

一种抑制时频分布交叉项的新方法

王 勇, 姜义成

(哈尔滨工业大学电子工程技术研究所, 黑龙江哈尔滨 150001)

摘 要: 提出一种抑制时频分布交叉项的新方法, 该方法在 Wigner Ville 分布(WVD)的基础上, 引入一相位校正函数, 可抑制信号的非线性导致的自交叉项影响. 对于多分量信号, 文中采用洁净(CLEAN)技术对每个信号分量进行带通滤波, 抑制了信号分量间的互交叉项影响. 该方法在抑制时频分布交叉项的同时, 保持着较高的时频聚集性, 计算机仿真实验验证了本文算法的有效性.

关键词: 交叉项; 相位校正函数; 洁净技术; 时频聚集性;

中图分类号: TN 911. 72 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372 2112 (2008) 12A-16†05

A New Method for Restrain the Cross-terms of Time-Frequency Distributions

WANG Yong, JIANG Yi cheng

(Research Institute of Electronic Engineering Technology, Harbin Institute of Technology, Harbin, Heilongjiang 150001, China)

Abstract: A new method for restrain the cross terms of time frequency distributions is presented. By introducing a phase adjust function(PAF) based on the WVD, this method can restrain the cross terms induced by the nonlinear character of the signal. And for multi component signal, the CLEAN technique is adopted to filter out each component by a band pass filter, and the cross terms between the components are restrained. At the same time, this method has a high time frequency convergence, the simulated results demonstrate the validity of it.

Key words: cross terms; PAF; CLEAN technique; time frequency convergence

1 引言

时频分布是分析时变非平稳信号的有利工具, 被广泛应用于分析处理语音信号、声学信号、生物信号、以及雷达和声纳信号等. 目前应用最多的时频分布是 Cohen 类时频分布, 如 Wigner-Ville 分布(WVD), Choi-Williams 分布(CWD)和 Page 分布等^[1]. 其中, WVD 是一种最基本、也是应用最多的时频分布. 对于单分量的线性调频信号, WVD 具有理想的时频聚集性, 然而, 在以下两种情况下, 将会产生交叉项的影响: (1) 信号频率随时间呈非线性变化. 此时, WVD 将会产生自交叉项; (2) 信号包含多个分量. 此时的交叉项是二次型或双线性时频分布的固有结果, 它们来自多分量信号中不同信号分量之间的交叉作用, 而且是比较严重的. 交叉项的存在会干扰真实信号的特征, 使得对时频分布的分析、解释变得困难. 为了有效地抑制交叉项, 并且适用于各类信号, 人们做了大量的工作. 针对第一种情况, 各种高阶时频分布相继提了出来, 对于某些特定类型的信号, 消除了自交叉项的影响, 但该方法不具有普遍性^[2, 3]. 而后, 人们提

出了 L 类、S 类时频分布^[4-6], 在抑制交叉项的同时保持了很高的时频聚集性, 但此类时频分布是通过反复迭代来实现的, 计算量较大. 针对第二种情况, 许多基于核函数设计的方法被提了出来^[7, 8], 在很大程度上抑制了多分量信号中的交叉项, 但往往都是以牺牲时频聚集性为代价的, 而且, 对复杂的信号, 此方法仍显得无能为力. 基于此, 本文提出了一种抑制时频分布交叉项的新方法. 该方法在 WVD 的基础上, 引入一个相位校正函数, 可抑制非线性调频信号中的自交叉项影响; 同时, 对于多分量信号, 文中通过设计带通滤波器对每个信号分量滤波, 并结合 CLEAN 技术, 抑制了信号分量间的互交叉项影响. 该方法在抑制时频分布交叉项的同时, 保持着较高的时频聚集性, 为非平稳信号的分析与处理提供了一个新的思路.

2 问题的提出

对于如下形式的解析信号 $z(t)$:

$$z(t) = A e^{j\phi(t)} \quad (1)$$

其中, A 代表信号幅值, $\phi(t)$ 为相位. 其 WVD 定义为

$$WVD_z(t, \omega) = \int_{-\infty}^{\infty} z\left(t + \frac{\tau}{2}\right) z^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) w(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau \quad (2)$$

其中 $w(\tau)$ 为窗函数. 式(2)中的 WVD 核函数可由下式来表示:

$$z\left(t + \frac{\tau}{2}\right) z^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) = A^2 e^{j[\phi\left(t + \frac{\tau}{2}\right) - \phi\left(t - \frac{\tau}{2}\right)]} = A^2 e^{j[\phi(t)\tau + 2\phi^{(3)}(t)\tau^3/(2^3 3!) + 2\phi^{(5)}(t)\tau^5/(2^5 5!) + \dots]} \quad (3)$$

这里, 对 $\phi(t \pm \tau/2)$ 在 t 处作了 Taylor 级数展开. 将上式代入到式(1)中, $z(t)$ 的 WVD 可以表示为

$$WVD_z(t, \omega) = A^2 \delta(\omega - \phi'(t)) * \omega W(\omega) * \omega \text{IFT}\left\{e^{j[2\phi^{(3)}(t)\tau^3/(2^3 3!) + 2\phi^{(5)}(t)\tau^5/(2^5 5!) + \dots]}\right\} \quad (4)$$

其中, $\delta(\cdot)$ 为冲击函数, IFT 代表 Fourier 反变换, $*$ 代表频域卷积, $W(\omega)$ 为窗函数 $w(\tau)$ 的 Fourier 变换. 定义 $s(t, \tau) = 2\phi^{(3)}(t)\tau^3/(2^3 3!) + 2\phi^{(5)}(t)\tau^5/(2^5 5!) + \dots$ (5)

为 WVD 的展宽函数. 对于线性调频信号而言, $\phi^{(3)}(t) = \phi^{(5)}(t) = \dots = 0$, 即展宽函数为零, 因此, 其 WVD 完全集中于瞬时频率上, 即 $WVD_z(t, \omega) = A^2 \delta(\omega - \phi'(t)) * \omega W(\omega)$.

当信号 $z(t)$ 的瞬时频率随时间呈非线性变化时, 此时 $\phi(t)$ 的高阶导数(三阶, 五阶, ...)开始出现, 导致其 WVD 有所展宽, 并不完全集中于瞬时频率上, 这可由式(4)看出. 因此, 对于非线性调频信号, 需对其 WVD 核函数进行修正, 以抑制相位高阶导数的影响, 这便是本文要研究的内容.

3 抑制交叉项的新方法

针对非线性调频信号的时频分布, 本文在 WVD 核函数的基础上引入一相位校正函数(PAF), 可抑制相位高阶导数的影响, 使时频分布集中在信号的瞬时频率曲线上. 因此, 文中定义如下新的时频分布:

$$W_z(t, \omega) = \int_{-\infty}^{\infty} z\left(t + C\frac{\tau}{2}\right) z^*\left(t - C\frac{\tau}{2}\right) PAF(t, \tau) \cdot w(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau \quad (6)$$

其中, C 为待定常数, $w(\tau)$ 为窗函数. $PAF(t, \tau)$ 为相位校正函数, 定义为

$$PAF(t, \tau) = \prod_{k=1}^K [z(t + d^{k-1}\tau) z^*(t - d^{k-1}\tau)]^{c_k} \quad (7)$$

其中, K 为任一大于 1 的自然数, d 为任一正整数且 $d \neq 1$. 当常数 C 、系数 $c_k (k = 1, 2, \dots, K)$ 以及 d 满足如下关系:

$$C + 2c_1 + 2dc_2 + \dots + 2d^{K-1}c_K = 1$$

$$\frac{1}{2}C^3 + 2c_1 + 2d^3c_2 + \dots + 2 \cdot (d^{K-1})^3c_K = 0$$

$$\frac{1}{2^4}C^5 + 2c_1 + 2d^5c_2 + \dots + 2 \cdot (d^{K-1})^5c_K = 0$$

$$\vdots$$

$$\frac{1}{2^{2K}}C^{2K+1} + 2c_1 + 2d^{2K+1}c_2 + \dots + 2 \cdot (d^{K-1})^{2K+1}c_K = 0 \quad (8)$$

此时

$$W_z(t, \omega) = A^{2(1 + \sum_{k=1}^K c_k)} \delta(\omega - \phi'(t)) * \omega W(\omega) * \omega \text{IFT}\{e^{j[2c_1\phi^{(2K+3)}(t)(\tau)^{2K+3}/2^{2K+3}(2K+3)! + 2c_1\phi^{(K+5)}(t)(\tau)^{2K+5}/2^{2K+5}(2K+5)! + \dots]}\} \quad (9)$$

证明:

对 $z(t + d^{k-1}\tau) z^*(t - d^{k-1}\tau)$ 进行 Taylor 级数展开, 得到

$$z(t + d^{k-1}\tau) z^*(t - d^{k-1}\tau) = A^2 e^{j[\phi(t)2d^{k-1}\tau + 2(d^{k-1}\tau)^3\phi^{(3)}(t)/(3!) + 2(d^{k-1}\tau)^5\phi^{(5)}(t)/(5!) + \dots]} \quad (10)$$

将式(10)和式(3)(用 $C\frac{\tau}{2}$ 代替 $\frac{\tau}{2}$)代入到式(6)中, 即得到式(8)和式(9).

由式(9)可以看出, 对于任意信号 $z(t)$, $W_z(t, \omega)$ 可以集中在其瞬时频率上, 而展宽部分取决于相位 $\phi(t)$ 的 $(2K+3)$ 阶导数, 所以, 对于最高相位次数不超过 $(2K+2)$ 的多项式相位信号, $W_z(t, \omega)$ 完全集中在其瞬时频率上, 即对瞬时频率的估计是无偏的. 此外, 对于任意形式的信号 $z(t)$, 由于 $1/2^{2K+3}(2K+3)! \rightarrow 0$ 以 $K=2$ 为例, $1/2^{2K+3}(2K+3)! = 1/645120$, 所以, 其 $W_z(t, \omega)$ 也几乎完全集中在瞬时频率上, 误差极小. 因此, $W_z(t, \omega)$ 具有普遍性. 下面, 对 $W_z(t, \omega)$ 与几种常见的时频分布的展宽函数进行对比, 如表 1 所示.

由表 1 可见, 本文构造的 $W_z(t, \omega)$, 通过 K 值的变化, 可实现其对信号瞬时频率的任意精度的逼近, 这一点要优于现有的时频分布. 此外, 由 $W_z(t, \omega)$ 的定义式可以推导出, $W_z(t, \omega)$ 满足一般时频分布的实值性、时移不变性、频移不变性(具体推导过程从略). 下面, 研究 $W_z(t, \omega)$ 的边缘分布特性, 我们做如下推导:

首先研究 $W_z(t, \omega)$ 的时间边缘特性:

由定义式(6)可以得到:

$$\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} W_z(t, \omega) d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} z\left(t + C\frac{\tau}{2}\right) z^*\left(t - C\frac{\tau}{2}\right) \cdot PAF(t, \tau) w(\tau) \left[\int_{-\infty}^{\infty} e^{-j\omega\tau} d\omega \right] d\tau$$

$$= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} z\left(t + C\frac{\tau}{2}\right) z^*\left(t - C\frac{\tau}{2}\right) \cdot PAF(t, \tau) w(\tau) \delta(\tau) d\tau$$

$$= z(t) z^*(t) PAF(t, 0) w(0) = |z(t)|^{2(1 + \sum_{k=1}^K c_k)} \quad (11)$$

这里认为 $w(0) = 1$. 由式(11)可看出, $W_z(t, \omega)$ 经过

表1 时频分布的展宽函数

时频分布	定义及展宽函数
短时 Fourier 变换(SIFT)	$SIFT(t, \omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} w(\tau) z(t + \tau) e^{-j\omega\tau} d\tau$ $s(t, \tau) = \phi^{(2)}(t) \tau^2/2! + \phi^{(3)}(t) \tau^3/3! + \phi^{(4)}(t) \cdot \tau^4/4! + \dots$
WVD	$WVD(t, \omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} w(\tau) z(t + \tau/2) z^*(t - \tau/2) e^{-j\omega\tau} d\tau$ $s(t, \tau) = \phi^{(3)}(t) \tau^3/(2^2 3!) + \phi^{(5)}(t) \tau^5/(2^4 5!) + \dots$
L-WVD	$LWVD(t, \omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} w(\tau) z^L(t + \tau/2L) z^{*L}(t - \tau/2L) e^{-j\omega\tau} d\tau$ $s(t, \tau) = \phi^{(3)}(t) \tau^3/(2^2 3! L^2) + \phi^{(5)}(t) \tau^5/(2^4 5! L^4) + \dots$
四阶多项式 WVD	$PWVD(t, \omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} w(\tau) z(t + 0.675\tau) z^*(t - 0.675\tau) \times z^*(t + 0.85\tau) z(t - 0.85\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau$ $s(t, \tau) = -0.327\phi^{(5)}(t) \tau^5/(5!) - 0.386\phi^{(7)}(t) \tau^7/(7!) + \dots$
$W_z(t, \omega)$	$W_z(t, \omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} z(t + C \frac{\tau}{2}) z^*(t - C \frac{\tau}{2}) PAF(t, \tau) w(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau$ $s(t, \tau) = c_1 \phi^{(2K+3)}(t) (\tau C)^{2K+3}/2^{2K+2} (2K+3)! + c_1 \phi^{(2K+5)}(t) (\tau C)^{2K+5}/2^{2K+4} (2K+5)! + \dots$

对 ω 积分后的结果并不是信号 $z(t)$ 的瞬时功率 $|z(t)|^2$, 而是瞬时功率的 $(1 + \sum_{k=1}^K c_k)$ 次方. 这是由于定义式 $W_z(t, \omega)$ 中信号 $z(t)$ 出现的次数大于 2 的缘故, 此时, 我们仍然可以认为新时频分布 $W_z(t, \omega)$ 满足时间边缘特性, 或暂且称之为广义时间边缘特性.

下面研究 $W_z(t, \omega)$ 的频率边缘特性:

由 Fourier 变换特性, 信号 $z(t)$ 可以表示为

$$z(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} Z(\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (12)$$

这里 $Z(\omega)$ 为 $z(t)$ 的频域表示. 将式(12)代入到 $W_z(t, \omega)$ 的定义式中, 经过推导, 可以得到

$$\int_{-\infty}^{+\infty} W_z(t, \omega) dt = |Z(\omega)|^{2(1 + \sum_{k=1}^K c_k)} \quad (13)$$

其中上式的获得应用了条件 $C + 2c_1 + 2dc_2 + \dots + 2d^{K-1}c_K = 1$. 同理, 我们仍然可以认为新时频分布 $W_z(t, \omega)$ 满足频率边缘特性, 或暂且称之为广义频率边缘特性.

由式(11)和式(13)可知, 对于任意信号 $z(t)$, 有下式成立

$$\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} W_z(t, \omega) dt d\omega = \int_{-\infty}^{+\infty} |z(t)|^{2(1 + \sum_{k=1}^K c_k)} dt = E_z^{1 + \sum_{k=1}^K c_k} \quad (14)$$

其中 $E_z = \int_{-\infty}^{+\infty} |z(t)|^2 dt$ 为信号 $z(t)$ 的能量. 因此, 可以认为 $W_z(t, \omega)$ 满足能量条件.

此外, $W_z(t, \omega)$ 还满足时频伸缩性等条件, 这里从略.

式(8)为一超越方程组, 包含 $(K + 1)$ 个未知数, 如果 K 比较大, 解起来将非常繁琐. 但从上面的分析可知, 当 $K = 2$ 时, $W_z(t, \omega)$ 即可满足精度要求. 因此, 这里假定 $d = 2$, 并分别以 $K = 1$ 和 $K = 2$ 为例, 给出该方程组的两组解: (1) $K = 1$, 此时 $C = -2.38, c_1 = 1.69$; (2) $K = 2$, 此时 $C = -2.58, c_1 = 1.67, c_2 = 0.06$. 由 Fourier 变换的性质, 式(6)可重新写为:

$$W_z(t, \omega) = \frac{1}{C} WVD \left[t, \frac{\omega}{C} \right] * \omega FT \{ PAF(t, \tau) \} \quad (15)$$

其中, FT 代表 Fourier 变换. 这就为 $W_z(t, \omega)$ 的计算提供了一种思路, 即首先计算信号 $z(t)$ 的 WVD, 进而通过频率尺度变换得到 $\frac{1}{C} WVD(t, \frac{\omega}{C})$; 然后计算相位校正函数 $PAF(t, \tau)$ 的 Fourier 变换, 两者对 ω 进行卷积, 即可得到 $W_z(t, \omega)$. 这样, 由以上的分析可知, 对于单分量的非线性调频信号, 就可以抑制自交叉项的影响; 但对于多分量信号的情况, 由于 WVD 会产生信号间的互交叉项, 因此, 实际计算 WVD 时, 可通过短时 Fourier 变换来实现, 即计算 L-WVD^[4]. 下面, 针对多分量信号的情况, 研究如何抑制分量间的互交叉项影响, 这里, 以信号的离散形式进行分析. 对于如下形式的多分量信号:

$$z(n) = \sum_{p=1}^P z_p(n), \quad -\frac{N}{2} \leq n \leq \frac{N}{2} - 1 \quad (16)$$

其中, P 为信号分量个数, N 为信号长度(偶数), 假定信号的采样率为 1. 其短时 Fourier 变换(SIFT)为:

$$\begin{aligned} |SIFT_z(n, f)|^2 &= |FT_m\{w(m)z(n+m)\}|^2 \\ &= \sum_{p=1}^P |SIFT_{z_p}(n, f)|^2 \end{aligned} \quad (17)$$

其中, $w(m)$ 为窗函数.

文献[4]定义信号的 L-WVD 具有如下形式:

$$\begin{aligned} LWVD(t, f) &= \frac{1}{\pi} \int_0^P P(\theta) SIFT(f + \theta, t) \\ &\quad \cdot SIFT^*(f - \theta, t) d\theta \end{aligned} \quad (18)$$

对上式进行离散化, 可以得到

$$\begin{aligned} LWVD(n, f) &= |SIFT(n, f)|^2 \\ &\quad + 2 \sum_{i=1}^{N_p} \text{Re}\{SIFT(n, f+i) SIFT^*(n, f-i)\} \end{aligned} \quad (19)$$

其中, $2N_p + 1$ 为窗函数 $w(m)$ 的长度. 由于 SIFT 为线性变换, 对于多分量信号不会产生交叉项, 因此, L-WVD 也不存在交叉项的影响. 此外, 当

$$W_{\omega L} \leq W_p < \min_{i,j} |\phi_i(t) - \phi_j(t)|/2 - W_{\omega L} \quad (20)$$

时, 式(19)中 SIFT 的迭代过程不会产生交叉项. 其中 $2W_{\omega L}, 2W_p$ 分别是窗函数 $W_L(f) = FT_m\{w(m)\}$ 和 $P(\theta)$ 的长度, 具体证明过程详见文献[4].

下面, 计算每个信号分量的相位校正函数

$PAF_{z_p}(n, m)$, 这里采用 CLEAN 技术, 可由以下步骤来实现:

(1) 计算 n 时刻信号短时 Fourier 变换 $STFT_z(n, f)$

最大值的位置 $f_1(n)$

$$f_1(n) = \arg \left\{ \max_f STFT_z(n, f) \right\} \quad (21)$$

(2) 以 $f_1(n)$ 为中心, 设计一带通滤波器, 假设其长度为 $2M_f + 1$, 其中 M_f 的大小由 n 时刻信号的频谱宽度来确定, 然后根据下式计算第一个信号分量的相位校正函数 $PAF_{z_1}(n, m)$:

$$PAF_{z_1}(n, m) = \prod_{k=1}^K \left\{ \sum_{f_1=-M_f}^{M_f} \sum_{f_2=-M_f}^{M_f} STFT_z[n, f_1 + f_1(n)] STFT_z^*[n, f_2 + f_1(n)] e^{j2\pi N[(n+d^{k-1}m)f_1 - (n-d^{k-1}m)f_2]} \right\}^{c_k} \quad (22)$$

(3) 令 $STFT_z(n, f) = 0, f \in [f_1(n) - M_f, f_1(n) + M_f]$, 然后重复步骤 (1) ~ (3), 直到检测出所有的信号分量为止, 或者剩余信号的能量低于某一预定门限时为止。

此时, 相位校正函数 $PAF_z(n, m)$ 的频谱可计算为

$$PAFF(n, f) = FT_m \left\{ \sum_{p=1}^P PAF_{z_p}(n, m) \right\} \quad (23)$$

进而, $W_z(n, f)$ 可由下式得到

$$W_z(n, f) = \sum_{i=1}^N LWVD(n, f + [\frac{i}{C}]) PAFF(n, f - i) \quad (24)$$

其中, $[\cdot]$ 表示取整运算。此时, 对于多分量信号 $z(n)$, $W_z(n, f)$ 中的交叉项(包括信号自身非线性产生的自交叉项以及信号分量间的互交叉项)已经得到有效的抑制。而且, 由于 L-WVD 的时频聚集性较高, $W_z(n, f)$ 的时频聚集性相应也较高。

4 仿真实验

(1) 以三个三阶多项式相位信号分量组成的合成信号为例, 其解析表达式为

$$z(n) = \sum_{p=1}^3 b_{p0} e^{j(a_{p0}n + a_{p1}n^2 + a_{p2}n^3)} \quad (25)$$

其中, $n \in [-128, 127]$, 信号采样率为 1。各个分量参数如表 2 所示。

表 2 仿真所用信号参数值

参数 分量(p)	b_{p0}	a_{p0}	a_{p1}	a_{p2}	a_{p3}
1	2.00	1.00	0.39	0.005	0.00003
2	2.00	-1.00	-0.78	0.001	-0.00001
3	2.00	-2.00	0.78	-0.001	-0.00002

计算时 $W_z(n, f)$, 取 $K = 1, d = 2$ 。此时, $C = -2.38, c_1 = 1.69$; 计算 L-WVD 时, 取 $N_p = 3$ 。此时, 该信

号的 WVD、谱图以及 $W_z(n, f)$ 如图 1 所示。

由图 1 可见, 由于信号包含多个分量, 而且每个信号分量的非线性特性, 使得其 WVD 中的交叉项大量存在, 而且掩盖了信号自身的特征; 而谱图(SIFT 幅值的平方)虽然不存在交叉项的影响, 但时频聚集性较 WVD 降低许多; 采用文中所提出的抑制交叉项的方法计算出的时频分布 $W_z(n, f)$, 在抑制交叉项的同时, 保持了较高的时频聚集性。同时, 由于每个信号分量为三阶多项式相位信号, 由式(9)可知, 此时的 $W_z(n, f)$ 完全集中在信号分量的瞬时频率曲线上, 即对瞬时频率的估计是无偏的。

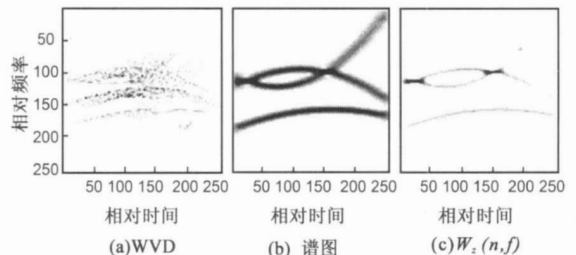


图 1 仿真信号时频频谱图

(2) 以一正弦调频信号和三阶多项式相位信号的合成信号为例, 其解析表达式为

$$z(n) = \exp\{j[4\cos(\pi n/54) + 4\cos(\pi n/30) + 5\sin(\pi n/54)]\} + \exp\{j[-1 - \pi n/4 + 1 \times 10^{-3}n^2 - 1 \times 10^{-5}n^3]\} \quad (26)$$

其中, $n \in [-128, 127]$, 信号采样率为 1。

计算 $W_z(n, f)$ 时, 取 $K = 2, d = 2$ 。此时 $C = -2.58, c_1 = 1.67, c_2 = 0.06$; 计算 L-WVD 时, 取 $N_p = 3$ 。此时, 该信号的 WVD、谱图以及 $W_z(n, f)$ 如图 2 所示。

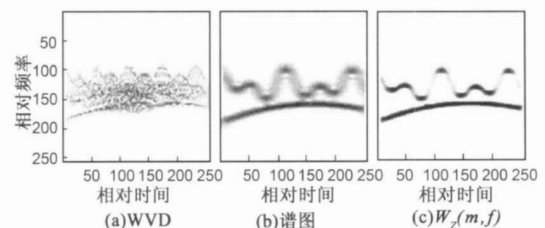


图 2 仿真信号时频频谱图

该信号的非线性特性比较强, 在计算 $W_z(n, f)$ 时, 取 $K = 2$ 由对式(9)的分析可知, 此时 $W_z(n, f)$ 不完全集中在信号分量的瞬时频率曲线上, 存在一定的误差, 但此时的误差极小(约为 $10^{-5} \sim 10^{-6}$ 数量级), 完全可以忽略, 这可由图 2(c) 看出, 此时的交叉项(信号自身非线性产生的自交叉项以及信号分量间的互交叉项)已经得到有效的抑制, 而且时频聚集性也很高。

5 结论

本文提出的抑制时频分布交叉项的新方法, 可抑

制由于信号的非线性特性产生的自交叉项以及多分量信号间产生的互交叉项影响,而且保持着较高的时频聚集性.文中通过两组实验验证了该方法的有效性,进一步需要研究的是该方法在非平稳信号分析与处理中的应用,如信号瞬时频率估计等.

参考文献:

- [1] L Cohen. Time frequency distributions A review [J]. Proceedings of the IEEE, 1989, 77(7): 941- 981.
- [2] B Barkat, B Boashash. Design of higher order polynomial Wigner Ville distributions [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1999, 47(9): 2608- 2611.
- [3] B Boashash, P O' shea. Polynomial Wigner Ville distributions and their relationship to time varying higher order spectra [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1994, 42(1): 216- 220.
- [4] L Jubisa Stankovic. A multitime definition of the wigner higher order distribution: Lr Wigner distribution [J]. IEEE Signal Processing Letters, 1994, 1(7): 106- 109.
- [5] L Jubisa Stankovic. A method for improved distribution concentration in the time frequency analysis of multicomponent signals using the Lr Wigner distribution [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1995, 43(5): 1262- 1268.
- [6] L Jubisa Stankovic. A method for time frequency analysis [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1994, 42(1): 225- 229.

- [7] R G Baraniuk, D L Jones. A signal dependent time frequency representation: optimal kernel design [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1993, 41(4): 1589- 1602.
- [8] B Ristic, B Boashash. Kernel design for time frequency signal analysis using the Radon transform [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1993, 41(5): 1996- 2008.

作者简介:



王 勇 男, 1979 年生于吉林扶余. 现为哈尔滨工业大学通信与信息系统专业讲师, 博士. 主要研究方向为非平稳信号的时频分析及其在合成孔径雷达成像中的应用.
E-mail: wangyong6012@hit.edu.cn



姜义成 男, 1964 年生于哈尔滨市, 哈尔滨工业大学教授, 博士生导师, 研究方向为雷达信号处理、目标识别技术等.