文章编号: 2095-4980(2013)06-0880-07

中图分类号:TN971.⁺1

短时频率稳定度特征分析的 FSK 信号个体识别

汪 勇,段田东,刘瑞东,徐文艳

(信息工程大学 信息系统工程学院, 河南 郑州 450002)

摘 要: 针对通信电台个体识别问题,提出一种利用码元持续时间内短时频率稳定度的指纹 特征识别 FSK 信号电台的方法。采用改进的多周期"过零点"法提取瞬时频率,然后计算瞬时频 率的信息维数特征,最后利用最近邻分类器实现电台个体识别。在高斯信道和短波信道下进行的 仿真实验证明了该方法的有效性。

文献标识码:A

关键词:个体识别;短时频率稳定度;相位噪声;信息维数

doi:10.11805/TKYDA201306.0880

Individual identification of FSK signals based on stability of transient carrier frequency

WANG Yong,DUAN Tian-dong,LIU Rui-dong,XU Wen-yan

(Institute of Information System Engineering, Information Engineering University, Zhengzhou Henan 450002, China)

Abstract: A method of Frequency Shift Keying(FSK) signals radio identification is proposed aiming at the individual identification of the communication radio, by utilizing the stability of transient carrier frequency of the symbol duration. Features of instantaneous frequency are extracted by using improved multi-cycle "zero crossing" method. The information dimensions of instantaneous frequency are computed. The nearest neighbor classifier is employed to identify the individual communication radio. The simulation results show that the proposed approach is effective in both Gaussian and High Frequency(HF) channels. **Key words:** individual identification; frequency stability; phase noise; information dimension

组成通信电台元器件的性能、生产工艺以及调试等方面的随机离散性,造成通信电台之间的差异,这些差异

如同人的指纹一样,可以区分不同的通信电台,并且体现在通信电台的发射信号上。因此如果能将电台的"指纹"特征从其发射的信号中提取出来,就可实现通信电台的个体识别。

早期国内外研究的指纹特征主要采用暂态 turn-on 特征^[1-3],但暂态信号持续时间较短,与噪声相似度高,难 以进行监测和捕获。而稳态特征持续时间较长,信号的截获和监控较为容易,因此利用稳态特征进行通信电台的 个体识别更具有实际应用价值。文献[4]提取窄带射频功率放大器的静态非线性特性作为窄带无线通信设备的"指 纹"特征,通过估计功率放大器泰勒级数模型的系数实现辐射源个体的识别,但对信噪比要求较高。文献[5]通 过构造短时三谱提取信号的特征,简化了计算复杂度,但识别率较低。目前针对相同型号、相同工作模式的通信 电台个体特征的提取较难,本文通过提取频移键控(FSK)信号码元持续时间内的短时频率稳定度作为电台个体识 别的指纹特征。利用改进的多周期"过零点"法提取出瞬时频率的变化,解决了瞬时频率提取精确度难以达到电台 识别要求这一问题,同时提高了 FSK 信号码元持续时间内频率波动特征的稳健性,然后计算提取的瞬时频率的 分形特征,可有效地将电台的指纹特征提取出来,达到区分不同电台的目的。

1 FSK 信号频率的分析

1.1 FSK 信号瞬时频率指纹特征

以 2FSK 信号为例进行分析,设发射机输出的 2FSK 瞬时相位可以表示为^[6]:

式中: $f_c(n)$ 为射频的载波频率; $\Delta f_c(n)$ 为载波频率的偏差; ΔF 为频移间隔; ϕ_0 是初始相位。

同时可以得到瞬时频率表达式为:

$$f(n) = \begin{cases} f_{\rm c}(n) + \Delta f_{\rm c}(n) + \Delta F, \, \overline{\Theta \pi \lambda}' \, 0' \\ f_{\rm c}(n) + \Delta f_{\rm c}(n) - \Delta F, \, \overline{\Theta \pi \lambda} \, \lambda' \, 1' \end{cases}$$
(2)

由此可知, FSK 信号的瞬时频率包含了信号的射频载波频率、载波频率的偏差以及频移间隔。对于某一种确 定信号, f_c(n)是固定的,不会随时间而改变。ΔF 表示每个码元传递不同的信息,若码元传递的信息确定,则ΔF 也是一个固定的值。Δf_c(n)是一个随时间变化的量,它表示发射机实际产生的载波频率与理想载波频率之间的偏 差。即使相同型号的电台,由于晶体振荡器的差异,偏差也会不同。因此,在码元持续时间内(即ΔF 不变),2FSK 瞬时频率的变化体现了载波 Δf_c(n)的变化。引起这种变化的主要原因是晶体振荡器的相位噪声和器件的非线性 等。由于不同的电台采用不同的晶体振荡器,因此载波频率偏差的变化不同,并且具有一定的规律,这种规律就 是每个电台所固有的一种特征。由于器件的固有噪声、电阻噪声以及其他干扰等,实际使用的振荡器输出为调幅 调相波,而振荡器正反馈的自限幅作用抑制了幅度噪声,因此幅度噪声调制的影响很小,通常可以忽略。本文主 要考虑相位噪声对振荡器短时频率稳定度的影响,提取码元持续时间内信号的短时频率稳定度特征。

1.2 振荡器相位噪声模型

通信电台中,晶体振荡器输出频率的稳定度决定 了电台的性能。理想的晶体振荡器产生的信号为 $v(t) = \cos(\omega_0 t)$,它的频谱为一根谱线,而实际的振荡 器由于相位噪声的影响,载波频谱产生扩展,如图 1 所示,其数学表达式为:

 $v(t) = \cos\left(\omega_0 t + \theta(t)\right) \tag{3}$



图1 振荡器频谱图

式中 $\theta(t)$ 是发射机振荡器不理想引起的相位噪声。带有相位噪声的振荡器在频域中其输出信号的频谱不再是一根 谱线,而是在主谱线两边出现了一些附加的频谱,从而导致频谱的偏移和扩展。为便于分析又不失一般性, $\theta(t)$ 可用一个维纳随机过程作为相位噪声的仿真模型^[7]。

2 特征参数提取

尽管不同电台的短时频率稳定度不同,但它们之间的差别较小,特别是相同型号、相同工作模式的通信电台 之间的差别更小。要实现 FSK 通信电台的个体识别,提取瞬时频率变化的指纹特征,首先需要判决持续码元时 间大于某一阈值,若码元持续时间较短,在一个码元持续时间内变化的规律不明显,则稳健性不够强。

2.1 多周期"过零点"法

常用的提取信号瞬时频率的方法有短时傅里叶变换、谱相关分析和小波 分析等,但由于电台的频率稳定度较高,这些传统方法提取的瞬时频率难以 达到区分电台个体的目的。文献[8]提出采用多周期"过零点"法,精确提 取信号的"准"瞬时频率。该方法的核心思想是利用正弦函数在零点附近有 sin x ≈ x 的性质,对过零点的相邻 2 点建立直线方程。



Fig.2 Zero crossing computing 图 2 过零点计算示意图

如图 2 所示,对于采样频率为 f_s 的信号, $A(x_mT_s, y_m)$, $B(x_{m+1}T_s, y_{m+1})$ 为 2 个在零点附近的采样点, x_m 和 x_{m+1} 是正弦函数 2 个相邻的过零点。利用正弦函数在零点附近的性质和 Lagrange 插值法(线性插值法)可以得到 *A*,*B* 附近精确的过零点位置($t = xT_s$)为:

$$x = x_m - y_m \frac{x_{m+1} - x_m}{y_{m+1} - y_m}$$
(4)

通过计算相邻 2 个过零点的间隔,可得出该段信号的频率值。然而这种利用单周期计算来获得频率的方法,

其精确度受信号波形影响较大,当信号波形发生一定畸变,就会影响到该段信号频率的精确度。频率计算的误差 主要来自频率的 2 个过零点位置的误差 $\Delta T_1 \pi \Delta T_2$,由此得到单周期测量的最大误差为: $\Delta T = |\Delta T_1| + |\Delta T_2|$ 。而采 用多周期计算,假设采用 N 个周期计算,误差来源还是计算中用到的 2 个过零点的测量误差,因此最大测量误 差与单周期相同,平均每个周期的误差为 $\Delta T / N$,减小了单个周期的测量误差,从而提高了载波频率的准确度。 对于第 n 个零点的频率 f(n):

$$f(n) = f_s / [2(x(n+N) - x(n))/N] \quad (n=1,2,3,\cdots, l-N, l \neq k \neq k \in \mathbb{K})$$
(5)

由于 Lagrange 插值余项为:

$$R_{1} = \frac{v'(\zeta)}{2!} (x - x_{m})(x - x_{m+1})T_{s}^{2}$$
(6)

式中 $\zeta \in (x_m T_s, x_{m+1} T_s)$ 。

利用 Lagrange 插值余项可以估计过零点的误差为:

$$|R_{1}| \leq \frac{\left|v^{"}(\zeta)\right|}{8}T_{s}^{2} = \frac{\left|v^{"}(\zeta)\right|}{8f^{2}}$$
(7)

因此,当T_s越小,即信号的采样频率f_s越高时,估计误差越小。但实际应用中,采样频率还受数据存储空间、 处理速度等其他条件的限制,因此在满足其他条件的情况下尽量选取高采样率,以降低估计误差的影响。

2.2 改进的多周期"过零点"法

多周期"过零点"法虽然可以测量信号的频率,但是多周期要求的过零点个数较多,需要信号长度较长,同时由于计算瞬时频率点之间间隔为*T*/2,对信号瞬时频率的变化描述不够精确。对于 FSK 信号,需要码元持续时间较长,这提高了信号侦察的难度,因此本文在多周期"过零点"法的基础上提出了改进的多周期"过零点"法。其基本原理是:在多周期"过零点"法过零点的基础上,同时提取信号的极值点,并且采用数学方法精确求取极值点位置,利用过零点、极值点共同确定信号的瞬时频率。

信号一般采用正弦函数进行调制,正弦函数满足处处可微,且是光滑的曲线。三次样条函数具有很好的光滑性,在每个区间上都是三次多项式,同时具有以下特点:三次样条函数及其一、二阶导数均一致收敛于被插值函数及其一、二阶导数^[9]。

如图 3 所示,采用三次样条函数拟合原始采样信号,然后可以对拟合后的函数进行插值,寻找插值后信号的 极值点,即原采样信号对应的正弦信号的极值点。可以看出,三次样条插值后的信号与采样信号相比,具有更好 的光滑性,能更好地恢复出原始信号,提高了计算极值点的精确度。





(b) signal interpolation with cubic spline

Fig.3 Signal fitting with cubic spline 图 3 三次样条拟合信号示意图

三样条插值函数的误差满足:

$$|v(n) - s(n)| \leq \frac{5}{384} h^2 \max_{n \in [a,b]} |v^4(n)|, \quad n \in [x_k T_s, x_{k+1} T_s]$$
 (8)

式中: $h = \max_{0 \le j \le m-1} (n_{j+1} - n_j)$; v(n)为原函数; s(n)为三次样条插值函数; n为函数v(n)采样点; m为[a,b]上插值的个数。因此,三次样条插值函数s(n)一致收敛到被插值函数v(n)。

由三样条误差函数可以看出,当在采样点 $x_k T$ 和 $x_{k+1}T_s$ 之间插入足够多的点时, $h \to 0$,三次样条插值函数s(n)一致收敛到被插值函数v(n),插值函数s(n)的极值点就可看作是函数v(n)的极值点,极值点位置最大误差为h。

改进的多周期"过零点"法,采用过零点与极值点分别计算信号的"瞬时频率",在极值点处频率测量的误差与过零点类似,主要计算瞬时频率的 2 个极值点位置的误差 h_1 和 h_2 ,单周期测量的最大误差为: $\Delta h = |h_1| + |h_2|$,采用 N 周期测量后,平均每个周期的误差为 $\Delta h / N$ 。同时利用过零点与极值点计算瞬时频率,在同样长度的码元持续时间内可以得到更多的瞬时频率点,瞬时频率点的计算间隔由原来的 T/2 缩短为 T/4,能够更加准确地描述在码元持续时间内短时频率稳定度的变化规律,增强了码元持续时间内瞬时频率变化的稳健性。

2.3 分形特征提取

分形维数作为信号不规则程度的度量,与人类视觉对信号纹理粗糙程度的感知是一致的,即分形维数越大, 对应的信号越粗糙。同时分形维数具有某种自相似性,同一台电台的发射信号在频率上的抖动,由于其自身元器 件的特性,显然具有自相似性。分形理论中关于维的定义有很多种,如 Hausdorff 维、盒维、信息维数、相关维 等。信息维数相对于其他分形维数具有更好的抗噪性能以及适应不同采样速率的优点^[10]。因此,可利用信息维 数描述改进的多周期"过零点"法计算的瞬时频率波动大小的不同,利用信息维数特征达到识别通信电台的目的。

信息维数反映了分形对象的疏密程度,其定义如下:设 $\{A_j\}(j=1,2,...,N)$ 是 X 的一个有限 ε -覆盖,令 P_j 表示集合 X 的元素落在集合 A_i 的概率,令信息熵:

$$I(\varepsilon) = -\sum_{j=1}^{K} P_j \log P_j$$
⁽⁹⁾

如果信息熵满足 $I(\varepsilon) \sim -\lg \varepsilon^{D_I(f)}$,则称 $D_I(f)$ 为集合的信息维数。

实际计算中,对于离散空间信号点集的信息维数,具体计算方法如下:

1) 设采样序列为 $f(t_1), f(t_2), \dots, f(t_N), f(t_{N+1})$, 盒子宽度为 ε , 总数为 2N, 其中:

$$\varepsilon = \frac{1}{2N} \sum_{i=1}^{N} \left| f(t_i) - f(t_{i+1}) \right|$$
(10)

2) 计算平面上的点 $(t_i, f(t_i))$ 落入 i 时刻的接收信号 ε 网格覆盖的概率 $P_i(\varepsilon)$ 为:

$$\overline{P_i(\varepsilon)} = \frac{\overline{N_i(\varepsilon)}}{N(\varepsilon)} = \frac{\sum_{j=1}^N H\left(\varepsilon - \left|f(t_i) - f(t_j)\right|\right)}{N(\varepsilon)}$$
(11)

式中: H(•)为阶跃函数; N(ɛ)为盒子总数。

3) 计算出信息熵
$$I(\varepsilon) = -\sum_{j=1}^{n} p_{j} \log p_{j}$$
, 同样令盒子宽度为 2 ε , 重复步骤 2), 可以计算出信息熵 $I(2\varepsilon)$ 。

4) 计算信息维数 D₁(f):

$$D_{I}(f) = \frac{\lg I(\varepsilon) - \lg I(2\varepsilon)}{\lg 2}$$
(12)

计算 FSK 信号短时频率稳定度特征的步骤如下:

1) 对过采样的 FSK 信号进行预处理,寻找码元持续时间大于阈值信号的序列;

- 2) 在码元持续时间内,利用改进的多周期"过零点"法计算信号序列的瞬时频率 f(n);
- 3) 计算信号瞬时频率 f(n) 的信息维数特征 $D_t(f)$ 。

3 分类器

将接收到的信号频率波动信息变换为信息维数特征后,就进入分类识别环节。特征的提取与分类器相辅相成, 分类器的选择与样本的特征选择和训练样本数量、分布等因素密切相关,分类器的应用可以降低样本识别的复杂 度,同时分类器的合理选择也可以提高样本识别的准确率。对于非协作条件下的通信电台个体识别来说,由于实 际中很难获得足够多的训练样本,且在识别过程中电台的个体数在不断增加,因此分类器设计必须适应以上要求, 特别是算法能满足电台增加的要求,为此本文选择 K 最近邻(K Nearest Neighbor, KNN)分类器。

最近邻法是模式识别线性分类器中最重要的方法之一,其基本特点是将各电台的全部样本点都作为"代表 点"。即分类时选出测试样本 *x* 的 *K* 个最近邻样本点,若这 *K* 个近邻中的多数属于哪一类,就把 *x* 判别为哪一 类。KNN 分类算法由于简单,易操作,具有良好的分类准确率而受到广泛应用。

4 仿真实验

4.1 改进的多周期"过零点"法性能分析

本文采用改进的"过零点"法提取信号的瞬时频率,在提取过零点位置时,利用正弦函数在零点附近有 sin *x* ≈ *x*的性质,因此计算过零点的两采样点的幅度应在零点附近,只有较高的采样率才能满足,所以需要对信 号进行过采样。经试验发现采样频率大于 20 倍的载波频率后,测量误差较小。

仿真发射的 2FSK 信号射频载波为 6.358 MHz,频移间隔为 875 Hz,码元速率为 75 Bd。接收到信号后下变 频到 0.1 MHz,采样频率为 2 MHz。在信噪比为 10 dB~20 dB 范围内,每隔 2 dB 分别作 100 次蒙特卡洛仿真实 验。在码元持续时间一定的情况下,分别利用多周期"过零点"法和改进的多周期"过零点"法提取瞬时频率, 然后计算信号的瞬时频率的方差,以及瞬时频率的信息维数的均值和方差,结果见表 1~表 2。

由表1可以看出,随着信噪比的降低,信号的瞬时频率方差增大,即信号频率的短时频率稳定度变差。从2 种方法的瞬时频率方差可以看出,改进的方法瞬时频率的方差较小,更能详细反映瞬时频率的变化,稳健性更好。

D (1D	frequency variance/Hz		
$R_{\rm SN}/{\rm dB}$	multi-cycle "zero crossing" method	improved multi-cycle "zero crossing" method	
10	10.125 9	8.403 5	
12	8.337 5	6.112 6	
14	5.413 6	4.218 2	
16	3.344 1	2.837 3	
18	3.102 2	2.353 7	
20	2.714 2	1.120 1	

表1 两种方法的瞬时频率方差比较

由表 2 可以看出,在不同的信噪比下,利用 2 种方法提取同一个电台的信息维数均值基本相同,但改进的多 周期"过零点"法的信息维数方差较小。信息维数的方差会直接影响电台识别的准确率,信息维数方差越小,特 征的聚类性越好,则电台识别的准确率会更高。

表 2 两种方法的信息维数均值和方差比较

Table2 Comparison of information dimension means and variances between two methods			
$R_{\rm SN}/{\rm dB}$	information dimension means and variance		
	multi-cycle "zero crossing" method	improved multi-cycle "zero crossing" method	
10	(0.577 6, 0.028 1)	(0.577 9, 0.019 9)	
12	(0.588 0, 0.021 4)	(0.588 3, 0.016 7)	
14	(0.588 7, 0.019 3)	(0.589 0, 0.012 1)	
16	(0.588 9, 0.010 1)	(0.599 3, 0.079 0)	
18	(0.601 2, 0.008 0)	(0.600 1, 0.004 0)	
20	(0.629 2, 0.006 2)	(0.600 5, 0.002 0)	

4.2 高斯信道下的分类识别实验

与 4.1 中信号调制参数相同,在信噪比为 10 dB~20 dB 范围 内,取短时频率稳定不同的 3 个 2FSK 电台,每隔 2 dB 取 300 个 样本,其中 100 个样本为测试样本,在高斯信道下进行仿真。

图 4 为电台在高斯信道下,不同信噪比的平均识别率。可以 看出,在信噪比为 13 dB 时,电台识别率达到 80%,而信噪比为 16 dB 时,电台的平均识别率都达到 85%以上。准确率随信噪比 增大而提高。原因是信噪比越高,噪声因素的分形特征所占比重 越少,信号本身的频率稳定性差异越突出,相应地,信号分类准 确率就越高。



Fig.4 Average classification rate in Gaussian channel 图 4 高斯信道下平均识别率

4.3 短波信道下的分类识别实验

与 4.1 节中调制参数相同,在 10 dB~20 dB 信噪比的范围内, 在短波信道下进行仿真。短波信道的模型使用国际电信联盟推荐 使用的 Watterson 信道模型,具体使用其中的 Good 信道参数进行 仿真(见表 3),实验结果如图 5 所示。

从图 5 可以看出,短波信道对电台分类识别的效果影响较大。 影响识别率的因素包括短波信道中的多径衰落和多普勒频移。利 用本文的方法在信噪比为 17 dB 时,识别率可以达到 80%,因此 本文方法在短波信道中依然有效。

5 结论

本文针对稳态下通信电台的识别问题,对FSK信号的频率特性 进行理论分析。指出组成电台的晶体振荡器的差异,导致信号载 波频率偏差的不同,因此提出采用持续码元时间内短时频率稳定 度作为指纹特征。针对传统计算瞬时频率方法的缺点,利用改进 的多周期"过零点"法提取瞬时频率,然后以瞬时频率的信息维







图 5 短波信道下平均识别率

数作为特征进行电台个体识别。在高斯噪声和短波信道下进行了仿真,实验结果表明利用码元持续时间内短时频 率稳定度可有效区分电台,并且改进的方法提取的特征聚类性更好,稳健性更强。

参考文献:

- Serinken N, Ureten O. Generalized dimension characterization of radio transmitter turn-on transients[J]. Electronics Letters, 2000,36(12):1064–1066.
- [2] Gillespie B W, Atlas L E. Optimizing time-frequency kernels for classification[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2001,49(3):485-496.
- [3] 宋春云,詹毅,郭霖. 基于固有时间尺度分解的电台瞬态特征提取[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2010,8(5):544-549.
 (SONG Chunyun,ZHAN Yi,GUO Lin. Intrinsic time-scale decomposition based approach for radio transient character extraction[J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2010,8(5):544-549.)
- [4] 许丹,柳征,姜文利,等. 窄带信号中的放大器"指纹"特征提取:原理分析及FM广播实测实验[J]. 电子学报, 2008, 36(5):927-932. (XU Dan,LIU Zheng,JIANG Wenli, et al. Extraction of Amplifier Fingerprints from Narrow Band Signal: Principle Analysis and FM Broadcast Experiment[J]. Acta Electronica Sinica, 2008,36(5):927-932.)
- [5] 郭瑞,周亚建,孙娜. 短时三谱分析在通信电台个体识别中的应用[J]. 现代电子技术, 2011,34(2):116-118. (GUO Rui, ZHOU Yajian,SUN Na. Identification of Individual Radio Transmitters Using STFT Tri-spectrum[J]. Modern Electronics Technique, 2011,34(2):116-118.)
- [6] 陆满君,詹毅,司锡才,等. 基于瞬时频率细微特征分析的 FSK 信号个体识别[J]. 系统工程与电子技术, 2009,31(5): 1043-1046. (LU Manjun,ZHAN Yi,SI Xicai, et al. Individual Identification of FSK Signals Based on Fine Feature Analysis of Instantaneous Frequency[J]. Systems Engineering and Electronics, 2009,31(5):1043-1046.)
- [7] Demir A, Mehrotra A, Roychowdhury J. Phase noise in oscillators: a unifying theory and numerical methods for characterization[J].
 IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, 2000,47(5):655-674.
- [8] 张旻,王若冰,钟子发.通信电台个体识别中的载波稳定度特征提取技术研究[J].电子与信息学报, 2008,30(10): 2529-2532. (ZHANG Min,WANG Ruobing,ZHONG Zifa. Study on the Techniques on Extracting Carrier Frequency Stability of Individual Communication Transmitter Identification[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2008,30(10):2529-2533.)
- [9] 关治,陆金甫. 数值方法[M]. 北京:清华大学出版社, 2006. (GUAN Zhi,LU Jinfu. Numerical Method[M]. Beijing:Tsing hua University Press, 2006.)
- [10] 陈慧贤,吴彦华,钟子发. 分形在电台细微特征识别中的应用[J]. 数据采集与处理, 2009,24(5):686-693. (CHEN Huixian, WU Yanhua,ZHONG Zifa. Fractal Application to Station Fine Character Recognition[J]. Journal of Data Acquisition& Processing, 2009,24(5):686-693.)