

基于同步压缩小波变换的通信信号调制识别

龚安民, 王炳和, 曲毅
(武警工程大学, 西安 710086)

摘要: 针对低信噪比条件下正交频分复用 (OFDM) 信号和单载波线性数字 (SCLD) 调制信号的调制类型识别问题, 提出一种基于同步压缩小波变换的识别方法。通过同步压缩小波变换 (SWT) 算法提取信号的小波脊线和小波骨架信息, 利用差分、中值滤波后的小波脊线方差区分 OFDM 信号和单载波信号, 并利用脊线和骨架特征完成单载波信号的类间识别。仿真结果表明, 在信噪比较低的瑞利-加性高斯白噪声信道下, 算法具有良好的识别效果。

关键词: 正交频分复用; 调制识别; 同步压缩小波变换; 小波脊线

中图分类号: TN802 **文献标志码:** A **文章编号:** 1671-637X(2015)12-0050-04

Modulation Recognition of Communication Signals Based on Synchrosqueezed Wavelet Transform

GONG An-min, WANG Bing-he, QU Yi
(Engineering University of CAPF, Xi'an 710086, China)

Abstract: For the modulation recognition problem of Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) signals and Single Carrier Linear Digital (SCLD) modulation signals at low Signal-Noise-Ratio (SNR), a recognition method based on Synchrosqueezed Wavelet Transform (SWT) is proposed. The SWT algorithm is used to extract the wavelet ridge and wavelet frame information of the signal, then the variance of wavelet ridge after differential and median filtering is used to distinguish OFDM signals and single carrier signals, and the ridge and frame features are used to accomplish the intra-class recognition. Simulation results show that in Rayleigh-additive white Gaussian noise channel with low SNR, the proposed method has a good recognition effect.

Key words: OFDM; modulation recognition; synchrosqueezed wavelet transform; wavelet ridge

0 引言

通信信号的调制类型识别在软件无线电、通信监测和频谱管理以及自适应调制系统中发挥着重要作用, 同时该技术也是军事对抗中非合作通信的关键技术之一, 因此研究通信信号调制类型识别在民用和军用方面都具有重要意义。近年来, 正交频分复用 (OFDM) 技术以其频谱利用率高、抗码间干扰能力强等优点, 成为了移动通信系统的新标准^[1], 因此, 对 OFDM 信号的调制类型识别研究变得非常重要。

小波变换是一种经典的时频分析方法, 该方法可精确表达信号的时频局部性质, 被广泛应用于非平稳

信号分析。文献[2]首先提出采用连续 Haar 小波变换识别区分 FSK 和 PSK 信号; 文献[3]在此基础上将信号集合扩大到 PSK, FSK, QAM; 文献[4]结合高阶累积量和多尺度小波分解两种特性, 利用支撑向量机作为分类器, 当 SNR 为 5 dB 时, 其识别率达到 100%, 但当 SNR 小于 5 dB 时, 识别率下降明显; 文献[5]提出基于小波脊线的识别方法, 利用该方法算出各类信号的脊线信息, 通过计算小波脊线信息熵作为特征参数对 OFDM 进行调制识别, 但该方法未考虑其他单载波信号的类间识别, 同时未能充分利用小波变换后的其他瞬时特征。

本文在前人研究的基础上, 针对低信噪比条件下识别效果差的问题, 采用近几年提出的“同步压缩小波变换”算法对信号进行分析。本文首先介绍了算法基本原理并对各类信号模型进行分析, 然后提取经同步压缩小波变化后的小波脊线和小波骨架信息, 构造 3 种识别特征, 完成了瑞利-加性高斯白噪声信道下的 OFDM 信号与单载波信号的调制识别以及各类单载波

收稿日期: 2015-04-02

修回日期: 2015-04-17

基金项目: 国家自然科学基金 (61101238); 武警部队军事应用项目 (WJK-201305)

作者简介: 龚安民 (1991—), 男, 河南邓州人, 硕士生, 研究方向为频谱监测与管理研究。

信号的类间识别,最后对算法的鲁棒性进行了检验。

1 基本概念

1.1 同步压缩小波变换

小波变换具有多尺度时频分析的优点,被广泛应用于信号处理的各个领域。但由于时间分辨率和频率分辨率随小波尺度变化,变换后的时间-尺度平面上会产生时频模糊现象。为解决该问题,DAUBECHIES I 等人于 2011 年提出了同步压缩小波变换的新方法^[6]。

同步压缩小波变换(SWT)是在传统连续小波变换(CWT)的基础上,对变换后的小波系数进行压缩和重分配,该方法能够精确重构信号分量,有效减小瞬时频率曲线畸变,改善尺度方向模糊,提高小波系数的可读性,其基本原理如下所述。

设信号 $s(t)$ 的 CWT 为

$$W_s(a,b) = \int s(t) a^{-1/2} \overline{\psi\left(\frac{t-b}{a}\right)} dt \quad (1)$$

式中: a 为尺度因子; b 为平移因子; ψ 为小波函数,表示复共轭。根据帕塞瓦尔定理,谐波信号 $s(t) = A\cos(\omega t)$ 的连续小波变换 $W_s(a,b)$ 可表示为

$$W_s(a,b) = \frac{1}{2\pi} \int \hat{s}(\xi) a^{1/2} \overline{\hat{\psi}(a\xi)} e^{i\xi b} d\xi = \frac{A}{4\pi} a^{1/2} \overline{\hat{\psi}(a\omega)} e^{i\omega b} \quad (2)$$

式中, $\hat{\psi}(\xi)$ 与 $\hat{s}(\xi)$ 分别为小波函数 ψ 与信号 $s(t)$ 的傅里叶变换,若 $\hat{\psi}(\xi)$ 满足当 $\xi < 0$ 时, $\hat{\psi}(\xi) = 0$, 则 $s(t)$ 的小波变换结果 $W_s(a,b)$ 应集中于 $a = \omega_0/\omega$ 处。但是实际中 $W_s(a,b)$ 系数是由中心线 $a = \omega_0/\omega$ 向外扩散,产生瞬时信息模糊现象。因此,对于时间-尺度平面上任一点 (a,b) ,若 $W_s(a,b) \neq 0$,则信号 $s(t)$ 的瞬时频率 $\omega_s(a,b)$ 即可表示为

$$\omega_s(a,b) = -i(W_s(a,b))^{-1} \frac{\partial}{\partial b} W_s(a,b) \quad (3)$$

同步压缩小波变换则是通过压缩时频面上小波系数 $W_s[\omega_s(a,b), b]$ 在任一中心频率 ω_l 附近区间 $[\omega_l - \Delta\omega/2, \omega_l + \Delta\omega/2]$ 值得到同步压缩值。

$$T_s(\omega_l, b) = (\Delta\omega)^{-1} \sum_{a_k: |\omega(a_k, b) - \omega_l| \leq \Delta\omega/2} W_s(a_k, b) a_k^{-3/2} (\Delta a)_k \quad (4)$$

式中: ω_l 为第 l 个角频率; a_k 为第 k 个小波尺度; $(\Delta a)_k = a_k - a_{k-1}$; $(\Delta\omega)_k = \omega_k - \omega_{k-1}$ 。根据式(4),小波变换中尺度/频率方向上的模糊范围即被压缩到一个集中的区域。

以 8FSK 信号为例,图 1a 为信号 CWT 后的时间-尺度分布,图 1b 为 SWT 后的时间-频率分布。在不叠加噪声的情况下,8FSK 信号由于不同码元内的载波频率不同,其瞬时频率应随码元的变化而变化,整个时

频分布呈现明显的阶梯状。从图中可以看出,CWT 的时间-尺度分布系数中,尺度方向存在模糊现象,不能得到精确的瞬时频率;而 SWT 后的信号瞬时信息则非常清晰,不同码元内信号的瞬时频率被压缩到同一频率处,呈现明显的阶梯状。这是因为 SWT 在 CWT 后,进行了尺度方向系数的重分配,该过程消除了 CWT 后的瞬时信息模糊现象,因此 SWT 算法在信号特征提取中能够更加准确地提取信号瞬时信息。

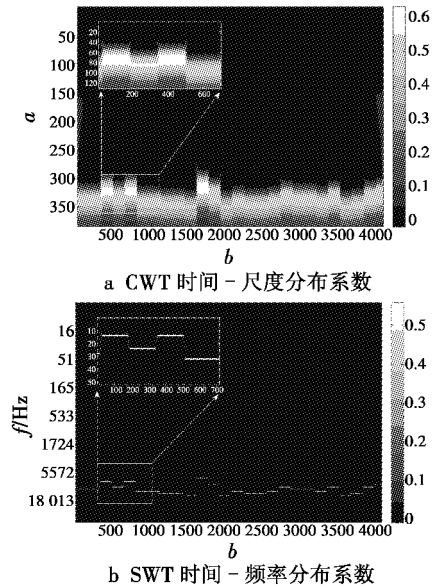


图 1 8FSK 信号 CWT,SWT 后的时频分布

Fig.1 Time-frequency distribution of 8FSK signal after CWT and SWT

1.2 调制信号的小波脊线和小波骨架

对于 SCLD 信号,其通用时域表达式可写为

$$s(t) = \sum_k A_k c_k g(t - kT_s) e^{i\phi(t)} + w(t) \quad (5)$$

式中: $s(t)$ 为接收的 SCLD 中频信号; c_k 为单载波信号第 k 个符号周期内的传输符号; A_k 为第 k 个码元内的幅度值; $g(t)$ 为成型脉冲; $\phi(t)$ 为信号的瞬时相位; $w(t)$ 为加性高斯白噪声。根据信号调制类型的不同,不同调制类型的 SCLD 信号的幅度 A_k 、瞬时相位 $\phi(t)$ 也不同。FSK 信号幅度恒定,第 k 个符号的 $\phi(t) = \omega_c + \omega_k t$, ω_c 为载波角频率, ω_k 为第 k 个码元的频差。PSK 信号幅度恒定,第 k 个符号瞬时相位为 $\phi(t) = \omega_c + \phi_k t$, ϕ_k 为第 k 个码元的相位。QAM 信号幅度随码元变换,第 k 个符号相位为 $\phi(t) = \omega_c + \phi_k t$ 。

对于 OFDM 信号,其时域表达式可写为

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{N_p}} \sum_k \sum_{n=0}^{N_p-1} c_{n,k} e^{2\pi i(f_c + n\Delta f)t} g(t - kT_s) + w(t) \quad (6)$$

式中: $\{c_{n,k}\}$ 为调制映射信号的符号序列,它是零均值、独立分布的; N_p 为载波个数; f_c 为载波中心频率; Δf 为子载波间频率间隔; $g(t)$ 为成型脉冲; T_s 为码元持续时间; k 为观察的码元个数。在子载波个数较多的情况下,根

据中心极限定理, OFDM 信号包络趋近于高斯分布^[4]。

小波脊线是小波变换后时间-尺度平面上, 对应的模极大值所在的点连成的曲线, 小波脊线在时间-频率分布上对应的小波系数叫做小波骨架^[7]。由定义可知, 小波脊线对应着信号的瞬时频率, 小波骨架对应着信号的瞬时幅度。

由于调制类型的不同, 不同调制类型信号对应着不同的小波脊线和小波骨架。对不同信号的时频分布进行仿真, 观察分析信号的时频分布特点, 便于后续的信号特征提取和调制类型识别。

图2为提取得到的不同调制类型信号的小波脊线和小波骨架。由各类信号时域表达式结合其时频分布可以看出, FSK 信号包络恒定, 瞬时频率随码元变化, 故其小波脊线为阶梯状, 不同电平的阶梯个数对应 FSK 调制阶数, 小波骨架为同一幅度的单电平; PSK 信号包络恒定, 瞬时频率恒定, 故其小波脊线为单电平, 仅在码元跳变处出现幅度不同的脉冲, 不同幅度脉冲个数对应 PSK 的调制阶数, 小波骨架也为同一幅度的单电平。QAM 信号包络随码元变化, 其小波脊线与小波骨架为多电平, 幅度随码元变化。OFDM 信号由于其包络的“近高斯性”, 其小波脊线和小波骨架均无明显规律, 即使在相邻位置也呈现较大差异。

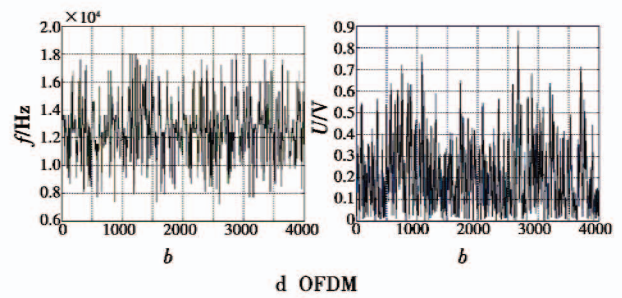
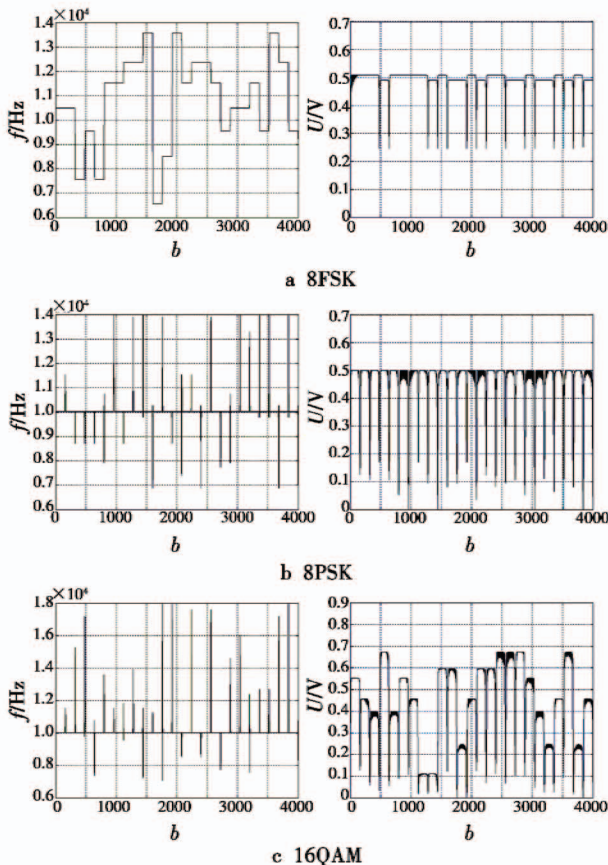


图2 不同调制信号小波脊线与小波骨架

Fig.2 The wavelet ridge and wavelet frame of different modulated signals

2 基于 SWT 的调制识别算法

2.1 特征提取

提取小波脊线通常有两种最基本方法, 基于模极大值法和基于相位信息法^[7], 本文采用计算量较小的模极大值法提取小波脊线和小波骨架信息。将得到的小波脊线表示为 $T(t)$, 对应的小波骨架表示为 $S_w(t)$ 。依据 $T(t)$ 和 $S_w(t)$ 提取如下 3 个特征参数作为识别特征。

差分、中值滤波小波脊线方差为

$$V_1 = \text{var}(T_{d,f}(t))。 \quad (7)$$

T_d 表示对小波脊线进行差分运算, 即 $T_d(t) = T(t+1) - T(t)$, 该过程可使 FSK 信号的小波脊线转换为单电平、多脉冲信号。 T_f 表示对小波脊线进行中值滤波, 该过程可以滤除信号内的脉冲信号, 将单电平、多脉冲信号的 PSK, QAM 信号变为单电平信号, 式(7)中 $T_{d,f}$ 表示对脊线先差分、再中值滤波。单载波信号在经过差分、中值滤波后, 将变为单电平信号, 方差较小。而 OFDM 信号由于其包络服从渐近高斯分布, 经过上述处理过程后依然呈高斯分布, 方差较大, 故可以利用特征值 V_1 将 OFDM 信号提取出来。

中值滤波小波脊线方差为

$$V_2 = \text{var}(T_f(t))。 \quad (8)$$

在单载波信号集内, 对信号的脊线直接进行中值滤波, 将过滤掉 PSK 信号和 QAM 信号小波脊线中的脉冲信号, 将其转化为单电平信号, 而 FSK 信号仍为多电平信号, 对得到的 $T_f(t)$ 求方差, FSK 信号的特征值 V_2 将明显大于 PSK, QAM 信号, 即可将 FSK 信号分离出来。

中值滤波小波骨架方差为

$$V_3 = \text{var}(S_w(t))。 \quad (9)$$

PSK 信号为恒包络信号, 不包含幅度信息, $S_w(t)$ 为定值。而 QAM 信号则是幅度-相位联合调制, 幅度随码元信息不同而变化。故 QAM 信号的特征值 V_3 将大于 PSK 信号, 即可将 QAM 分离出来。

2.2 算法流程

具体算法流程如下所述。

1) 对接收的实信号进行 Hilbert 变换,将信号转换为复信号并进行功率归一化处理。

2) 根据式(1)、式(4)对信号进行 SWT,得到信号时频分布。

3) 采用模极大值法提取小波脊线和小波骨架,根据式(7)~式(9)分别提取特征值 V_1, V_2, V_3 。

4) 设置判决门限,对信号进行分类、识别。

判决门限通常设为特征值较大信号的最小特征值与特征值较小信号的最大特征值的均值,即

$$t_h = \frac{1}{2}(\min(V_{\text{signal1}}) + \max(V_{\text{signal2}})) \quad (10)$$

通过大量实验仿真,得到 3 个特征参数判决门限分别为: $t_{h1} = 0.14; t_{h2} = 71.4; t_{h3} = 0.0061$ 。

识别流程如图 3 所示。

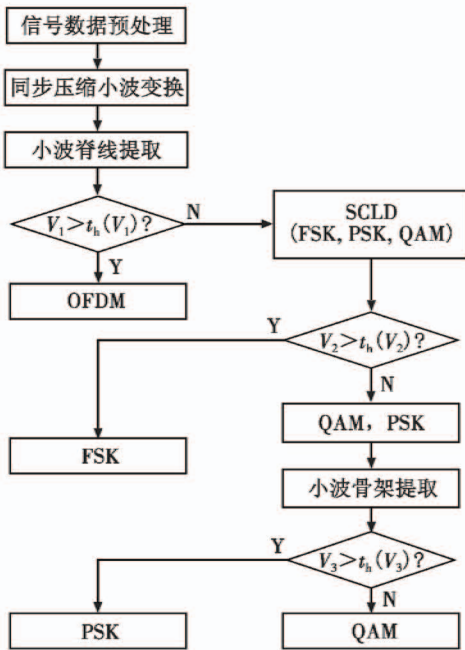


图 3 识别算法流程

Fig. 3 Recognition algorithm process

首先利用特征值 V_1 将单载波信号和 OFDM 信号区别开,然后利用 V_2 将 FSK 信号从单载波信号集合中提取出来,最后用 V_3 将 QAM 信号提取出来,完成信号识别。

3 实验仿真

实验信源采用随机二进制序列。信道采用瑞利衰落信道添加高斯白噪声,多普勒扩展为 10 Hz,多径条数为 2,时延为 0.5 ms。表 1 为信号模型和主要仿真参数,数据长度为 4096,信噪比范围为 0 ~ 20 dB,并在每个信噪比处进行 500 次蒙特卡罗实验。

表 1 信号模型与仿真参数

Table 1 The signal model and simulation parameters

信号类型	参数
OFDM	128 子载波,有用信号长度为 8 ms,循环前缀长度为有用信号长度 1/4,子载波调制方式为 64QAM
SCLD	2FSK,4FSK,8FSK,2PSK,4PSK,16QAM,64QAM 符号率为 1 kbauds/s,载波频率 10 kHz,MFSK 信号频偏为 1 kHz

图 4 为不同信噪比条件下本文算法的正确识别率,从图中可以看出,OFDM 信号在信噪比为 -5 dB 时,正确识别率已达到了 85% 以上,信噪比为 0 dB 时,正确识别率达到了 100%,其他各单载波信号,在信噪比大于 0 dB 情况下,正确识别率也达到了 90% 以上,对于 PSK 信号和 QAM 信号的识别,特征值 V_3 受噪声影响较大,故在低信噪比时衰减迅速。仿真结果证明,本文方法可以实现 OFDM 信号和单载波信号类间识别,且该算法抗噪声性能好,并有一定的抗多径能力。

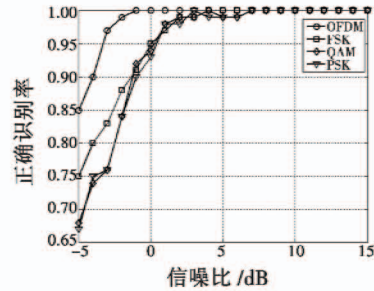


图 4 不同信噪比下各信号正确识别率

Fig. 4 The signal correct recognition rate under different SNRs

基于小波变换的算法往往会受到小波函数的影响,因此需验证本文算法对小波函数敏感度。分别采用 Morlet, Gauss 和 hat 小波函数对本文算法进行鲁棒性检验。图 5 为不同信噪比下 OFDM 信号在采用不同小波函数下的正确识别率,从图中可以看出,使用 Morlet 小波函数较其他两种小波函数效果稍好,但采用 3 种不同小波函数正确率曲线变化不大。原因是 SWT 算法含有同步压缩过程,在小波变换后对尺度方向进行了重分配,同时降低了时频分布系数对小波函数的敏感程度。这说明采用 SWT 方法具有良好的鲁棒性和小波自适应性。

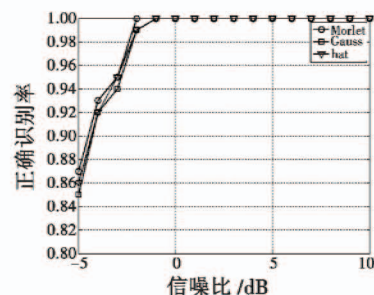


图 5 不同信噪比下各小波函数性能

Fig. 5 Wavelet function performance under different SNRs

(下转第 71 页)