

基于自适应窗长 WD 分析的伪码调相-载波调频 复合引信信号参数提取研究

李明孜 赵惠昌

(南京理工大学电子工程与光电技术学院 南京 210094)

摘要: 该文研究了自适应窗长时频分析的理论及其实现方法,利用该方法对伪码体制复合引信信号进行脉冲内特征分析。这些信号具体包括伪码调相信号、伪码调相与正弦调频复合信号、伪码调相与线性调频复合信号。仿真结果表明,在信噪比为 10dB 时,利用自适应窗长时频分析技术,不但可以提取载频调制的特征信息,而且能够有效提取相位突变位置的特征信息。

关键词: 自适应窗长时频分析; 伪码调相; 正弦调频; 线性调频; 参数提取

中图分类号: TN971.1

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2007)09-2086-04

The Study on Parameters Extraction of Pseudo Code Phase Modulation-Carry Frequency Modulation Combined Fuse Signal Based on the Adaptive Window Length WD Analysis

Li Ming-zi Zhao Hui-chang

(Department of Electronic Engineering and Optoelectronic Technology, Nanjing University of Science and Technology, [Nanjing 210094, China])

Abstract: The theory and its implementation on the adaptive window length in the analysis of time frequency are presented in this paper. This method is used to analysis the in-pulse characteristics of pseudo-code fuse signals such as Pseudo-Code Phase Modulation (PCPM), pseudo-code phase modulation combined by Sinusoid Frequency Modulation (SFM) and pseudo-code phase modulation combined by Linear Frequency Modulation (LFM). The simulation result shows that both the characteristic of carry frequency modulation and phase changed position caused by the pseudo-code can be extracted effectively in SNR=10dB.

Key words: Adaptive window length time-frequency analysis; Pseudo-code phase modulation; Sinusoid frequency modulation; Linear frequency modulation; Parameter extraction

1 引言

伪码调相和载波调频复合信号不仅具有好的距离、速度分辨率和测速测距精度,而且具有好的抗干扰性能和低的截获概率,目前这种复合信号已被用于多种雷达和微小探测器中,例如伪码调相与正弦调频复合信号已在无线电引信中使用,使得这种引信具有较高的抗干扰和抑制频谱泄漏的能力。针对伪码调相和载波调频复合信号参数提取的研究在电子对抗中具有重要的意义,目前已有不少文献提出各种参数估计方法。文献[1-3]提出了基于协作接收机或已知部分先验信息的参数估计方法,需要知道伪码序列或其功率谱;文献[4,5]提出了基于循环谱密度函数的估计方法,但需要知道码片时宽和载频,而且这些研究均没有考虑载波调频的情况。文献[6]采用谱相关技术进行了伪码载波调频复合信号的识别与参数估计,取得较好的结果。但考虑实际情况,信号谱相关的包络受卷积运算的作用而变得“杂乱无章”,无法提

取调频参数^[7]。

时频分析是一种重要的非平稳信号的分析方法,已经广泛用于信号的检测与分类中,一般时频分析要求待分析信号幅度和相位均是连续变化的。为了对伪码调相-载波调频复合信号进行分析,在没有相位突变的信号段,采用大窗长可以增加抗噪能力;在有相位突变的信号段,采用小窗长可以检测相位突变带来的高频信息。因此采用自适应窗长时频分析技术对伪码调相-载波调频复合信号进行参数提取在理论上是可行的,而且不存在谱相关参数估计方法存在的缺点。

本文的第 2 节对待分析的复合信号进行了简单的描述;第 3 节描述了自适应窗长时频分析的理论 and 实现方法;第 4 节利用自适应窗长时频分析方法对伪码-载波调频复合信号进行了脉内特征提取分析;第 5 节讨论了伪码调相-载波调频复合信号参数估计的方法。

2 伪码调相-载波调制复合信号的描述

本文研究的伪码调相-载波调制复合信号具体分别为伪码调相正弦载波信号、伪码调相复合正弦调频信号和伪码调

相复合线性调频信号。

伪随机二相码信号可表示为

$$U(t) = \frac{1}{\sqrt{NP}} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{i=0}^{P-1} C_i \mu(t - iT_P - kT_r) \quad (1)$$

式中 $\mu(t) = \begin{cases} 1/\sqrt{T_P}, & 0 \leq t < T_P \\ 0, & \text{其它} \end{cases}$ 是宽度为 T_P 的单位子脉冲。

P 为伪码位数, T_r 为重复周期, 其中 $C_i = \{+1, -1\}$, $T_r = PT_P$ 。

伪码调相正弦载波信号可表示为

$$s(t) = U(t) \cdot \cos(2\pi f_0 t) \quad (2)$$

式中 f_0 为载波频率。

伪码调相复合正弦调频信号可表示为

$$s(t) = U(t) \cdot \cos(2\pi f_0 t + m_f \sin 2\pi f_m t) \quad (3)$$

式中 m_f 为调频指数, f_m 为调制频率。

伪码调相复合线性调频信号可表示为

$$s(t) = U(t) \cdot \cos\left[2\pi\left(f_0 t + \frac{\mu}{2} t^2\right)\right] \quad (4)$$

式中 μ 为线性调频斜率。

3 自适应窗长WD分析及其实现

考虑一个被噪声淹没的离散信号 $z(nT) = s(nT) + c(nT)$, $s(t) = Ae^{j\phi(t)}$, 式中 A 为信号幅度, $\phi(t)$ 为相角, T 为采样间隔, n 为整数, $c(nT)$ 为复高斯噪声, 它的实部和虚部互相独立, 且总的方差为 σ_c^2 。该信号的瞬时频率(IF)定义为

$$f(t) = \phi'(t)/(2\pi) \quad (5)$$

离散信号的加窗WD分布(PWD)定义为

$$W_h(f, t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} w_h(nT) z(t+nT) z^*(t-nT) e^{-j2\pi f n T} \quad (6)$$

其中窗函数 $w_h(nT) = (T/h)w(nT/h)$, h 是窗长, $w(t)$ 的数学表示式:

$$w(t) = \begin{cases} 1, & |t| \leq 1/2 \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (7)$$

式(6)是一个实值周期函数, t 时刻的瞬时频率估计是形如式(8)的最优解:

$$\hat{f}_h(t) = \arg\left[\max_f W_h(f, t)\right], \quad 0 \leq f \leq f_s/2 \quad (8)$$

可以证明^[8,9], 瞬时频率的估计偏差和方差与核函数的选择、延迟窗长度 h 有关。在选定的核函数下, 随着窗长的增大, 瞬时频率的估计偏差将增大, 而估计方差则减小。对某一点的瞬时频率分析, 最佳窗长的选择实际上是估计偏差与方差的折中。假设采用WD分布, 采样间隔比较小, 且采用矩形窗口, 窗口中所含采样点个数为 h/T , 式(8)的瞬时频率估计偏差 ($\Delta\hat{f}_h(t) = |\hat{f}_h(t) - f(t)|$) 的方差为^[8]

$$\text{var}[\Delta\hat{f}_h(t)] = \frac{\sigma_c^2}{|A|^2} \left[1 + \frac{\sigma_c^2}{2|A|^2} \right] \frac{T}{h^3} \quad (9)$$

有了式(9), 采用数据驱动技术可形成如下算法:

步骤1 计算信号的幅度 A 和噪声的标准方差 σ_c

$$\hat{A}^2 + \hat{\sigma}_c^2 = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |z(nT)|^2 \quad (10)$$

$$\hat{\sigma}_c^2 = \frac{1}{2N} \sum_{n=2}^N |z(nT) - z((n-1)T)|^2 \quad (11)$$

式中 N 是采样本数。

步骤2 对式(6)所示的离散PWD变换, 在频率域可表示为

$$W_h(k, l) = \sum_{n=-N_s}^{N_s-1} w_h(nT) z(lT+nT) z^*(lT-nT) e^{-j2(\pi/2N_s)kn} \quad (12)$$

式中 $2N_s$ 是采样点数(对应的采样周期为 T , 信号最大频率为 $f_m = 1/(2T)$)。在自适应窗长 PWD 中, 就是选取不同窗长 h 的函数 $w(t)$ 对信号求WD变换, 并根据一定准则确定应该选取的最佳窗长。本文选取的最小窗长 $h_{\min} = 2$, 最大窗长 $h_{\max} = 32$, 对所有窗长 $h \in \{2, 4, 8, 16, 32\}$ 计算 $W_h(k, l)$ 。即对每一时刻的点, 我们将计算5种窗长下的瞬时频率。对给定时刻 lT 和窗口长度 h , 估计的IF为

$$f_h(lT) = \frac{\pi}{2N_s T} \arg\left[\max_{k \in Q_k} W_h(k, l)\right] \quad (13)$$

式中 $Q_k = \{k : 0 < k < N_s\}$ 。

对连续信号而言, 最大窗长可以选为待处理的采样点数, 从而达到最佳滤波效果。本文分析的信号由于受到伪码调制, 是一个含有相位跳变的信号, 因此其窗长选择受到伪码码长的限制, 即在处理信号段内, 不能含有两个相位突变点, 否则影响相位跳变点位置的判断。在应用系统中, 保证最小伪码码元宽度大于40采样点是完全可以实现的, 这也是本文的最大窗长选为32采样点的原因。

步骤3 根据式(9)计算当窗长为 h 时的频率估计误差的方差 $\sigma(h)$, 由下式计算置信区间 D_s 的上、下限为^[8]

$$\left. \begin{aligned} U_s(t) &= \hat{f}_h(t) + 2\kappa\sigma(h) \\ L_s(t) &= \hat{f}_h(t) - 2\kappa\sigma(h) \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

由于瞬时频率估计误差服从高斯分布, 根据置信度准则, 取置信度为95%时, 对应式(14)中的置信因子 κ 取为2。

步骤4 最优窗长 h_{s^+} 由满足下列条件的最大的 $s (s = 1, 2, \dots, J)$ 决定^[8]:

$$[L_{s-1}(t), U_{s-1}(t)] \cap [L_s(t), U_s(t)] \neq \emptyset \quad (15)$$

即 $|\hat{f}_{h_s}(t) - \hat{f}_{h_{s-1}}(t)| \leq 2\kappa[\sigma(h_s) + \sigma(h_{s-1})]$ 仍然成立, 则最优窗长选择为

$$\hat{h}(t) = h_{s^+}(t) \quad (16)$$

步骤5 最优窗长的WD是

$$W^+(f, t) = W_{\hat{h}(t)}(f, t) \quad (17)$$

4 伪码调相-载波调频信号自适应窗长WD分析

以载频 f_0 (实际中通常是中频) 为100MHz的伪码调相

信号为例, 设采样频率为 800MHz。其中采用的伪码周期 $P = 7$, 码元宽度 $T_p = 50\text{ns}$, 码型为 $\{-1, -1, -1, +1, +1, -1, +1\}$ 。采用第3节介绍的自适应窗长 WD 算法, 在信噪比为 10dB 时, 给出了信号的时频分布图和对应的分析窗长变化, 如图1所示。

以载频 f_0 为 200MHz 的伪码调相与正弦调频复合体制引信号进行自适应窗长时频分析, 其中采用的伪码周期 $P = 7$, 码型为 $\{-1, -1, -1, +1, +1, -1, +1\}$, 码元宽度 $T_p = 50\text{ns}$, 调制频率 $f_m = 2\text{MHz}$, 调频频偏 $\Delta f = 50\text{MHz}$, 调频指数 $m_f = 25$, 采样频率为 1000MHz。图2给出了在信噪比为 10dB 时条件下的窗长变化和对应的频率输出。

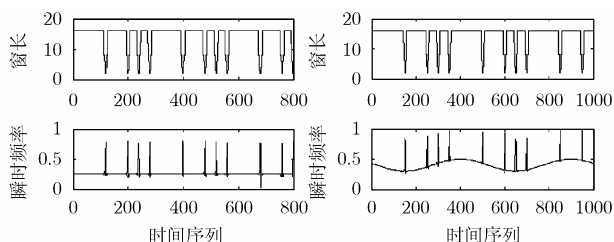


图1 伪码调相信号自适应窗长 WD 分析

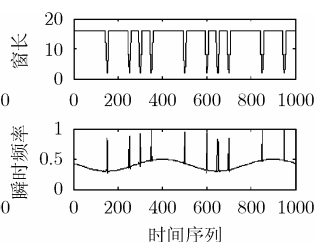


图2 伪码调相正弦调频复合信号自适应窗长 WD 分析

假设伪码调相与线性调频复合体制引信号的载频 f_0 为 20MHz, 伪码周期 $P = 7$, 码型为 $\{-1, -1, -1, +1, +1, -1, +1\}$, 码元宽度 $T_p = 100\text{ns}$, 调频斜率 $\mu = 30 \times 10^{12}\text{Hz/s}$, 采样频率为 400MHz。图3给出了在信噪比为 10dB 时的窗长变化和对应的频率输出。

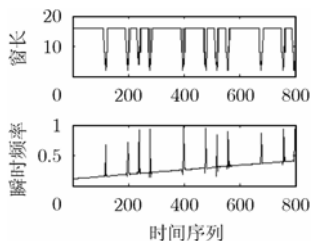


图3 伪码调相线性调频复合信号自适应窗长 WD 分析

从上面3种信号的分析结果可知, 采用自适应窗长 WD 时频分析技术, 载波调频信号的特征和伪码调相信号的特征在瞬时频率变化中得到很好的反映, 有效地克服了固定窗长 WD 分布引起的交叉干扰问题。

5 参数估计

本文研究信号参数估计包括伪码调相信号的参数估计和载波调频信号参数估计。对正弦载波信号, 待估计的参数只有载波频率, 许多算法可以进行正弦载波信号的载波频率估计, 这里直接利用时频分布图中突变点间的信息进行载波频率估计。为了进一步降低噪声的影响, 仅把最大窗长处对应的频率点用来进行累加统计, 最后求取平均值。在不同的噪声环境下, 图4示出了采用上述算法进行载波估计, 得到相对误差与输入信噪比的关系。从图4可知, 当信噪比

大于 0dB 时, 频率估计误差小于 0.1%。

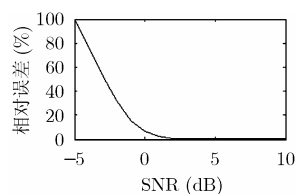


图4 载波频率估计误差与信噪比的关系

对正弦调频信号, 估计参数有调频指数 m_f 、频偏 Δf 和调制频率 f_m , 其中 $m_f = \Delta f/f_m$, 三者中有两个是独立变量。一种最直接的算法是从自适应窗长作用后的时频分布中提取调制特性, 但必须剔除突变点频率的影响, 为了消除突变点的影响, 本文的办法是, 首先寻求伪码调相引起的相位突变点的位置, 然后对突变点间的信号进行反相处理, 最后采取大窗长对分析信号再做一次时频分析, 根据此时给出的时频分布图来获取调制信息。图5和图6分别示意了采用这种算法估计的调频指数和频偏与信噪比的关系。

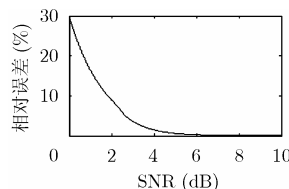


图5 伪码调相正弦调频复合信号的调频指数估计误差与信噪比的关系

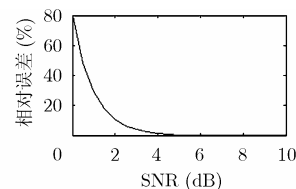


图6 伪码调相正弦调频复合信号的频偏估计误差与信噪比的关系

在进行码元宽度估计之前, 首先寻求突变点变化位置。突变点可以从窗长变化也可以从瞬时频率变化中寻找。从窗长变化来判断伪码调相突变点比从频率突变点判断具有更高的抗噪声干扰能力。因为在伪码调制的突变点处, 窗长基本上有一个 16-8-4-2-4-8-16 的变化规律, 而对噪声引起的频率突变, 窗长基本上是一个 16-2-16 的变化规律。整个算法的实施流程如下:

步骤1 对整个窗长变化序列, 寻找窗长为 2 的时间序列点位置;

步骤2 对已经找到的窗长为 2 的序列点位置, 观察其左右位置点的窗长, 根据不同情况做不同的处理;

步骤3 若左右位置点的窗长均为 16, 则该点可以认为是噪声点, 从记录序列中去掉;

步骤4 若左右位置点的窗长不为 16, 则认为该点是相位突变点。

根据上述算法得到伪码信息, 突变点之间的最小间隔表示了伪码的码元宽度。图7示意了采用该算法思想估计的码元宽度与信噪比的关系。

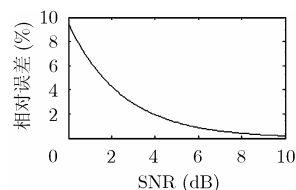


图7 伪码码元宽度估计误差与信噪比的关系

对线性调频信号的参数估计,采用以上策略同样可以获取其估计参数,这里从略。

6 结束语

本文采用自适应窗长WD的时频分析方法提取伪码-载波调频引信信号参数特征,首先分析了自适应窗长WD分析的理论及实现方法,然后采用该分析工具对3种伪码调相-载波调频复合引信信号脉冲内特征进行分析,仿真结果表明它不仅可提取频率调制参数,而且可提取伪码调相引起的相位突变点的位置。它不存在谱相关技术的缺点,并且具有一定的抗噪能力。

在实际应用中,接收机通带中可能会出现多个信号,采用时频分析方法时,为了降低交叉项的影响,核函数的选择变得相当重要,如采用文献[10]提出的最佳核函数,这是我们目前正在做的工作。

参考文献

- [1] Gini F and Giannakis G B. Frequency offset and timing estimation in slowly-varying fading channels: A cyclostationary approach[J]. *IEEE Trans. on Comm.*, 1998, COM-46(3): 400-411.
- [2] Serpedin E and Giannakis G B, *et al.* Blind joint estimation of carrier frequency offset and channel using non-redundant periodic modulation procedures[A]. *Statistical Signal and Array Processing*, 1998, Proceedings Ninth IEEE SP Workshop[C]. Beijing, 1998: 288-291.
- [3] Mazzenga F and Vatalaro F. Parameter estimation in CDMA multiuser detection using cyclostationary statistics[J]. *Electronics Letters*, 1996,32(3): 179-181.
- [4] Gardner W A and Spooner C M. Detection and sources locations of weak cyclostationary signals: Simplification of the maximum likelihood receiver[J]. *IEEE Trans. on Comm.*, 1993, COM-41(6): 905-916.
- [5] Chin-Kang C and Gardner W A. Signal-selective imedifference-of-arrival estimation for passive location of man-made signal sources in highly corruptive environments, part II: Algorithms and performance[J]. *IEEE Trans. on Signal Processing*. 1992, SP-40(5): 1185-1197.
- [6] 熊刚, 赵惠昌, 林俊. 伪码-载波调频侦察信号识别的谱相关函数. *电子与信息学报*, 2005, 27(7): 1081-1086.
- [7] 熊刚. 典型无线电引信信号识别技术研究. [博士学位论文]. 南京: 南京理工大学, 2005.
- [8] Katkovnik V and Stankovic L. Instantaneous frequency estimation using the Wigner distribution with varying and data-driven window length. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 1998, 46(9): 2315-2325.
- [9] Stankovic L and Katkovnik V. Algorithm for the instantaneous frequency estimation using time-frequency distribution with adaptive window. *IEEE Signal Processing Letters*, 1998, 5(9): 224-227.
- [10] Zahir M H and Boualem B. Adaptive instantaneous frequency estimation of multicomponent FM signals using quadratic time-frequency distributions. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 2002, 20(8): 1866-1876.

李明孜: 女, 1973年生, 博士生, 研究方向为雷达及引信的信号处理。

赵惠昌: 男, 1958年生, 教授, 博士生导师, 主要从事无线电引信系统、无线电引信干扰与抗干扰技术研究。