

9-1-2020

## Research of Noise Mitigation Method Based on DSPWVD-TFPF in Communication System

Lingdong Su

*Department of Electrical and Electronic Engineering, North China Electric Power University, Beijing 102206, China;*

Mingyue Zhai

*Department of Electrical and Electronic Engineering, North China Electric Power University, Beijing 102206, China;*

Follow this and additional works at: <https://dc-china-simulation.researchcommons.org/journal>



Part of the Artificial Intelligence and Robotics Commons, Computer Engineering Commons, Numerical Analysis and Scientific Computing Commons, Operations Research, Systems Engineering and Industrial Engineering Commons, and the Systems Science Commons

---

This Paper is brought to you for free and open access by Journal of System Simulation. It has been accepted for inclusion in Journal of System Simulation by an authorized editor of Journal of System Simulation.

---

## Research of Noise Mitigation Method Based on DSPWVD-TFPF in Communication System

### Abstract

**Abstract:** In the case of low SNR, the quality of the communication system will be decreased and the traditional TFPF on time-frequency clustering and noise suppression will descend. In order to overcome these, a new family of TF distribution, namely, the joint directionally smoothing Wigner-Ville distribution was presented to achieve instantaneous frequency estimation. This new TF distributions is based on the definition of the directionally smoothed pseudo Wigner-Ville distribution (DSPWVD) and point wise adaptive weight averaging of a bank of DSPWVD with different directions. The simulation shows that at low SNR, compared to traditional TFPF, DSPWVD-TFPF algorithm can better increase the time-frequency concentration and reduce the Bit Error Rate (BER).

### Keywords

low SNR, noise mitigation, time-frequency concentration, TFPF, DSPWVD

### Recommended Citation

Su Lingdong, Zhai Mingyue. Research of Noise Mitigation Method Based on DSPWVD-TFPF in Communication System[J]. Journal of System Simulation, 2015, 27(5): 1017-1023.

# 基于 DSPWVD-TFPF 的通信信号噪声消除算法研究

苏岭东, 翟明岳

(华北电力大学电气与电子工程学院, 北京 102206)

**摘要:** 针对通信系统低信噪比情况下, 通信质量下降, 传统的时频峰值滤波算法(time frequency peak filter, TFPF)在低信噪比下会出现时频聚集性下降的情况, 利用联合定向平滑 Wigner-Ville 分布实现瞬时频率估计。这种新的分布基于定向平滑 Wigner-Ville 分布(directionally smoothed pseudo-Wigner-Ville distributions, DSPWVD)和一系列不同方向上的 DSPWVD 逐点自适应权重。仿真实验说明, 在低信噪比情况下, DSPWVD-TFPF 算法相比传统的 TFPF, 能够更好的提高时频聚集性, 降低误码率(Bit Error Ratio, BER)。

**关键词:** 低信噪比; 噪声消除; 时频聚集性; 时频峰值滤波; 定向伪 Wigner-Ville 分布

中图分类号: TM77

文献标识码: A

文章编号: 1004-731X (2015) 05-1017-07

## Research of Noise Mitigation Method Based on DSPWVD-TFPF in Communication System

Su Lingdong, Zhai Mingyue

(Department of Electrical and Electronic Engineering, North China Electric Power University, Beijing 102206, China)

**Abstract:** In the case of low SNR, the quality of the communication system will be decreased and the traditional TFPF on time-frequency clustering and noise suppression will descend. In order to overcome these, a new family of TF distribution, namely, the joint directionally smoothing Wigner-Ville distribution was presented to achieve instantaneous frequency estimation. This new TF distributions is based on the definition of the directionally smoothed pseudo Wigner-Ville distribution (DSPWVD) and point wise adaptive weight averaging of a bank of DSPWVD with different directions. The simulation shows that at low SNR, compared to traditional TFPF, DSPWVD-TFPF algorithm can better increase the time-frequency concentration and reduce the Bit Error Rate (BER).

**Keywords:** low SNR; noise mitigation; time-frequency concentration; TFPF; DSPWVD

## 引言

在现实中, 信号因受到各种各样的噪声影响, 使得信号中重要的信息不能够得到恢复<sup>[1-3]</sup>。尤其在通信领域, 由于信号传输环境的不确定, 大量的

噪声会严重影响通信系统的质量。而目前, 大部分的信号增强和噪声消除技术, 如自适应滤波技术, 卡尔曼滤波等, 都依赖于信噪比的高低。当信噪比低于某一个门限值后, 许多信号增强和噪声消除技术并不能很好的发挥作用<sup>[4-5]</sup>。因此, 在低信噪比情况下, 必须采取适当的算法用来消除噪声影响。近年来, 一些利用信号时频领域进行信号增强的方法逐渐受到了人们的关注<sup>[6-7]</sup>。

时频峰值滤波算法是一种广泛应用于地震探测、信号处理领域的噪声消除算法<sup>[8-9]</sup>。并且已经



收稿日期: 2014-11-13 修回日期: 2015-02-13;  
基金项目: 国家自然科学基金(60972004);  
作者简介: 苏岭东(1986-), 男, 江苏徐州, 博士生, 研究方向为电力线通信噪声消除技术; 翟明岳(1969-), 男, 博士, 教授, 研究方向为电力线通信关键技术。

证实,在低信噪比情况下,依然可以有效实现噪声消除<sup>[10]</sup>。时频峰值滤波算法是一种基于瞬时频率估计的信号增强方法,通过频率调制将含噪声的信号编码为频率调制的解析信号的瞬时频率,利用其时频分布沿着瞬时频率集中的特性,将频率调制的解析信号的时频分布的峰值作为瞬时频率估计,从而消除随机噪声<sup>[11]</sup>。

时频峰值滤波算法的核心是对已调制的含噪信号的瞬时频率估计,实际是对调制信号时频分布的能量脊检测。在高信噪比的情况下,估计误差主要来自于时频分布自身的小偏差和自项区中噪声造成的小误差组成。在这种情况下,使用合适的时频分布是可以降低自身的偏差和随机误差。但是,在低信噪比情况下,由于强噪声的影响,以及大量在自项区外的时频分布的值可能大于自项区内的值,使得调制信号的能量脊,在时频分布中是模糊的。因此,此时对调制信号的瞬时频率估计,会导致大量自项区外的点出现,即异常点出现。这些偏差的出现主要取决于自项区的峰值大小和二次时频分布的方差比值。实际上,对于一个非线性信号,在固定核情况下,较小的分频分布方差和大的自项区峰值是矛盾的。

传统的时频峰值滤波是利用固定核求取调制信号时频分布的能量脊,即利用 PWVD 求取调制信号的瞬时频率估计,会出现大量的异常点。虽然采用定向伪 Wigner-Ville 分布可以在一定程度上加强某一方向上的时频聚集性,但是,在其余方向上,依然会存在发散情况。针对上面提到的情况,利用联合定向平滑 Wigner-Ville 分布代替传统的伪 Wigner-Ville 分布。利用定向平滑 Wigner-Ville 分布(DSPWVD)和一系列不同方向上的 DSPWVD 逐点自适应权重实现瞬时频率估计<sup>[12]</sup>,可以提高时频聚集性。并将其与时频峰值滤波算法相结合,改善时频峰值滤波算法的准确性,使其去噪效果更明显,提高通信信号的信噪比,与传统的时频峰值滤波相比,更有效的降低通信信号的误码率。实验表明,相对于传统的 PWVD 可以有效减少自项区外

的异常点,提高系统的信噪比,降低误码率。

## 1 定向平滑伪 Wigner-Ville 分布

假设含噪信号  $s(t)$  为:

$$s(t) = x(t) + n(t) = a \exp(2\pi j\phi(t)) + n(t) \quad (1)$$

其中:  $x(t)$  是有效信号;  $n(t)$  表示加性白高斯噪声,方差为  $\sigma^2$ 。其瞬时频率可以利用时频分布的最大值进行估计,也叫做能量脊检测。即

$$IF(n) = \arg \max_{f \in [-1/4, 1/4]} \{C_s(n, f; \varphi)\}$$

$$C_s(n, f; \varphi) = \sum_{m, k} \varphi(m, k) s(n+m+k) s^*(n+m-k) \times \exp(-4\pi jfk) \quad (2)$$

其中:  $C_s(n, f; \varphi)$  为离散的科恩类时频分布。 $\varphi(m, k)$  为延迟时间核函数。

式(2)中的估计误差主要来自于信号自项区内的小随机误差和自项区外的大随机误差,也叫做异常点。而异常点出现的可能性取决于自项峰值的大小和时频分布方差的比值,比值越大,异常点出现的可能性越小。对于含噪信号(1),其科恩类时频分布的均值和分布方差为<sup>[13]</sup>:

$$E\{C_s(n, f; \varphi)\} = C_x(n, f; \varphi) + \sigma^2 \sum_m \varphi(m, 0)$$

$$\text{Var}\{C_s(n, f; \varphi)\} =$$

$$(2a^2 + \sigma^2) \sigma^2 \sum_m \sum_k |\varphi(m, k)|^2 \quad (3)$$

从式(3)中可以看出,在低信噪比情况下,分布方差依赖于核函数,最大的自项幅度依赖于信号的时频分布的时频聚集性。虽然 PWVD 在窗长合适的情况下,可以提高信号的时频聚集性。但是含噪的 PWVD 具有较大的分布方差。虽然 SPWVD 使用一个长度为  $2M+1$  矩形窗对 PWVD 结果进行平滑,可以减小分布方差。但是,这样平滑处理只对调频斜率接近于零的信号段起显著效果,因此只适用于信号段大致与时间轴平衡的瞬时频率曲线。

为了加强在低信噪比情况下瞬时频率曲线在  $\theta$  方向的信号段的特征,需要沿着  $\theta$  方向平滑 PWVD,即 DSPWSVD。

$$\begin{aligned}
 & DSPWVD_s^\theta(n, f; h, g) = \\
 & \sum_m g(m) PWVD_s(n+m, f+m \tan \theta; h) = \\
 & \sum_m \sum_k g(m) h(k) \exp(-4\pi jkm \tan \theta) s(n+m+k) \times \\
 & s^*(n+m-k) \exp(-4\pi jkf) \quad (4)
 \end{aligned}$$

根据式(3), 可以得到含噪信号  $DSPWVD_s^\theta$  的均值和方差为

$$\begin{aligned}
 & E\{DSPWVD_s^\theta(n, f; h, g)\} = \\
 & DSPWVD_s^\theta(n, f; h, g) + \sigma^2 h(0) \sum_m g(m) \\
 & Var\{DSPWVD_s^\theta(n, f; h, g)\} = \\
 & (2a^2 + \sigma^2) \sigma^2 \times \sum_m g^2(m) \sum_k h^2(k) \quad (5)
 \end{aligned}$$

DSPWVD 实际上可以理解为平滑离散 Wigner-Ville 分布, 通过在时频平面上的 2 维定向滤波。设

$$\begin{aligned}
 & \Pi_{h,g}^\theta(m, f) \equiv 2g(-m)H(2(f-m \tan \theta)) = \\
 & 2g(-m) \sum_k h(k) \exp(-4\pi jk(f-m \tan \theta)) \quad (6)
 \end{aligned}$$

时频平面的 2 维滤波通过  $g(m)$ ,  $h(k)$  和  $\theta$  决定, 从式(4)中可以很容易证明

$$\begin{aligned}
 & DSPWVD_s^\theta(n, f) = \\
 & WVD_s(n, f) \otimes_2 \Pi_{h,g}^\theta(n, f) = \\
 & \sum_m \int_{-1/4}^{1/4} \Pi_{h,g}^\theta(m, \xi) WVD_s(n-m, f-\xi) d\xi \quad (7)
 \end{aligned}$$

其中:  $WVD_s(n, f)$  为离散 Wigner-Ville 分布; 符号  $\otimes_2$  代表了在时间上离散, 频率上连续的 2 维卷积。

## 2 基于联合 DSPWVD 分布的 TFPF

### 2.1 联合 DSPWVD 分布

选择单一的方向的 DSPWVD 并不能产生很好的噪声抑制作用, 需要综合考虑不同方向的信息结合处理, 增强调频斜率变化大的非线性信号的全部瞬时频率曲线。

设信号的调频斜率在  $(\tan \alpha_1, \tan \alpha_2)$  之间变化, 将其分为  $L+1$  段, 间隔为

$$[\tan \alpha_1 + l\Delta, \tan \alpha_1 + (l+1)\Delta]$$

其中:  $l=0, 1, \dots, L$ ,  $\Delta = (\tan \alpha_2 - \tan \alpha_1) / L$ 。

得到一组方向角度

$$\theta_l = \arctan(\tan \alpha_1 + (l+0.5)\Delta),$$

其中:  $l=0, 1, \dots, L$ 。

对于一组  $DSPWVD_s^{\theta_l}(n, f)$ ,  $l=0, 1, \dots, L$ , 通过逐点加权组合来得到联合分布。

$$JD_s^\beta(n, f) = \sum_{l=0}^L W_\beta(n, f, l) DSPWVD_s^{\theta_l}(n, f) \quad (8)$$

其中:  $0 \leq \beta < +\infty$ 。

权重可按式计算

$$W_\beta(n, f, l) = \frac{(\max\{DSPWVD_s^{\theta_l}(n, f), 0\})^\beta}{\sum_{l=0}^L (\max\{DSPWVD_s^{\theta_l}(n, f), 0\})^\beta}$$

特别的, 当  $\beta \rightarrow +\infty$  时, 有

$$\lim_{\beta \rightarrow +\infty} JD_s^\beta(n, f) = JD_s^\infty(n, f) =$$

$$\max_{0 \leq l \leq L} \{DSPWVD_s^{\theta_l}(n, f)\}$$

对于每一个时频点,  $JD_s^\infty(n, f)$  是  $L+1$  个随机变量的  $DSPWVD_s^{\theta_l}(n, f)$  的最高阶统计量。

可以看出联合分布在每一个时频点, 使用了根据时频点自适应的核函数

$$\varphi_\beta(n, k) = \sum_{l=0}^L W_\beta(n, k, l) \varphi(n, k; \theta_l) \quad (9)$$

因为自适应核函数可以根据时频点自适应的变化, 即使在低信噪比下, 依然能够很好的跟踪信号的时频方向。因此, 联合分布在所有的瞬时频率点都保持了最大值。另外, 在自项区外,  $JD_s^\beta(n, f)$  是  $L+1$  个随机变量加权和 ( $\beta \neq \infty$ ) 或者是最大阶统计值 ( $\beta = \infty$ )。这些随机变量的均值为  $\sigma^2$ , 方差为  $\sigma^2(2a^2 + \sigma^2) \|h\|_2 \|g\|_2^2$ 。但是这  $L+1$  个随机变量有太多复杂的从属关系, 所以在自项区外, 不能够得到联合部分的概率密度函数值。文献[12]已经证明联合分布具有较小的分布方差。因此, 在瞬时频率曲线上, 联合分布具有较大的值, 并且具有较小的方差, 因此也就降低了在低信噪比下, 异常点出现的概率。

### 2.2 联合 DSPWVD 计算量及简化计算

利用时频分布的瞬时频率估计算法的计算量主要来自于计算时频分布本身上。对于一个固定核

的二次时频分布计算量复杂度为  $O(NP \log P)$ ，其中  $P$  是采样个数， $N$  是数据长度。联合分布存在高计算量的代价。在每一个时频点，联合分布需要计算  $L+1$  次 DSPWVD 和权重。如果所有的 DSPWVD 都分开计算，那么计算时频分布需要  $O((L+1)NP \log P)$  次计算，而权重的计算也需要  $(L+1)NP$  次乘除。因此，总共需要的计算量很大，为  $O((L+1)NP \log P)$ 。

从上文可以看出，所有分量的 DSPWVD 计算都是在统一的时延窗和平滑窗下进行的，这也就为减小计算量提供的方便。算法总共分为 3 步进行。

第 1 步，计算时延窗为  $h(n)$  的离散 PWVD，并保存在  $N \times P$  的矩阵内，

$$X(n, p) = PWVD_s(n, p\Delta f - 1/4; h) \\ n=1, 2, \dots, N, p=0, 1, \dots, P-1$$

其中： $\Delta f$  为频率采样间隔。

第 2 步，计算

$$Y_l(n, p) = DSPWVD_s^{\theta_l}(n, p\Delta f - 1/4; h, g) = \\ \sum_m g(m)PWVD_s(n+m, p\Delta f + \\ m \tan \theta_l - 1/4; h) = \\ \sum_m g(m)PWVD_s(n+m, [p+m(l)] \\ \Delta f - 1/4; h) = \\ \sum_m g(m)X(n+m, p+m(l))$$

其中： $m(l) = \text{round}(m \tan \theta_l / \Delta f)$ ，取距离  $m \tan \theta_l / \Delta f$  最近的整数。根据离散窗的对称性，上式可以写为

$$Y_l(n, p) = g(0)X(n, p) + \sum_{m=1}^M g(m) \times \\ [X(n-m, p-m(l)) + X(n+m, p+m(l))]$$

通过这种方法计算，所有  $L+1$  个 DSPWVD 分布都是通过  $M+1$  个矩阵  $g(m)X$  计算，其中  $m=0, 1, \dots, M$ ，会有  $(M+1)NP$  次实数乘法计算。

第 3 步，联合 DSPWVD 通过矩阵  $Y_l(n, p)$  计算得到。

总体来说，总共的计算量由以下几部分组成，

计算 PWVD 的  $O(NP \log P)$  次复数乘法，计算权重的  $(L+1)NP$ ，计算  $L+1$  个 DSPWVD 需要的  $(M+L+2)NP$  次实数乘法和最后得到联合分布需要的权重相加。

### 2.3 基于联合 DSPWVD 的 TFPF 算法

正因为联合 DSPWVD 算法可以提供更好的时频聚集性，从而可以使时频峰值滤波算法得到更好的效果。因此，本文将联合 DSPWVD 算法应用与时频峰值滤波算法。基于联合 DSPWVD 的时频峰值滤波算法通过以下步骤实现：

(1) 对于接收到的信号  $y(t)$ ，将其进行频率调制为  $Z_y(t) = e^{j2\pi\mu \int_0^t y(\lambda) d\lambda}$ ，其中  $\mu$  是频率调制指数。可以看出信号  $y(t)$  是解析信号  $Z_y(t)$  的瞬时频率。

(2) 求已调制信号  $Z_y(t)$  的 DSPWVD 的联合分布  $JD_s^\beta(n, f)$ ；

(3) 估计解析信号的联合分布的峰值，也就是带估计的信号  $\hat{x}(n)$ ：

$$\hat{x}(n) = \hat{f}_z(n) = \frac{\arg \max [JD_s^\beta(n, f)]}{\mu}$$

根据联合 DSPWVD 的计算步骤和 TFPF 算法的步骤，结合 3.2 节和 3.3 节的介绍，将联合 DSPWVD 的 TFPF 算法的流程图绘制见图 1。

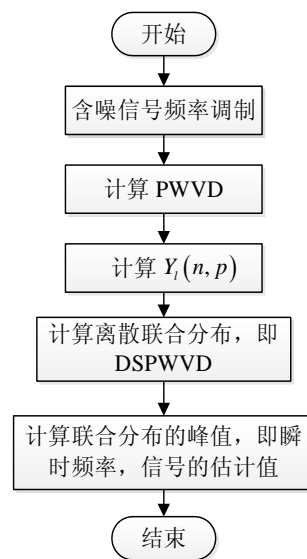


图 1 基于联合 DSPWVD 的 TFPF 算法流程图

### 3 实验仿真

#### 3.1 联合 DSPWVD 的时频聚集性仿真

采用 matlab 对其进行仿真说明。对式(6)所示

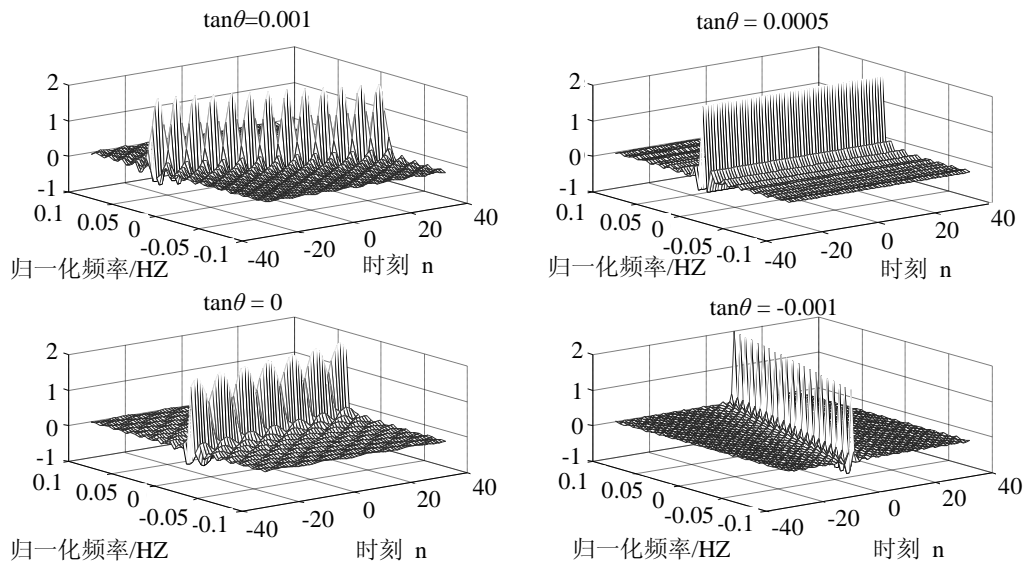


图 2 4 组时频平面上的方向滤波器

从图 2 中可以看出, 这些滤波器通过不同的  $\theta$  表现出不同的时频方向性, 可以加强调频斜率接近于  $\tan \theta$  的瞬时频率点。为了检测 DSPWVD 瞬时频率检测性能, 检测一余弦调制信号在信噪比为 -5dB 下的时频分布图。

$$s(n) = x(n) + w(n) = \exp(14\pi j \sin(0.012n)) + w(n) \quad (10)$$

其中:  $w(n)$  为高斯白噪声。含噪调制信号  $s(n)$  经过 PWVD, SPWVD 和  $\tan \theta = 0.001, -0.001$  的时频分布图作于图 3。

可以从图 3 看出, 相对于 PWVD, SPWVD, DSPWVD 的噪声压制能力更强。同时, 也可以看出, 斜率接近于  $\tan \theta$  的瞬时频率曲线变得清晰, 但是在别的方向, 瞬时频率曲线展宽。也就是说在别的方向上, 瞬时频率会出现大量的异常点。因此, 单一方向的 DSPWVD 并没有对消除异常点起到太大的作用, 而只是提高了单一方向的时频聚集性。因此, 需要综合考虑不同方向的信息结合处理。

的 2 维方向滤波器仿真, 说明 DSPWVD 是可以加强单一方向的时频聚集性的。将不同方向的 2 维方向滤波的时频图作于图 2。其中, 方向分别取为  $\tan \theta = 0.001, \tan \theta = 0.0005, \tan \theta = 0$  和  $\tan \theta = -0.001$ 。

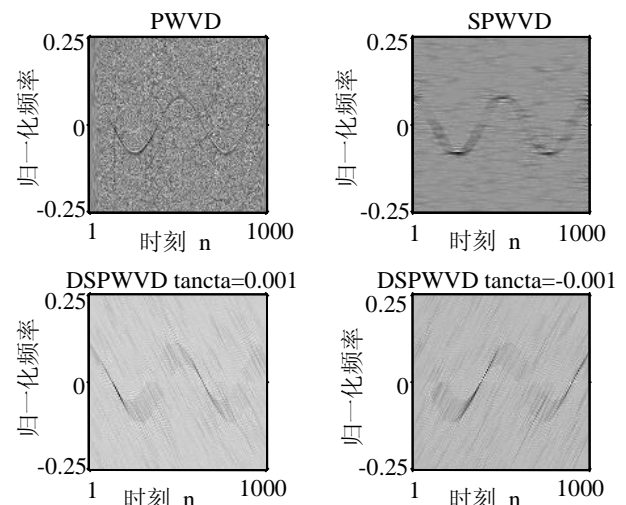


图 3 PWVD, SPWVD 和  $\tan \theta = 0.001, -0.001$  的时频分布图

图 4 给出了经过联合 DSPWVD 处理后的含噪信号时频分布比较图。可以从图 4 中看出, 含噪信号的联合 DSPWVD 时频分布曲线更加清晰, 也就说明了在噪声压制和消除异常点上, 都比 SPWVD 和单方向的 DSPWVD 更优秀。

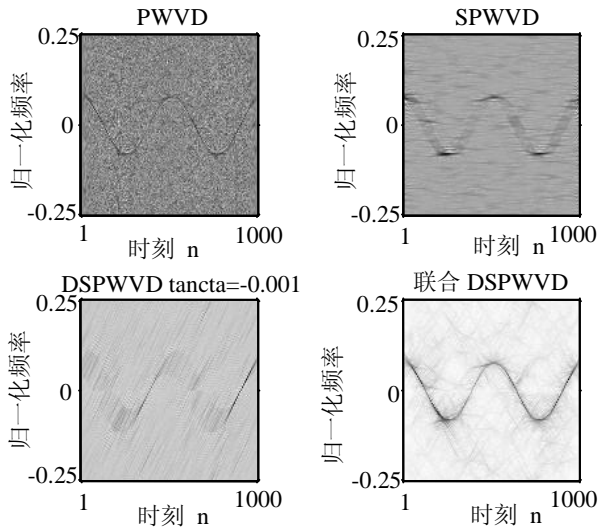


图 4 含噪信号的时频分布比较图

### 3.2 基于 DSPWVD-TFPF 算法的通信信号噪声消除仿真

为了验证本文算法在信号去噪中的有效性,仿真在 QPSK 调制下的含噪信号的噪声消除情况。原始信号通过 QPSK 调制后,经过成型滤波器,加入噪声,然后通过联合 DSPWVD-TFPF 算法的噪声消除后,比较信号波形和误码率。

采用的模型可表现如下:

$$y = x + n \quad (11)$$

其中:  $x$  是通过成型滤波器的预发送的信号;  $y$  为接收信号;  $n$  为噪声。对于接收到的信号  $y$ , 应用基于联合 DSPWVD 的时频峰值滤波算法对原信号进行恢复,从而得到原有信号,达到消除噪声,增强信号的目的。

考虑信噪比范围为 -10~0 dB 的误码率(BER)比较,成型滤波器的滚降系数为 0.5。

从上面的讨论可以知道,普通 TFPF 由于采用的 PWVD 分布进行瞬时频率估计,在噪声压制和瞬时频率估计方面并不是很理想。因此,本文采用了基于联合 DSPWVD 算法的 TFPF 算法进行通信噪声压制。图 5 中给出了信号部分波形的比较图。

图 5 中从上至下分别为原始信号波形,含噪信号波形,TFPF 处理后的信号波形和 DSPWVD—TFPF 处理后的含噪波形,信噪比为 -5dB。

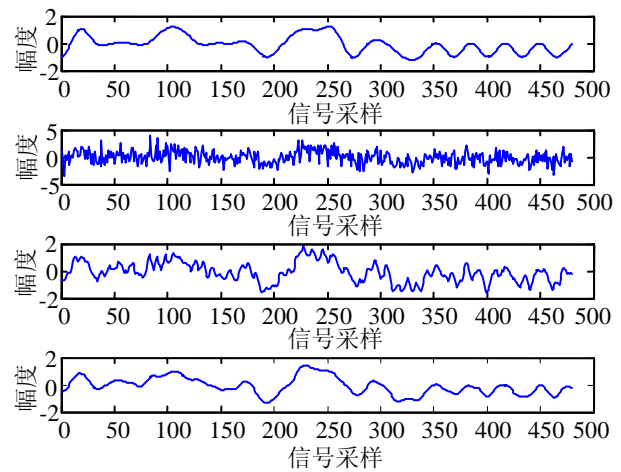


图 5 信号波形比较图

从图 5 中可以看出,对于波形方面,虽然 TFPF 算法可以压制噪声,但是与原始的信号波形相比,差距还是过大。而经过 DSPWVD-TFPF 处理后的波形更接近与原始波形。信号波形在信号保幅和噪声压制方面,DSPWVD-TFPF 都优于传统的 TFPF。

为了验证算法在不同的信噪比下的性能,我们给出不同信噪比下的 BER 比较图。图 6 给出了滤波后的 BER 比较图。

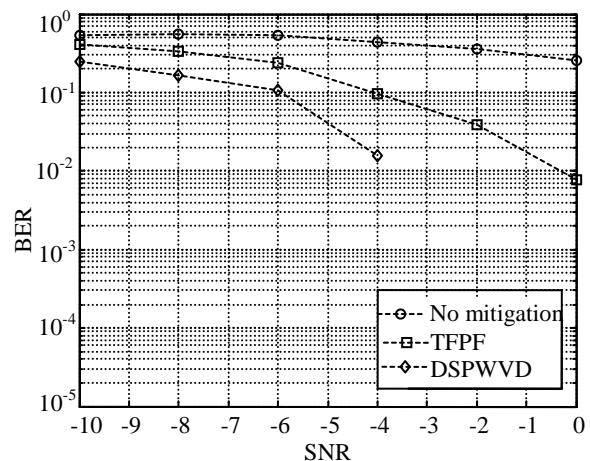


图 6 QPSK 系统的 BER 比较图

在图 6 中,没处理的含噪信号的 BER 标记为“*No mitigation*”,经过 TFPF 处理后的 BER 标记为“*TFPF*”,经过 DSPWVD-TFPF 处理后的 BER 标记为“*DSPWVD*”。从图 6 中可以看出,相对于普通的 TFPF, DSPWVD-TFPF 因为提高了时频聚集性,使算法的估计性能更好,去噪声效果更加明显。



## 4 结论

针对传统 TFPF 求取调制信号的瞬时频率估计, 会出现大量的异常点。本文利用联合定向平滑 Wigner-Ville 分布代替传统的伪 Wigner-Ville 分布。利用定向平滑 Wigner-Ville 分布(DSPWVD)和一系列不同方向上的 DSPWVD 逐点自适应权重实现瞬时频率估计。并且通过仿真实验, 验证了算法在通信信号处理上的有效性。虽然在精度上可以提高滤波效果, 但是, 基于 DSPWVD 的 TFPF 算法的计算量依然很大, 在往后的工作中应该就算法的计算量上提出改进算法, 以满足实际的需求。

### 参考文献:

- [1] 郜林. 基于信号与干扰噪声比的VDL2切换仿真[J]. 系统仿真学报, 2014, 26(6): 1384-1390.
- [2] 陈志毅, 周穗华, 韩锡岭. 大气噪声背景下的超低频 MSK通信盲源分离法[J]. 系统仿真学报, 2014, 26(6): 1362-1366.
- [3] 陈嵩, 沙斐, 王国栋. 电气化铁道弓网电磁噪声的建模及其APD统计特性[J]. 系统仿真学报, 2009, 21(12): 3577-3581.
- [4] B Boashash. Estimating and interpreting the instantaneous frequency of a signal—Part 1: fundamentals [C]// Proceedings of the IEEE. USA: IEEE, 1992, 80(4): 520-538.
- [5] B Boashash. Estimating and interpreting the instantaneous frequency of a signal—part 2: algorithms and applications [C]// Proceedings of the IEEE. USA: IEEE, 1992, 80(4): 540-568.
- [6] M Roessgen. A comparative study of spectral estimation techniques for noisy non stationary EEG data [C]// Proc. Workshop Signal Process. Applicat. Pacific Grove, CA, USA: IEEE, 1993: 191-198.
- [7] LJ Stankovic. On the time-frequency analysis based filtering [J]. Ann. Telecommun. (S0003-4347), 2000, 55(5/6): 216-225.
- [8] H Lin, Y Li, B Yang, H Ma, C Zhang. Seismic random noise elimination by adaptive time-frequency peak filtering [J] IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters (S1545-598X), 2014, 11(1): 337-341.
- [9] Y Tian, Y Li. Parabolic-trace time-frequency peak filtering for seismic random noise attenuation [J]. IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters (S1545-598X), 2014, 11(1): 158-162.
- [10] B Boashash, M Mesbah. Signal enhancement by time-frequency peak filtering [J]. IEEE Transactions on Signal Processing (S1053-587X), 2004, 52 (4): 929-937.
- [11] Hongbo Lin, Yue Li, Baojun Yang, Haitao Ma. Seismic Random Noise Elimination by Adaptive Time-Frequency Peak Filtering [J]. IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters (S1545-598X), 2014, 11(1): 337-341.
- [12] P-L Shui, H-Y Shang, Y-B Zhao. Instantaneous frequency estimation based on directionally smoothed pseudo-Wigner-Ville distribution bank [J]. IET Radar Sonar Navig. (S1751-8784), 2007, 1(4): 317-325.
- [13] Stankovic L J, Ivanovic V. Further results on the minimum variance time-frequency distribution kernels [J]. IEEE Trans. Signal Process. (S1053-587X), 1997, 45(6): 1650-1655.
- [14] Making [J]. European Journal of Operational Research (S0377-2217), 2005, 166(1): 115-132.
- [15] Xu Z S, Da Q L. An Overview of Operators for Aggregating Information [J]. International Journal of Intelligent Systems (S0884-8173), 2003, 18(9): 953-969.
- [16] Herrera F, Martinez L, Sanchez P J. Managing Non-homogeneous Information in Group Decision Making [J]. European Journal of Operational Research (S0377-2217), 2005, 166(1): 115-132.
- [17] 张全. 复杂多准则决策应用实务[M]. 沈阳: 辽宁科技出版社, 2011.
- [18] Saaty T L. Decision Making with the Analytic Hierarchy Process [J]. International Journal of Services Sciences (S1753-1446), 2008, 1(1): 83-98.

(上接第 1016 页)