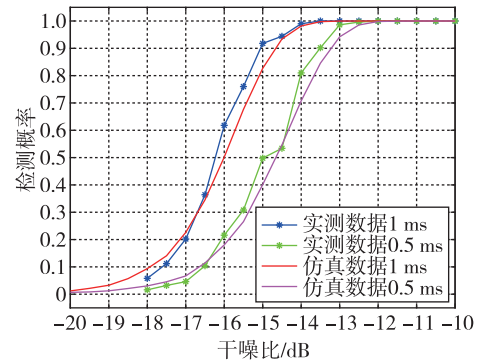


图 10 实测结果与仿真结果的对比

Fig. 10 Comparison between measured results and simulation results

统频域检测方法的检测瓶颈,并通过实验验证了算法的可行性。基于双阵元互相关的干扰检测相较于现有信号检测方法,具有以下优势:1)不需要先验信息,可用于非合作信号检测;2)相较于频域检测,检测性能大幅提升;3)算法易于实现,可根据实际情况选择互相关积分时长,以平衡计算量和检测性能。

通过理论推导与软件仿真,对影响双阵元互相关检测性能的 3 种因素进行定性和定量的分析,可以得到以下结论:1)干噪比越高,检测性能越好;2)干扰带宽越宽,检测性能越好;3)互相关积分时长越长,检测性能越好。其中,干噪比和干扰带宽在实际应用中不受控制,因此提升互相关积分时长是有效提升检测性能的方式。

由于干扰经过长距离的传输,干扰功率变得十分微弱。本文利用双阵元互相关方法提升宽带干扰检测性能,使得接收机能够检测到更远的干扰,在更大范围内对恶意干扰源进行预警。同时,通过双阵元互相关方法进行干扰检测,只能检测出微弱干扰是否存在,不能消除噪声或复现干扰。因此,在相关域的信号处理技术方面仍有一定的发展空间。

参考文献

- [1] HUANG X, WANG Y M, CHEN Y Z. Analysis of electromagnetic interference effect of the pulse interference on the navigation receiver[J]. International Journal of Antennas and Propagation, 2022(1): 3049899.
- [2] ZHANG Q L, WANG Y M, CHENG E, et al. Investigation on the effect of the B1I navigation receiver under multifrequency interference[J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2022, 64

- (4): 1097-1104.
- [3] SILVA F B, CETIN E, MARTINS W A. Radio frequency interference detection using nonnegative matrix factorization[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2022, 58(2): 868-878.
- [4] SUN K W, ZHANG T T. A new GNSS interference detection method based on rearranged wavelet—Hough transform[J]. *Sensors*, 2021, 21(5): 1714.
- [5] HE Y M, ZHANG T, HE H, et al. Polarization anti-jamming interference analysis with pulse accumulation[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2022, 70: 4772-4787.
- [6] BERILD M O, MARTINO S, GÓMEZ-RUBIO V, et al. Importance sampling with the integrated nested Laplace approximation [J]. *Journal of Computational and Graphical Statistics*, 2022, 31(4): 1225-1237.
- [7] PALAHINA E, GAMCOVÁ M, GLADIŠOVÁ I, et al. Signal detection in correlated non-Gaussian noise using higher-order statistics[J]. *Circuits System and Signal Processing*, 2018, 37: 1704-1723.
- [8] MERHAV N. Optimal correlators and waveforms for mismatched detection[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2022, 68(12): 8342-8354.
- [9] ZHANG Q, KSCHISCHANG F R. Correlation-aided nonlinear spectrum detection[J]. *Journal of Lightwave Technology*, 2021, 39(15): 4923-4931.
- [10] MOAWAD A, YAO K C, MANSOUR A. Spectrum sensing by cepstral covariance detection[J]. *IEEE Communications Letters*, 2022, 26(6): 1323-1327.
- [11] LI H, HU Y Z, WANG S. Signal detection based on power-spectrum sub-band energy ratio[J]. *Electronics*, 2021, 10(1): 64.
- [12] HUANG H, WANG P, WANG J, et al. Deep learning-based end-to-end carrier signal detection in broadband power spectrum [J]. *Electronics*, 2022, 11(12): 1896.
- [13] CHEN D W, SHI S, GU X M, et al. Weak signal frequency detection using chaos theory: a comprehensive analysis [J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2021, 70(9): 8950-8963.
- [14] LIU Y, MA S J, MA X Y. Stochastic resonance of asymmetric joint potential system and its application in weak signal detection[J]. *IEEE Access*, 2022, 10: 130155-130165.
- [15] 张发强, 郭小云, 范照晋. 箔条干扰下雷达信号自相关检测方法研究[J]. *火力与指挥控制*, 2021, 46(11): 61-64, 72.
ZHANG Faqiang, GUO Xiaoyun, FAN Zhaojin. Research on radar signal auto-correlation detection method under chaff jamming[J]. *Fire Control and Command Control*, 2021, 46(11): 61-64, 72(in Chinese).
- [16] XIAO R, JOSEPH P F, MUGGLETON J M, et al. Limits for leak noise detection in gas pipes using cross correlation [J]. *Journal of Sound and Vibration*, 2022, 520: 116639.

(编辑:黄利华)