

数据链智能抗干扰设计与实现

武 振^{1,2}, 杨靖宇², 王 硕¹, 王正欢², 贾 敏¹

(1. 哈尔滨工业大学电子与信息工程学院, 黑龙江 哈尔滨 150006;

2. 北京机电工程总体设计部, 北京 100854)

摘要: 分析数据链通信在超高音速无人飞行器上的应用场景和面临的问题, 列出当下数据链通信中主流的干扰样式类别、发展趋势和抗干扰的手段。详细描述智能抗干扰引擎的设计技术方案, 分别从总体方案、宽带频谱感知模块、干扰信号识别模块、抗干扰决策模块4个方面对智能抗干扰引擎的设计进行论述。对于主要关键技术的技术途径进行分析, 并对所采用方法的性能进行仿真测试, 对仿真测试的结果进行对比和分析。仿真测试结果可以证明所采用的方法能够达到预期目标, 但仍存在一定的局限性, 对实际工程和实用效果还有待进一步验证。

关键词: 数据链通信; 智能引擎; 抗干扰

中图分类号: TN393

文献标志码: A

doi: 10.11959/j.issn.2096-8930.2022041

Design and Implementation of Intelligent Anti-Interference for Data Link

WU Zhen^{1,2}, YANG Jingyu², WANG Shuo¹, WANG Zhenghuan², JIA Min¹

1. School of Electronics and Information Engineering, Harbin Institute of Technology, Harbin 150006, China

2. Beijing Mechanical & Electrical Engineering General Design Department, Beijing 100854, China

Abstract: The application scenarios and problems faced by data link communication on hypersonic unmanned aerial vehicles were introduced, and the mainstream jamming style categories, development trends and anti-jamming methods in current data link communication were listed. The design and technical scheme of the intelligent anti-jamming engine was described in detail, and the design of the intelligent anti-jamming engine was discussed from four aspects: the overall scheme, the broadband spectrum perception module, the interference signal recognition module, and the anti-interference decision-making module. The technical approaches of the main key technologies were introduced, the performance of the adopted methods was simulated and tested. The results of the simulation tests were compared and analyzed, and the simulation tests could prove that the methods used could achieve the expected goals, but there were still certain limitations, and the actual engineering and practical effects need to be further verified.

Keywords: data link communication, intelligent engine, anti-interference

0 引言

目前许多超高音速无人飞行器上都装备了地基、天基以及空基等多种形式的通信链路, 在信息回传、在线控制、多飞行器协同等方面发挥着重要作用。典型数据链应用场景如图1所示。由于无线信道的开放性, 数据链很容易受到干扰和攻击。因此, 需要高度重视数据链抗干扰性能的设计、分析与评估, 保证数据链在复杂电磁环境下的生存能力。

智能高动态飞行器为了遂行协同攻击的目的, 必须具备信息交互、即时任务规划技术、基于数据融合的目标自动识别与跟踪技术、智能决策等能力^[1]。以上这些能力建设的前提是基于飞行器—飞行器、飞行器—地、飞行器—星数据链共享战场信息, 形成对目标的实时态势感知。高动态飞行器群数据链利用各种传输、组网及信息融合技术, 在协同攻击的多枚高动态飞行器之间构建的信息链路, 使得高动态飞行器之间可以共享传感器、

飞行控制和制导决策等信息。高动态飞行器群协同数据链可以用于高动态巡航飞行器、高动态弹道飞行器、高动态滑翔飞行器、高动态巡飞飞行器、高动态防空飞行器等多种高动态飞行器平台,实现多种作战应用。高动态飞行器群协同数据链基于无线移动自组互联网(Ad-hoc)的能力建设,与野外环境下临时通信和应急状态下的快速通信场景不同,高动态飞行器群数据链的移动自组网具备荷载平台分布范围广、运动速度快、距离远、增益要求高及抗干扰要求高等特点。尤其是荷载平台在机动状态下组网的强动态性和相控阵天线在传输时的强方向性导致组网功能的设计更为复杂。

参考文献[2]提出了基于多进制扩频、直接序列扩频、OFDM技术相结合的抗干扰方案,能在瑞利信道和全频带干扰下提高无人机数据链抗干扰能力。参考文献[3]提出了一种基于扩频调制的抗干扰算法应用于视频数据链系统,能实现实时、高速、连续的数据交换。参考文献[4]设计了一种干扰感知的协同抗干扰分布式信道选择算法(ICADCSA)有效避免恶意干扰。参考文献[5]针对数据链通信过程中的不完全信息约束和同信道相互干扰的问题,提出了一种基于子梯度的贝叶斯迭代算法获得均衡信息,解决了相互干扰的问题。

跳频技术是本文的研究重点,因为跳频图案的伪随机特性而具有一定的抗干扰能力,也因此被广泛应用于数据链系统。但是跳频技术有一些弊端,首先跳频图案一旦约定好,即使遇到严重干扰产生大量误码也无法更改,此时跳频技术的优势不再明显;其次传统跳频的通信频段和通信策略等都无法更改,频谱资源利用率不高,不能适应通信技术的发展需求^[6]。

当前数据链的使用模式多采用提前规划和事前装订的策略,即通信速率、发射功率、频点、通信时隙等参数均通过飞行前规划确定,并且在飞行过程中保持不变。这种模式难以适应高动态、高对抗的复杂电磁环境。智能化是通信抗干扰的必然趋势,因此,在数据链系统上增加智能抗干扰引擎,通过对实际飞行空域的电磁态势进行网络化实时感知,识别干扰类型和参数,自主调整通信速率、发射功率、频点、通信时隙等参数,可以大幅度提升空基数据链的抗干扰、抗截获性能。

1 数据链干扰样式及抗干扰技术的发展趋势

1.1 数据链干扰样式

从实施方式的角度,针对数据链的干扰类型通常可以分为压制性干扰和欺骗性干扰^[7]。压制性干扰采用干扰设备发射某种干扰信号,使数据链设备接收到的有用信

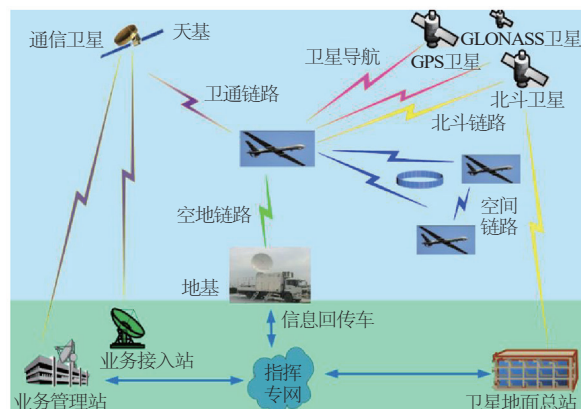


图1 典型天地一体数据链应用场景

号被干扰掩盖,以致难以检测到有用信号。欺骗性干扰通过有意模仿通信方数据链信号并发送给通信方数据链设备,使数据链装备执行干扰方发送的指令。实施欺骗式干扰需要很多先验条件,如波形参数、用户编号、密钥等,难度较大。

数据链干扰一般以压制性干扰为主。压制性干扰分为宽带阻塞干扰、梳状阻塞干扰、扫频干扰、音调干扰、窄带干扰、部分频带干扰、脉冲干扰、跟踪转发干扰等^[13-14]。

1.2 数据链抗干扰技术的发展趋势

随着数据链技术的飞速发展,目前已发展时域、频域、空域、码域、能量域、速率域、网络域、认知域等多维空间的通信抗干扰技术,主要抗干扰技术类型如图2所示。目前已从单一技术发展多种手段综合实现天地一体数据链抗干扰。

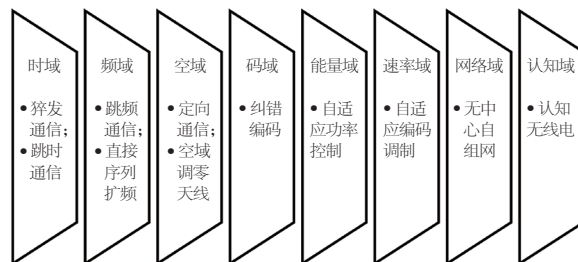


图2 主要抗干扰技术类型

2 智能抗干扰引擎设计方案

2.1 总体方案

智能抗干扰引擎与天地一体数据链的接口关系如图3所示。智能抗干扰引擎利用自身节点以及其他节点获取环境电磁数据、全网拓扑等信息,通过智能决策进行通信

参数的智能规划,对物理层、链路层参数等进行配置。

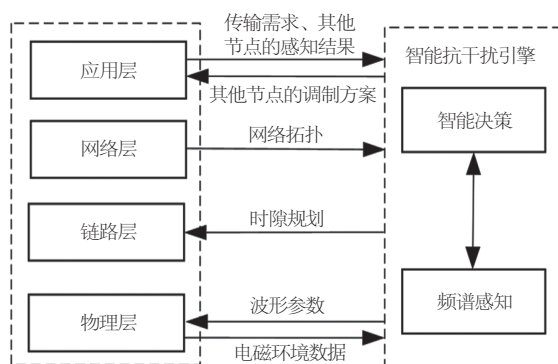


图3 智能抗干扰引擎与天地一体数据链接口的关系

智能抗干扰引擎的总体架构如图4所示,分为3个模块,即宽带频谱感知模块、干扰信号识别模块和抗干扰决策模块。智能抗干扰引擎工作流程如下。

(1) 各数据链节点首先独立地对所处空间的电磁环境进行频谱感知,确定受干扰频段以及可用的频谱资源;然后进行干扰样式识别和干扰信号相关参数估计,为后续抗干扰决策中资源的分配和波形参数的选择提供依据。

(2) 所有节点通过控制信道向主节点发送频谱感知结果和干扰识别结果,实现协同频谱感知与干扰识别,保证频谱感知结果的一致性。

(3) 主节点在接收到网络中各节点的感知结果和识别结果后进行抗干扰决策。主节点根据获得的干扰信号样式、干扰参数、频谱感知结果以及通信方通信要求对频谱资源、功率资源和波形参数进行在线规划。

(4) 主节点将抗干扰决策结果通过控制信道向网络中其他节点进行分发,保证决策结果的一致性。最后,各节点根据决策结果对自身的通信参数进行调整。

由于在整个过程中从节点需要将频谱感知结果与干扰识别结果通过控制信道发送给主节点,主节点也需要将决策结果通过控制信道分发给从节点,因此要求控制信道具备极高的可靠性。由于控制信道上只需要传输关键的感知结果和决策结果,数据量不大,因此控制信道上可以采用低速率跳频波形来获得高抗干扰性能。

2.2 宽带频谱感知模块

2.2.1 宽带频谱感知流程

宽带频谱感知采用分布式协同感知方案,簇内各节点独立地对所处空间的电磁环境进行频谱感知,将感知结果通过控制信道发送给簇首节点,簇首节点对接收到的各

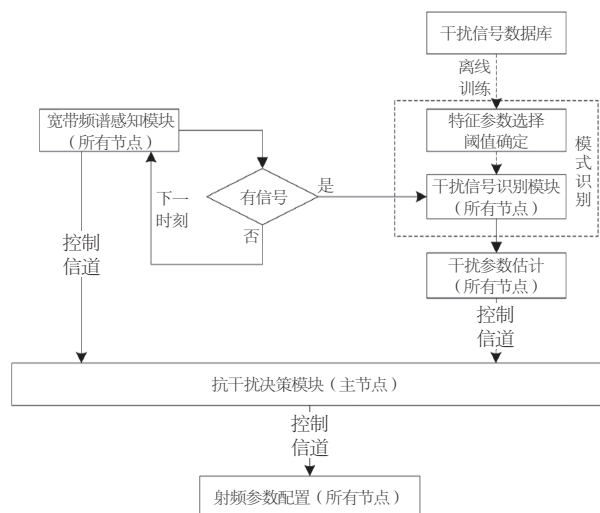


图4 智能抗干扰引擎总体架构

个节点的感知信息进行融合,综合全网络中各节点的感知结果实现对整个网络所覆盖空间内的频谱资源情况的感知。各节点的宽带频谱感知方案流程如图5所示。

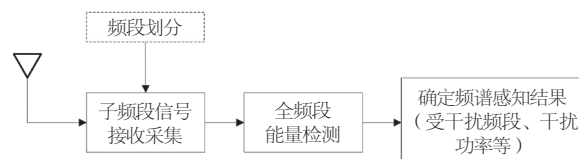


图5 各节点的宽带频谱感知方案流程

簇内节点在静默期对整个通信频带进行感知,由于射频带宽、灵敏度和采样率限制,需要将整个通信频带划分为多个子频段,依次对多个子频段的电磁信号进行采样。通过能量检测判断全频段内是否有信号,在有信号时提取信号的频率、功率、带宽等特征,形成频谱感知结果。

2.2.2 技术方案

在频谱感知过程中,最主要的过程就是判断全频段上是否存在干扰信号。在目前的干扰检测技术中,基于能量的干扰检测算法由于不需要获取接收信号的先验信息,且具有计算复杂度低、易于实现等优点,因此适用范围广泛。由于能量检测算法的门限取值是由噪声决定的,需要对环境噪声的统计特性有一个比较准确地估计,当对噪声方差存在估计误差时,会造成检测性能的大幅降低,噪声的不确定性严重影响了能量检测算法的检测性能。在实际应用中,如果只是简单地将整个频谱的均值或者方差作为对噪声功率的估计而没有排除受干扰影响的谱线,当干扰信号的功率较大时,整个频谱的均值就会增大并偏离真实的噪声平均功率。此时,这种近

似就会造成较大的偏差,导致噪声功率的估计值与理论值不一致,造成干扰检测的结果不准确,检测率降低。

基于前向连续均值剔除(Forward Consecutive Mean Excision, FCME)与连续均值剔除^[8-12](Consecutive Mean Excision, CME)的频域检测方法虽然能够降低噪声不确定性的影响,但由于频域上的谱线波动大,存在漏检率以及虚警率较高的问题。对于跳频通信系统来说,由于只在特定的频点上进行通信,对于跳频通信的频谱感知主要是检测跳频频点附近的频带是否受到干扰。因此,可以将跳频通信频点作为子频段的划分依据,将子频段作为一个整体进行感知,以减小频谱波动的影响。基于此,采用基于分组的FCME检测算法进行频谱感知,将不同子频段上的频域能量作为统计量来进行检测判决。干扰检测的基本步骤如下。

步骤1:将采样后的信号进行FFT变换得到频域信号,并计算对应的统计量以待检测。设不同子频段的频域信号的长度为 L ,以这 L 个频点的信号值的平方和作为统计量,则第 k 个子信道的统计量的数学表达式为

$$A[k] = \sum_{i=1}^L \text{FFT}(r[n])^2 = \sum_{i=k \cdot L+1}^{k \cdot L+L} |R_i[f]|^2 = \sum_{i=1}^L [\text{Re}(R_i[f])^2 + \text{Im}(R_i[f])^2] \quad (1)$$

其中, $r[n]$ 表示接收信号的采样值, $R[f]$ 为接收信号的频域信号。

在接收到的信号组成成分只有噪声和干扰的情况下,对于干扰信号的检测就是一个二元假设检验问题,对于第 k 个子信道上的检测统计量可表示为

$$A[k] = \begin{cases} H_0: \sum_{i=1}^L W_i[f]^2 \\ H_1: \sum_{i=1}^L (W_i[f] + J_i[f])^2 \end{cases} \quad (2)$$

其中, H_0 表示只有噪声存在, H_1 表示干扰信号和噪声都存在的情况, $J_i[f]$ 表示干扰信号的频域信号, $W_i[f]$ 表示背景噪声信号的频域信号。

步骤2:根据统计量的统计特征与门限因子 T 获得判决门限 A_{th} 。

步骤3:初始化数据,第1次($m=1$)迭代时将所构建的所有统计量 $A[k]$ 中的最小值的序号作为未受干扰的频段加入未受干扰的集合 I_m 中。

步骤4:计算集合 I_m 中统计量的均值 $E(A[k])$ 与门限因子 T 来得到判决门限 A_{th} ,具体计算过程如式(3)~式(4)所示

$$E(A[k]) = \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M A[k] \quad (3)$$

$$A_{th} = T \cdot E(A[k]) \quad (4)$$

将所有的统计量与判决门限 A_{th} 进行比较,大于和等于判决门限的视为该频段受干扰,将小于判决门限的统计量的序号加入未受干扰的集合中,更新为 I_{m+1} 并作为下一次迭代门限的依据。

步骤5:判断集合 I_{m+1} 相对于 I_m 是否不再更新,或者迭代次数达到预设的最大值,如果满足其中一项,结束迭代过程并进入步骤6;如果都不满足则 $m=m+1$,并跳转步骤4进行下一轮迭代。

步骤6:利用最终获取的判决门限 A_{th} 对所有的谱线进行检测,找出受干扰影响的谱线。

2.3 干扰信号识别模块

干扰信号的识别包括两部分的内容,分别是干扰信号样式识别和干扰信号参数估计。干扰信号参数估计是在干扰信号样式识别的前提下进行的,在确定干扰类型后才能对干扰信号有针对性地进行参数估计。干扰信号参数估计为抗干扰决策中相关策略的选择提供依据。

2.3.1 干扰信号样式识别

2.3.1.1 模式识别流程

干扰信号的识别是通过模式识别的方法来进行的,其主要的识别流程如图6所示。



图6 模式识别流程

在模式识别过程中的主要步骤是特征参数的提取和分类器的构建。本文主要对跳频通信过程影响较大、较为常见的5种压制式干扰信号(多音干扰、扫频干扰、部分频带干扰、窄带噪声干扰、噪声调频干扰)进行研究,通过频域特征参数来实现对压制式干扰信号的识别。并通过仿真实验对比基于决策树的分类器和基于支持向量机的分类器对干扰信号分类效能的差别。

2.3.1.2 特征参数的提取

对干扰信号主要通过提取频域特征参数来进行识别,为使仿真尽可能接近真实的硬件运行情况,也为了减小仿真的运算量,以10 MHz为子频段带宽,通过将200个子频段上的频域幅值进行拼接得到2 GHz的宽带频域信号,然后进行识别。

(1) 最大连续频段占比

对于所研究的5种干扰信号,由于它们在频域上连续程度不一样,因此可以通过它们在频域上最大连续频段所占的比例来进行识别,定义连续频段为干扰信号频域包络幅值超过其包络均值的频段。最大的连续频段所占整个频段的比例就是最大连续频段占比。

设 J 为接收信号,首先对接收信号 J 做傅里叶变换得其频谱幅值 F_n ,求取接收信号的频谱的包络 F_{up} ,然后通过频域包络来进行计算,连续频段的计算以该频段上所有包络点的值都要大于包络均值为准。具体计算方法如下

$$C = \frac{\max(L(up))}{\text{length}(F_{up})} \quad (5)$$

其中, F_{up} 表示频域包络, $L(up)$ 表示连续频段的长度。所研究的5种干扰信号的最大连续频段占比参数与JNR的关系曲线如图7所示。

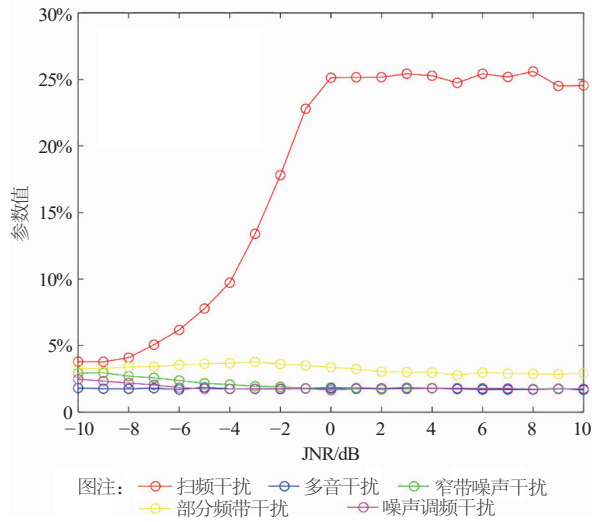


图7 最大连续频段占比参数与JNR的关系曲线

(2) 频域能量集中度参数

对于多音干扰、噪声调频干扰等,其能量主要集中在某几个频点或者某几段小频段上。因此,提出频域能量集中度这一特征参数来对多音干扰进行识别。

频域能量集中度反映的是接收信号中能量集中的频段所占整个频段的比值,只需求 F_{up} 中大于其 k ($k=0.5$)倍均值的点所占的比例。

$$Z = \frac{\text{length}(F_{up} > k \cdot \max(F_{up}))}{\text{length}(F_{up})} \quad (6)$$

所研究的5种干扰信号的频域能量集中度参数与JNR的关系如图8所示。

(3) 频域矩峰度系数

$$f_4 = \frac{E[(X - \mu)^4]}{\delta^4} \quad (7)$$

其中, X 为随机变量, μ 为随机变量 X 的均值, δ 为随机变量的标准差。 f_4 为矩峰度系数,这一参数表征的是变量 X 分布的陡峭程度;当随机变量 X 为某一信号的频域幅值时,表征的是该信号在频域内的陡峭程度。

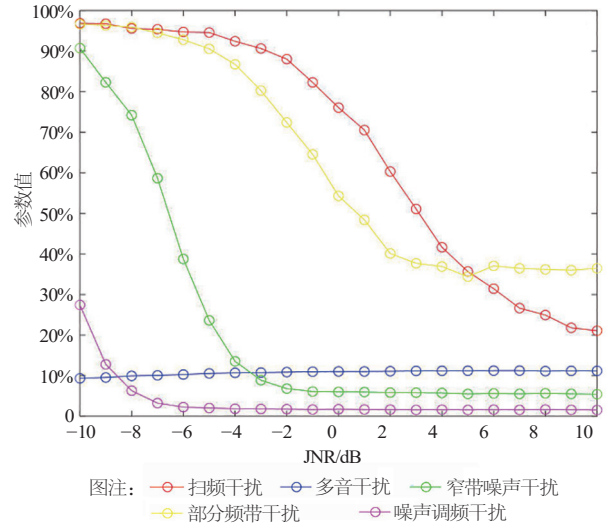


图8 频域能量集中度参数与JNR的关系

对于所研究的5种样式的干扰信号,在不同的JNR条件下,每种样式的干扰信号均随机产生100个样本,对每个样本计算其频域矩峰度并计算同一干扰样式在相同JNR条件下的频域矩峰度的均值。不同样式的频域矩峰度随JNR的变化曲线如图9所示。

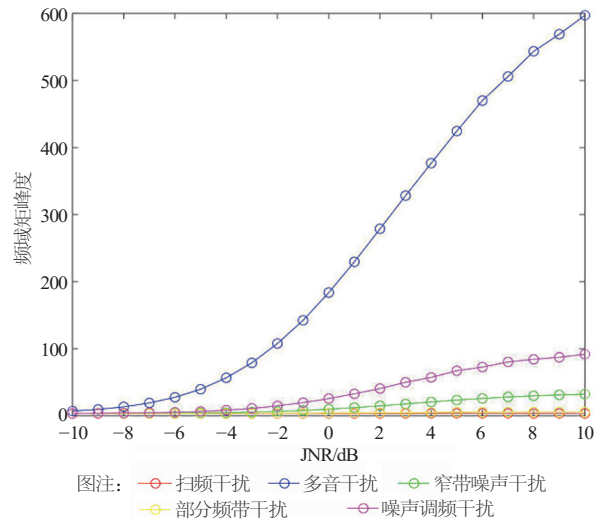


图9 不同样式的频域矩峰度随JNR的变化曲线

2.3.1.3 分类器的构建

(1) 基于决策树的分类器

确定不同参数的阈值,通过构建决策树的方法对干扰信号的样式进行识别,各参数阈值及识别流程如图10所示。

对5种干扰信号在不同JNR条件下的识别效果和对5种干扰信号的整体识别率如图11所示。

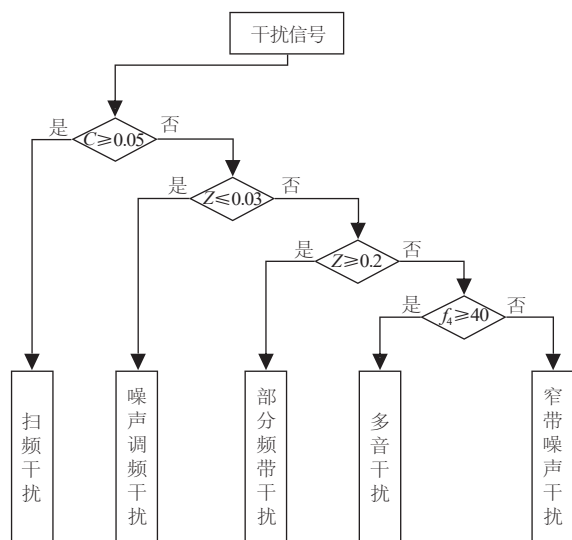


图10 各参数阈值及识别流程

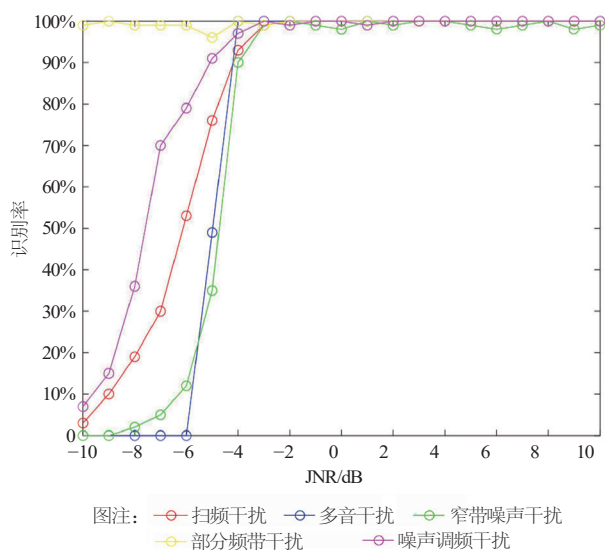


图11 基于决策树的5种干扰信号的整体识别率曲线

由识别率曲线可以看出，在 $JNR \geq -4$ dB的条件下，对于5种干扰信号的识别率都能90%以上，能够实现对所研究的5种样式的干扰信号的有效识别。

(2) 基于SVM的分类器

SVM是模式识别中一种常见的分类方法，最早是用于对线性可分的类别进行分类，在引进核函数后，能将原样本映射到高维空间进而能较好地解决线性不可分的分类问题。

由于SVM是一个天然的二分类器，在进行多分类任务时，需要使用多个SVM二分类器来实现多分类识别。本文将所有类别中的每个类别与其他所有类别构建一个二分类器；在判决时，根据所有分类器输出值的大小来

进行判断，输出值最大的类别就是最终判定的类别。基于SVM的分类过程如图12所示。

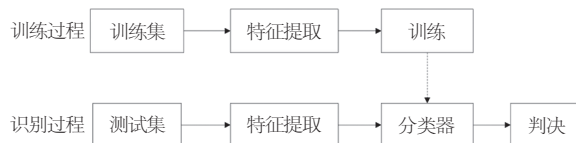


图12 基于SVM的分类过程

所采用的特征参数与决策树中的特征参数一致。对5种干扰信号在不同JNR条件下的识别效果和对5种干扰信号的整体识别率如图13所示。

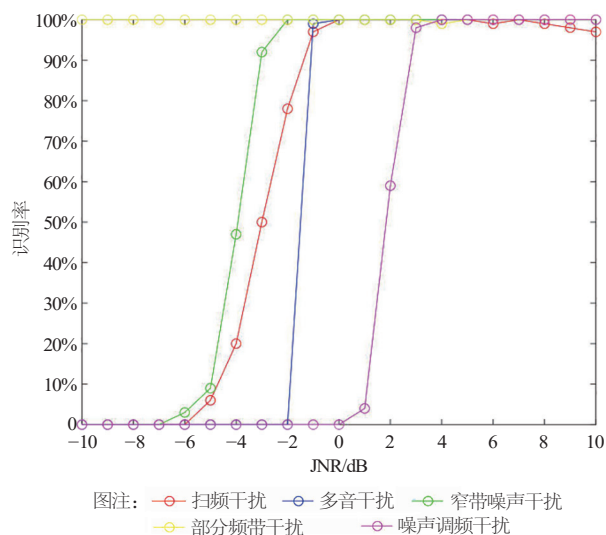


图13 基于SVM的5种干扰信号的整体识别率曲线

对比基于决策树和基于SVM的识别效果和识别过程可以看出，基于决策树的识别方法识别速度更快，准确度更高，但需要人工选取阈值；而基于SVM的识别方法不需要人工选取阈值，但准确度较低。

2.3.2 干扰信号参数估计

干扰信号参数估计是在干扰信号识别的前提下进行的工作，在已知干扰信号类型后才能对干扰信号的相关参数进行针对性的估计。由于干扰信号的类型不同，对于不同的干扰信号估计的参数也不尽相同。

2.3.2.1 多音干扰参数估计

对于多音干扰参数的估计主要分为两部分来进行，首先进行多音数目的估计，在数目估计的基础上再对多音干扰的频率和干信比JNR进行估计。

(1) 多音数目估计算法

多音数目的估计能够在频谱上简单观察出来，对

于其数目的估计首先做傅里叶变换并取模值得到幅度谱 $F(i)$, $i=1,2,3,\dots,N$ 。

多音数目的估计通过在频谱上搜索所有峰值,以当前判断的频点的频谱幅值在已确定为多音频点频谱幅值中的相对大小,作为判断依据来确定当前频点是否为多音频点,具体估计步骤如下。

步骤1: 找出所有幅度谱中的所有峰值,并令这些频谱峰值构成的集合为 S_1 , 初始化 $S_2 = \phi$ 。

步骤2: 令 $d = \max(S_1)$, 并更新 $S_3 = S_1 - \{d\}$ 。

步骤3: 若 $d > \alpha_1 E\{S_2\}$, 则更新 $S_2 = S_2 \cup \{d\}$ 并转回步骤2, 否则执行步骤4。

步骤4: 得出多音数目估计 M 等于 S_2 中的元素个数。

其中, 峰值的判断标准为: 若某频点的幅度谱大于其左右两个频点的幅度谱, 则为峰值, 否则不是峰值。 $E\{S\}$ 表示集合 S 的平均值。 α_1 为门限因子, 本文算法中取0.5。

(2) 多音干扰频率与JNR估计算法

M 个频点的多音信号的离散时间域的表示形式如下

$$x(n) = \sum_{m=0}^{M-1} A_m \cos(\omega_m n + \varphi_m) \quad (8)$$

其中,

$$\omega_m = 2\pi \frac{f_m}{F_s} \quad (9)$$

对于频率的估计采用基于DFT域的估计方法。假定多音频点 $\omega_m < \omega_{m+1}$, 此时 $x(n)$ 的傅里叶变换为

$$S(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) W_N^{nk} = \sum_{m=0}^{M-1} \frac{p_m}{1 - \lambda_m \cdot W_N^k} \quad (10)$$

其中, $\lambda_m = e^{j\omega_m}$, $W_N = e^{-j2\pi/N}$, $p_m = A_m (1 - \lambda_m^N)$ 。

通过峰值搜索可以确定幅度最大的 M 个干扰信号频点 $S(k_m)$, $m=0,1,\dots,M-1$ 。由于每个干扰频点对其他频点的作用随着频点的距离增大而陡然减小, 因此当 $k \in \{k_m-1, k_m, k_m+1\}$ 时, $S(k)$ 可以近似为

$$S(k) \approx \frac{p_m}{1 - W_N^k \lambda_m} \quad (11)$$

式(11)可以表示如下

$$S(k) = \begin{bmatrix} 1 & S(k) W_N^k \\ \lambda_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_m \\ \lambda_m \end{bmatrix} \quad (12)$$

由式(12)可以建立如下方程

$$\begin{bmatrix} S(k_m-1) \\ S(k_m) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & S(k_m-1) W_N^{k_m-1} \\ 1 & S(k_m) W_N^{k_m} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_m \\ \lambda_m \end{bmatrix} \quad (13)$$

通过解式(13)即可解得 λ_m , 进而可以得到 ω_m 的估计值, 最后由式(9)求得频率估计。

对于JNR的估计, 采用在频谱上能量估计的方法。找到离多音频点最靠近的 M 个离散频点的索引集合 $S_2 = \{k_m | m=1,2,\dots,M\}$ 。因此, JNR估计的表达式可以写为

$$\text{JNR} = 10 \lg \left(\frac{\sum_{m=1}^M \sum_{k=k_m-r}^{k_m+r} |S(k)|^2}{\sum_{k=1}^N |S(k)|^2 - \sum_{m=1}^M \sum_{k=k_m-r}^{k_m+r} |S(k)|^2} \right) \quad (14)$$

其中 r 为小的正整数。仿真时, 取 $r=1$ 。

(3) 仿真结果

仿真时采样频率设置为 $F_s=60$ MHz, 样本点数为6 000, 随机产生的多音频点的数目为6~10个, 频率位置随机, 每个频点的幅度设置相等。在不同的JNR条件下各仿真1 000次的正确率曲线如图14所示。

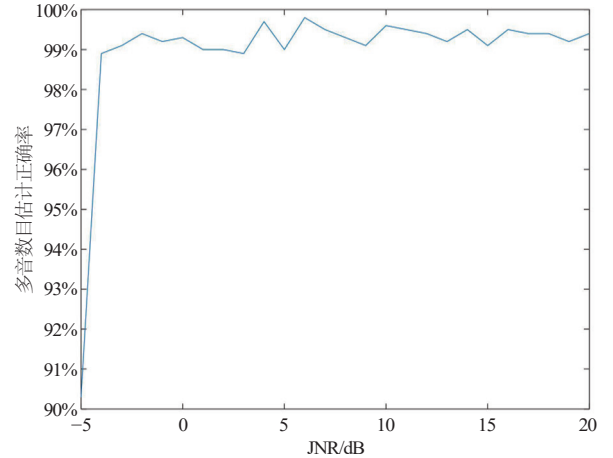


图14 不同的JNR条件下各仿真1 000次的正确率曲线

由图14可以看出, 在 $\text{JNR} \geq -4$ dB的条件下, 对多音数目的估计正确率能在98%以上。

多音信号频率估计的归一化均方根误差如下

$$f_{\text{RMSE}} = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^K \sum_{m=1}^{M_k} \left(\frac{\hat{f}_{k,m}}{f_{k,m}} - 1 \right)^2}{K}} \quad (15)$$

JNR估计的均方根误差如下

$$\text{JNR}_{\text{RMSE}} = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^K (\widehat{\text{JNR}} - \text{JNR})^2}{K}} \quad (16)$$

其中, f_{RMSE} 表示为归一化的频率估计均方根误差, K 为仿真次数, M_k 为第 k 次仿真时的多音数目, $\hat{f}_{k,m}$ 为 $f_{k,m}$ 的估计值, JNR_{RMSE} 为JNR的均方根误差, $\widehat{\text{JNR}}$ 为JNR的估计值。

在不同的JNR条件下各仿真1 000次的频率估计归一

化均方根误差曲线和JNR的估计误差曲线如图15所示。

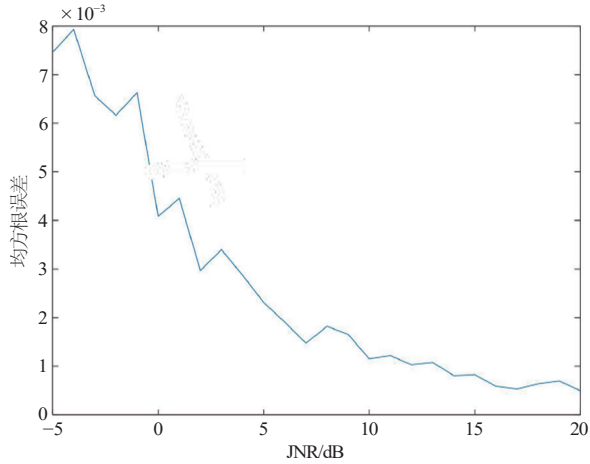


图15 频率估计归一化均方根误差曲线和JNR的估计误差曲线

由图15可以看出,在多音数目估计正确的前提下,频率的归一化误差在 10^{-3} 左右,换算成绝对误差在1 000 Hz左右,相对于多音频点兆赫兹的频率可以接受。

由图16可以看出,在JNR>0 dB的情况下,对于JNR的估计误差在1 dB以内。

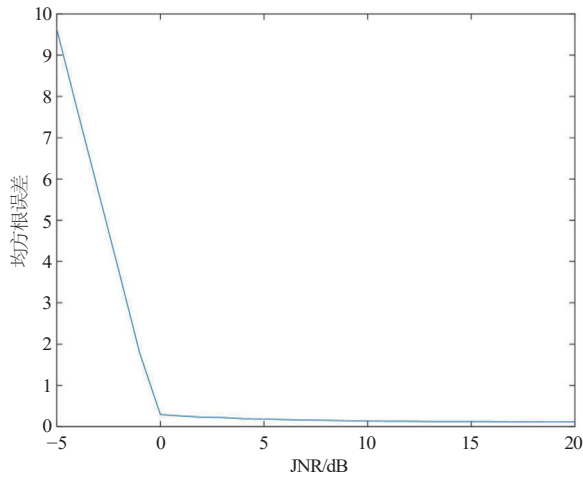


图16 JNR均方根误差曲线

2.3.2.2 线性扫频干扰信号参数估计

(1) 估计算法

线性扫频干扰信号主要的估计参数是初始频率、调频斜率和干噪比JNR等参数,对采样信号进行希尔伯特变换后得到线性调频信号的解析信号,其复数表达式如下

$$s(t) = A \exp[j(2\pi f_0 t + \pi k t^2)], \quad 0 \leq t \leq T \quad (17)$$

其中, A 为幅度, f_0 为初始频率, k 为调频斜率, T 为信号

时长。

将 $s(t)$ 进行如下变换

$$r(t) = s(t + \tau) s^*(t) = |A|^2 e^{j(2\pi f_0 \tau + \pi k \tau^2)} e^{j2\pi k \tau t} \quad (18)$$

其中, τ 为一个常数。经过变换后 $r(t)$ 即是一个单音信号,由此可以通过单音信号的参数估计方法 ($M=1$ 时的多音估计方法) 得到调频斜率的估计值 $\hat{k}$ 。

然后用估计值 $\hat{k}$ 对 $s(t)$ 进行解调, 即

$$z(t) = s(t) e^{-j\pi \hat{k} t^2} \approx A e^{j(2\pi f_0 t + \varphi)} \quad (19)$$

式(19)中的 $z(t)$ 近似为单音信号, 由此可以再次用单音信号参数估计的方法来估计起始频率 f_0 的估计值 $\hat{f}_0$ 。

在扫频参数的估计过程中, 若 $\hat{k}$ 的估计误差较大, 会严重影响起始频率 f_0 的估计。因此, 对调频斜率 k 采用一种迭代估计的方法。首先通过变换估计调频斜率的初值, 然后用估计的调频斜率对原信号进行抵消, 再通过多次迭代变换对调频斜率的估计值和真实值的差值进行估计, 对调频斜率进行修正, 直到更新变化不明显时停止迭代, 具体流程如图17所示。

对于JNR的估计, 在得到调频斜率和初始频率的基础上, 可得调频截止频率为 $f_{\text{end}} = f_0 + k \cdot T$, 对采样信号进行傅里叶变换并取幅度值得到 F , 以扫频覆盖范围之外的信号作为对噪声功率的估计, 覆盖范围内的信号作为对干扰信号功率的估计, 具体计算过程为

$$N_{\text{mean}} = \frac{\text{sum}(F(1:f_0)^2) + \text{sum}(F(f_{\text{end}}:\text{end})^2)}{\text{length}(1:f) + \text{length}(f_{\text{end}}:\text{end})}$$

$$\text{JNR} = 10 \lg \left\{ \frac{\text{sum}[F(f_0:f_{\text{end}})^2] - \text{length}(f_0:f_{\text{end}}) \cdot N_{\text{mean}}}{\text{length}(F) \cdot N_{\text{mean}}} \right\} \quad (20)$$

(2) 仿真结果

调频斜率、初始频率和JNR的归一化估计误差计算方式为

$$f_{\text{RMSE}} = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^K (\frac{\hat{f}_0}{f_0} - 1)^2}{K}} \quad (21)$$

$$k_{\text{RMSE}} = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^K (\frac{\hat{k}}{k} - 1)^2}{K}} \quad (22)$$

$$\text{JNR}_{\text{RMSE}} = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^K (\widehat{\text{JNR}} - \text{JNR})^2}{K}} \quad (23)$$

在不同的JNR条件下, 进行1 000次仿真后对于调频斜率 k 估计误差曲线、初始频率 f_0 估计误差曲线和JNR均

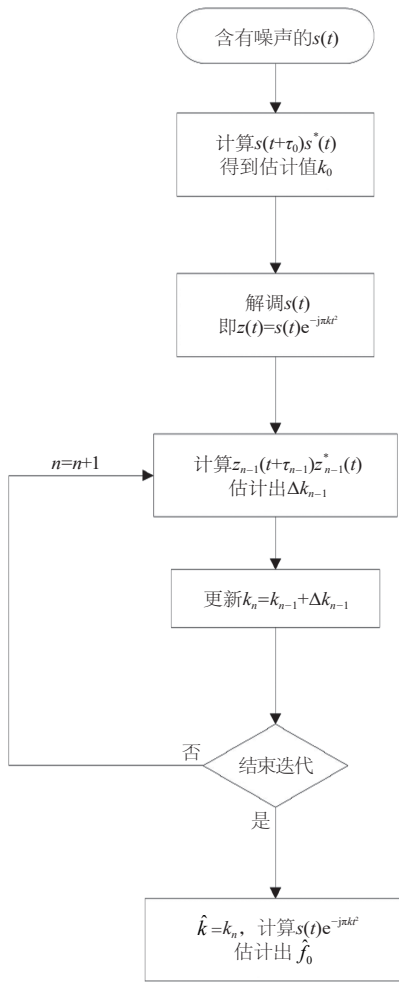


图17 扫频参数估计流程

方根误差曲线统计结果分别如图18~图20所示。

由图18~图20可以看出对于调频斜率和初始频率估计误差在 10^{-3} 左右,在JNR>0 dB的条件下,JNR的估计误差在1 dB以内。

2.3.2.3 噪声调频干扰信号参数估计

(1) 估计算法

对于噪声调频干扰信号,主要是估计受干扰的带宽和干噪比JNR这两个参数。对于干扰信号进行傅里叶变换后取模值的平方得到信号的功率谱 S ;然后通过功率谱对干扰带宽进行估计。由于所得到的功率谱幅度波动大,不利于估计占用带宽,因此对功率谱进行滑动平均,使功率谱光滑以方便估计占用带宽,同时也不会对占用带宽的估计造成大的误差。

功率谱 S 通过滑动平均后得到 $P(k)$,其表达式为

$$P(k) = \frac{1}{2M+1} \sum_{i=k-M}^{i=k+M} S(i) \quad (24)$$

其中 $2M+1$ 为滑动窗口的长度,仿真中取 $M=10$ 。

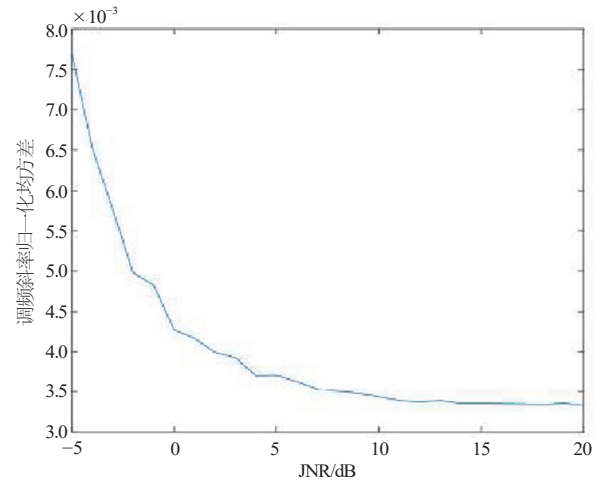
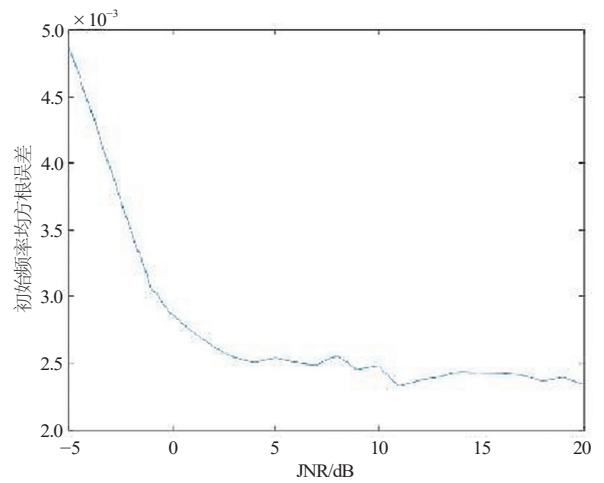
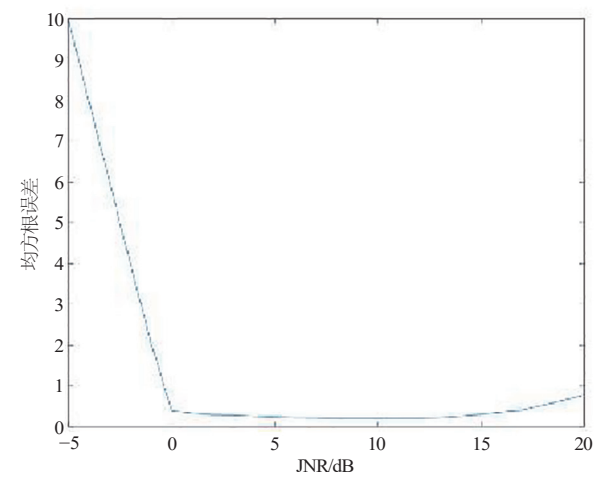
图18 调频斜率 k 估计误差曲线图19 初始频率 f_0 估计误差曲线

图20 JNR均方根误差曲线

估计算法采用双门限确定占用频点,首先找到 $P(k)$ 的最大点作为被占用频点,然后将占用频段左右两侧的两个频点,以剩余未被占用的频点的谱平均值作为基准,用一个固定的门限因子去判断其是否为占用频点。

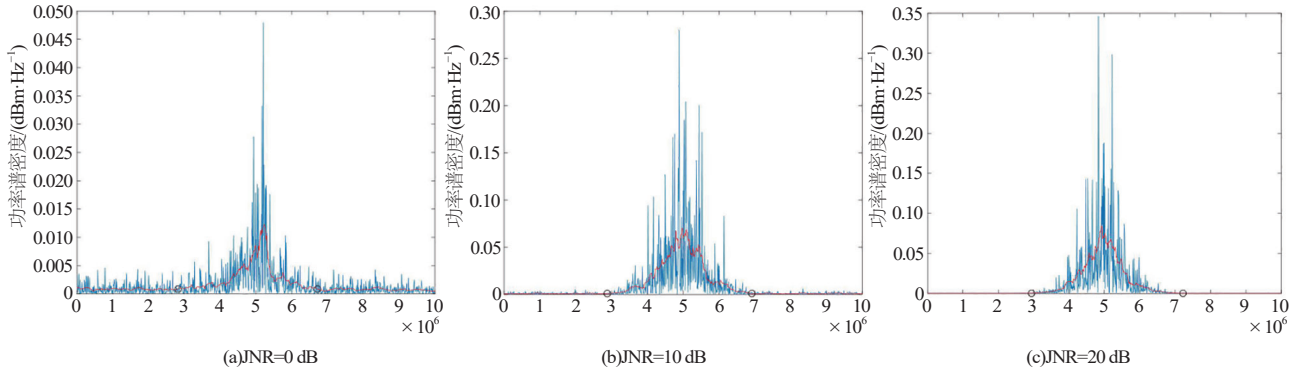


图21 不同JNR条件下带宽估计示意

若占用则相应地扩大占用频段范围，否则维持不变，如此迭代直至不再扩大则停止，具体步骤如下。

步骤1：初始化门限因子 α_1 和 α_2 ，仿真中取 $\alpha_1=1$ ， $\alpha_2=0.01$ 。

步骤2：初始化占用带宽的频点索引集合 $S_1 = \left\{ \arg \max \{P_i | i=1, \dots, N\} \right\}$ ，未被占用带宽索引集合为 $S_2 = \{1, 2, \dots, N\} - S_1$ 。

步骤3：对 S_2 中的索引对应的功率谱幅度值求平均值 $\bar{P}_{\min}$ ；对 S_1 中的索引对应的功率谱幅度值求平均值 $\bar{P}_{\max}$ 。

步骤4：找出 S_1 中的最大和最小的索引 $i_{\max}$ 、 $i_{\min}$ ，若 $P_{i_{\max}+1} > \alpha_1 \bar{P}_{\min}$ 且 $P_{i_{\max}+1} > \alpha_2 \bar{P}_{\max}$ ，则将 $i_{\max}+1$ 加入集合 S_1 中，并将 $i_{\max}+1$ 从集合 S_2 中去除；若 $P_{i_{\min}-1} > \alpha_1 \bar{P}_{\min}$ 且 $P_{i_{\min}-1} > \alpha_2 \bar{P}_{\max}$ ，则将 $i_{\min}-1$ 加入集合 S_1 中，并将 $i_{\min}-1$ 从集合 S_2 中去除。

步骤5：若步骤4中没有元素加入 S_1 中，则执行步骤6，否则执行步骤3。

步骤6：输出 S_1 、 S_2 。

S_1 中的最小值和最大值即对应受干扰频段的起始频率点和截止频率点。

对于JNR的参数估计，利用占用带宽的频点索引集合 S_1 和未被占用带宽索引集合 S_2 ，干噪比估计可表示为

$$\text{JNR} = 10 \lg \left(\frac{\sum \left\{ \left[S(k) - \frac{1}{N_2} \sum \{S(k) | k \in S_2\} \right] | k \in S_1 \right\}}{\frac{N_1 + N_2}{N_2} \sum \{S(k) | k \in S_2\}} \right) \quad (25)$$

其中， N_1 、 N_2 分别为 S_1 和 S_2 中的元素个数。

(2) 仿真结果

图21 (a)、图21 (b)、图21 (c) 分别是JNR为0 dB、

10 dB和20 dB的功率谱，其中蓝线表示干扰信号的功率谱，红线表示滑动平均后的功率谱，黑色的圆圈表示的是估计的干扰带宽的上下限。

对于JNR估计的均方根误差如图22所示。

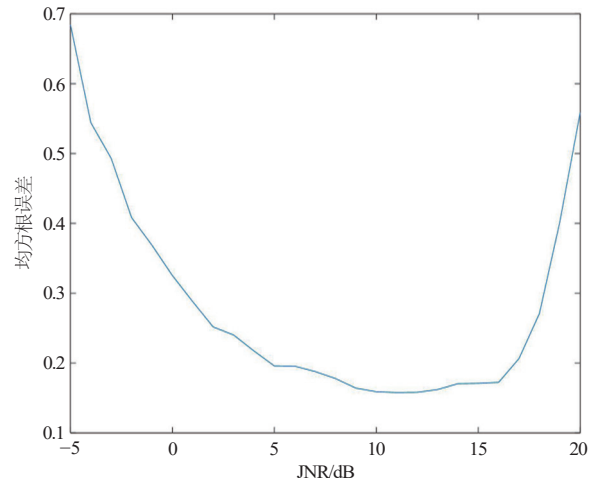


图22 JNR估计的均方根误差

由图22可以看出，JNR的估计误差先减小后增大，但误差基本在1 dB以内，误差随JNR增大是由于噪声调频信号的带宽近似为全频段；在JNR过大时，估计频段之外的干扰信号被错判为由噪声造成的。

2.3.2.4 部分频带噪声干扰信号参数估计

(1) 估计算法

部分频带噪声干扰信号在部分频带内表现为高斯噪声，主要的估计参数是其所占用的带宽和干噪比JNR。对于带宽的估计所采用的方法与噪声调频信号的带宽估计方法一致，采用双门限来确定受干扰频点。

对于JNR的估计方法如下

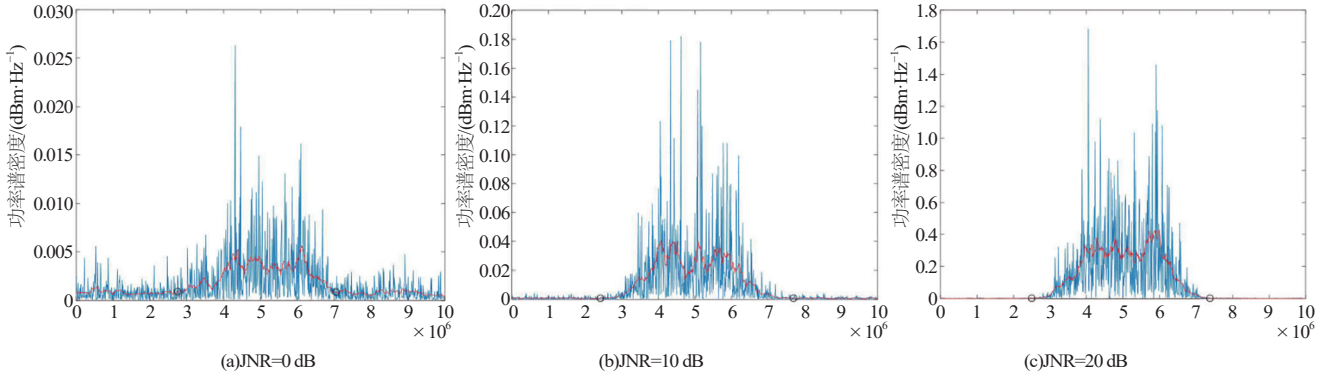


图23 不同JNR条件下带宽估计示意

$$JNR = 10 \lg \left(\frac{\sum \left\{ \left[S(k) - \frac{1}{N_2} \sum \{ S(k) | k \in S_2 \} \right] | k \in S_1 \right\}}{\frac{N_1 + N_2}{N_2} \sum \{ S(k) | k \in S_2 \}} \right) \quad (26)$$

其中, S 为功率谱, S_1 为占用带宽的频点索引集合, S_2 为未被占用带宽的索引集合, N_1 、 N_2 分别为 S_1 和 S_2 中的元素个数。

2.3.3 仿真结果

图23 (a)、图23 (b)、图23 (c) 分别是JNR为0 dB、10 dB和20 dB的带宽估计示意。

JNR估计均方根误差曲线如图24所示。

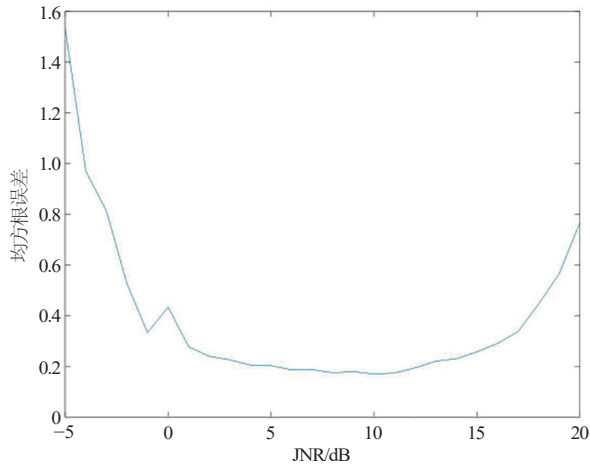


图24 JNR估计均方根误差曲线

由图24可以看出, JNR的估计误差先减小后增大, 但在JNR>-4 dB时, 误差基本在1 dB以内; 误差随JNR增大是因为在JNR较大时, 在估计频段之外的干扰信号比噪声大很多; 在其被错判为噪声后, 会造成估计JNR偏小。

由于仿真条件的限制, 本文的参数估计算法存在一定的局限性, 具体表现如下:

(1) 为减小仿真过程中的计算压力, 仅以10 MHz带宽的信号为例对所涉及的算法的性能进行仿真验证, 证明对于2 GHz带宽的实际应用场景本文的算法具备一定的适用性, 但在实际应用场景对于具体参数的选取仍需进一步讨论验证;

(2) 所涉及的扫频干扰信号的参数估计方法仅是针对非周期性的线性扫频干扰提出的, 对于周期扫频和正弦型扫频干扰的参数估计方法仍需进一步研究。

2.4 抗干扰决策模块

抗干扰决策利用频谱感知、干扰信号识别与参数估计结果, 在满足抗干扰、通信容量、通信距离等的约束条件下, 对通信参数进行自适应决策, 实现对于干扰信号的有效应对, 保证通过程的可靠性和有效性。

在满足抗干扰、通信速率等约束的前提下, 尽量采用通用抗干扰措施, 如提高发射功率, 降低通信速率等, 通用抗干扰措施针对所有类型干扰均有效。此时抗干扰决策主要优化目标为:

- (1) 发射功率尽量小, 以提升抗截获性能;
- (2) 通信速率尽量大, 以提升通信容量, 降低传输时延;

- (3) 接收信干噪比SINR尽量大, 以提升抗干扰能力。

主要的约束条件为:

- (1) 发射功率不能大于最大发射功率 $P_{\max}$;
- (2) 通信速率需要满足业务传输的要求, 可在规定的几种速率中选取;
- (3) 接收端的信干噪比大于解调门限。

抗干扰决策是一个典型的多目标优化问题, 可以通过遗传算法、粒子群优化算法等智能优化算法进行求解。为提升决策的实时性, 采用案例推理与智能优化相结合的智能决策方法。在地面离线训练阶段, 通过模拟不同抗干扰情形, 利用智能优化算法搜索决策结果, 并

将决策结果加入案例库中,不断丰富案例库。在线决策时可先在案例库中搜索,如果有相似案例则直接使用,无须调用智能优化算法。如果没有相似案例再启动智能优化算法,智能优化算法的初始状态可以使用案例库中最接近的决策结果。通过这种方式可以大大提升决策的实时性和准确性。

在梳状谱干扰、部分频带干扰、扫频干扰等情况下,通用抗干扰措施可能无法满足要求,需要针对不同干扰类型采取针对性抗干扰措施,从而保证通信的可靠性和有效性。

抗干扰决策的流程如图25所示,主节点在获得从节点的频谱感知结果和干扰信号识别及参数估计结果后,

先判断通用抗干扰措施能否达到通信要求。若满足则仅调整发射功率和通信速率;若不满足则根据各节点所受到的干扰信号的类型和参数选择相应的抗干扰措施。

针对宽带噪声干扰,只能通过提高发射功率和降低通信速率的措施来对抗干扰信号,如图26所示。

针对部分频带、单音或多音干扰等只干扰了部分跳频频点的干扰信号,在通用抗干扰措施不能满足通信要求后,需要采用替换干扰跳频频点的办法,将受干扰的跳频频点替换为未受干扰的频点,以保证通信的正常进行,如图27所示。

对于梳状谱干扰,在通用抗干扰措施失效后,采用更改跳频图案,减小跳频频点间隔,增加跳频频点数量

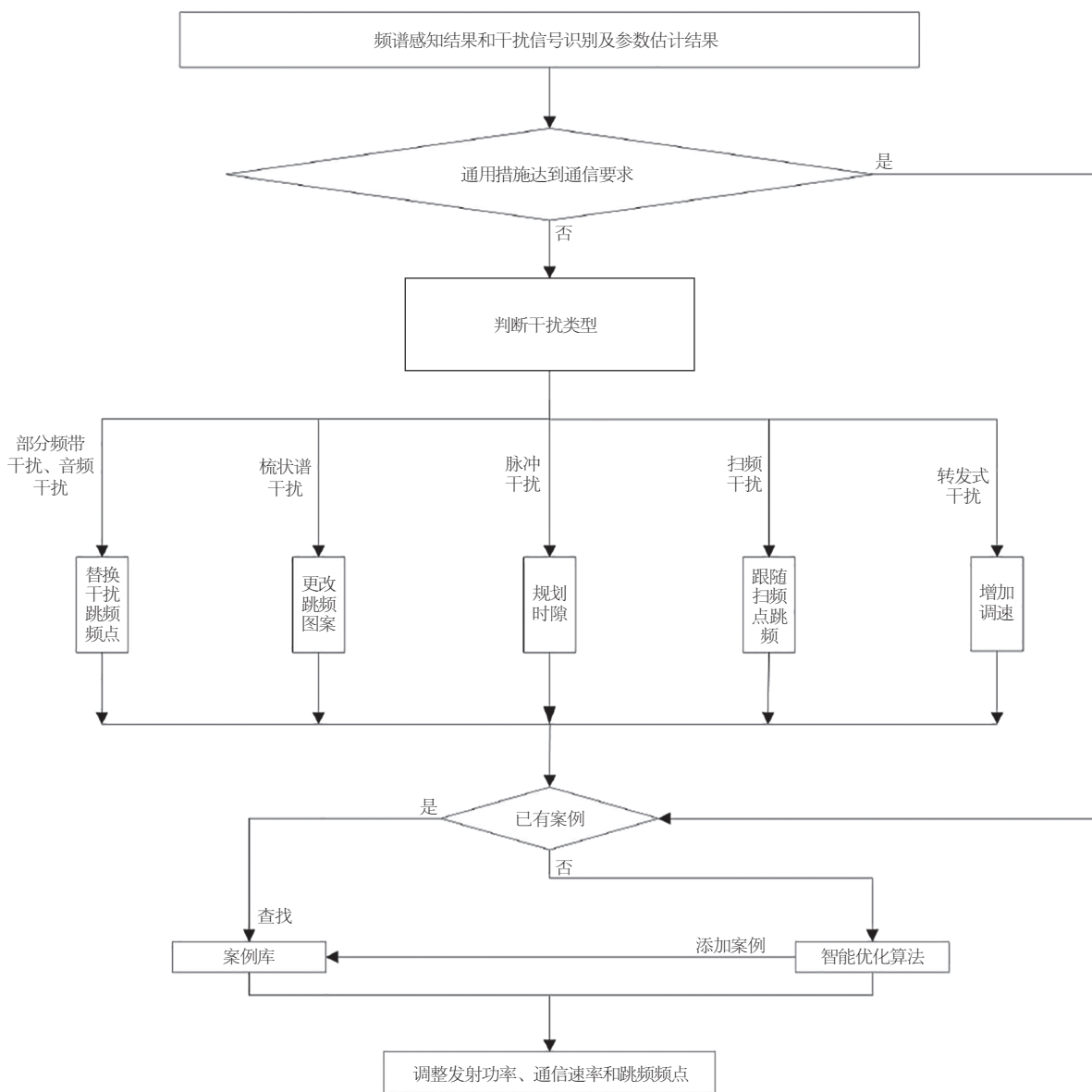


图25 抗干扰决策流程

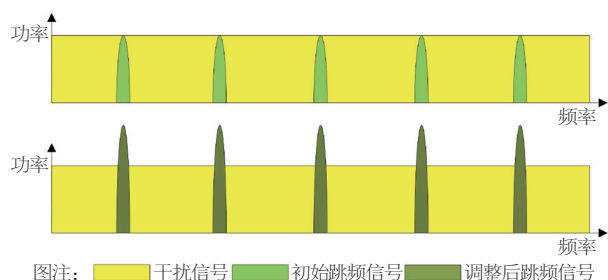


图26 宽带噪声干扰调整示意

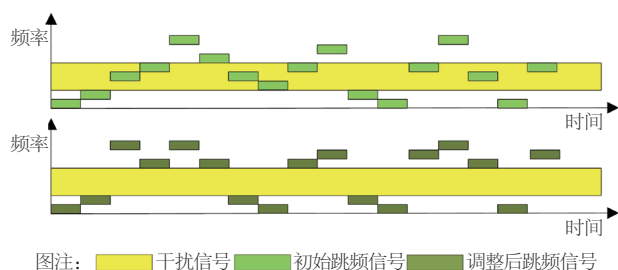


图27 部分频带干扰调整示意

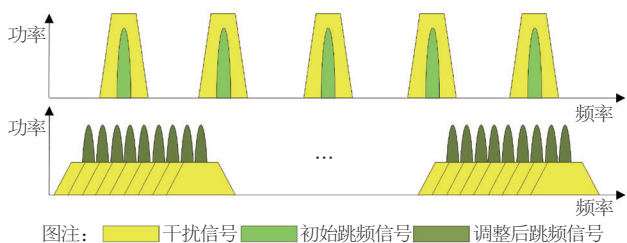


图28 梳状谱干扰调整示意

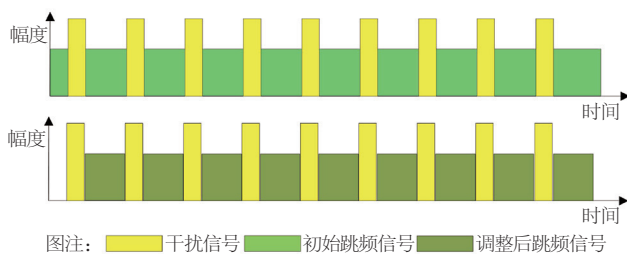


图29 脉冲干扰调整示意

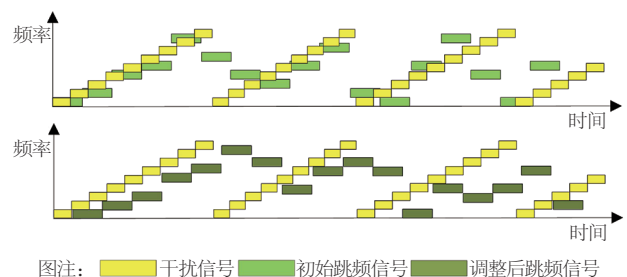


图30 扫频干扰调整示意

的办法，迫使干扰方干扰机增加干扰带宽，降低其干扰信号的功率谱密度，从而使通信方通信信号在增大发射功率后可以进行有效传输，如图28所示。

对于脉冲干扰，因其短时猝发的干扰信号能量大，会对通信信号造成大量误码，但存在干扰间隔，因而可对通信时隙进行规划，用脉冲干扰的空闲时段进行通信，如图29所示。

扫频干扰一般覆盖频域大，甚至为全频带覆盖，但在某一时刻仅干扰一个频点，且干扰频点随时间按一定的规律变化，因而在获得扫频干扰参数后，可以设置跳频频点在扫频频点之后、跳频周期小于扫频周期进行通信，以实现对抗扫频干扰信号的躲避，如图30所示。

3 结束语

本文主要分析了服务于高动态飞行器的天地一体数据链通信中主流的干扰样式类别和抗干扰的手段，详细描述了智能抗干扰引擎的技术方案。对于主要关键技术的技术途径进行分析，并对所采用方法的性能进行了仿真测试，测试结果可以证明所采用的方法能够达到预期目标，但仍存在一定的局限性。后续还需对智能抗干扰引擎中的关键技术进一步完善，进一步提高数据链的可靠性和有效性。

参考文献：

- [1] 唐江, 谢晓方, 孙涛, 等. 智能反舰导弹协同攻击策略研究[J]. 飞航导弹, 2011(11): 57-61.
TANG J, XIE X F, SUN T, et al. Research on cooperative attack strategy of intelligent anti-ship missile[J]. Aerodynamic Missile Journal, 2011(11): 57-61.
- [2] HUANG W Z. Studies on novel anti-jamming technique of unmanned aerial vehicle data link[J]. Chinese Journal of Aeronautics, 2008, 21(2): 141-148.
- [3] FAZAL M M, PAWAR A G, PRASAD J. Design of secured, high speed two way RF data link for airborne vehicle communication[C]// Proceedings of IEEE MTT-S International Microwave and RF Conference. Piscataway: IEEE Press, 2013: 1-4.
- [4] XU Y F, REN G C, CHEN J, et al. Interference-aware cooperative anti-jamming distributed channel selection in UAV communication networks[J]. Applied Sciences, 2018, 8(10): 1911.
- [5] XU Y F, REN G C, CHEN J, et al. A one-leader multi-follower Bayesian-stackelberg game for anti-jamming transmission in UAV communication networks[J]. IEEE Access, 6: 21697-21709.
- [6] 刘靖, 薛睿. 基于认知跳频的无人机数据链抗干扰技术研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工程大学, 2021.
LIU J, XUE R. Research on anti-jamming technology of UAV data link based on cognitive frequency hopping[D]. Harbin: Harbin Engineering University. 2021.

- [7] 冯小平, 李鹏, 杨绍全. 通信对抗原理[M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2009.
- FENG X P, LI P, YANG S Q. Principles of communication countermeasures[M]. Xian: Xidian University Press, 2009.
- [8] 郭朝斌. OFDM接收机恶意干扰检测与抑制技术及其FPGA实现研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2020.
- GUO C B. Research on malicious interference detection and suppression technology and its FPGA implementation of OFDM receiver[D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2020.
- [9] VARTIAINEN J, LEHTOMAKI J J, SAARNISAARI H, et al. Estimation of signal detection threshold by CME algorithms[C]// Proceedings of 2004 IEEE 59th Vehicular Technology Conference. VTC 2004-Spring. Piscataway: IEEE Press, 2004: 1654-1658.
- [10] VARTIAINEN J, LEHTOMÄKI J, SAARNISAARI H, et al. Limits of detection for the consecutive mean excision algorithms[C]// Proceedings of 2010 Proceedings of the Fifth International Conference on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications. Piscataway: IEEE Press, 2010: 1-5.
- [11] SAARNISAARI H, HENTTU P. Impulse detection and rejection methods for radio systems[C]// Proceedings of IEEE Military Communications Conference, 2003. MILCOM 2003. Piscataway: IEEE Press, 2003: 1126-1131.
- [12] SAARNISAARI H, HENTTU P, JUNTTI M. Iterative multidimensional impulse detectors for communications based on the classical diagnostic methods[J]. IEEE Transactions on Communications, 2005, 53(3): 395-398.
- [13] 刘旻. 雷达复合干扰信号特征提取及智能识别算法研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2008.
- LIU M. Radar composite interference signal feature extraction and intelligent identification algorithm research[D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2008.

- [14] 徐国进. 典型通信干扰信号识别技术研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2018.

XU G J. Research on identification of typical communication jamming signals[D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2018.

[作者简介]



武振 (1986-), 男, 硕士, 高级工程师, 主要研究方向为航天测控及数据链通信。



杨靖宇 (1995-), 男, 硕士, 北京机电工程总体设计部助理工程师, 研究方向为航天测控及数据链通信。



王硕 (2000-), 男, 哈尔滨工业大学硕士生, 主要研究方向为协作通信。



王正欢 (1987-), 男, 博士, 北京机电工程总体设计部高级工程师, 主要研究方向为航天测控及数据链通信。



贾敏 (1982-), 女, 哈尔滨工业大学教授, 博士生导师, 入选国家重大人才工程, 主要研究方向为天地一体化认知通信、组网与接入技术。