

文章编号: 1001-2486(2001)03-0068-05

自适应跳频通信受扰信道无源确认技术*

胡延平, 李纲, 程翥, 皇甫堪

(国防科技大学电子科学与工程学院, 湖南 长沙 410073)

摘要:及时确认被干扰信道是自适应跳频通信躲避干扰的前提。本文提出了一种受扰信道无源自适应预测评估算法, 无需发射信号就可以识别干扰信道并预先躲避, 从而提高了系统的抗干扰性能, 方法简单, 易于实现。

关键词:自适应跳频通信; 无源检测; 信道实时评估

中图分类号: TN914.4 **文献标识码:** A

Adaptive Passive Pre-Detection of Frequency-Hopping Interfered Channel

HU Yan-ping, LI Gang, CHENG Zhu, HUANGFU Kan

(College of Electronic Science and Engineering, National Univ. of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract: Pre-Detection of interfered channel is absolutely necessary for FH communication. This paper presents a new method named adaptive passive pre-detection algorithm, which identifies the interfered channel easily without transmitting detect signal. This method is simple to implement and improves the system performance of anti-jamming obviously.

Key words: adaptive FH communication; passive detection; real-time channel evaluation

自适应跳频通信包括频率自适应控制和功率自适应控制两部分。频率自适应控制是为了躲避干扰以提高通信系统的抗干扰能力, 其核心是被干扰信道的实时评估确认技术。

信道实时评估 (Real-Time Channel Evaluation, 简记为 RTCE) 技术是跳频频率集自适应更新的前提和基础。与噪声相比, 干扰电平的大小往往成为决定信杂比的主要因素。跳频通信系统的干扰按性质可分为两类: 一种是无意的固定或半固定干扰, 一般指来自其他用户的发射信号, 包括跳频通信网络本身产生的跳频频率碰撞; 另一种是敌方有意的人为干扰, 多在军事通信中存在。

目前大多数信道实时估算系统都是有源的, 需要系统不断发射各种形式的探测信号, 根据接收情况判断信道好坏。这至少带来了两个问题^[1]: 1) 增加了系统成本和设备复杂性; 2) 探测信道时产生了新的干扰源, 影响其他用户。对于军用跳频电台而言, 有源探测技术容易暴露目标, 影响系统的抗截获、抗检测能力。由于信道无源实时评估技术没有上述缺陷, 因而日益受到重视。

1 现有受扰信道无源检测技术

由于短波频段通信十分拥挤, 许多科研人员致力于短波频段内干扰拥塞情况的测量研究, 因此已有的几种信道干扰预测模型大多集中于短波频段。国际电信联盟 (ITU) 为不同用户分配了相应的短波通信频段, 一共分为 95 个。英国曼彻斯特大学科学与技术学院 (UMIST) 的 P.J. Laycock, G.F. Gott 等人于 1988 年提出的 Laycock-Gott 干扰拥塞模型, 可以较为准确地预测第 k 个 ITU 通信带内的频率拥塞情况, 是目前为止最好的一个预测模型^[2]。该预测模型的优点是不需要任何干扰先验知识, 通过测量考察信道 (如 1kHz 带宽) 单位时间段 (如 1s) 内的平均接收能量并与判决门限比较, 就可方便地知道该信道的拥塞情况, 简单明了。其缺点是: 1) 判决门限除与频点所属 ITU 通信带顺序号有关外, 还与测试点的地理位置以及季节昼夜变化以及太阳黑子爆发情况有关, 因此难以确定。往往需要根据以往的测量数据给出经验值, 而各地的历年测量数据并不一定能获得, 这样如何确定判决门限

* 收稿日期: 2000-11-21

作者简介: 胡延平 (1969-), 男, 博士生。

就成了一个难题；2) 该方法仅适用于短波频段，限制了其应用范围；3) 由于该方法通过比较平均接收能量和门限大小来判断信道拥塞情况，因此与具体接收机的放大增益有关，同样情况下不同接收机可能得到相反的判断结果。我们提出了一种新方法，用于信道干扰无源预测，较好地避开了上述缺点：1) 判决门限易于确定，与测试地点无关；2) 适用范围不仅限于短波段；3) 与接收机具体放大增益无关，判决结果更可靠。

2 受扰信道无源探测技术

2.1 检测模型

信道评估的目的是确定跳频信道在特定的时间段内是否被干扰信号击中，其检测过程可描述为二元假设^[3]：

$$\begin{aligned} H_0 : r(t) &= n(t) \quad 0 \leq t \leq T \\ H_1 : r(t) &= I(t) + n(t) \end{aligned} \tag{1}$$

其中， $I(t)$ 为固定干扰信号。假定待检信道为 AGWN 信道， $n(t)$ 为背景高斯白噪声。

设各信道带宽为 W_1 ，取积分周期为 T_1 ，受扰信道无源探测框图见图 1。

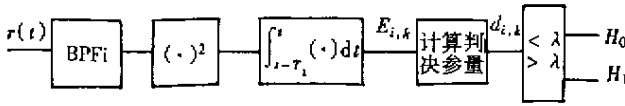


图 1 干扰无源检测框图

Fig.1 Passive pre-detection diagram of interfered channel

判决参量的计算及判决门限的确定是该方法关键所在，后面将给出详细介绍。

2.2 背景模型

本文研究的背景噪声模型为^[3]：具有双边谱密度 $N_{i,k}/2$ 的高斯随机过程，以概率 $\{p(l) : l = 0, 1, \dots, M-1\}$ 随机取 M 个数值 $\{N_l/2 : l = 0, \dots, M-1\}$ 中的某个值 (i 代表信道编号， k 代表第 k 时刻)。如果取 $p(0) = 1, p(l) = 0, l = 1, 2, \dots, M-1$ ，则噪声模型简化为具有谱密度为 $N_0/2$ 的平稳加性高斯白噪声 (AWGN)。信道参数可能发生突变，这体现在时间下标 k 上。但在考察时间段内，这种突变发生概率是很小的，即可以认为信道在考察时间段内是 AGWN 信道。

2.3 定义统计变量

在假设 H_0 下，考察信道只有噪声，积分器输出为伽马随机变量，其均值和方差分别是^[4]：

$$\begin{cases} u_{i,k} = N_{i,k} \cdot T_1 \cdot W_1 \\ \sigma_{i,k}^2 = (N_{i,k})^2 \cdot T_1 \cdot W_1 \end{cases} \tag{2}$$

在假设 H_1 下，考察信道有干扰信号和噪声，积分器输出为非中心伽马随机变量，其均值和方差分别是^[4]：

$$\begin{cases} u_{i,k} = N_{i,k} \cdot T_1 \cdot W_1 + E_{I/i,k} \\ \sigma_{i,k}^2 = (N_{i,k})^2 \cdot T_1 \cdot W_1 + 2E_{I/i,k}N_{i,k} \end{cases} \tag{3}$$

其中 $N_{i,k}$ 为 k 时刻第 i 个信道内的噪声谱密度， $E_{I/i,k}$ 是干扰信号能量。假定：

- 1) 在考察时间段内信道基本是平稳的，各个时刻噪声谱密度相等为 N_i 。
- 2) 各时刻积分器输出干扰能量相等为 $E_{I/i}$ ，例如：当落入考察通带内的干扰信号为 CW、PSK、FSK 等信号时，满足此条件。

在上述两个条件下，积分器各个时刻输出独立同分布，均值 $u_{i,k}$ 和方差 $\sigma_{i,k}^2$ 分别以 u_i 和 σ_i^2 代替。

定义变量： $d_i = \frac{u_i^2}{\sigma_i^2}$ 作为判决变量，代入 (2) 和 (3) 显然有：

$$d_i = \begin{cases} T_1 \cdot W_1 & \text{在假设 } H_0 \text{ 下} \\ T_1 \cdot W_1 \left(1 + \frac{INR^2}{1 + 2 \cdot INR} \right) & \text{在假设 } H_1 \text{ 下} \end{cases} \quad (4)$$

其中： $INR = \frac{E_I}{N_i T_1 \cdot W_1}$ 为干扰噪声之比。我们以样本均值 $\bar{E} = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n E_{i,k}$ 作为总体期望 u_i 的矩估计，由

柯尔莫哥洛夫强大数定律可知： $\lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n E_{i,k} = u_i$ 以概率 1 成立。以修正的样本方差 $\bar{\sigma}_i^2 =$

$\frac{1}{n-1} \sum_{k=1}^n (E_{i,k} - \bar{E}_i)^2$ 作为总体方差 σ_i^2 的矩估计^[5]。

定理 1 样本均值 \bar{E}_i 是总体期望 u_i 的无偏估计。

证明： $E(\bar{E}_i) = E\left(\frac{1}{n} \sum_{k=1}^n E_{i,k}\right) = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n E(E_{i,k}) = \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n u_{i,k} = \frac{1}{n} \cdot n \cdot u_i = u_i$

定理 2 样本方差 $\bar{\sigma}_i^2$ 是总体方差 σ_i^2 的无偏估计。

证明：因为 $D(\bar{E}_i) = D\left(\frac{1}{n} \sum_{k=1}^n E_{i,k}\right) = \frac{1}{n^2} \sum_{k=1}^n D(E_{i,k}) = \frac{1}{n^2} n \sigma_i^2 = \frac{\sigma_i^2}{n}$ ，所以

$$\begin{aligned} E(\bar{\sigma}_i^2) &= E\left(\frac{1}{n-1} \sum_{k=1}^n (E_{i,k} - \bar{E}_i)^2\right) = \frac{1}{n-1} E\left(\sum_{k=1}^n (E_{i,k} - u_i)^2 - n(\bar{E}_i - u_i)^2\right) \\ &= \frac{1}{n-1} \sum_{k=1}^n D(E_{i,k}) - \frac{1}{n-1} D(\bar{E}_i) = \frac{1}{n-1} \cdot n \sigma_i^2 - \frac{n}{n-1} \cdot \frac{1}{n} \sigma_i^2 = \sigma_i^2 \end{aligned}$$

由定理 1 和 2 容易得出结论：当样本数取得足够大时，可以利用 $\hat{d}_i = \frac{\bar{E}_i^2}{\bar{\sigma}_i^2}$ 近似代替 $d_i = \frac{u_i^2}{\sigma_i^2}$ 作为统计变量。当然，样本数也不能取得太多，一是因为检测时间变长，计算量增大，二是时间太长，信道发生突变的可能性增大，再当作高斯平稳白噪声信道处理，就可能有问题。一般检测时间取 1s，在如此短的时间内信道发生变化的概率是很小的，可以认为是恒参信道。

2.4 判决门限

d_i 是一个与噪声电平无关的参量，它仅仅与积分时间宽度和信道带宽以及干噪比有关。前两个参数是用户预先已知的常数，因此各个信道的判决门限是可以预先确定的。在假设 H_0 下， d_i/H_0 恒为常数 $T_1 W_1$ ，在假设 H_1 下， d_i/H_1 随 INR 增大而非线性地增大（见图 2）。当 $INR = 0\text{dB}$ 时， $d_i/H_1 = \frac{4}{3} T_1 W_1$ ，不妨取此值为判决门限 λ 。

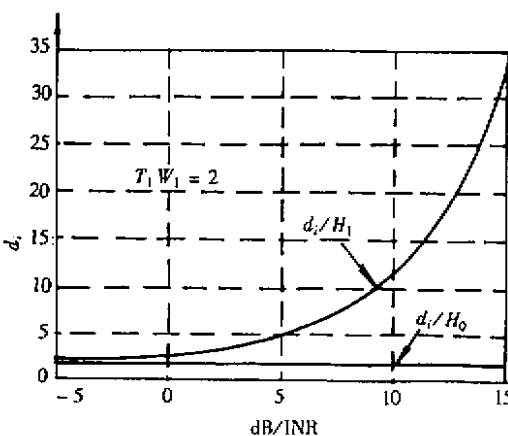


图 2 统计参量与 INR 关系图

Fig.2 Statistic parameter with different INR

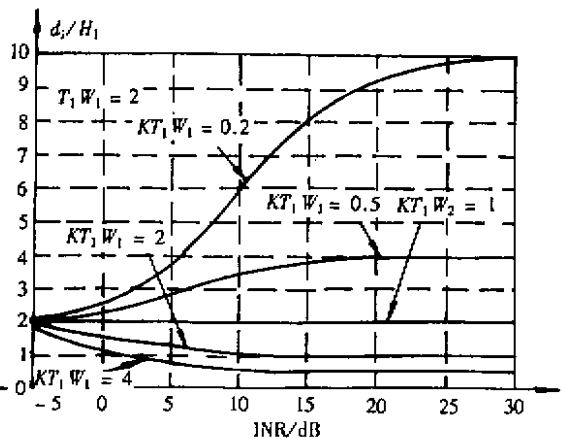


图 3 统计参量与 K 关系图

Fig.3 Statistic parameter with different K

3 干扰信号能量时变情况分析

在 2.3 节中假定的两个条件中，当检测时间 T 取值较小时，条件 1 是容易满足的，但条件 2 却不一定符合。例如，当信道内存在变化较快的干扰信号、有多径传输问题时，各个时刻积分器输出干扰信号能量并不相同，(3) 式需加一修正项变为：

$$\begin{cases} u_{i,k} = N_{i,k} \cdot T_1 \cdot W_1 + E_{I/i,k} \\ \sigma_{i,k}^2 = (N_{i,k})^2 \cdot T_1 \cdot W_1 + 2E_{I/i,k}N_{i,k} + \sigma_{I/i,k}^2 \end{cases} \quad (5)$$

其中 $\sigma_{I/i,k}^2$ 为第 i 个信道内干扰信号在 k 时刻的能量方差。从而样本均值和样本方差变为：

$$\begin{cases} \bar{u}_i = N_i \cdot T_1 \cdot W_1 + \bar{E}_{I/i} \\ \bar{\sigma}_i^2 = (N_i)^2 \cdot T_1 \cdot W_1 + 2\bar{E}_{I/i}N_i + \bar{\sigma}_{I/i}^2 \end{cases} \quad (6)$$

假设 $\bar{\sigma}_{I/i}^2 = K \cdot \bar{E}_{I/i}^2$ ，则有：

$$\hat{d}_i = \frac{\bar{u}_i^2}{\bar{\sigma}_i^2} = \begin{cases} T_1 \cdot W_1 & \text{在假设 } H_0 \text{ 下} \\ T_1 \cdot W_1 \left(\frac{(1 + \overline{INR})^2}{1 + 2 \cdot \overline{INR} + KT_1 W_1 \cdot \overline{INR}^2} \right) & \text{在假设 } H_1 \text{ 下} \end{cases} \quad (7)$$

其中 $\overline{INR} = \frac{\bar{E}_{I/i}}{N_i T_1 W_1}$ 为平均干噪比。由于 $T_1 W_1$ 为常数，所以 K 值大小决定了信号的可检测性，它是干扰信号的固有特性。若 $K = 0$ ，(7) 式退化为 (4) 式。如果 $KT_1 W_1 = 1$ ，则干扰与白噪声难以区分。

显然， K 值离 $\frac{1}{T_1 W_1}$ 距离越远，干扰性质与噪声特性差别越大，越容易被检测出来（见图 3）。当干扰时变较快或存在多径传输问题时，只要干扰特征值 K 与 $T_1 W_1$ 的乘积不等于 1，从理论上讲，就可以检测出来。当满足：干噪比 $\geq 5\text{dB}$ 、 $KT_1 W_1 < \eta_1 < 1$ 或 $KT_1 W_1 > \eta_2 > 1$ 条件时，该方法能够检测出干扰存在与否。取 0dB 时的 d_i/H_1 为判决门限，具体定义为：

$$\lambda_1 = T_1 W_1 \frac{4}{3 + \eta_1} \quad \lambda_2 = T_1 W_1 \frac{4}{3 + \eta_2} \quad (8)$$

当统计参量位于两门限之间时，我们判断只有噪声，否则就认为有干扰信号存在。显然， η_1 和 η_2 取值接近越 1，检测概率越大，但虚警概率越高； η_1 和 η_2 越偏离 1，虚警概率越低，但漏警概率越高。因此，图 1 所示检测框图应当修正为图 4。

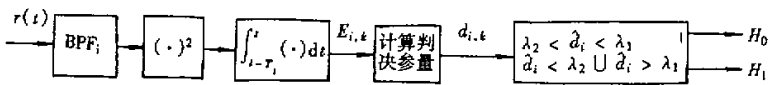


图 4 改进的干扰无源检测框图

Fig.4 Structure of improved passive-pre-detection of interference

4 仿真结果

为了验证方法的有效性，以 PSK 信号作为 $KT_1 W_1 = 0$ 的干扰信号，即干扰信号能量在考察时间段内固定不变。以 4-QAM 信号作为 $KT_1 W_1 > 1$ 的干扰信号，即干扰信号能量是时变的。高斯白噪声利用 $n(n) = \sigma \sqrt{0.5 \cdot \log(r_n)} \cdot \cos(2\pi r_n)$ ， r_n 为 0、1 之间的随机数。干噪比定义为： $INR = 10 \log \frac{A^2}{2 \cdot \sigma^2}$ ， A 为干扰信号的幅度值。取积分间隔 $T_1 = 4 \text{ ms}$ ，带宽 $W_1 = 2500 \text{ Hz}$ ，干扰信号载波频率 10 kHz，考察时间为 1 s， η_1 和 η_2 分别取 0.2 和 2，则由 (8) 式得判决门限为： $\lambda_1 = 1.25 T_1 W_1$ ， $\lambda_2 = 0.8 T_1 W_1$ 。作 2000 次仿真，检测结果见表 1。

表 1 仿真试验检测结果

Tab.1 Results of simulation test

识别概率	INR = 5dB	INR = 10dB	INR = 15dB	INR = 20dB
PSK 信号	99.9%	100%	100%	100%
4-QAM	99.5%	99.8%	100%	100%

5 结论

跳频信道无源干扰预测技术无须信道噪声电平的先验知识,就可以确定判决门限,简单方便,适用于任何频段。需要指出的是:对某些干扰(当 $KT_1 W_1$ 接近 1 时),其检测效果可能会变差。但对某些类别的固定干扰(其能量在检测时间段内变化很小使 $K \approx 0$,或变化剧烈但 $KT_1 W_1$ 的值远离 1)不失为一种有效的检测手段。这样系统不必发射信号就能对信道进行无源预测评估,从而预先躲避某些干扰。与其它信道检测方法结合使用,可大大提高系统的抗干扰能力。

参考文献:

- [1] 戴耀森,短波数字通信自适应选频技术[M].杭州:浙江科学技术出版社,1990.
- [2] Gunnar Bark. Spread-Spectrum Communications in the Interference-Limited HF Band [D], Department of Signals Sensors and Systems Royal Institute of Technology S-100 44, Stockholm, Sweden, Doctor Paper, 1997.
- [3] Larry W. Nemsick, Evaggelos Geraniotis. Adaptive Multichannel Detection of Frequency-Hopping Signals [J], IEEE Trans. on Commun, 40, 1992 (9).
- [4] Chapman W W, Short R D. An adaptively configured channelized receiver for frequency hopped signal detection and tracking [C], IEEE Int. Conf. Commun., Chicago, Il, 1985.
- [5] 吴翊,李永乐,胡庆军.应用数理统计[M].长沙:国防科技大学出版社,1995.

