

基于时频关系的复合人为干扰自适应预测^①

张敬义^{②*} 李永贵^{**}

(* 解放军理工大学通信工程学院研究生 1 队 南京 210007)

(** 南京电讯技术研究所 南京 210007)

摘要 分析了军事无线通信系统复合人为干扰的构成,建立了复合人为干扰模型,提出了基于时频关系的复合人为干扰自适应预测方法。该方法通过分析干扰信号时间和频率的关系,采用分类搜索算法将复合干扰解析成基本的干扰分量,然后基于各基本干扰分量进行干扰趋势的自适应预测,最后对预测的结果进行准确性检验,并用检验标识符实时调整解析和预测分量,从而完成干扰的自适应预测。理论分析和仿真结果表明,对于有一定复杂度的复合人为干扰,运用上述自适应预测方法能够较为准确地对干扰趋势进行预测。

关键词 复合人为干扰, 时频关系, 自适应预测

0 引言

干扰信号可分为自然干扰和人为干扰,人为干扰又可分为无意干扰和蓄意干扰,而人为干扰,特别是蓄意干扰,是军事无线通信系统面临的最大和最直接的威胁。分析和预测蓄意人为干扰,提高智能抗干扰技术,对于军事无线通信具有重要意义。对干扰信号的分析 and 预测,研究人员已进行了有限的研究。文献[1]采用线性自回归模型对无线通信系统的信道占用时间进行了估计和预测,实现了较为精确的一步预测,但多步预测效果不佳。文献[2, 3]将小波分析与经典的平稳时间序列建模结合起来,为非平稳时间序列的建模与预测提供了一种新的方法,该方法提高了预测精度。如果不使用小波分析,则原序列趋势项和周期项、随机项混在一起,在差分处理中,由于周期项、随机项的干扰,往往很难得出正确的预测结果。文献[4]基于马尔科夫概率转移模型实现了对认知通信频谱占用率的预测,该方法能够较好地进行多步预测,但预测需要频谱

占用和状态转移概率等先验知识。文献[5]提出了基于神经网络的预测技术,该技术不依赖于先验知识,对于干扰模式和类型有较强的识别能力,但是神经网络参数的确定时间长,运算量大,这对实时通信是很大的限制。

由于无意人为干扰和自然干扰并不针对任何特定目标,且干扰频点在概率分布上通常是非高斯、非线性的,因而本文将其统称为随机干扰。蓄意人为干扰的干扰策略通常与侦察到的通信信号相关,这种干扰可能是一种干扰,如扫频干扰,也可能是几种干扰策略的交叉组合形式,如扫频干扰和多音干扰的组合。针对这种情况,本文构建了由定频干扰、周期脉冲干扰、扫频干扰等常规的干扰组成的复合人为干扰模型,并研究了在随机干扰影响下如何提取复合人为干扰参数和预测干扰趋势的方法。考虑到复合干扰是多分量的信号,各干扰分量之间也可能存在交叉,而且现缺乏干扰策略的先验知识,本研究采用短时傅里叶变换(STFT)法对复合干扰信号进行时频预处理,然后在时频域上对干扰频点进行分析和处理。在对复合干扰的时频分析中,提出了使

① 863 计划(2013AA7111006)资助项目。

② 男,1989 年生,硕士生,研究方向:通信抗干扰;联系人,E-mail: 18917612850@163.com
(收稿日期:2014-10-16)

用分类搜索算法将复合人为干扰逐步分解成基本的干扰分量,然后基于各基本干扰分量对干扰趋势进行预测,最后对预测的结果进行准确性检验,并由检验标识符实时调整解析和预测分量,从而完成干扰的自适应预测。

1 整体思路

图1给出了复合干扰自适应预测流程,它完全体现了本文的复合干扰预测整体思路。具体流程如下:

(1)进行复合干扰的解析,即通过分类搜索算法,依据不同的搜索准则,将复合干扰按照定频干扰、周期脉冲干扰、扫频干扰的顺序依次分解和解析,最终得到对应的各基本干扰分量。

(2)进行各干扰分量的独立预测,即基于解析得到的各干扰分量进行独立地预测。

(3)进行预测结果的检验:首先获得预测时间内各干扰分量的实际值,这需要再次使用基于分类搜索法进行干扰的解析;然后将各分量的预测值和实际值相比较,若预测误差在可接受范围内,则令标识符 $Flag = 1$,表示该分量预测模型较准确,在下一时间段内继续预测,否则令 $Flag = 0$,表示该分量预测模型不准确,需重新解析。

(4)进行自适应预测,即随着干扰数据分析的时间窗口不断滑动,根据各干扰分量对应的标识符 $Flag$ 决定各干扰分量的执行命令。

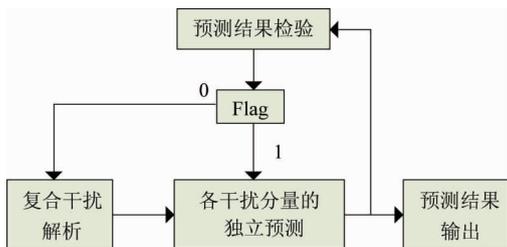


图1 复合干扰自适应预测流程图

2 干扰模型的建立

本文不考虑如何从通信信号中提取干扰信号,仅对由定频干扰、周期脉冲干扰、周期扫频干扰这几

种常规人为干扰组成的复合干扰进行分析,如式

$$Jam = Jam_{\text{dimpin}} + Jam_{\text{pulse}} + Jam_{\text{saopin}} + e_{\text{random}} \quad (1)$$

所示, e_{random} 为加载的随机干扰。

(1)扫频干扰。如式

$$f(t) = \begin{cases} F_l + \frac{4(F_h - F_l)}{T_{\text{saopin}}^2} t^2, & 0 \leq t \leq T_{\text{saopin}}/2 \\ F_h - \frac{4(F_h - F_l)}{T_{\text{saopin}}^2} (t - T_{\text{saopin}}/2)^2, & T_{\text{saopin}}/2 < t \leq T_{\text{saopin}} \end{cases} \quad (2)$$

所示,采用二次型分段非线性扫频,扫频周期是 T_{saopin} ,扫频范围是 $[F_l, F_h]$,在 $[0, T_{\text{saopin}}/2]$ 区间内扫频频点为递增形式,在 $(T_{\text{saopin}}/2, T_{\text{saopin}}]$ 区间内扫频频点为递减形式。图2为一个周期内的扫频频点表示。

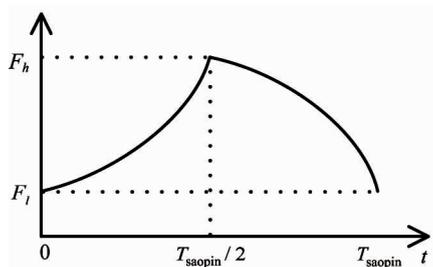


图2 一个周期内的扫频频点

(2)定频干扰。采用单音或多音干扰的形式,其时域表达式为

$$y(t)_{\text{dimpin}} = \sum_{n=1}^N \cos(2\pi f_n t) \quad (3)$$

其中 $f_n (n = 1, 2, 3, \dots, N)$ 为可能的定频干扰频点。

(3)周期脉冲干扰。周期脉冲干扰的时域表达式如下:

$$y_k(t) = A \cdot \sum_{k=1}^N D_{\tau}(t - k \cdot T_{\text{pulse}}) \quad (4)$$

其中 D_{τ} 是宽度为 τ 的矩形脉冲, A 为脉冲幅值, T_{pulse} 为脉冲周期, k 为脉冲数。

(4)随机干扰。此处的随机干扰在概率分布上可能是非高斯、非线性的,所以,随机干扰的模型并不能简单地用白噪声来构建。由于本文对复合人为干扰的解析是在时频域上,从而可通过频点干扰率

ρ_f 和受扰频点在观测时间上的占用度 ρ_t 两个参数来构建随机干扰。

假设通信频点范围是 $[f_a, f_b]$, 干扰观测时间为 $[t_n, t_m]$, 若观测时刻 $t_i (t_n \leq t_i \leq t_m)$ 上的频点干扰率为 ρ_f , 表示该时刻总的受扰频点数为 $N(t_i) = \rho_f \cdot (f_b - f_a) / \Delta f$ (Δf 为时频分析的频率分辨率), 且假设 $N(t_i)$ 个受扰频点在 $[f_a, f_b]$ 上服从均匀分布。若受扰频点 $f_j (f_a \leq f_j \leq f_b)$ 在观测区间 $[t_n, t_m]$ 内的时间占用度为 ρ_t , 表示该频点总的干扰时间为

$T(f_j) = \rho_t \cdot (t_m - t_n) / \Delta t$ (Δt 为时频分析的时间分辨率), 且假设 $T(f_j)$ 在 $[t_n, t_m]$ 上服从均匀分布。

图3 是不同参数控制下的随机干扰时频二维图。与图3(a)相比,图3(b)频点干扰率增大,而时间占用度减小,即受扰频点数增加,但受扰频点在观测时间上受扰时间减小。不同参数控制下的随机干扰对各干扰分量的解析也会带来不同程度的影响,这在后面部分会进行介绍。

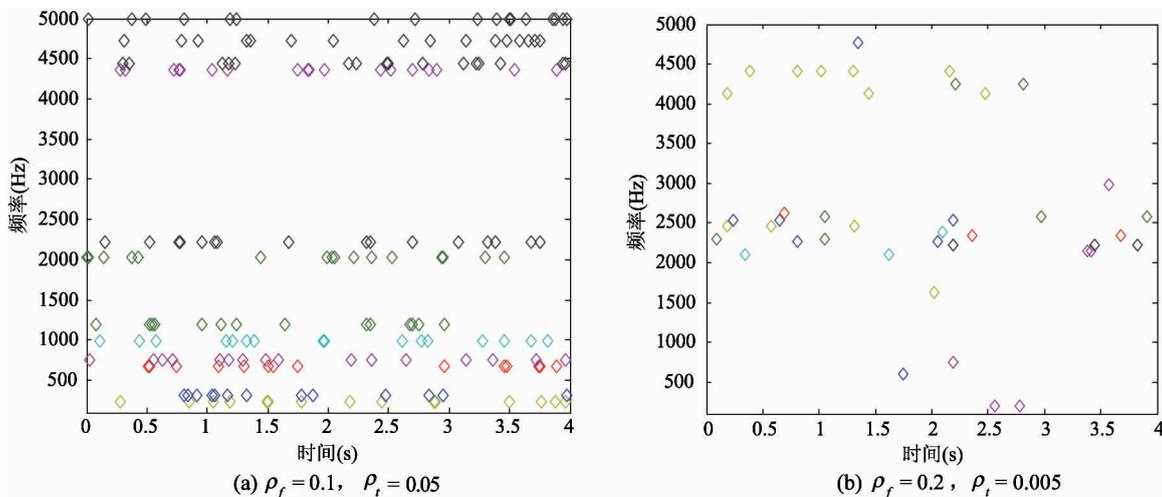


图3 随机干扰二维时频图

3 自适应预测的关键技术

3.1 干扰的解析

干扰的解析过程实质上是对复合人为干扰进行基本干扰分量的分解,分解基选择常规的几种人为干扰分量,即定频干扰、周期脉冲干扰和扫频干扰。由于复合人为干扰通常是时变的、非线性的,因而使用分类搜索算法,通过分析干扰频点时间和频率的关系,按照定频干扰、周期脉冲干扰、扫频干扰的顺序逐步提取出可能存在的基本干扰分量,从而完成了复合干扰的解析。

3.1.1 干扰信号的预处理

干扰解析前需要先将干扰数据由时域转换成时频域形式,考虑到算法的复杂性,利用短时傅里叶变换(STFT)对干扰数据进行时频变换,得到干扰数据的“功率-频率-时间”形式。由于直接对三维数据进行

行参数的提取计算复杂度较大,考虑对功率值进行归一化处理,方法如下:

$$A(t, f) = \begin{cases} 1, & |STFT(t, f)|^2 > \lambda \\ 0, & |STFT(t, f)|^2 \leq \lambda \end{cases} \quad (5)$$

式中 $A(t, f)$ 是归一化后的时频矩阵, $|STFT(t, f)|^2$ 是归一化前各时频区间内的功率值, λ 为归一化处理的门限值。 $A(t, f)$ 的准确度与判决门限有关,判决门限越小,判决后保存的原信息量越大,但引入的随机干扰增多,会影响人为干扰分量的提取;而判决门限越大,判决后损失的干扰分量信息越大,不利于较准确地提取干扰参数。在文献[6]中,作者取不同的判决门限值,并将估计值与理论值比较,选择使均方误差最小的门限值,通过仿真验证,得到合适的 λ 取值,即 $\lambda = 0.7 \cdot \max(|STFT(t, f)|^2)$ 。图4是在一定时频分辨率下对功率值进行归一化后得到的时频表示,对应的时间和频率的矩阵为 $t_{1 \times M}$ 和 $f_{1 \times N}$ 。

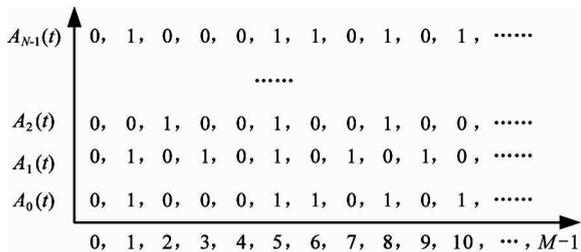


图4 干扰数据时频矩阵的归一化处理

3.1.2 定频和周期脉冲干扰的解析

若时频矩阵为 $\mathbf{A}(t, f)_{M \times N}$, 对应时间和频率的矩阵为 $\mathbf{t}_{1 \times M}$ 和 $\mathbf{f}_{1 \times N}$, 根据定频和周期脉冲干扰频点分布特征, 考虑选用“周期特征”作为搜索的参数, 从0和1组成的时频矩阵中解析出定频和周期脉冲干扰分量。

由于随机干扰的影响, 定频和周期脉冲频点的周期特征主要有两种情况: 无随机干扰交叉时的严格周期分布和有随机干扰交叉的伪周期分布。如图5所示, $A_i(t)$ 所在序列是定频干扰频点的伪周期分布, 其频点在第2和第8时刻由于随机频点的影响为0, 而 $A_j(t)$ 所在序列无随机干扰影响, 服从严格周期分布, 即为3个单元周期的脉冲干扰。具体的解析过程如下:

(1) 在时间方向上对非0的频点坐标进行聚集, 得到非0坐标聚集后的矩阵 \mathbf{S}_n , 如式

$$\mathbf{S} = \{\mathbf{S}_n\} = \{m \mid \mathbf{A}(m, n) = 1\}, \quad m \in [1, M], n \in [1, N] \quad (6)$$

所示。在图5中, $A_i(t)$ 和 $A_j(t)$ 所在序列的非0频点坐标聚集后对应的序列为 $\{1, 2, 4, 5, 6, 7, 8, 10, 11\}$ 和 $\{3, 6, 9\}$, 容易看出, 若序列满足标准周期分布, 其实质为等差数列。

(2) 对坐标矩阵 \mathbf{S} 进行标准周期的搜索。分两步实现, 先对 \mathbf{S} 作差分计算, 如式

$$\mathbf{S}' = \{S(i+1, j) - S(i, j), \quad i \in m, j \in n\} \quad (7)$$

所示; 再对差分后的矩阵 \mathbf{S}' 求干扰频点的时间占用度。如式

$$T_n = \frac{\sum_{i \in m} [S'(i, n) > 0]}{\sum_{i \in m} \frac{i}{i} |S'(i, n) > 0|} \quad (8)$$

所示, $\sum_{i \in m} [S'(i, n) > 0]$ 表示 \mathbf{S}' 的非0点之和, 而 $\sum_{i \in m} \frac{i}{i} |S'(i, n) > 0|$ 表示大于0点的个数。容易知道, 若为标准周期频点, $T_n = 1$, 否则 $T_n < 1$; 而标准周期频点对应的周期即为 Δt (时间分辨率) 的 $(S'(i, n) > 0)$ 倍。

(3) 对坐标矩阵 \mathbf{S} 进行伪标准周期的搜索。若 $T_0 < T_n < 1$, 则看作是伪标准周期的定频干扰, 即有部分时间的频点受到随机频点的影响, 本文 T_0 取0.9。而伪标准周期的脉冲干扰, 逐频点特征搜索计算量大、过程复杂, 暂且没有较好的提取方法, 本文对此不作处理。

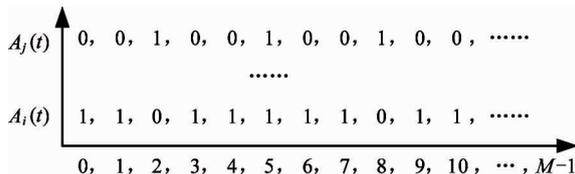


图5 定频和周期脉冲频点分布

3.1.3 扫频干扰的解析

扫频干扰解析的基本思想是, 在一定的观测时间内, 由于随机干扰频点随时间变化不存在连续的相关性或干扰趋势, 而扫频干扰存在一定的趋势, 因而扫频干扰解析的基本思想是通过求取连续时间序列上基于二叉树结构的欧式距离和, 并选取最小距离对应的路径作为扫频干扰路径, 然后在随机干扰的影响下对扫频干扰进行解析。图6为基于二叉树结构的时频表示。

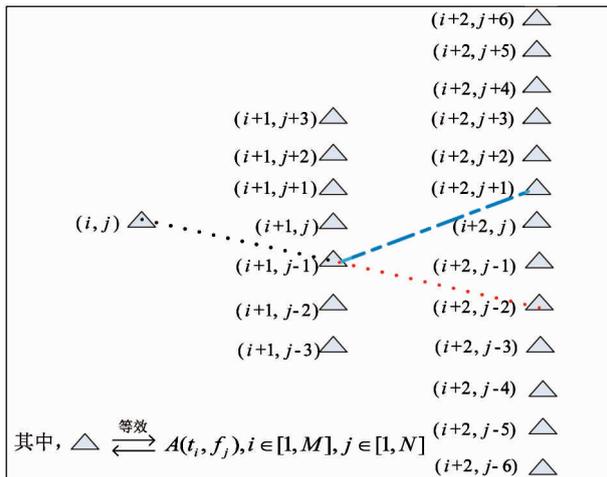


图6 时频矩阵的二叉树结构表示

图6中,三个相邻时刻的欧式距离和的计算方法如下式所示:

$$L(i, j) = \begin{cases} \sqrt{|A(i+2, j+m) - A(i+1, j+n)|^2 + |A(i+1, j+n) - A(i, j)|^2} \\ -6 \leq m \leq 6, \quad -3 \leq n \leq 3, \quad |m-n| \leq 3 \end{cases} \quad (9)$$

其中, $|m-n| \leq 3$ 表示一次处理的频带宽度为三个频率单元。若要在三个相邻时刻构造的可能的二叉树结构中搜索扫频干扰路径,可通过计算 $\min(L(i, j))$ 来判断。若三个相邻时刻的两条支路欧式距离和相等或接近,需要增加路径计算长度,即在较合适长度的路径中取最短路径作为扫频趋势路径。

3.2 干扰的预测

通过前期的干扰分析,解析得到各基本干扰分量,而对干扰的预测也是根据各干扰分量特征独立进行。

(1) 定频和周期脉冲干扰的预测。通过时间上的拓展完成,如式

$$Jam_{\text{dimpin, pulse}}(t, f) \Rightarrow Jam_{\text{dimpin, pulse}}(t + t_{\text{yuce}}, f) \quad (10)$$

所示,实质上是对解析得到的干扰分量 $Jam_{\text{dimpin, pulse}}(t, f)$ 进行时间上的平移或复制,其中 t_{yuce} 为预测的时间区间。

(2) 扫频干扰的预测。先求解解析的扫频分量周期,文中将扫频分量作快速傅立叶变换(FFT)后提取最大值对应的采样点作为扫频周期,如式 $T_{\text{saopin}}, \leftarrow \max |FFT(Jam_{\text{saopin}})|$ (11)

所示;再对解析的扫频分量进行基于周期的时间拓展,如式

$$Jam_{\text{saopin}}(t, f) \Rightarrow Jam_{\text{saopin}}(t[0, t_{\text{yuce}}/T_{\text{saopin}}], f) \quad (12)$$

所示。其中, $t = [0, T_{\text{saopin}}]$, 且假设 $t_{\text{yuce}} < T_{\text{saopin}}$ 。

3.3 干扰的检验

干扰的检验过程,实质上是将预测时间内的实际干扰频点与预测的频点进行比较。其中,预测时间内实际的干扰频点值的获得与上述干扰分量解析的过程相似,只是对应的时间区间不同。各干扰分

量的检验规则如下:

(1) 定频干扰的检验。若实际的干扰频点 f_{theory} 与预测的频点 $f_{\text{prediction}}$ 相同,则令标识符 $Flag_{\text{dimpin}} = 1$; 否则, $Flag_{\text{dimpin}} = 0$ 。

(2) 周期脉冲干扰的检验。若实际的脉冲干扰 $[f_{\text{theory}}; T_{\text{theory}}]$ 与预测的脉冲干扰 $[f_{\text{prediction}}; T_{\text{prediction}}]$ 相同,则令标识符 $Flag_{\text{pulse}} = 1$; 否则, $Flag_{\text{pulse}} = 0$ 。需要注意的是,脉冲干扰包括干扰频点和对应的脉冲周期,而对基于时频域的脉冲干扰来说,周期的提取比频点提取更重要,这是由于脉冲干扰在时频域上的频点带宽会因为归一化门限和随机干扰影响出现抖动。因此,若预测的脉冲干扰周期与理论相同而频点相差较小时可看作是预测准确。

(3) 扫频干扰的检验。对于扫频参数的提取,本文仅是对扫频趋势的直接提取,并不对提取的频点进行多项式的拟合,直接将频点进行时间拓展完成扫频预测,这对于减小拟合的不确定性(如过拟合和欠拟合)带来的影响有一定意义。对于扫频预测准确度的表征,文中引入通信窄带带宽 B 作为参考量。若预测频点与理论频点值的均方误差小于 B , 则令标识符 $Flag_{\text{saopin}} = 1$; 否则, $Flag_{\text{saopin}} = 0$ 。

3.4 干扰的自适应预测

为了使复合干扰的解析、预测、检验自适应地持续进行,即自适应预测能随着观测时间窗口的滑动而持续进行,采用了基于标识符 $Flag$ 的自适应预测算法,具体步骤如下:

(1) 复合干扰的初次解析。采样区间为 $[0, T_1]$, 得到各解析干扰分量 $Jam_{\text{dimpin}}, Jam_{\text{pulse}}, Jam_{\text{saopin}}$ 。

(2) 各干扰分量的独立预测。预测区间为 $[T_1, T_1 + T_2]$, 得到各预测干扰分量 $Forecast_{\text{dimpin}}, Forecast_{\text{pulse}}, Forecast_{\text{saopin}}$ 。

(3) 各干扰分量预测结果的检验,检验区间为 $[T_1, T_1 + T_2]$; 检验区间内复合干扰的解析,即, $Jam'_{\text{dimpin}}, Jam'_{\text{pulse}}, Jam'_{\text{saopin}}$ 。将 $Forecast_{\text{dimpin}}, Forecast_{\text{pulse}}, Forecast_{\text{saopin}}$ 与 $Jam'_{\text{dimpin}}, Jam'_{\text{pulse}}, Jam'_{\text{saopin}}$ 进行独立检验,并得到各分量的检验结果 $Flag_{\text{dimpin}}, Flag_{\text{pulse}}, Flag_{\text{saopin}}$ 。

(4) 下一次预测。预测区间为 $[T_1 + T_2, 2T_1 +$

T_2 。预测前先对各干扰分量标识符进行读取,如, $Forecast_{dimpin} = 1$, 则用既有的定频预测模型在 $[T_1 + T_2, 2T_1 + T_2]$ 内继续预测,否则预测值为0,且重新对定频分量进行解析。从而,得到 $[T_1 + T_2, 2T_1 + T_2]$ 时间内的预测分量 $Forecast'_{dimpin}, Forecast'_{pulse}, Forecast'_{saopin}$ 。

(5) 固定时间间隔的预测结果检验 (TEST 模块)。检验区间为 $[2T_1 + T_2, 2T_1 + 2T_2]$, 同时,在 $[2T_1 + T_2, 2T_1 + 2T_2]$ 时间内对复合干扰解析,得到 $Jam''_{dimpin}, Jam''_{pulse}, Jam''_{saopin}$ 。将 $Forecast'_{dimpin}, Forecast'_{pulse}, Forecast'_{saopin}$ 与 $Jam''_{dimpin}, Jam''_{pulse}, Jam''_{saopin}$ 进行独立检验,并得到各分量的检验结果 $Flag'_{dimpin}, Flag'_{pulse}, Flag'_{saopin}$ 。

(6) 重复步骤 (4) 和 (5), 得到预测分量 $Forecast^{(n)}_{dimpin}, Forecast^{(n)}_{pulse}, Forecast^{(n)}_{saopin}$ 和更新的标识符 $Flag^{(n-1)}_{dimpin}, Flag^{(n-1)}_{pulse}, Flag^{(n-1)}_{saopin}$ 。

需要注意的是,为了使各基本干扰分量的自适应预测过程独立且同步进行,本文除初次干扰解析和预测外,后续的时间滑动窗均为固定长度,即每次解析、预测、检验在 $T_1 + T_2$ 区间长度内完成,且每隔 T_1 的区间长度进行 TEST 检验,如图 7 所示。

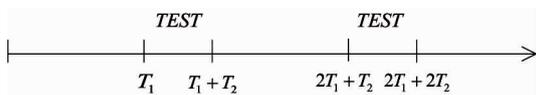


图 7 自适应预测算法的时间区间划分

4 仿真过程

仿真中,采样频率 $f_s = 10000\text{Hz}$,通信频点所在的窄带带宽 $B = 100\text{Hz}$,采用矩形时间滑动窗且窗口 $T_window = 250\text{d}$ 点,作 STFT 的频率分辨率为 $\Delta f = 43.4783\text{Hz}$,时间分辨率为 $\Delta T = 0.0115\text{s}$ 。定频干扰设定为 $f_1 = 3200\text{Hz}, f_2 = 4600\text{Hz}$;周期脉冲干扰的周期为 0.1s ,采用占空比为 $1/10$ 的矩形实现;扫频干扰周期为 $T_{saopin} = 2\text{s}$,扫频频率范围是 $[f_L, f_H] = 1500 \sim 3000\text{Hz}$ 。

4.1 干扰分量的解析

如图 8 所示,对“定频干扰、周期脉冲干扰、周期扫频干扰”的复合人为干扰加载一定复杂度的随

机干扰后,通过 STFT 算法得到干扰的时频数据,并进行功率的归一化,其中, $\rho_f = 0.1, \rho_i = 0.05$ 。容易看出,在 $300\text{Hz}, 1500\text{Hz}, 2500\text{Hz}, 3300\text{Hz}, 4400\text{Hz}$ 附近的随机干扰与各人为干扰分量有不同程度的交叉,这对于干扰分量的解析有一定影响。

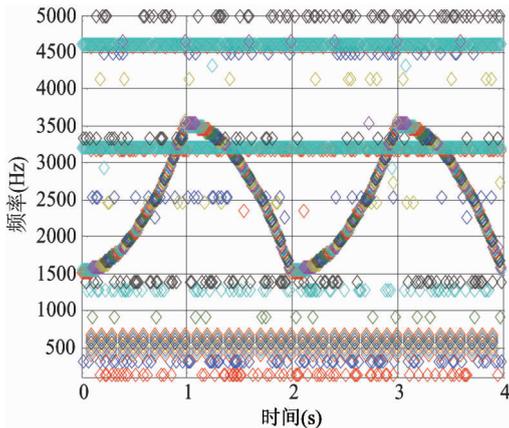


图 8 加载随机干扰的复合干扰二维时频图

图 9 是解析得到的定频干扰和周期脉冲干扰,可以看出,通过时间占用度判决和周期的逐频点搜索,基本能够对定频和周期脉冲干扰进行较好的解析。而在 516Hz 处的周期脉冲干扰并没有被解析,这是由于随机干扰的影响,使得在 516Hz 处的脉冲干扰不满足严格的周期性,这些未被解析的频最终会被当作随机干扰处理。

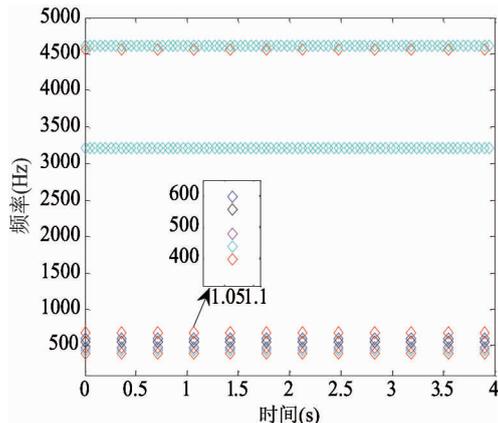


图 9 定频和周期脉冲干扰的解析

图 10 所示是通过基于二叉树结构的路径搜索算法对扫频干扰进行解析,基本能够得到较平滑的扫频图案。如图 11 所示,对复合人为干扰经过定频

解析、周期脉冲干扰解析、扫频干扰解析后,仍有一些频点不能够解析,或者说,仍然存在不能通过常规人为干扰分解的干扰频点。由于前期频点单值化处理以及其它干扰解析过程中的误差累积等原因,会使得残余干扰时间占用度统计结果与理论加载的随机干扰存在一定误差。

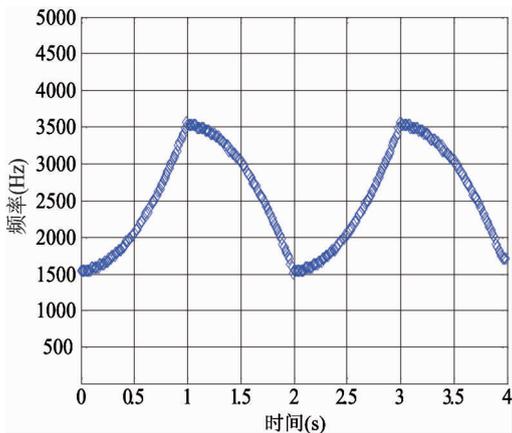


图 10 扫频干扰的解析

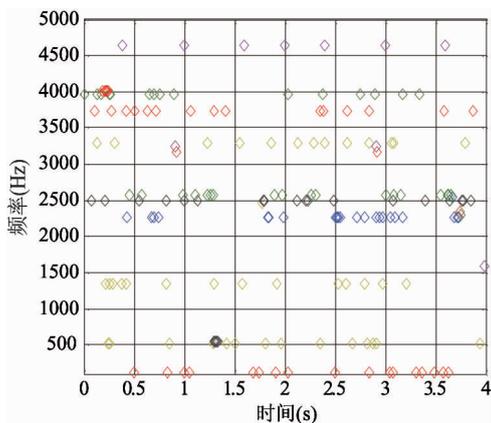


图 11 解析后残余的随机干扰分量

4.2 干扰分量解析准确度的仿真

考虑到扫频干扰解析过程较为复杂,且在分类搜索算法中是最后解析的干扰分量,则定频干扰、周期脉冲干扰以及随机干扰等均会对扫频干扰解析的准确度造成影响,另一方面,扫频起始点的准确搜索是扫频干扰趋势提取的重要前提,因此,本文选用扫频起始点搜索正确概率和扫频趋势提取的准确度来评价解析算法的性能。

(1) 扫频起始点搜索正确概率

采用频点干扰率 ρ_f 和干扰的时间占用度 ρ_t 来控制随机干扰的复杂度,理论上, ρ_f 和 ρ_t 越大,随机干扰的复杂度越高,对复合干扰解析的准确度影响越大。仿真中,频点干扰率 $\rho_f = [0.1, 0.2, 0.3, 0.4]$, 时间占用度 $\rho_t = [0.005, 0.05, 0.1, 0.25, 0.4, 0.6]$, 由于干扰复杂度并不与 ρ_f 和 ρ_t 呈线性关系,所以, ρ_f 和 ρ_t 的取值也是在不同范围内取代表性的值,不严格满足等间距的分辨率。在不同复杂度的随机干扰影响下,对扫频起始点搜索正确概率进行仿真,且每种随机干扰进行 50 次的蒙特卡洛仿真。

如图 12 所示, ρ_f 取 0.1 时,随着 ρ_t 的增大,扫频起始点搜索正确概率均在 0.95 以上。这是由于 ρ_f 较小时,受扰频点数较少,则落在扫频范围内的随机干扰概率进一步减小,对扫频起始点搜索影响也减小。当 ρ_f 大于 0.1 时,扫频起始点搜索正确概率随 ρ_t 增大有不同程度的下降,当 ρ_t 大于 0.5 时,扫频起始点搜索正确概率均在 0.8 以下。

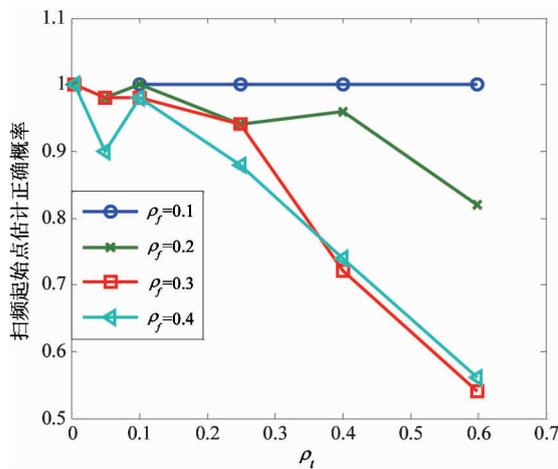


图 12 不同随机干扰复杂度影响下的扫频起始点搜索

(2) 扫频趋势提取的平均绝对误差仿真

仿真中, $\rho_f = [0.1, 0.2, 0.3, 0.4]$, $\rho_t = [0.005, 0.05, 0.1, 0.25, 0.4, 0.6]$ 。每种复杂度的随机干扰进行 50 次的蒙特卡洛仿真。

如图 13 所示,整体来看, ρ_f 和 ρ_t 越大,平均绝对误差越大。其中,在 ρ_t 小于 0.1 时,不同的 ρ_f 情况下平均绝对误差均在 100Hz 以内。随着 ρ_t 的增大,平均绝对误差也不同程度地增大,如在 ρ_f 取 0.3

和 0.4 时,平均绝对误差随着 ρ_i 的增大很快地超出 100Hz,这意味着随机干扰的复杂度已经超出了分类搜索算法的能力,使其不能够较准确地搜索出扫频趋势。具体表现在,随机干扰复杂度达到一定程度后,扫频趋势搜索过程中的二叉树结构更加复杂,基于欧式距离的路径搜索算法已不能准确地搜索出扫频趋势。

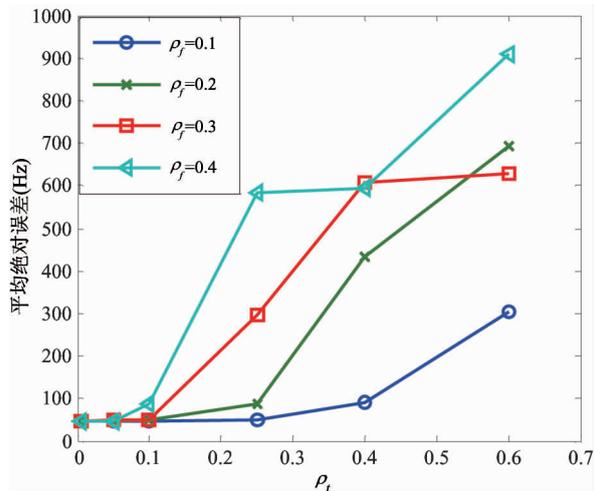


图 13 不同随机干扰复杂度影响下的扫频趋势提取

4.3 自适应预测过程的仿真

图 14 是理论干扰频点的时频二维图,其中, $\rho_f = 0.1, \rho_i = 0.05$ 。干扰策略的设定如下:假设周期脉冲干扰和扫频干扰在仿真时间内保持不变,而定频干扰分别在 $[0, 14/3s]$ 、 $[6s, 32/3s]$ 、 $[13s, 30s]$ 出现,且在 $[4s, 6s]$ 和 $[10s, 12s]$ 的区间内发生干扰策略的变化。

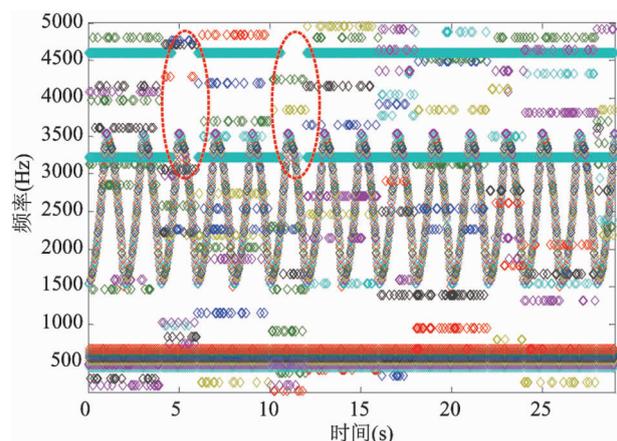


图 14 理论干扰频点的时频二维图

图 15 是 30s 观测时间内经过 5 次的干扰解析、干扰预测、干扰检验得到的预测频点。其中, $[0, 4s]$ 为干扰解析的过程,实际的预测时间为 $[4s, 30s]$ 。每隔 6s 进行一次检验,即 TEST 过程,且持续 2s,即在 $[4s, 6s]$ 、 $[10s, 12s]$ 、 $[16s, 18s]$ 、 $[22s, 24s]$ 、 $[28s, 30s]$ 时间段进行 TEST。从图 14 中可以看出,在 $[4s, 6s]$ 和 $[10s, 12s]$ 时间内,由于定频干扰发生策略的变化,基于 $[0, 4s]$ 和 $[6s, 10s]$ 的干扰解析模型进行预测会发生错误,而通过 TEST 模块,能够及时地检验出定频干扰分量错误的解析模型,并在之后的 $[6s, 10s]$ 和 $[12s, 16s]$ 区间内停止预测,重新对定频干扰分量进行解析;同时,其它干扰分量独立进行解析和预测,不受定频干扰分量的影响。另外,受随机干扰的影响,周期脉冲干扰不能够完全解析,如在图 15 中的 $[9s, 12s]$ 区间内,脉冲干扰预测频点在 476.2Hz 出现了变化,这是由于在 $[0s, 4s]$ 区间内该频点上随机干扰时间占用度较大,使其不能够准确解析,但这并不影响整体脉冲干扰频点解析;在 $[6s, 10s]$ 区间内,476.2Hz 处的脉冲频点受随机干扰影响较小,使得该频点又能够被准确解析。

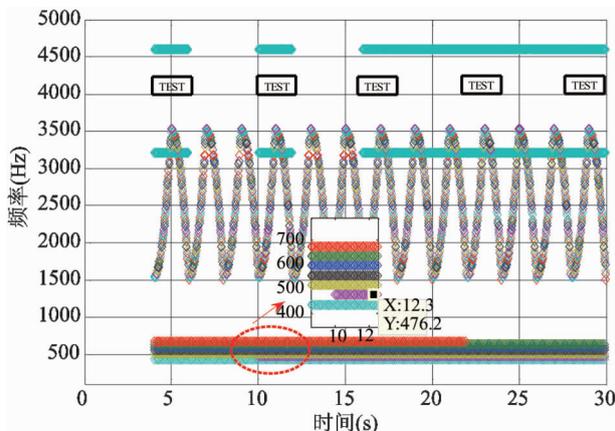


图 15 预测干扰频点的时频二维图

5 结论

本文研究了军事无线通信中对复合人为干扰的自适应预测问题,提出了解决自适应预测的四项关键技术,即干扰的解析、干扰的预测、干扰的检验和自适应预测。构建了随机干扰影响下的复合人为干扰模型,并通过短时傅里叶变换得到了干扰信号的

时频矩阵,采用分类搜索算法对干扰数据进行自适应搜索和参数的提取,完成干扰的解析;基于解析的干扰分量,提出了各干扰分量独立预测的方法。针对如何合理地分配干扰解析、预测和检验的时间,提出了基于Flag标记的自适应预测算法,使干扰分量能够随着干扰数据的根系而自适应地进行解析、预测和检验。在干扰解析性能评估方面,对不同复杂度随机干扰影响下扫频干扰参数提取准确度进行了仿真,结果表明,扫频解析性能会随着随机干扰复杂度的增加而降低,而扫频解析的准确度又会直接影响到扫频干扰自适应预测的性能。最后,对复合人为干扰的自适应预测进行了仿真,5次自适应预测仿真的结果表明,基于Flag标记的自适应预测算法能够在人为干扰策略发生改变时作出正确的判断和预测。当然,本文仅对干扰环境作了分析,通信信号对干扰的分析也有很大的影响,如何在通信信号中准确地分析干扰信号,这需要下一步作深入的研究。

参考文献

[1] Yarkan S, Arslan H. Binary time series approach to spectrum prediction for cognitive radio. In: Proceedings of the

66th Vehicular Technology Conference, California, USA, 2007. 1563-1567

- [2] Stephane G Mallat. A theory for multiresolution signal decomposition: the wavelet representation. *IEEE Tran. on Pattern Analysis and Machine Intelligence*, 1989, 11(7)
- [3] Garcia-Trevino E S, Alarcon-Aquino V. Single-step prediction of chaotic time series using wavelet-networks. In: Proceedings of the 2006 Electronics, Robotics and Automotive Mechanics Conference, Cuernavaca, Mexico, 2006. 243-248
- [4] Ghosh C, Cordeiro C, Agrawal D, et al. Markov chain existence and hidden Markov models in spectrum sensing. In: Proceedings of the Pervasive Computing and Communications, Galveston, USA, 2009. 1-6
- [5] Chen Z, Qiu R C. Prediction of channel state for cognitive radio using higher-order hidden markov mode. In: Proceedings of the Department of Electrical and Computer Engineering, Concord, USA, 2010. 276-282
- [6] Niu Y T, Yao F Q, Wang M Y, Chen J Z. Anti-chirp-jamming communication based on the cognitive cycle. *International Journal of Electronics and Communications*, 2012, 66(7):547-560

Adaptive prediction of multiplicate jamming based on time-frequency relation

Zhang Jinyi^{*}, Li Yonggui^{**}

(^{*} School Postgraduate Team 1 CCE, PLAUST, Nanjing 210007)

(^{**} Nanjing Telecommunication Technology Institute, Nanjing 210007)

Abstract

The model of the multiplicate jamming military wireless communication systems confront was constructed based on the analysis of its composition, and an approach to adaptive prediction of the multiplicate jamming based on the time-frequency relation was put forward. The approach uses the classified searching algorithm to divide the multiplicate jamming into several basic components by analysing the time-frequency relation of the jamming, and then, predicts the jamming trends based on the basic components of the jamming and tests the prediction's correctness, and finally, uses the testing flag to adjust the analytic and prediction components to achieve the jamming's adaptive prediction. The simulation results show that the proposed adaptive prediction approach can precisely predict the jamming trends.

Key words: multiplicate jamming, time-frequency relation, adaptive prediction algorithm