

# A Novel Method for Estimating the Unknown Emitter Signal

HAO Yuan<sup>1</sup>, TANG Zhikai<sup>2</sup>, HAN Jun<sup>2</sup>, Geng Fangzhi<sup>2</sup>

1. Department of Land-based Early Warning Surveillance Equipment, AFRA, Wuhan, China

2. Department of Information Countermeasures, AFRA, Wuhan, China

e-mail: hydance@126.com, tzksky@126.com

**Abstract:** Estimating the SNR of unknown emitter signal accurately has an important significance. In order to resolve the disadvantages of present algorithm, a novel method is proposed in this paper. The article normalized the WVD transformation of received signal and got the approximate power of original signal by mathematic transformation, and got the estimate value of SNR by account expressions lastly. Simulation results showed this method is correct and effective.

**Keywords:** SNR estimation; WVD transformation; signal power; emitter identification

## 未知辐射源信号信噪比估计的一种新方法

郝媛<sup>1</sup>, 唐志凯<sup>2</sup>, 韩俊<sup>2</sup>, 耿方志<sup>2</sup>

1. 空军雷达学院陆基预警监视装备系, 武汉, 中国, 430019

2. 空军雷达学院信息对抗系, 武汉, 中国, 430019

e-mail: hydance@126.com, tzksky@126.com

**【摘要】**本文针对当前信噪比估计算法中存在的问题, 提出一种对未知辐射源信号的信噪比进行准确估计的新方法。本文首先对接收信号提取其 WVD 变换零频处信息, 进行归一化处理后通过数学变换近似得到接收信号中原始信号的功率, 最后根据信噪比计算公式得到信噪比的估计值。通过仿真验证该方法结果准确、有效可行。

**【关键词】**信噪比估计; WVD 变换; 信号功率; 辐射源识别

### 1 引言

对辐射源信号进行个体特征的提取与识别是当前的重要研究课题之一。利用接收信号的信噪比作为个体特征对辐射源进行唯一识别已被部分学者提出, 并逐渐成为研究热点<sup>[1][2]</sup>。

当前用于信噪比估计的算法可以分为两类: 一类是基于先验知识的估计算法, 另一类则是无需先验知识的估计算法<sup>[3-8]</sup>。文献<sup>[4]</sup>介绍了利用语音信号在某些时段、某些频段无语音的特点进行频谱分割处理, 但这一特点不能推广到一般的辐射源信号, 只有预先了解传输信号的特点才可进行。文献<sup>[6]</sup>利用信号矩特征对信噪比估计, 但它们都主要针对恒包络信号进行, 即预先要了解信号幅度特征。文献<sup>[7-8]</sup>的算法无需任何先验知识, 但噪声类型仅限于高斯白噪声。对当前的辐射源信号进

行信噪比的估计需满足两个条件: 一是无需任何先验知识; 二是适用于高斯、非高斯等加性噪声。对此, 本文提出一种未知雷达辐射源信号信噪比估计的方法。对接收到的信号首先进行威格纳-维尔分布 (WVD) 变换, 取 WVD 变换零频处信息, 此处信息有效抑制了与信号互不相关的各种加性噪声<sup>[9]</sup>, 但中心频率变为原始信号的两倍, 幅度也为原来的常数倍。再对幅度进行归一化处理, 根据数学变换可以得到去噪后信号的功率, 最后依据信噪比估计公式得到接收信号的信噪比。该方法无需任何先验知识, 且适用于与信号互不相关、不同时刻相互独立的各种加性噪声, 并通过仿真验证了该方法的准确性和可行性。

### 2 WVD 变换零频处信息的提取

线性调频信号是当前辐射源常用的一种信号形式, 本节以线性调频为例, 推导出其 WVD 变换零频处信息

基金项目: 武器装备预研基金 9140C1006090804

的表达式，并验证抑制噪声的效果。

设信号  $x(t) = \cos(\omega_0 t + \pi c t^2)$ ， $c$  为调频系数， $\omega_0$  为角频率。WVD 变换定义为

$$W_x(t, \omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t + \tau/2) x^*(t - \tau/2) e^{-j\omega\tau} d\tau \quad (1)$$

$$\begin{aligned} W_x(t, \omega) &= \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{2} \{ e^{j[\omega_0(t+\tau/2) + \pi c(t+\tau/2)^2]} + e^{-j[\omega_0(t+\tau/2) + \pi c(t+\tau/2)^2]} \} \frac{1}{2} \{ e^{j[\omega_0(t-\tau/2) + \pi c(t-\tau/2)^2]} + e^{-j[\omega_0(t-\tau/2) + \pi c(t-\tau/2)^2]} \} e^{-j\omega\tau} d\tau \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{4} [ e^{j(2\omega_0 t + 2\pi c t^2)} e^{j2\pi c(\tau/2)^2} + e^{j\omega_0(1+2\pi c t/\omega_0)\tau} + e^{-j\omega_0(1+2\pi c t/\omega_0)\tau} + e^{-j(2\omega_0 t + 2\pi c t^2)} e^{-j2\pi c(\tau/2)^2} ] e^{-j\omega\tau} d\tau \\ &= \frac{\pi}{2} \{ \delta[\omega + \omega_0(1 + 2\pi c t / \omega_0)] + \delta[\omega - \omega_0(1 + 2\pi c t / \omega_0)] \} + \frac{1}{4} e^{j(2\omega_0 t + 2\pi c t^2)} \\ &\quad \int_{-\infty}^{+\infty} \{ \cos[2\pi c(\tau/2)^2] + j\sin[2\pi c(\tau/2)^2] \} e^{-j\omega\tau} d\tau + \frac{1}{4} e^{-j(2\omega_0 t + 2\pi c t^2)} \\ &\quad \int_{-\infty}^{+\infty} \{ \cos[2\pi c(\tau/2)^2] - j\sin[2\pi c(\tau/2)^2] \} e^{-j\omega\tau} d\tau \end{aligned} \quad (3)$$

令式(3)中的  $\omega = 0$ ，可得

$$\begin{aligned} W_x(t, 0) &= \frac{1}{4} e^{j(2\omega_0 t + 2\pi c t^2)} \int_{-\infty}^{+\infty} \{ \cos[2\pi c(\tau/2)^2] + j\sin[2\pi c(\tau/2)^2] \} d\tau + \frac{1}{4} e^{-j(2\omega_0 t + 2\pi c t^2)} \\ &\quad \int_{-\infty}^{+\infty} \{ \cos[2\pi c(\tau/2)^2] - j\sin[2\pi c(\tau/2)^2] \} d\tau \quad (4) \\ &= \frac{1}{2} \cos(2\omega_0 t + 2\pi c t^2) \int_{-\infty}^{+\infty} \cos[2\pi c(\tau/2)^2] d\tau - \frac{1}{2} \sin(2\omega_0 t + 2\pi c t^2) \int_{-\infty}^{+\infty} \sin[2\pi c(\tau/2)^2] d\tau \end{aligned}$$

令式中的  $\frac{1}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} \cos[2\pi c(\tau/2)^2] d\tau = A$ ，

$\frac{1}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} \sin[2\pi c(\tau/2)^2] d\tau = B$ ，可得

$$\begin{aligned} W_x(t, 0) &= \sqrt{A^2 + B^2} * \cos(2\omega_0 t + 2\pi c t^2 + \varphi) \quad (5) \\ &= C * \cos(2\omega_0 t + 2\pi c t^2 + \varphi) \end{aligned}$$

上式中  $\varphi = \arccos(\frac{A}{\sqrt{A^2 + B^2}})$ 。

同理可得，当  $x(t) = e^{j[\omega t + \psi(t)]}$  时，有

$$W_x(t, 0) = C * e^{j[2\omega t + 2\psi(t) + \varphi]} \quad (6)$$

由上式可知，信号在 WVD 变换零频处的幅度为原始信号的常数倍，中心频率为 2 倍。显然，对上述 WVD 变换的零频处可定义为

$$W_x(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t + \tau/2) x^*(t - \tau/2) d\tau \quad (7)$$

由上式可知，对能量有限的信号而言，其 WVD 变换的零频处实际就是其对称相关函数。假设  $x(t)$  是周期为  $T$  的实信号，则  $x(t)$  的  $W_x(t)$  为

我们将信号  $x(t)$  写成其复数形式

$$x(t) = \frac{1}{2} [ e^{j(\omega_0 t + \pi c t^2)} + e^{-j(\omega_0 t + \pi c t^2)} ] \quad (2)$$

则  $x(t)$  的 WVD 变换如下所示

$$W_x(t) = \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x(t + \tau/2) x(t - \tau/2) d\tau \quad (8)$$

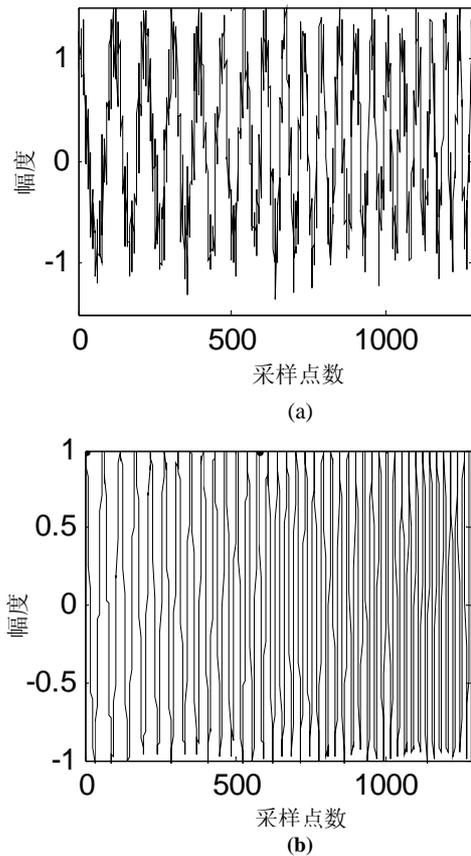
$$\text{令} \quad x(t) = s(t) + n(t) \quad (9)$$

其中  $s(t)$  为零均值的有用实信号， $n(t)$  为与信号  $s(t)$  互不相关、不同时刻相互独立的加性随机噪声，则可得

$$\begin{aligned} W_x(t) &= \frac{1}{2T} \int_{-T}^T [s(t + \tau/2) + n(t + \tau/2)] \\ &\quad [s(t - \tau/2) + n(t - \tau/2)] d\tau \\ &= \frac{1}{2T} \int_{-T}^T [s(t + \tau/2)s(t - \tau/2) + \\ &\quad s(t + \tau/2)n(t - \tau/2) + n(t + \tau/2)s(t - \tau/2) \\ &\quad + n(t + \tau/2)n(t - \tau/2)] d\tau \\ &= \frac{1}{2T} \int_{-T}^T [s(t + \tau/2)s(t - \tau/2) + \\ &\quad n(t + \tau/2)n(t - \tau/2)] d\tau \\ &= \frac{1}{2T} \int_{-T}^T s(t + \tau/2)s(t - \tau/2) d\tau + \frac{1}{2T} n^2(t) \end{aligned} \quad (10)$$

由上式可知,对  $x(t)$  求取其对称相关函数后,信号中的噪声基本被有效抑制,并且  $T$  越大,抑制的效果越好。

假设  $x(t)$  为线性调频信号,中心频率为 10Hz,带宽 5Hz,脉宽 1s。分别加上 10dB 的高斯白噪声和 10dB 的服从韦布尔分布的非高斯噪声(韦布尔分布的形状参



**Figure 1. The wave form before and after noise suppression**  
 (a) The wave form before noise suppression  
 (b) The wave form after noise suppression

**图 1 抑制噪声前后的信号波形**  
 (a) 抑制噪声前信号波形  
 (b) 抑制噪声后信号波形

数为 4、强度参数为 2)。图 1(a)、(b)分别为抑制噪声前后的信号波形,其中图 1(b)的幅度为归一化处理后的幅度。由图 1 可知,利用上述方法对信号进行处理能够有效抑制噪声,基本恢复出信号的原始波形,但中心频率变为原始信号的两倍,归一化前的幅度为原始信号的常数倍

### 3 信噪比的估计

由式(5)、(6)可知,求取信号的  $W_x(t,0)$  后,幅度变为原信号的常数倍,中心频率变为原信号的 2 倍。如何利用变换后得到的  $W_x(t,0)$  对信号进行信噪比的估计呢?假设原始信号的表达式为

$$x(t) = s(t) + n(t) \tag{11}$$

其中  $s(t) = \cos(\omega_0 t + \pi c t^2)$ ,  $n(t)$  为与信号互不相关、不同时刻相互独立的加性噪声。对  $x(t)$  按式(3)、(4)进行处理,可得

$$W_x(t,0) = C * \cos(2\omega_0 t + 2\pi c t^2 + \varphi) \tag{12}$$

再对  $W_x(t,0)$  进行归一化处理得到  $s_1(t)$

$$\begin{aligned} s_1(t) &= W_x(t,0) / \max(W_x(t,0)) \\ &= \cos(2\omega_0 t + 2\pi c t^2 + \varphi) \end{aligned} \tag{13}$$

信噪比的估计方法如下式所示

$$SNR = 10 * \lg(P_x / (P_x - P_s)) \tag{14}$$

式中  $P_x$  是受噪声污染后的信号  $x(t)$  的功率;  $P_s$  是未受噪声污染后的信号  $s(t)$  的功率。令  $x(i)$  和  $s(i)$  分别为信号  $x(t)$  和  $s(t)$  经采样后的信号序列,采样点数为  $N$ 。则  $P_x$  和  $P_s$  的表达式分别为

$$P_x = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x^2(i) \tag{15}$$

$$P_s = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N s^2(i) \tag{16}$$

对接收到的未知信号进行信噪比估计时,  $P_x$  已知,但  $P_s$  未知。

令  $s_2(t) = \cos(\omega_0 t + \pi c t^2 + \varphi / 2)$ ,  $s_1(i)$  和  $s_2(i)$  分别为  $s_1(t)$  和  $s_2(t)$  经采样后的信号序列,采样点数为  $N$ 。经数学变换可得

$$s_1(t) = 2s_2^2(t) - 1 \tag{17}$$

由式(17)可得

$$\begin{aligned} \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N s_1(i) &= \frac{2}{N} \sum_{i=1}^N s_2^2(i) - 1 \\ &= \frac{2}{N} \sum_{i=1}^N s^2(i) - 1 \end{aligned} \tag{18}$$

依据式(16)可得

$$\hat{P}_s = \frac{1}{2N} \sum_{i=1}^N (s_1(i) + 1) \tag{19}$$

最终由式(14)得到信噪比的估计值为

$$\begin{aligned} \hat{SNR} &= 10 * (\lg \hat{P}_s / (P_x - \hat{P}_s)) \\ &= 10 * \lg \left\{ \frac{1}{2N} \sum_{i=1}^N (s_1(i) + 1) / \right. \\ &\quad \left. \left[ \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x^2(i) - \frac{1}{2N} \sum_{i=1}^N (s_1(i) + 1) \right] \right\} \end{aligned} \quad (20)$$

综合上文分析, 新方法的整个步骤如下

Step1 对接收到的未知辐射源信号按式(4)、(5)进行处理, 得到  $W_x(t, 0)$ ;

Step2 对  $W_x(t, 0)$  按式(13)进行幅度归一化的处理, 得到  $s_1(i)$ ;

Step3 根据式(19)估计未受噪声污染的信号的功率  $\hat{P}_s$ ;

Step4 由式(20)得到最终的估计信噪比  $\hat{SNR}$ 。

### 4 仿真试验

假设原始信号  $x(t)$  为线性调频信号, 中心频率为 100MHz, 带宽 5MHz, 脉宽  $10\mu s$ 。仿真时加上由高斯白噪声和服从韦布尔分布的非高斯噪声所产生的混合噪声。每次仿真所加的高斯白噪声和服从韦布尔分布的非高斯噪声的能量相等, 与原始信号相比的信噪比分别为 10dB、15dB、20dB、25dB、30dB、35dB, 最终产生的混合噪声如表 1 所示。服从韦布尔分布的噪声的形状参数为 4、强度参数为 2。混合噪声按式(21)计算, 式中  $SNR_g$  和  $SNR_w$  为分别加高斯白噪声和韦布尔噪声时的信噪比。

$$SNR = 10 \times \lg \frac{10^{(SNR_g/10 + SNR_w/10)}}{10^{SNR_g/10} + 10^{SNR_w/10}} \quad (21)$$

利用本文提出的方法对接收到的未知辐射源信号  $x(t)$  进行信噪比的估计, 每种信噪比下计算 100 次, 估计信噪比的均值如图 2(a)所示, 标准偏差如图 2(b)所示。

由图 2 可知, 利用新方法估计出的信噪比具有较

Table 1. The magnitude of noise we added to original signal  
表 1 原始信号所加噪声值

高斯白噪声/dB	韦布尔噪声/dB	混合噪声/dB
10	10	6.99
15	15	11.99
20	20	16.99
25	25	21.99
30	30	26.99

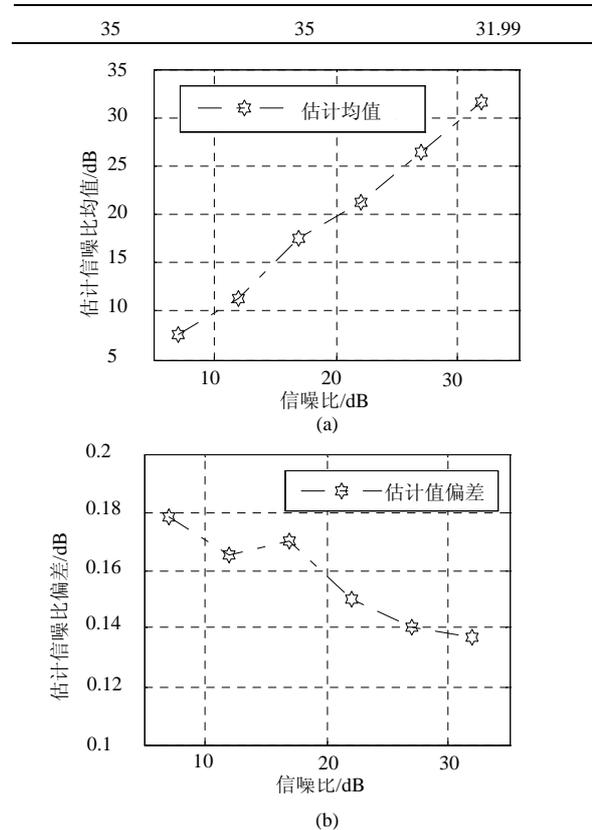


Figure 2. Mean value and standard deviation of estimate SNR

(a) The mean value of estimate SNR

(b) Standard deviation of estimate SNR

图 2 估计信噪比的均值与偏差

(a) 估计信噪比的均值

(b) 估计信噪比的偏差

高的准确度和稳定性。随着信噪比的增高, 准确度和稳定性也逐步提升。

### 5 结束语

为解决当前信噪比估计算法中存在的一些问题, 本文提出了一种新的信噪比估计方法。新方法无需任何先验知识, 适用于各种与信号互不相关、不同时刻相互独立的高斯或非高斯加性噪声。该方法计算简单, 并通过仿真验证其准确度、稳定性均较为理想, 能够为辐射源的个体识别提供良好的前提基础。

### References (参考文献)

- [1] Zhang Guo Zhu, Research on Emitter Identification [D], Changsha: National University of Defense Technology, 2005(Ch).  
张国柱. 雷达辐射源识别技术研究[D]. 长沙: 国防科学技术大学, 2005.
- [2] Ren Chun Hui, Individual Character Analysis of Communication Transmitter [D], Chendu: University of Electronic Science and

- Technology of China, 2006(Ch).  
任春辉.通信电台个体特征识别[D].成都:电子科技大学, 2006.
- [3] D.R. Pauluzzi, N.C. Beaulieu, A Comparison of SNR Estimation Techniques for the AWGN Channel[J], IEEE Trans Comm., 2000, 48 (10),P1681-1691.
- [4] Kohei Yamashita and Tetsuya Shimamura, Nonstationary Noise Estimation Using Low Frequency Regions for Spectral Subtraction[J], IEEE Signal Processing Letters, June 2005,12(6):P465-467.
- [5] Dae-ki Hong, Cheol-Hee Park etc., SNR Estimation in Frequency Domain Using Circular Correlation[J], Electronics Letters 2002, 38(25):P1693-1694.
- [6] R. Matzner, R Englberger, An SNR Estimation Algorithm Using Fourth-Order Moments [J], Proceedings of the 1994 IEEE Symposium on Information Theory, Trodheim, 1994,P119.
- [7] Fan Hai Bo, Chen Jun, Cao Zhi Gang, An Algorithm of SNR Estimation for Non-Constant Envelope Signal in the AWGN Channel [J], Chinese Journal of Electronics, 2002, 34(9), P1369-1371(Ch).  
范海波,陈军,曹志刚, AWGN 信道中非恒包络信号 SNR 估计算法[J],电子学报,2002, 34(9), P1369-1371.
- [8] Zhan Ya Feng, Cao Zhi Gang, Ma Zheng Xin, Blind SNR Estimates in Wireless Digital Communications[J], Journal of Tsinghua University, 2003, 46(7), P957-960(Ch).  
詹亚峰,曹志刚,马正新, 无线数字通信的盲信噪比估计[J],清华大学学报,2003, 46(7),P957-960.
- [9] Fan Yang Yu, Tao Bao Qi, Xiong Ke, Symmetrical Correlation Function Used to Suppress Additive Noise[J], Data Acquisition and Processing, 2001,16(5),P343-346(Ch).  
樊养余,陶宝祺,熊克等. 加性噪声抵消的对称相关函数法.数据采集与处理[J],2001, 16 (5),P343-346.