

文章编号:1004-9037(2013)06-0000-09

# 超宽带通信中基于 TK 变换的共存干扰检测算法

蒋 磊<sup>1</sup> 郭建新<sup>1</sup> 候 俊<sup>2</sup> 张 群<sup>1</sup>

(1. 空军工程大学信息与导航学院,西安,710077; 2. 西北工业大学自动化学院,西安,710072)

**摘要:**基于 TK 能量估计算子,提出了一种适用于超宽带通信的共存干扰检测算法。该算法通过在 TK 变换检测支路中加入标称频率载波,利用 TK 变换后的差频分量完成对共存窄带干扰的准确测频。本文对所提算法进行了数学建模和仿真分析。仿真结果显示,该算法可对超宽带通信频段中的共存干扰进行准确的测频,并由于省去了经典测频系统中的模拟混频部分,因此大大降低了测频系统的处理复杂度,为超宽带通信自适应抗干扰技术的实用化提供了一条新的研究途径。

**关键词:**干扰抑制;超宽带;干扰检测;抗干扰;TK 变换

**中图分类号:** TN914.5

**文献标志码:** A

## Coexisting Interference Detecting Algorithm Based on TK Transformation for Ultra-wideband Communications

Jiang Lei<sup>1</sup>, Guo Jianxin<sup>1</sup>, Hou Jun<sup>2</sup>, Zhang Qun<sup>1</sup>

(1. College of Information and Navigation, Air Force Engineering University, Xi'an, 710077, China;

2. College of Automation, Northwestern Polytechnical University, Xi'an, 710072, China)

**Abstract:** Based on Teager-Kaiser(TK) power estimating operator, the novel coexisting interference(CI) detecting algorithm for Ultra-wideband(UWB) communication is proposed in this paper. The novel algorithm can detect the frequency of CI accurately by adding the standard frequency signal to the TK disposing branch and using the discrepancy frequency information provided by the TK transformation. The mathematic model and simulation analysis for the novel algorithm are made in this paper. The simulation results show that this algorithm can accurately detect the frequency of CI within UWB communication band. Furthermore, the novel algorithm can leave out the analog mixer used widely in typical frequency detecting system and reduce the deposing complexity evidently, which can provide the new researching method for development of adaptive anti-jamming technology for UWB communications.

**Key words:** interference suppression; ultra-wideband; interference detection; anti-jamming;

Teager-Kaiser transform

媒体访问控制(Media access control,MAC)

物理层(Physical layer,PHY)

高清电视(High definition television,HDTV)

有效全向辐射功率(Effective isotropic radiated power,EIRP)

的实际应用带来了挑战:UWB与宽谱中的窄带用户必须实现安全共存便是其中一个不容回避的现实。为了克服对共存用户的干扰,必须极大降低自身的EIRP,这样做的后果是UWB与共存用户之间的信干比(Signal interference ratio, SIR)会非常低,共存窄带干扰(Coexisting narrow band interference,CNBI)通常比UWB信号功率强50~60 dB,从而造成了对UWB通信系统的显著干扰。鉴于该问题,国内外众多研究机构进行了

引 言  
近年来,超宽带通信技术(Ultra-Wideband, UWB)已迅速成为4G(Wireless personal access network,WPAN)的MAC和PHY主要备选标准之一,发展极其迅猛,已尝试在HDTV和无线USB等领域进行了应用。然而UWB的宽谱占用特性在给它带来潜在应用优势的同时,也给UWB

这个不用翻译,都这么称呼

快速傅里叶变换(Fast fourier transformation, FFT)

# 1 UWB 经典干扰检测方法

## 1.1 单通道干扰检测方法

经典的 UWB 干扰单通道检测方法为串行模拟下变频与数字测频方法的结合形式,如图 1 所示。该方法利用变化的本振频率  $f_0$ ,通过模拟下变频方式,将 UWB 宽频段进行分段扫描处理,后续通过 AD 采样,在数字域内采用数字测频方法进行干扰检测。常用的数字域测频方法为经典的 FFT 测频方法。从图 1 中可以看出,该方法结构较为简单,但是由于是串行扫描处理方式,干扰检测降低,另外模拟混频器是其中的重要组成部分,而该器件的实现和要求是相当苛刻的。

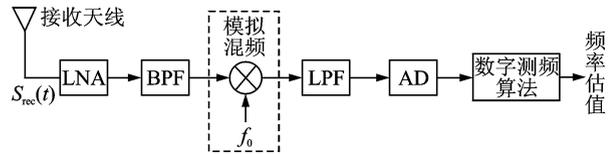


图 1 经典单通道干扰检测结构图

## 1.2 多通道干扰检测方法

为进一步提高干扰检测的时效性,缩短 UWB 特宽频段一次扫描搜索时间,目前应用较多的解决方法为多通道并行干扰检测方法,如图 2 所示。

从图 2 中可以看出,多通道方式是将 UWB 宽频信号同时并行分频段处理(分段数为  $M$ ),每个支路等效于单通道方式,因此在搜索时效性上是非常高的,而在硬件结构上是相当复杂的(其中模拟混频器的数量大幅度增加),后续的数字域处理方法可沿用单通道方式,也可采用多通道自身特有的算法。

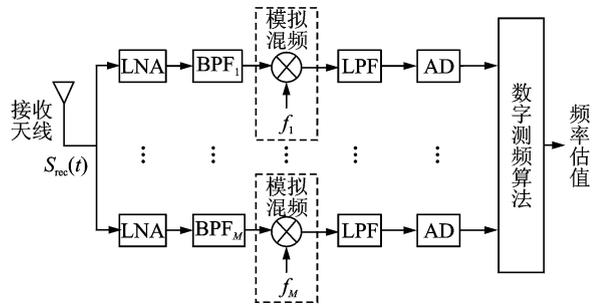


图 2 经典多通道干扰检测结构图

从上述描述中可以看出:两种 UWB 经典干扰检测方法在硬件成本和干扰检测实效性方面各有利弊,但都需要模拟混频器件的支撑,尤其在多通道方法中,需求数量更为巨大,而模拟混频器则是

广泛的讨论,多篇文献给出了富有成效的解决方法,归纳起来主要有干扰抵消和干扰躲避技术两大类:(1)干扰抵消技术中典型的有:(Minimum mean square error,MMSE)和 RAKE 接收处理技术<sup>[1-3]</sup>;自适应滤波技术<sup>[4-5]</sup>;E. Baccarelli 提出的基于共存窄带干扰建模的方法<sup>[6]</sup>;K. Ohno 等提出的相关模板处理技术,该技术具有较低处理复杂度,但对随机干扰的抑制性能不佳<sup>[7]</sup>,随后文献<sup>[8]</sup>对该方法进行了改进,引入了自适应

最小均方误差算法

(2)干扰躲避技术中典型的有:采用干扰检测与躲避机制(Detect and avoid)进行检测<sup>[9]</sup>,通过设计 UWB 发射信号脉冲的功率谱密度(Power spectrum density, PSD)对频谱共存点形成 PSD 谷底<sup>[10-11]</sup>,从而抑制对共存用户的干扰,同时基于干扰参数自适应调整本地相关接收模型,来完成强窄带干扰抑制,该技术现正逐渐演变为认知 UWB (CUWB: Cognitive UWB) 技术<sup>[12-14]</sup>,已成为未来 UWB 实现频谱安全共存和抗干扰的主要模式。

自回归(AutoRegressive, AR)

基于上述分析可以发现,超宽频段的干扰检测已成为 UWB 抗干扰主要模式中不可或缺的重要辅助手段,如何在超宽频段内进行快速、准确的干扰参数(尤其是干扰频点)估计成为了目前 UWB 抗干扰研究领域亟待解决的关键技术之一。基于 AR 模型的现代功率谱估计算法在非实时和高速采样率条件下,可给出共存干扰 PSD 的近似最优解,但在实际应用中却存在频率分辨率、采样速率和处理复杂度之间的矛盾,无法实时进行快速扫描。经典的周期图 PSD 估计算法在干扰参数估计性能上相比现代 PSD 估计方法是次优的<sup>[15]</sup>,但也同样存在无法实时进行快速扫描的问题。为了提高运算的实时性,文献<sup>[16]</sup>提出了 DFT 的改进运算方法,降低了运算开销,但高采样率问题同样没有解决。文献<sup>[17-18]</sup>在 UWB 共存干扰半盲的条件下,给出了共存干扰功率的快速估计算法,但对 NBI 的频点估计存在模糊范围,还不能与 CUWB 有效结合;文献<sup>[19-20]</sup>提出了基于 MB-OFDM 体制的 NBI 检测算法,通过子带映射的方法给出了 NBI 的频率估计参数,但该算法需要高的采样率并且对 DS-UWB 体制没有借鉴性,同样的问题也出现在文献<sup>[21]</sup>。鉴于此,本文提出了基于 Teager-Kaiser(TK)能量算子的干扰检测算法,该算法可在较低的采样率和处理复杂度下实现对 UWB 超宽频段中 CNBI 的实时准确检测。

认知超宽带(Cognitive ultra-wideband,CUWB)

离散傅里叶变换(Discrete fourier transform,DFT)

影响 UWB 测频系统性能的一个重要因素。

## 2 基于 TK 变换的干扰检测新算法

### 2.1 TK 能量算子

TK 能量算子是一个非线性微分能量算子,该算子首先由 J. F. Kaiser 进行了系统的分析和引入<sup>[22]</sup>,随后文献[23]对 TK 算子在信号检测方面进行了进一步的研究和分析,并在后续的工作中运用 TK 能量算子分别对 AM 和 FM 信号进行了成功检测。文献[24]对 TK 算子在 UWB 抗干扰方面进行了应用。现对 TK 能量算子相关运算简要介绍如下。

对一个连续信号  $s(t)$  进行 TK 变换处理,则结果可记为  $\phi(s(t))$ ,具体运算法则为

$$\phi(s(t)) = \dot{s}(t)^2 - s(t)\ddot{s}(t) \quad (1)$$

式中:  $\dot{s}(t)$ 、 $\ddot{s}(t)$  分别为  $s(t)$  的一阶、二阶导函数。若取  $s(t) = A\cos(2\pi f_c t + \theta)$ ,通过计算可得

$$\phi(s(t)) = A^2(2\pi f_c)^2 \quad (2)$$

由式(2)可以看出:TK 变换可将一个单频载波信号变换成直流信号,且变换后所得直流信号的幅度与原信号频率与幅度的平方成正比,可看作是将信号能量的直流搬移。对式(1)进行离散化,可表示为<sup>[24]</sup>

$$\phi(s(n)) = s(n)^2 - s(n-1)s(n+1) \quad (3)$$

从式(3)可以看出,TK 能量算子的运算只需要信号采样的当前点和前后样点,因此计算量很小,可用来捕捉信号的瞬时能量变化,且运算结果与信号初始相位无关。

当源信号为多个单频信号时,即

$$s(t) = \sum_{i=1}^N A_i \cos(2\pi f_i t) \quad (4)$$

则相应的 TK 变换可进一步表示为

$$\phi(s(t)) = K + \sum_{i=1}^N \sum_{j>i}^N \gamma_i^j \cos[2\pi(f_i - f_j)t] + \gamma_j^i \cos[2\pi(f_i + f_j)t] \quad (5)$$

式(5)中, $K$  为常数

$$\gamma_i^j = A_i A_j (2\pi f_i)(2\pi f_j) + \frac{A_i A_j (2\pi f_i)^2}{2} + \frac{A_i A_j (2\pi f_j)^2}{2} \quad (6)$$

$$\gamma_j^i = A_i A_j (2\pi f_i)(2\pi f_j) - \frac{A_i A_j (2\pi f_i)^2}{2} - \frac{A_i A_j (2\pi f_j)^2}{2} \quad (7)$$

从式(5)可以看出:当存在多个信号输入时,TK 变换结果不仅存在直流分量  $K$ ,而且产生了信号之

间的交叉调制项,从而衍生出了新的交叉调制频率分量。

### 2.2 新算法的提出

基于上述 TK 算子的分析,可以看出:TK 变换所产生的新频率分量是由所存在信号频率之间的和、差频组成的,如果在输入信号中加入一个标称模拟频率信号,则由该频率信号与 CNBI 产生的交叉调制分量可用来对信号频率进行估计。所产生的新和频分量可通过低通滤波去除,产生的新差频分量则可用来测频。为了降低系统的采样率,TK 变换后的数据进行了低通滤波,滤波带宽可设的较窄,从而使后续频谱测量的采样率,分辨率和实时性都能获得提高。结合 CUWB 通信体制,所提干扰检测方法如图 3 所示。

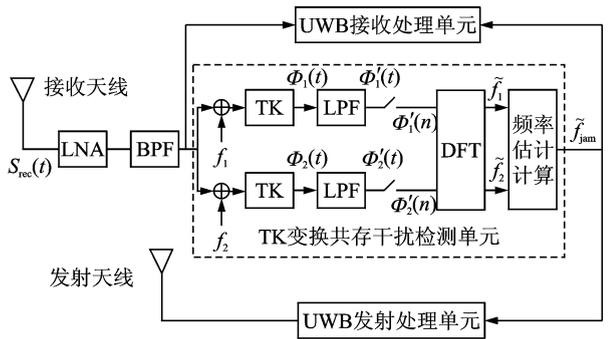


图 3 TK 变换共存干扰检测方案示意图

干扰检测单元主要由两路基本相似的处理支路构成,所不同的是:两个支路分别加入了具有一定频差的载波,这主要是用来消除干扰频点估计模糊。各支路内,信号首先叠加一个特定频率的模拟载波信号,后经 TK 能量运算,特定载波和 CNBI 分量一部分被转变为直流分量,一部分产生了新的交叉调制频率分量,通过低通滤波(该滤波通带较窄)处理后,进行信号的离散采样,由于通带较窄,系统采样率可以大幅度降低,在同等采样点数的条件下,可显著提高后续测频的分辨率。两路离散信号分别进行 DFT 处理,所得频率估计  $\tilde{f}_1$  和  $\tilde{f}_2$  再经过“频率估计计算”模块给出 CNBI 的准确估计  $\tilde{f}_{jam}$ 。

### 2.3 新算法的数学分析

设 UWB 接收机的接收信号为

$$S_{rec}(t) = S_{uwb}(t) + \sum_{i=1}^N I_i(t) + n(t) \quad (8)$$

式中:  $S_{uwb}(t)$  为接收的 UWB 有用信号,  $I_i(t)$ ,  $i = 1, 2, \dots, N$  为 CNBI,  $N$  为共存干扰数;  $n(t)$  为加

性高斯白噪声。

经过前端预处理, UWB 带外噪声与干扰被大量抑制, 由于共存干扰带宽相比 UWB 信号带宽窄的多, 不失一般性, 可将共存干扰建模为单频正弦波, 即

$$\sum_{i=1}^N I_i(t) = \sum_{i=1}^N A_i \cos(2\pi f_{i1}t + \theta_i) \quad (9)$$

式中:  $A_i$ ,  $f_{i1}$  和  $\theta_i$  分别为第  $i$  个干扰的幅度、中心频率和初始相位。滤波后信号输入“TK 变换共存干扰检测单元”进行干扰检测处理。为分析方便, 不失一般性, 设仅存在一个 CNBI, 即

$$S_{\text{rec}}(t) = S_{\text{uwb}}(t) + A \cos(2\pi f_{11}t + \theta_1) + n(t) \quad (10)$$

该信号分别输入两路 TK 变换检测支路, 并分别叠加两个标称频率为  $f_1$  和  $f_2$  的模拟载频信号, 可表示为

$$S'_{\text{rec}}(t) = S_{\text{uwb}}(t) + A \cos(2\pi f_{11}t + \theta_1) + n(t) + B \cos(2\pi f_1 t) \quad (11)$$

$$S''_{\text{rec}}(t) = S_{\text{uwb}}(t) + A \cos(2\pi f_{11}t + \theta_1) + n(t) + B \cos(2\pi f_2 t) \quad (12)$$

两路分别进行 TK 变换, 以第一路为例进行分析, 可得

$$\Phi_1(t) = \sum_{i=1}^{10} \zeta_i(t) \quad (13)$$

式中:  $\zeta_1(t) = \psi[S_{\text{uwb}}(t)]$ ;  $\zeta_2(t) = \psi[n(t)]$ ;

$$\zeta_3(t) = \psi[A \cos(2\pi f_{11}t + \theta_1)];$$

$$\zeta_4(t) = \psi[B \cos(2\pi f_1 t)];$$

$$\zeta_5(t) = \psi[S_{\text{uwb}}(t), A \cos(2\pi f_{11}t + \theta_1)];$$

$$\zeta_6(t) = \psi[S_{\text{uwb}}(t), B \cos(2\pi f_1 t)];$$

$$\zeta_7(t) = \psi[S_{\text{uwb}}(t), n(t)];$$

$$\zeta_8(t) = \psi[n(t), A \cos(2\pi f_{11}t + \theta_1)];$$

$$\zeta_9(t) = \psi[n(t), B \cos(2\pi f_1 t)];$$

$$\zeta_{10}(t) = \psi[A \cos(2\pi f_{11}t + \theta_1), B \cos(2\pi f_1 t)]$$

式中, 由于 CNBI 相比 UWB 信号和信道噪声具有很强的干扰功率, 且本地叠加的标称载频为  $f_1$  的模拟信号也比 UWB 信号和信道噪声在信号功率上高的多, 因此可在式(13)中只保留与共存干扰与本地标称载频信号的相关项, 即式(13)可进一步表示为

$$\Phi_1(t) \approx \xi_3(t) + \xi_4(t) + \xi_{10}(t) \quad (14)$$

根据式(6)和(7), 式(14)可进一步表示为

$$\Phi_1(t) = A^2(2\pi f_{11})^2 + B^2(2\pi f_1)^2 + K_1(t) + K_2(t) \quad (15)$$

式(15)中  $K_1(t) = [AB(2\pi f_{11})(2\pi f_1) + \frac{AB(2\pi f_{11}t)^2}{2} + \frac{AB(2\pi f_1t)^2}{2}] \cos[2\pi(f_1 - f_{11})t]$

式15中: 等式右边前两项是直流分量,

$$K_2(t) = [AB(2\pi f_{11})(2\pi f_1) - \frac{AB(2\pi f_{11}t)^2}{2} + \frac{AB(2\pi f_1t)^2}{2}] \cos[2\pi(f_1 + f_{11})t]$$

式中: 前两项是直流分量, 后两项是分别基于 CNBI 与标称载波信号的差频、和频分量, 通过对后两项权重的观察可以看出, 差频分量的权重明显高于和频分量的权重。该信号后经低通滤波处理(低通滤波器的通带为一次搜索频谱窗口宽度, 该频谱窗口相比 UWB 通信信号带宽窄得多), 因此产生的和频分量被有效滤除, 通带内仅保留直流和差频分量, 可表示为

$$\Phi'_1(t) = A^2(2\pi f_{11})^2 + B^2(2\pi f_1)^2 + K_1(t) \quad (16)$$

同理, 第二条支路的处理输出可表示如下

$$\Phi'_2(t) = A^2(2\pi f_{11})^2 + B^2(2\pi f_2)^2 + K_3(t) \quad (17)$$

式中  $K_3(t) = [AB(2\pi f_{11})(2\pi f_2) + \frac{AB(2\pi f_{11}t)^2}{2} + \frac{AB(2\pi f_2t)^2}{2}] \cos[2\pi(f_2 - f_{11})t]$

两路标称载波频率的取值相距  $\Delta f_{\text{window}}$ , 即

$$f_2 - f_1 = \Delta f_{\text{window}} \quad (18)$$

两路标称载波信号频率与 CNBI 中心频率的关系如图 4 所示。两支路的低通滤波器通带取  $\Delta f_{\text{window}}$ , 由于  $\Delta f_{\text{window}}$  值较小, 因此后续采样处理所需的采样速率可以降的很低, 完全可满足现行 AD 器件的指标要求。两条支路所形成的频差(除直流)分别为

$$\begin{aligned} \Delta f_1 &= f_{11} - f_1 \\ \Delta f_2 &= f_2 - f_{11} \end{aligned} \quad (19)$$

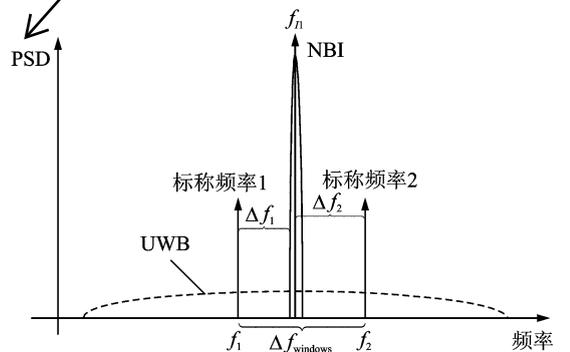


图4 标称信号频率与 CNBI 中心频率的关系示意图

后经过采样和 DFT 处理, 结果送往频率估计计算单元, 该单元首先分别对两路 DFT 结果进行求模运算, 后分别与预设门限进行比对, 并保留大

于门限的数据段,最后分别在各个保留数据区间内搜索最大值,并提取相应位置参数,从而可完成对两路差频的测量,得到  $\Delta\tilde{f}_1$  和  $\Delta\tilde{f}_2$ 。有了两路频差的测量值,可通过下式求出 CNBI 的准确估值

$$\tilde{f}_{11} = f_{\text{start}} + \frac{[(\Delta\tilde{f}_1 - \Delta\tilde{f}_2) + \Delta f_{\text{window}}]}{2} \quad (20)$$

式中:  $f_{\text{start}}$  为频率搜索窗口的起始频率。

### 3 算法性能分析

#### 3.1 测频模糊性能分析

上述干扰检测算法中,仅考虑了搜索窗口中存在一个 CNBI 的情况,但在实际应用中,CNBI 的存在条件可能比较复杂,总体上还有其他两类情况。

##### (1) 搜索窗口内存在多个 CNBI

此时,CNBI 中心频率与搜索窗口起始频率的关系如图 5 所示(以两个 CNBI 为例)。

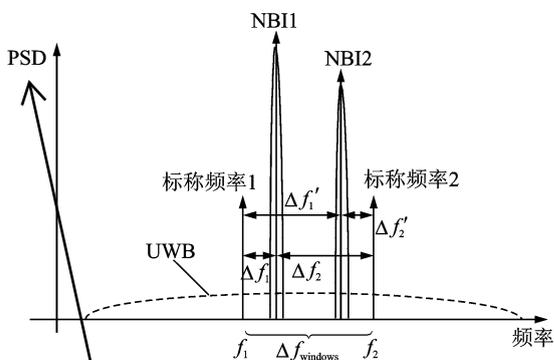


图 5 搜索窗内标称信号频率与 CNBI 频率的关系示意图

经过所提算法处理,TK 检测第 1 支路可得到两个观测峰值:  $\Delta f_1$  和  $\Delta f_2$ ,同理 TK 检测第 2 支路可得到两个观测峰值:  $\Delta f_2$  和  $\Delta f'_2$ 。此时,如果利用式(20),就会存在测频模糊问题,无法给出 CNBI 的准确估值。考虑到同一个 CNBI 与两个标称频率载波信号的差频存在互补关系,即:同一个 CNBI 在两个支路中所表现出的频率观测峰值之和必定约为频率搜索窗口的大小。因此在计算最后频率估值时,采用两个支路中的相反顺序,即:第一个 NBI 的估计计算采用  $\Delta f_1$  和  $\Delta f_2$ ;第二个 NBI 的估计计算采用  $\Delta f'_1$  和  $\Delta f'_2$ ,后分别利用式(20)便可给出两个 CNBI 各自的频率估值。

##### (2) 搜索窗口外存在多个 CNBI

此时,CNBI 中心频率与搜索窗口起始频率的关系如图 6 所示(以两个 CNBI 为例)。

经过所提算法处理,TK 检测第 1 支路可得到

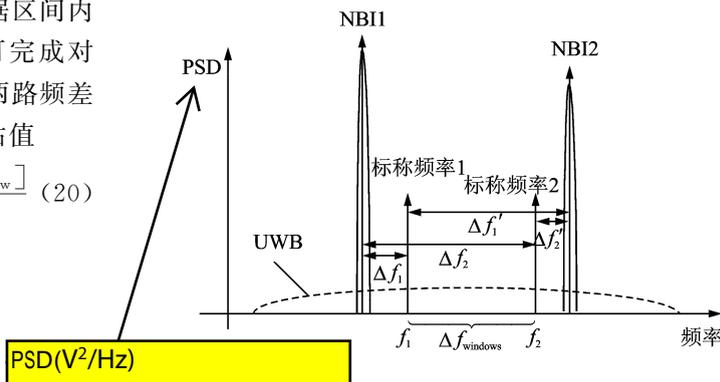


图 6 搜索窗外标称信号频率与 CNBI 频率的关系示意图

1 个观测峰值  $\Delta f_1$ ,该路载波与第 2 个 CNBI 所形成的差频为  $\Delta f'_1$  的分量,由于低通滤波器通带的限制被滤除掉;同理 TK 检测第 2 支路也只能得到 1 个观测峰值  $\Delta f'_2$ ,该路载波与第 1 个 CNBI 所形成的差频为  $\Delta f_2$  的分量,也由于低通滤波器通带的限制被滤除掉,此时,如果利用式(20),就会存在测频模糊问题,无法给出 CNBI 的准确估值。同理考虑“同一个 CNBI 在两个支路中所表现出的频率观测峰值之和必定约为频率搜索窗口的大小”,因此若此时两者之和等于频率搜索窗口大小,就会造成测频误差(此种情况的出现属于小概率事件),除此之外,可认为 TK 支路的观测峰值是频率搜索窗口外的 CNBI 所造成的,频率搜索窗口内并不存在 CNBI。

从以上分析可以看出,若 CNBI 的载频位于搜索窗口之外,由于后续低通滤波器的作用,两路测频处理中不可能同时出现明显的具有互补关系的频率峰值,从而消除了测频模糊问题。

算法中,搜索窗口的大小应与后续 AD 器件所能容忍的最高采样速率相适应,一般应小于 AD 采样速率的一半(满足奈奎斯特采样定理),窗口搜索范围为接收机中频带宽,窗口起始搜索频率为接收机中频带宽的低端频率点,以单次步进为窗口大小的方式进行滑动,显然,若 AD 采样率较高,搜索窗口大小和滑动速率也会相应提高,最终会提高频率搜索速度。

#### 3.2 抗噪声性能分析

在 1.3 节中,式(13)的分析是基于噪声相比 CNBI 较弱的条件下得出的,若信道中存在较强的噪声,式(13)中关于噪声的项就不能被忽略,噪声的 TK 变换输出仍然是一个稳态噪声,并具有如下统计特性<sup>[23]</sup>

$$E[\psi(n)] = \frac{1}{\pi} \int \omega^2 p(\omega) d\omega \quad (21)$$

$p(\omega)$  为白噪声的 PSD, 从上式中可以看出, 噪声的 TK 变换输出随频率提高而变大(接收机前端加入中频带通滤波可有效降低噪声的影响), 当噪声较强时, 噪声的丰富频率分量会与干扰形成多个交叉调制频率, 从而最终还是会影响检测效果。图 7 给出了一个 TK 检测之路的 DFT 结果随噪声功率大小变化的仿真结果(CNBI 相比噪声强 30 dB 和 5 dB 两种情况)。

该支路标称载波频率 3.0 GHz, CNBI 中心频率 3.08 GHz, 从图 7 可以明显看出, 当 CNBI 与信道噪声功率比为 30 dB 时, 80 MHz 处明显出现谱尖峰, 然而当噪声继续增大达到 CNBI 与信道噪声功率比为 5 dB 时, 谱峰幅度明显下降, 并出现多个副峰, 主峰与副峰的幅度比非常接近, 已经很难准确获得频率估值, 从而可以看出: 当信道中的噪声与 CNBI 的大小可比拟时, 检测性能已经严重恶化, 无法完成准确测频。

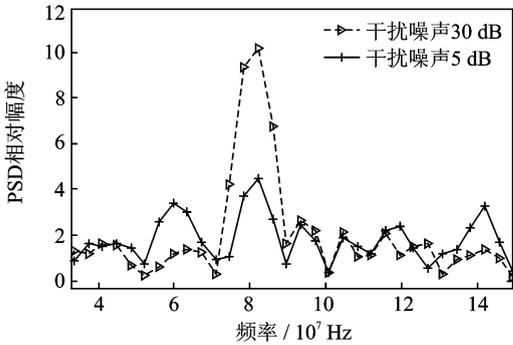


图 7 一个 TK 检测支路的 DFT 结果

### 3.3 算法性能比较

基于新算法所构建的 UWB 干扰信号检测方案与经典 UWB 干扰检测方案的比较如表 1 所示。

表 1 新算法与经典 UWB 干扰检测方案的比较

方式	模拟混频器	模拟滤波器	AD 器件	干扰检测速度	处理复杂度
单通道	1 个	1 个	1 个	慢	低
多通道	多个	多个	多个	快	高
新算法	不需要	2 个	2 个	慢	低

从表 1 中可以看出: 所提新算法相比传统 NBI 搜索检测方案, 省去了模拟混频部分(模拟混频部分存在: 实现成本高, 硬件结构复杂, 支路混频不能做到完全平衡等问题), 因此方案可方便在现行软件处理平台上实现, 大大降低了实现成本和复杂度。不仅如此, 在 UWB 共存环境中, 对某些典型 CNBI 的使用频段往往是已知的(如 IEEE802.11a

WLAN 信号频段为 5.15 GHz~5.35 GHz), 因此频率搜索窗口通常是在某重点频段进行搜索, 从而提高对 CNBI 的快速实时检测性能。基于新算法也可构建多通道模式, 进一步增强 CNBI 检测的时效性, 同时使模拟混频器数量大幅度减少。

## 4 计算机仿真分析

本节对提出的基于 TK 变换的 CNBI 检测方法进行计算机仿真分析。信号仿真条件为: UWB 信号采用高斯 15 阶导函数作为发射脉冲(时域波形与 PSD 如图 8、9 所示), 从图 9 中可以看出 UWB 信号的中心频率在 3GHz 附近; 信道为 AWGN 信道, UWB 信号的信噪比为 10 dB。

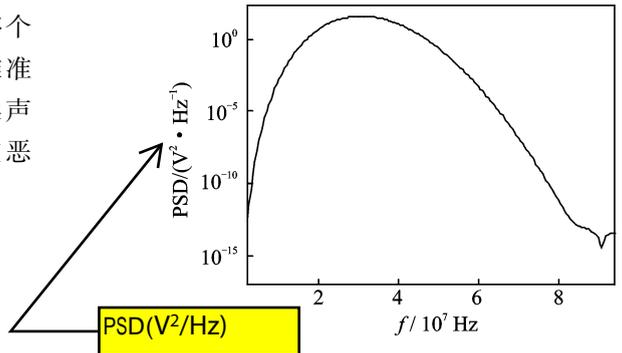


图 8 UWB 发射信号时域波形图

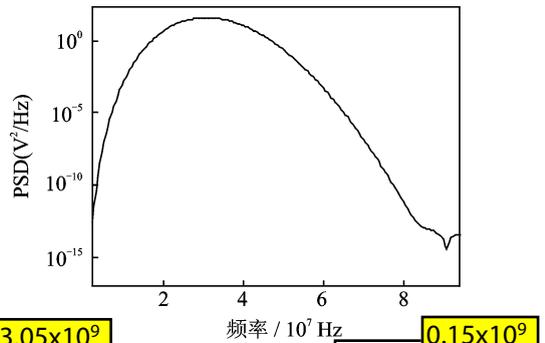


图 9 UWB 发射信号 PSD 波形图

仿真场景 1: 搜索窗口内存在 2 个 CNBI, 中心频率分别为 3.1 GHz 和 3.18 GHz, CNBI 信号功率比 UWB 信号功率强 40 dB, 基于 TK 变换检测处理中, 第 1 支路的标称频率为 3.05 GHz(即  $f_1 = f_{\text{start}} = 3.05 \times 10^9$  Hz, 第 2 支路的标称频率  $f_2 = 3.2$  GHz, 搜索窗口  $\Delta f_{\text{window}} = 0.15 \times 10^9$  Hz)。UWB 信号与 CNBI 混合信号的 PSD 如图 10 所示(文中 PSD 值是在对给定阻抗进行归一化后得出的)。从图 10 中可以明显看出, 在 3.1 GHz 和 3.16 GHz 处分别存在两个较强的 NBI 干扰; 基于 TK 变换检测处理的第 1 和第 2 支路 DFT 后的 PSD

分别如图 11 和 12 所示。

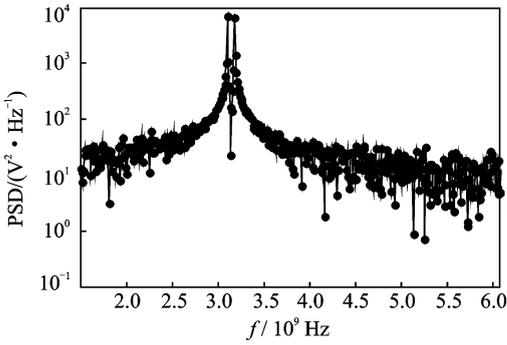


图 10 仿真场景 1 下 UWB 与 CNBI 混合信号的 PSD

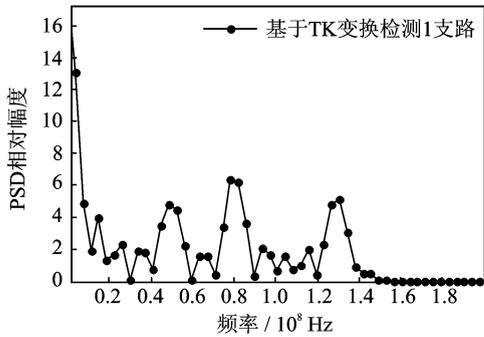


图 11 仿真场景 1 下 TK 变换检测 1 支路 PSD

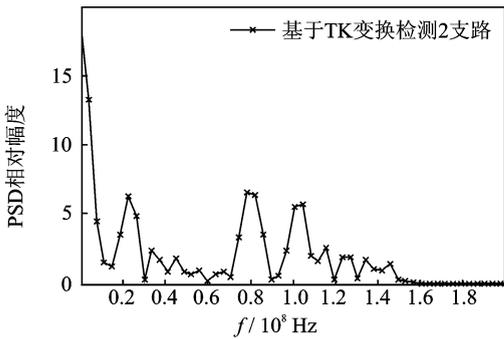


图 12 仿真场景 1 下 TK 变换检测 2 支路 PSD

从图 11 中可以看出,第 1 支路的 PSD 在直流附近聚集着较大的能量,根据 TK 变换理论,该部分能量主要是接收信号经 TK 变换后在直流附近聚集所产生的分量,除此之外,从图中可以明显观测出,在 50,80 和 130 MHz 附近存在明显谱峰,同理从图 12 中,可明显观测出,在 20,80 和 100 MHz 附近存在明显谱峰,因此在后续频率估计计算模块中,根据“同一个 CNBI 在两个支路中所表现出的频率观测峰值之和必定约为频率搜索窗口的大小”的计算原则,TK 检测 1 支路和 2 支路分别出现的 80 MHz 观测峰值,不满足该原则,进行舍弃处理(该峰值是由两个 NBI 之间的交叉调制造成的),利用式(20)可以得出

$$\begin{aligned} \tilde{f}_{11} &= 3.05\text{e}9 + \frac{[(5\text{e}7 - 10\text{e}7) + 1.5\text{e}8]}{2} = 3.1\text{e}9 \\ \tilde{f}_{12} &= 3.05\text{e}9 + \frac{[(13\text{e}7 - 2\text{e}7) + 1.5\text{e}8]}{2} = 3.18\text{e}9 \end{aligned}$$

该结果与仿真中 CNBI 的频点位置一致。

仿真场景 2:搜索窗口外存在 2 个 CNBI,中心频率分别为 2.95 GHz 和 3.28 GHz,其他仿真条件同仿真场景 1。此时 UWB 信号与 CNBI 混合信号的 PSD 如图 13 所示。从图 13 中可以明显看出,在 2.95 GHz 和 3.28 GHz 处分别存在两个较强的 NBI 干扰,在频率搜索窗口中并不存在 CNBI;基于 TK 变换检测处理的第 1 和第 2 支路 DFT 后的 PSD 分别如图 14 和 15 所示。

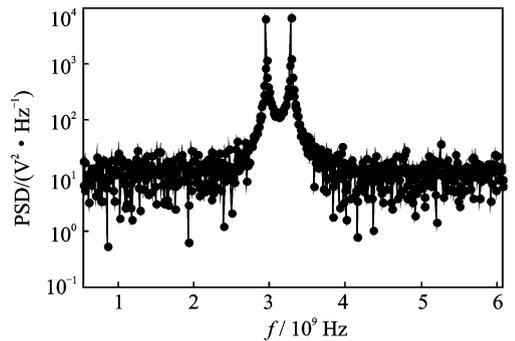


图 13 仿真场景 2 下 UWB 与 CNBI 混合信号的 PSD

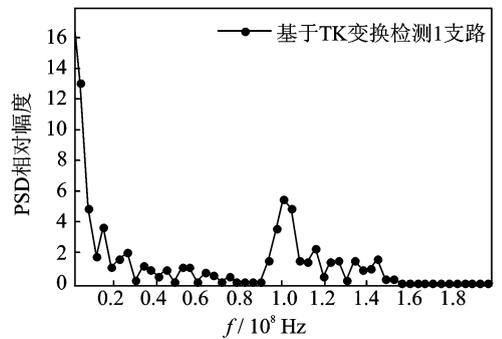


图 14 仿真场景 2 下 TK 变换检测 1 支路 PSD

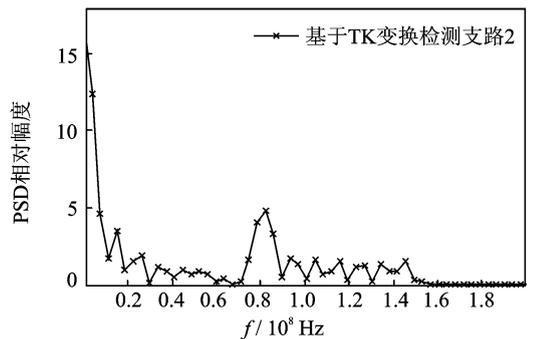


图 15 仿真场景 2 下 TK 变换检测 2 支路 PSD

从图 14 中可以看出,第 1 支路的 PSD 同样在直流附近聚集着较大的能量,除此之外,从图中可以明显观测出,在 100 MHz 附近存在明显谱峰,从图 15 中,可以明显观测出,在 80 MHz 附近存在明显谱峰,因此在后续频率估计计算模块中,根据“同一个 CNBI 在两个支路中所表现出的频率观测峰值之和必定约为频率搜索窗口的大小”的计算原则,上述两个观测频率值不满足该原则,进行丢弃处理,因此可以认为在搜索窗口频段 3.05 GHz~3.2 GHz 中并不存在 CNBI。随着搜索窗口的滑动,可完成对 UWB 整个频段内 CNBI 的检测。

## 5 结束语

本文提出了一种新的基于 TK 变换的 CNBI 检测算法,该算法通过加入两路标称频率载波信号,并利用 TK 变换后的结果,实现了对 UWB 通信频段内 CNBI 频率的检测。该算法省去了经典测频系统中的混频处理部分,大大降低了测频系统的处理复杂度,并且由于 TK 变换具有瞬时效应,因此所提算法可捕捉 UWB 信号频段中 CNBI 的实时变化,为 UWB 自适应抗干扰处理技术和 CUWB 技术的实用化发展提供了重要参考依据。文中对算法中所存在的测频模糊问题进行了讨论,发现存在测频盲区,如何克服 TK 测频算法的测频盲区问题将是后续研究工作的重点。

### 参考文献:

- [1] Qinghua Li. Hybrid RAKE/multiuser receivers for UWB[C]// IEEE Radio and Wireless Conference, [S. l.]:IEEE,2003:203-206.
- [2] Sheng Li, De Lamare R C, Adaptive linear interference suppression based on block conjugate gradient method in frequency domain for DS-UWB systems [C]// IEEE ISWCS Conference. [S. l.]: IEEE, 2009:343-347.
- [3] Patrick C, de Lamare R C, Adaptive set-membership reduced-rank interference suppression for DS-UWB systems[C]// IEEE ISWCS Conference. [S. l.]: IEEE,2009:473-477.
- [4] Qin W, Hong W H, Tang J, et al, Design and implementation of UWB bandpass filter with a frequency notch for choking back the interference from narrow band wireless communication systems [C]// IEEE ICCUWB Conference. [s. l.]: IEEE, 2009: 521-524.
- [5] Miguel á. Sánchez-Soriano E B, Germán torregrosa-penalva, compact UWB bandpass filter based on sig-

- nal interference techniques[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2009, 19(11):692-694.
- [6] Baccarelli E, Taglione M B L, A novel approach to In-Band interference mitigation in ultra wide band radio systems[C]// 2002 IEEE Conference on ultra wideband systems and technologies. [s. l.]:IEEE, 2002:297-301. 此处插入:[S.l.]:IET,
- [7] Kohei Ohno T I. Interference mitigation study for UWB radio using template waveform processing[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2006, 54(4):1782-1792.
- [8] Jiang lei, x. h., Guo jianxin, Wang yongsheng. Study on interference suppression for UWB communications[C]// IET ICWMMN Conference. 2008:151-154.
- [9] Somayaiulu V S. Detect and avoid(DAA) mechanism for UWB interference mitigation[C]//2006 IEEE International Conference on ultra-wideband. [S. l.]: IEEE,2006:577-582.
- [10] Xu Lu, A new UWB pulse design method for multiple narrow-band interference and wide-band interference mitigation[C]// 4<sup>th</sup> International Conference on Communication and Networking in China IEEE computer press. [S. l.]:IEEE,2009:1-5.
- [11] 周刘蕾,汪一鸣,张乃通. 超宽带通信系统窄带干扰变换域抑制方法[J]. 电波科学学报, 2008,23(6): 1154-1158.  
Zhou Liulei, Wang Yiming, Zhang Naitong. A transform domain technique for suppressing narrowband interference in UWB system[J]. Chinese Journal of Radio Science, 2008, 23(6):1154-1158.
- [12] 周刘蕾,朱洪波,张乃通. 基于认知无线电的超宽带系统中窄带干扰抑制技术[J]. 通信学报, 2008,29(3):135-140.  
Zhou Liulei, Zhu Hongbo, Zhang Naitong. Narrow-band interference suppression in UWB system based on cognitive radio theory[J]. Journal on Communications, 2008,29(3):135-140.
- [13] 吴长国,朱洪波. 基于 SSA 技术的超宽带干扰抑制方法研究[J]. 电波科学学报, 2008,23(6):1178-1182.  
Wu Changguo, Zhu Hongbo. Study of UWB interference suppression method based on SSA technology [J]. Chinese Journal of Radio Science, 2008,23(6): 1178-1182.
- [14] 许燕,许洪光. 基于 ADC 的 TR-UWB 数字接收机性能及其 FPGA 实现[J]. 数据采集与处理, 2009,S1: 82-86.

- Xu Yan, Xu Hongguang. Performance of TR-UWB digital receiver based on A/D conversion and its implementation on FPGA[J]. Journal of Data Acquisition and Processing. 2009,S1:82-86.
- [15] Romme J, Durisi G. A method for the detection of narrowband interferer[C]// IEEE IWUWBS Conference. [S. l.]:IEEE, 2003:123-127. 此处插入:[S. l.]:IEEE,
- [16] Alvarez A, Shanmugan K S. Improved fast fourier transform algorithm for the estimation of the power spectral density of ultra wideband signals[C]// IST Mobile & Wireless Telecommunications Conference. 2002:45-49.
- [17] Mustafa E, Arslan H. A narrowband interference identification approach for UWB systems [C] // IEEE Military Communications Conference. [S. l.]: IEEE, 2005:1404-1408. 此处插入:[S. l.]:IEEE,
- [18] Dinh H Q Q. Narrow band interference detection in UWB systems[C]// European Concurrent Engineering Conference. 2006:904-907
- [19] Oscar V G W. Narrowband interference detection in multiband UWB systems[C]// IEEE Symposium on Advances in Wired and Wireless Communication. [S. l.]:IEEE, 2005:160-163.
- [20] Kohei Ohno T I. Interference detection and mitigation by using multi-carrier template wave for pulse based UWB[C]// IEEE Ninth International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications. [S. l.]:IEEE, 2006:183-187.
- [21] Hauske M, Hanns-Ulrich Dehner H J, Friedrich K J. Interference mitigation for energy detection in a multiband impulse radio UWB system[C]// IEEE Vehicular Technology Conference. [S. l.]: IEEE, 2008:1-5.
- [22] Kaiser J F. On a simple algorithm to calculate the 'energy' of a signal[C]// IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal. [S. l.]: IEEE, 1990:381-384.
- [23] Kaiser J F. Some useful properties of Teager's energy operators[C]// IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing. [S. l.]: IEEE, 1993:149-152.
- [24] Onur Ozdemir Z S, Zhang Jinyun. Narrowband interference resilient receiver design for unknown UWB signal detection[C]// IEEE ICC Conference. [S. l.]:IEEE, 2008:785-789.
- Email: jleimail@126.com
- 作者简介:蒋磊(1974-),男,博士,副教授,研究方向:通信抗干扰技术、超宽带通信关键技术、软件无线电技术等,E-mail:;郭建新(1974-),男,博士后,副教授,研究方向:通信抗干扰技术、MIMO通信关键技术等;候俊(1975-),男,博士,副教授,研究方向:多传感器信息融合、自动目标识别、数字图像处理等;张群(1964-),男,博士,教授,博士生导师,研究方向:雷达信号处理、雷达成像、目标识别,等。