

## 基于信道化谱增强的混合 DS/FH 扩频信号跳速估计

朱明哲 姬红兵 金艳

(西安电子科技大学电子工程学院 西安 710071)

**摘 要:** 该文针对混合 DS/FH\_BPSK 信号的参数估计问题, 提出了一种结合谱增强与时频分析的精确跳速估计方法。该方法首先利用非线性变换获得携带跳速信息的参考信号, 并利用循环谱预估计该信号的频率集; 在此基础上, 提出一种新的信道化谱增强系统。该系统所具有的外在线性内在非线性(ELIN)特性能够在防止信号失真的前提下有效克服噪声及干扰对后续时频分析的影响; 最后, 通过 SPWVD(平滑伪 Wigner-Ville 分布)实现精确的跳速估计。该算法无需信号的先验知识, 并易于通信侦察接收机实现。仿真实验证明了该算法在低信噪比下对跳速估计的有效性。

**关键词:** 通信对抗; 混合扩频; 参数估计; 跳速

**中图分类号:** TN914.42; TN911.23

**文献标识码:** A

**文章编号:** 1009-5896(2010)02-0329-06

**DOI:** 10.3724/SP.J.1146.2009.00094

## Hop Rate Estimation of Hybrid DS/FH Spread Spectrum Signals Based on a Channelized Spectral Enhancement Strategy

Zhu Ming-zhe Ji Hong-bing Jin Yan

(School of Electronic Engineering, Xidian University, Xi'an 710071, China)

**Abstract:** This paper addresses new hop rate estimation schemes for hybrid DS/FH\_BPSK signals which employ a novel channelized spectral enhancement preprocessor and time-frequency analysis. Good performance is achieved by following three stages. Firstly, a nonlinear process is used to produce the reference signal which has the same hop rate as the original signal and its frequencies could be estimated by the cyclic spectrum. Then a novel Externally-Linear-Internally-Nonlinear(ELIN) channelized spectral enhancement system is employed to realize interference-suppression and enhance noisy signal without losing detail information. Finally, based on the reliable signal enhancement results, SPWVD(Smooth-Pseudo-Wigner-Ville Distribution) is used to estimate the hop rate of the hybrid DS/FH spread spectrum signal. Since no prior information of signals are needed, the proposed method is easy to implement for the reconnaissance receiver. The simulation results show that the proposed method can operate effectively even under low SNR conditions.

**Key words:** Military electronic countermeasures; Hybrid spread spectrum; Parameter estimation; Hop rate

### 1 引言

随着扩频通信理论的不断发展与完善, 相应的扩频信号检测和参数估计问题得到深入的研究。在直接序列扩频(DS)和跳频扩频(FH)的基础上, 混合扩频通信系统由于结合了两者的优势而受到广泛关注。混扩信号具有低截获概率(LPI)、抗部分频带干扰、抗远近效应及多径效应等优点<sup>[1,2]</sup>, 现已被广泛应用于军事通信领域。随着混合 DS/FH 技术的不断发展与完善, 对该类信号的调制参数估计已成为亟待解决的问题。

混扩信号可看作载频随时间跳变的短时直扩信号, 其能量由于两次扩频处理被分布在更宽的频带上, 这给混扩信号的分析带来了困难。自上世纪 80

年代 Geraniotis 等人<sup>[3]</sup>对 DS/FH 信号的性能进行详细分析后, 对混扩信号的研究逐渐成为热点。文献[4]对比了多种经典扩频信号检测器对混扩信号的检测性能; 文献[5]详细分析了混扩通信系统的带宽效率; 文献[6]深入研究了混扩系统的抗部分带宽干扰特性。但对于混合 DS/FH 的研究大多集中在协作情况下的多用户检测、信道容量分析、抗干扰分析以及解调和解码方面, 这些方法均不适用于非协作情况下的混合 DS/FH 信号分析。目前, 研究混扩信号的盲检测与参数盲估计方法的文献并不多见, 该领域的主要研究方法为循环谱估计及时频分析技术。循环谱虽然能够在较低信噪比下对混扩信号进行检测和估计, 但其计算量较大, 且循环谱在频率-循环频率 2 维空间上分析信号, 并不能提供时变信息。时频分析技术虽然可以估计信号的时变参数, 但其性能受到信噪比的限制<sup>[7]</sup>。由于混扩信号在载频

2009-01-19 收到, 2009-06-30 改回

深圳市 ATR 国防重点实验室开放基金(081052)资助课题

通信作者: 朱明哲 zhuzmz@mail.xidian.edu.cn

跳变的基础上采用直扩技术使频带进一步展宽, 常规时频分析技术在估计跳频参数时会出现严重的误差。因此, 需要完善时频分析的预处理来提高信噪比, 以实现跳频参数的准确估计。

本文针对混合 DS/FH\_BPSK 信号跳速估计问题, 采用谱增强技术作为预处理以提高时频分析在低信噪比情况下的估计精度。该算法首先利用非线性变换生成能量相对集中且能表征信号跳速的参考信号, 并获得信噪比的改善; 其次, 利用循环谱预估计信号的跳载频集, 并以此作为先验信息设置信道化谱增强系统, 进一步克服噪声及干扰的影响; 最后, 利用 SPWVD 对跳速进行精确估计。

## 2 参考信号描述

采用 BPSK 调制的混扩信号模型可表示为<sup>[3]</sup>

$$s(t) = \sqrt{2P}c(t) \cos(2\pi(f_0 + f_k(t))t + \varphi_k(t)) \quad (1)$$

其中  $c(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_k \text{rect}(t - kT_c)$  为 BPSK 信息序列与扩频码序列的乘积,  $f_k(t) \in \{f_1, f_2, \dots, f_N\}$  为跳频图案,  $\varphi_k(t)$  为每跳引入的相位。

对 DS/FH\_BPSK 信号进行平方操作, 在有噪声情况下的输出为

$$\begin{aligned} [s(t) + w(t)]^2 &= \{\sqrt{2P}c(t) \cos[2\pi(f_0 + f_k(t))t + \varphi_k(t)] \\ &\quad + w(t)\}^2 \\ &= P + P \cos[4\pi(f_0 + f_k(t))t \\ &\quad + 2\varphi_k(t)] + w^2(t) + 2\sqrt{2P}c(t) \cos[2\pi(f_0 \\ &\quad + f_k(t))t + \varphi_k(t)]w(t) \\ &= P + P \sum_{k=1}^N \cos[4\pi(f_0 + f_k)t + 2\varphi_k] + w^2(t) \\ &\quad + 2\sqrt{2P}c(t)w(t) \sum_{k=1}^N \cos[2\pi(f_0 + f_k)t + \varphi_k] \end{aligned} \quad (2)$$

分析可知, 混扩信号平方输出会在时频域出现表征跳频信息的谱线, 该类谱线出现在 2 倍跳载频处, 并与原信号具有相同的跳速。但信号和噪声在非线性变换时会产生交叉项干扰, 需要分析信噪比在处理中的变化情况。令  $w_1(t)$  是功率谱密度为  $N_0$  的高斯白噪声  $w(t)$  经过带宽为  $W$  的理想带通滤波器的输出, 则平方操作的输出信号由  $[s(t) \cdot s(t)]$ ,  $[s(t) \cdot w_1(t)]$ ,  $[w_1(t) \cdot w_1(t)]$  3 项组成。在低信噪比情况下, 噪声的自相关项占主导地位, 从而可以忽略互相关项。

由于  $w_1(t)$  是高斯白噪声经过理想带通滤波器的输出, 则  $w_1(t)$  也是一个高斯过程, 其自相关函数为

$$\begin{aligned} R_{w_1 w_1}(\tau) &= R_{ww}(\tau) \otimes h(\tau) \otimes h(-\tau) \\ &= 2WN_0 \cos(2\pi f_c \tau) Sa(\pi W \tau) \end{aligned} \quad (3)$$

当输入为纯噪声时, 平方器输出信号  $z_w(t)$  为一高斯过程的平方, 其自相关函数为

$$\begin{aligned} R_{z_w z_w}(\tau) &= E[w_1(t)w_1(t)w_1(t+\tau)w_1(t+\tau)] \\ &= R_{w_1 w_1}^2(0) + 2R_{w_1 w_1}^2(\tau) = (2WN_0)^2 \\ &\quad \cdot \{1 + [1 + \cos(4\pi f_c \tau)] Sa^2(\pi W \tau)\} \end{aligned} \quad (4)$$

由维纳-辛钦定理, 系统输出噪声部分的功率谱密度函数为

$$\begin{aligned} S_{z_w z_w}(f) &= R_{w_1 w_1}^2(0)\delta(f) + 2 \int_{-\infty}^{\infty} |H(f_0)|^2 |H(f-f_0)|^2 \\ &\quad \cdot S_{ww}(f_0)S_{ww}(f-f_0)df_0 = (2WN_0)^2 \left\{ \delta(f) + \frac{1}{2W} \right. \\ &\quad \left. \cdot \left[ 2 \left( 1 - \frac{|f|}{W} \right) + \left( 1 - \frac{|f+2f_c|}{W} \right) + \left( 1 - \frac{|f-2f_c|}{W} \right) \right] \right\} \end{aligned} \quad (5)$$

可以看出, 输出的噪声能量主要集中于零频附近, 而 2 倍载波频率附近分布的噪声能量很少。

参考信号频率集可利用循环谱进行估计, DS/FH\_BPSK 信号的循环谱密度函数的表达式为

$$S_s^\alpha(f) = \begin{cases} \frac{A^2}{4T_c} [Q(f+a/2+f_c)Q^*(f-a/2+f_c) \\ \quad + Q(f+a/2-f_c)Q^*(f-a/2-f_c)], \\ \quad \alpha = k/T_c \\ \frac{A^2}{4T_c} [Q(f+a/2 \pm f_c)Q^*(f-a/2 \mp f_c)], \\ \quad \alpha = \mp 2f_c + k/T_c \\ 0, \quad \text{其他} \end{cases} \quad (6)$$

其中  $\alpha$  代表循环频率,  $f$  代表频率,  $k$  为整数,  $Q(f) = \frac{\sin(\pi f T_c)}{\pi f}$ ,  $Q^*(f)$  为  $Q(f)$  的共轭函数,  $f_c = f_0 + f_k(t)$  为跳载频集。

若对信号的循环谱密度函数取频率  $f=0$  处的包络, 可得

$$|S_s^\alpha(f=0)| = \begin{cases} \frac{A^2}{2T_c} |Q(a/2+f_c)Q^*(-a/2+f_c)|, \\ \quad \alpha = k/T_c \\ \frac{A^2}{4T_c} |Q(a/2 \pm f_c)|^2, \alpha = \mp 2f_c + k/T_c \\ 0, \quad \text{其他} \end{cases} \quad (7)$$

由于  $Q(f)$  为 sinc 函数, 式(7)仅在  $\alpha = \mp 2f_c + k/T_c$  处有较大的非零值, 其中幅值较大的一系列谱峰出现在循环频率  $\alpha = \pm 2f_c$  处。故在循环谱密度函数包络上搜索谱峰, 即可估计出参考信号频率集  $\{2f_c\}$ 。由于循环谱能够在较低的信噪比下(低于-5

dB)准确估计出参考信号频率集,为便于分析,我们假设在大于该信噪比的条件下,该估计结果不会影响后续参数估计的精度。

### 3 信道化谱增强

本节利用信道化接收机的思想,将语音信号处理中的谱增强技术<sup>[8]</sup>引入混扩信号的预处理,提出一种信道化谱增强系统。该接收机将整个频带均分为若干并行信道,从而使得信号无论在何时频空间出现,均能进行截获<sup>[9]</sup>。由于混扩信号经非线性变换所获得的  $N$  个参考频率互不重叠,可将其划分为  $N$  个并行信道进行分离,继而利用谱增强技术对单个参考频率分量进行增强。

信道化谱增强系统的组成如图 1 所示。

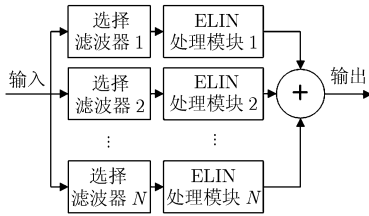


图 1 信道化谱增强系统

该系统中每个通道对应于参考频率集中的一个特定参考信号。其中单个通道的结构如图 2 所示。

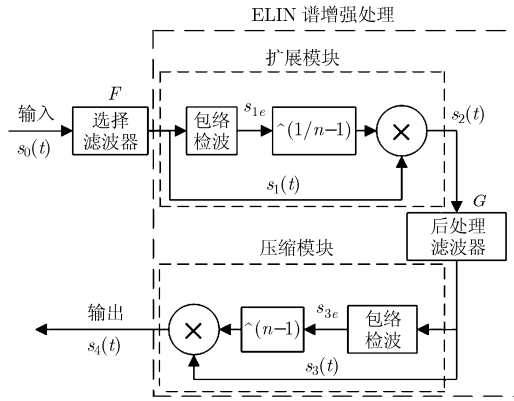


图 2 单通道流程图

图 2 中  $s_0(t)$  为输入信号;  $F$  为选择滤波器,  $s_1(t)$  为其滤波输出; 扩展模块中的包络检波输出为  $s_{1e}$ , 扩展模块输出为  $s_2(t)$ ;  $G$  为后处理滤波器,  $s_3(t)$  为其滤波输出; 压缩模块中的包络检测器输出为  $s_{3e}$ ; 通道输出信号为  $s_4(t)$ ; 参数  $n < 1$ 。

为便于分析该系统的特性,假设  $F$  为一理想带通滤波器且其通带较宽,而  $G$  与  $F$  的通带中心频率相同,但通带带宽很窄。其幅值与相位响应分别为

$$\left. \begin{aligned} F: f &= |F(j\omega)|, \phi = \text{ang}(F(j\omega)) \\ G: g &= |G(j\omega)|, \theta = \text{ang}(G(j\omega)) \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

通道输入为位于通带中心频率  $\omega_1$  处的目标信号  $s_{01}(t)$  及位于其相邻频率  $\omega_2$  处的噪声信号  $s_{02}(t)$ , 其中  $\omega_2$  位于  $F$  的通带内但位于  $G$  的通带外,则输入信号可记作

$$\begin{aligned} s_0(t) &= s_{01}(t) + s_{02}(t) \\ &= \alpha \cos(\omega_1 t) + k\alpha \cos(\omega_2 t + \phi_0) \end{aligned} \quad (9)$$

其中  $k > 1$ , 表示噪声信号的能量较强。由于  $\omega_1$  和  $\omega_2$  均位于  $F$  的通带内,则选择滤波器的输出为

$$\begin{aligned} s_1(t) &= f_1 \alpha \cos(\omega_1 t + \phi_1) \\ &\quad + f_2 k \alpha \cos(\omega_2 t + \phi_0 + \phi_2) \end{aligned} \quad (10)$$

如果  $\omega_1/\omega_2 \in (1 + \varepsilon, 1 - \varepsilon)$ , 其中  $\varepsilon \in (0, 0.1)$  表示  $\omega_1$  与  $\omega_2$  的接近程度,而  $F$  为接近理想的零相位响应滤波器,则扩展模块中包络检波器的输出可近似表示为

$$s_{1e} = \text{AMP}(s_1(t)) \approx (f_1 + f_2 k) \alpha \quad (11)$$

扩展模块的输出为

$$s_2(t) = s_1(t) \cdot s_{1e}^{(1/n-1)} \quad (12)$$

由式(12)可知,扩展模块中目标信号及噪声信号的增益相同,且该增益主要由噪声信号的能量决定。如果考虑极低信噪比,即  $k \gg 1$  的情况,则包络检波器输出  $s_{1e} \approx f_2 k \alpha$ , 这说明扩展模块输入信号的包络近似等于噪声信号的包络,即  $s_{1e} \approx \text{AMP}(s_{02}(t))$ , 那么该模块的增益将完全由噪声信号决定。

在压缩模块中,同理分析可得

$$\begin{aligned} s_3(t) &= [g_1 f_1 \alpha \cos(\omega_1 t + \phi_1 + \theta_1) \\ &\quad + g_2 f_2 k \alpha \cos(\omega_2 t + \phi_0 + \phi_2 + \theta_2)] s_{1e}^{(1/n-1)} \end{aligned} \quad (13)$$

$s_3(t)$  的包络可近似表示为

$$s_{3e} = \text{AMP}(s_3(t)) = (g_1 f_1 + g_2 f_2 k) \alpha \cdot s_{1e}^{(1/n-1)} \quad (14)$$

则通道的最终输出为

$$\begin{aligned} s_4(t) &= s_3(t) \cdot s_{3e}^{(n-1)} = [g_1 f_1 \alpha \cos(\omega_1 t + \phi_1 + \theta_1) \\ &\quad + g_2 f_2 k \alpha \cos(\omega_2 t + \phi_0 + \phi_2 + \theta_2)] \\ &\quad \cdot [(g_1 f_1 + g_2 f_2 k) \alpha \cdot s_{1e}^{(1/n-1)}]^{(n-1)} s_{1e}^{(1/n-1)} \end{aligned} \quad (15)$$

由于  $\omega_2$  位于  $F$  的通带内且位于  $G$  的通带外,后滤波器输出中位于  $\omega_2$  处的分量幅值将很小,如果  $F$  和  $G$  均为具有单位响应的零相位滤波器,则理想情况下,有

$$f_1 = f_2 = g_1 = 1, g_2 = 0 \text{ 且 } \phi_1 = \phi_2 = \theta_1 = \theta_2 = 0 \quad (16)$$

根据以上分析,压缩模块输入可改写为

$$s_3(t) = [g_1 f_1 \alpha \cos(\omega_1 t + \phi_1 + \theta_1)] s_{1e}^{(1/n-1)} \quad (17)$$

则包络检波器输出为

$$s_{3e} = \text{AMP}(s_3(t)) = g_1 f_1 \alpha \cdot s_{1e}^{(1/n-1)} \quad (18)$$

由于后滤波器抑制了噪声信号的能量, 因此压缩模块的增益将主要由目标信号决定。结合对扩展模块增益的分析可知, 在低信噪比情况下, 由于噪声能量大于信号能量, 通道中扩展增益与压缩增益的乘积(即通道总增益)将大于 1。该压缩处理虽然会降低目标信号的能量, 但该非线性处理保证了通道增益与信号幅值无关, 从而使该系统具有线性特性, 避免了信号的失真。

综合以上分析, 该通道的最终输出可表示为

$$\begin{aligned} s_4(t) &= (g_1 f_1 \alpha)^n \cdot (f_2 k \alpha)^{(1/n-1)+(1/n-1)(n-1)} \\ &\quad \cdot \cos(\omega_1 t + \phi_1 + \theta_1) \\ &= k^{(1-n)} \alpha \cos(\omega_1 t) = k^{(1-n)} \cdot s_{01}(t) \end{aligned} \quad (19)$$

由式(19)可知, 当  $k > 1$  且  $n < 1$  时,  $k^{1-n} > 1$ , 由于该增益与信号本身无关, 这表明通道输出仅存在目标信号  $s_{01}(t)$  的线性增强结果。并且, 增益  $k^{1-n}$  随着  $k$  的增大而增大, 表明该通道有效地将信号频域附近的噪声能量转化为信号能量, 且噪声越强, 信号增益越大。信号增益与噪声强度有关, 这使得通道在改善信噪比的同时有效提高了谱对比度, 有利于后续的时频分析。

如果利用已有参考信号集的先验知识, 将参考信号的频率定为滤波器中心频率, 则分析可得: 在噪声与信号同时输入的情况下, 位于  $F$  通带内且位于  $G$  通带外的噪声将对滤波器中心频率处的分量(即携带跳速信息的参考信号)产生增强效果, 从而实现了信噪比的提高。经谱增强处理后, 对信噪比改善后的参考信号进行时频分析, 将可获得准确的混扩信号跳频信息。

值得强调的是, 该系统虽然由非线性处理模块组成, 但对于目标信号而言, 其输入输出为线性变换, 如式(19)。该 ELIN(Externally-Linear-Internally-Nonlinear)特性<sup>[10]</sup>能够在增强信号的同时保留其时变特征, 不会产生信号失真而导致后续处理误差。

#### 4 混扩信号跳速估计算法

目前常用的跳速估计算法大多基于时频分析, 其性能严重依赖于信噪比和所采用的时频分布。文献[11]指出当信噪比低于 0 dB 时, Cohen 类时频分布将无法有效估计时变信号的瞬时频率。由于混扩信号由于两次扩频处理, 其信噪比很低, 从而导致较大的估计误差。

为提高算法的估计性能, 可从两方面进行改进。

一是采用具有抑噪特性的时频分析技术, 如加窗平滑、时频重排及自适应核函数等<sup>[12]</sup>。另一种为增加预处理法。本文采用信道化谱增强技术和时频分析相结合的跳速估计方法, 其信噪比改善分为两部分: 首先, 如第 3 节分析, 在参考信号生成时所采用的非线性变换能够初步分离信号分量与噪声分量; 其次, 信道化谱增强处理能够有效地提高信号能量, 并不会带来信号的非线性失真。

本文时频分析采用平滑伪 WVD(SPWVD), 其表达式为<sup>[13]</sup>

$$\begin{aligned} W_z^{SP}(t, f) &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} g(u)h(\tau)z(t-u+\tau/2)z^* \\ &\quad \cdot (t-u-\tau/2)e^{-j2\pi f\tau} du d\tau \end{aligned} \quad (20)$$

其中  $h(t)$  和  $g(t)$  是奇数长度的窗函数, 满足  $h(0) = G(0) = 1$ ,  $G(f)$  表示  $g(t)$  的傅里叶变换。该分布的频域加窗平滑处理有效地抑制了交叉项的干扰, 其时域加窗平滑处理提供了较好的噪声抑制能力<sup>[13]</sup>。

本文的跳速估计算法步骤如下: (1) 计算 SPWVD 在每个时刻  $n$  的最大值, 得到矢量  $\mathbf{y}(n)$ ; (2) 利用 FFT 估计  $\mathbf{y}(n)$  的频率, 即可得跳速的估计值  $\hat{N}$ 。

综合以上分析, 本文所采用的混扩信号跳速估计算法流程如图 3 所示。

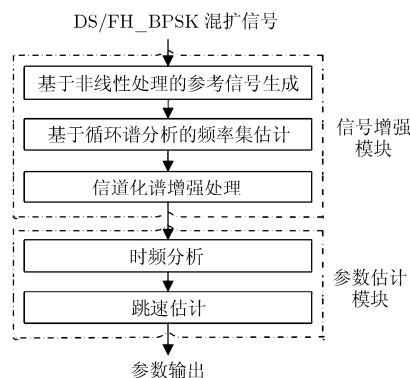


图 3 混扩信号跳速估计算法流程图

#### 5 仿真实验与分析

为了验证算法性能, 进行如下仿真实验。仿真信号为 DS/FH\_BPSK 混合扩频信号, 其参数为: 跳载频率序列  $f_c = \{1, 3, 2, 4\} \times 10$  kHz, chip 速率  $f_d = 2$  kHz, 采样频率  $f_s = 100$  kHz, 跳速为 400 跳/秒。

图 4 所示为 SNR = 0 dB 时混扩信号跳速参考频率集  $\{2f_c\}$  的估计结果。

由图 4 可知, 在 DS/FH\_BPSK 信号的  $\alpha - |S_s^\alpha(f=0)|$  曲线中会出现离散谱线, 最大谱线对应于 2 倍载频集  $\{2f_c\}$ , 可估计得到参考信号的频率

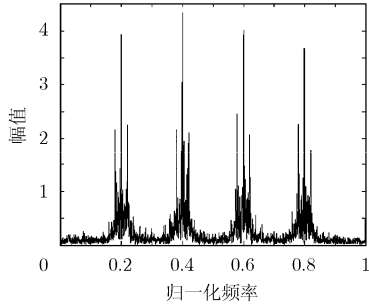


图 4 基于循环谱的载频集估计结果

集为  $f = \{1, 2, 3, 4\} \times 20 \text{ kHz}$ 。

图 5 所示为参考信号经信道化谱增强前后的跳速估计结果，实验中信道化谱增强系统参数  $n = 0.5$ 。其中图 5(a)和 5(b)分别为增强前后的 SPWVD 结果，图 5(c)和 5(d)分别为对应的峰值向量，图 5(e)和 5(f)分别为相应于峰值向量的 FFT 结果。

由图 5 可知，信道化谱增强处理有效提高了信噪比，使 SPWVD 能够更好的反映出信号的时变特性。因此，较增强前，从 SPWVD 中提取的峰值向量将能够更好的反映出混扩信号的跳变规律。

实验中 FFT 长度采用  $N = 1000$  点，由于 200 点之后的 FFT 系数为零，为便于说明，图 5 中的跳速估计结果只显示前 200 点的估计结果。由图 5(f)可知，最大谱峰对应的跳速估计值为  $\hat{N} = 4 \times f_s / N = 400$  跳/秒，为混扩信号跳速的正确估计。同时由图 5(e)可知，由于增强前时频分析受到噪声的影响，所提取的峰值向量包含大量噪声信息，因此在最终的跳速估计中会出现多个由噪声引起的谱峰，影响了算法估计结果。

定义子频率估计误差  $< 0.1\%$  为正确估计，图 6 所示为谱增强前后跳速的估计正确率曲线。实验结果表明，在谱增强后，算法能够在更低信噪比的条

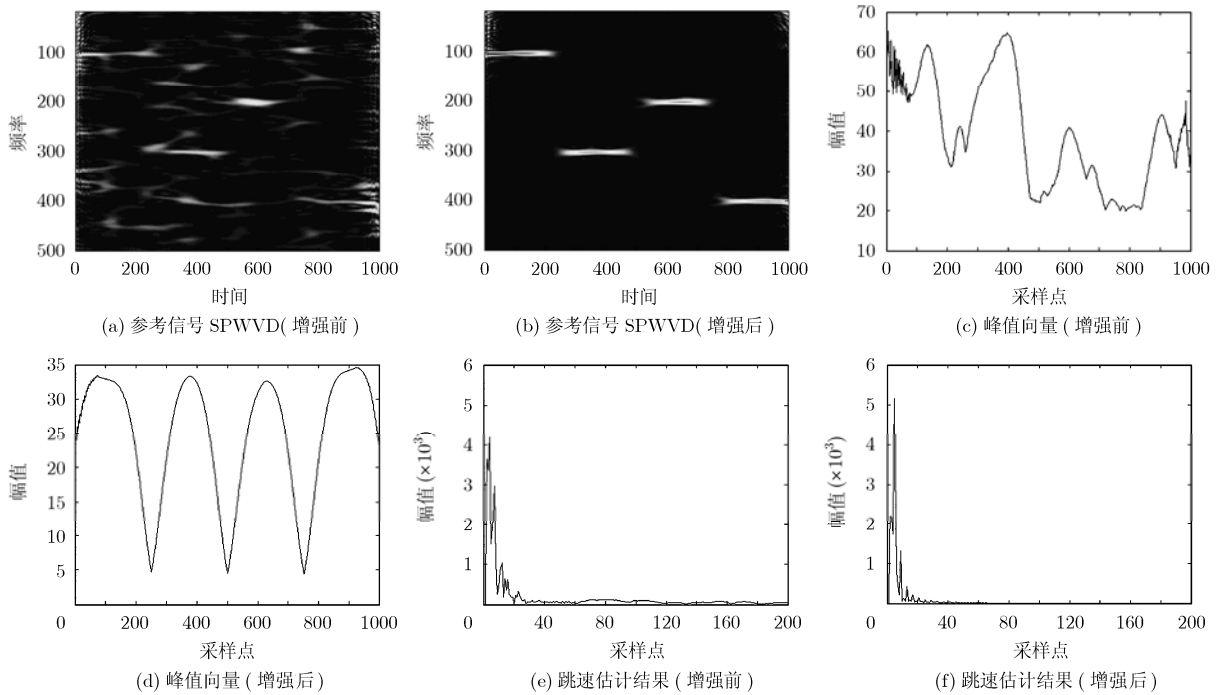


图5 谱增强前后混扩信号的跳速估计对比图

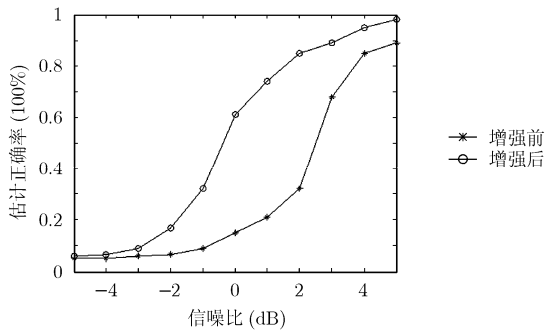


图 6 谱增强前后跳速估计正确率对比图

件下正确估计出混扩信号的跳速。

### 6 结束语

本文提出了一种混合扩频信号的跳速估计算法。该算法首先利用非线性变换获得与原信号具有相同跳频参数的参考信号；其次，利用循环谱分析技术估计出该参考信号的频率集；最后利用一种新的信道化谱增强系统来克服噪声及干扰的影响，从而有效提高了 SPWVD 对混扩信号跳速的估计性能。仿真实验表明，算法提高了低信噪比情况下混

扩信号跳速估计的精确度, 为进一步的跳频参数估计提供了必要准备。

### 参 考 文 献

- [1] Gass J H, Noneaker D L, and Pursley M B. A comparison of slow-frequency-hop and direct-sequence spread-spectrum packet communications over doubly selective fading channels. *IEEE Transactions on Communications*, 2002, 50(8): 1236-1239.
- [2] Ko C C, Zhi W J, and Chin F. ML-based frequency estimation and synchronization of frequency hopping signals. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2005, 53(2): 403-410.
- [3] Geraniotis E A. Coherent hybrid DS-SFH spread-spectrum multiple-access communications. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 1985, SAC-3(5): 695-705.
- [4] Hill D A and Felstead E B. Laboratory performance of spread spectrum detectors. *IEE Proceedings Communications*, 1995, 142(4): 243-249.
- [5] Varzakas P and Tombras G S. Spectral efficiency for a hybrid DS/FH code-division multiple-access system in cellular mobile radio. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2001, 50(6): 1321-1327.
- [6] Phoel W G. Iterative demodulation and decoding of frequency-hopped PSK in partial-band jamming. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2005, 23(5): 1026-1033.
- [7] Hussain Z M and Boashash B. Adaptive instantaneous frequency estimation of multicomponent FM signals using quadratic time-frequency distributions. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2002, 50(8): 1866-1876.
- [8] Turicchia L and Sarpeshkar R. A bio-inspired companding strategy for spectral enhancement. *IEEE Transactions on Speech Audio Processing*, 2005, 13(2): 243-253.
- [9] Gupta D, Filippov T V, and Kirichenko A F. Digital channelizing radio frequency receiver. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, 2007, 17(2): 430-437.
- [10] Tsvividis Y. Externally linear, time-invariant systems and their application to companding signal processors. *IEEE Transactions on Circuits Systems II*, 1997, 44(2): 65-85.
- [11] Shui P L, Bao Z, and Su H T. Nonparametric detection of FM signals using time-frequency ridge energy. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2008, 56(5): 1749-1760.
- [12] Ivanovic V N and Jovanovski S. Signal adaptive system for time-frequency analysis. *Electronics Letters*, 2008, 44(21): 1279-1280.
- [13] Shui P L, Shang H Y, and Zhao Y B. Instantaneous frequency estimation based on directionally smoothed pseudo-Wigner-Ville distribution bank. *IET Radar Sonar and Navigation*, 2007, 1(4): 317-325.

朱明哲: 男, 1982 年生, 博士生, 研究方向为统计信号处理、信号检测与参数识别。

姬红兵: 男, 1963 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为模式识别、现代信号处理等。

金 艳: 女, 1978 年生, 副教授, 博士, 研究方向为统计信号处理、信号检测与参数识别。