

基于能量聚焦效率检验的信号脉内调制识别

胡国兵^{1,2}, 徐立中¹, 徐淑芳¹, 吴珊珊², 高燕²

(1. 河海大学 计算机与信息学院, 江苏 南京 210098; 2. 南京信息职业技术学院 电子信息学院, 江苏 南京 210046)

摘要: 针对低信噪比条件下信号调制盲识别问题, 提出了一种基于信号能量聚焦效率检验的识别算法。先对信号进行短时滤波, 以提高处理信噪比, 后在分析常用 6 类脉内调制信号单频正弦波生成条件差异的基础上, 定义了信号能量聚焦效率特征, 并据此实现调制识别。推导了信号能量聚焦效率的统计检验方法。计算机仿真结果表明, 本算法在低信噪比条件下可对常用雷达脉内调制方式进行有效识别。

关键词: 脉内调制识别; 短时滤波; 能量聚焦效率

中图分类号: TP302

文献标识码: B

文章编号: 1000-436X(2013)06-0136-10

Intrapulse modulation recognition of signals based on statistical test of energy focusing efficiency

HU Guo-bing^{1,2}, XU Li-zhong¹, XU Shu-fang¹, WU Shan-shan², GAO Yan²

(1. College of Computer and Information, Hohai University, Nanjing 210098, China;

2. School of Electronic Information Engineering, Nanjing College of Information Technology, Nanjing 210046, China)

Abstract: A blind intrapulse modulation recognition based on energy focusing efficiency test was proposed, which can be used to estimate the modulation type under low signal to noise ratio (SNR) conditions. The observed signals were pre-processed by short time filter defined in frequency domain in order to improve the processing SNR. Then, energy focusing efficiency feature was defined to identify modulation type of the signals depending on analysis of the condition for the single sinusoid generating among the six types of commonly used intrapulse modulation signals. The statistical test for the energy focusing efficiency was derived. Computer simulation results show that the proposed algorithm can be effective to classify the commonly used intrapulse modulation signals under low SNR conditions.

Key words: intrapulse modulation; short time filtering; energy focusing efficiency

1 引言

在电子情报 (ELINT, electronic intelligence) 分析中, 对所截获信号脉内调制信息的获取有助于判断雷达发射机的功能与特性, 为信号的分选、信号参数估计、辐射源识别等提供依据^[1]。通常, ELINT 的信号处理环境下, 缺乏信号先验信息, 且信噪比较低, 因此, 如何在低信噪比条件下, 对观测信号的调制方式识别已成为 ELINT 中的重要课题。

关于雷达脉内信号调制方式识别算法, 主要可

以分为 2 类: 一类是基于似然比检验, 另一类是基于特征提取与模式识别^[2]。文献[3,4]综述了协作与非协作条件下, 基于似然比检验的通信信号识别方法, 并考虑到处理的实时性问题。此类方法往往需要信号或噪声的先验信息, 且计算复杂, 工程应用中受限。文献[5]针对 ASK、MSK、FSK、BPSK、QPSK 信号, 提出一种基于信号 M 次方的周期性检验的识别方法。但此方法由于要进行 M 次方非线性运算, 带来一定的信噪比损失, 信噪比低时, 识别性能变差。文献[6,7]针对雷达中常用 NS、LFM、

收稿日期: 2012-10-11; 修回日期: 2013-05-03

基金项目: 江苏省自然科学基金资助项目 (BK2011837); 国家自然科学基金资助项目 (61201208); 南京职业技术学院自然科学基金资助项目 (YKJ12-009)

Foundation Items: The Natural Science Foundation of Jiangsu Province (BK2011837); The National Natural Science Foundation of China (61201208); The Natural Science Foundation of Nanjing College of Information Technology (YKJ12-009)

DLFM、BPSK 及 QPSK 信号, 通过多重相位差分, 提取信号时频曲线的峰值特征作为调制识别的依据。但信噪比低时, 相位提取误差较大, 从而影响了识别性能。文献[8]针对 NS、LFM、BPSK、QPSK、FSK 信号, 通过短时傅立叶变换得到信号时频曲线, 定义时频曲线的线性回归残差及峰值特性 2 个特征来完成调制识别, 但此方法识别中所用的门限计算过于复杂。文献[9,10]基于 ZAM-GTFR 及 Rihaczek 时频分布, 提取时频图像及其统计特征用于 NS、LFM、FSK、PSK 信号的调制识别。2 种方法在低信噪比条件下的性能有所改善, 但计算量较大, 且无法区分 PSK 类信号。

本文针对常用的 NS、BPSK、LFM、DLFM、QPSK、三阶多项式相位信号(PPS, polynomial phase signal)等 6 类雷达调制信号, 分析了不同条件下信号滞后积的单频正弦波生成特性, 定义了信号频谱的能量聚焦效率特征, 用以实现信号调制识别。计算机仿真表明, 本算法在低信噪比下可有效完成常用雷达脉内调制识别。

2 信号模型

设观测信号为

$$\begin{aligned} r(t) &= s(t) + w(t) \\ &= A \exp\{j[\varphi(t)]\} + w(t), 0 \leq t \leq T \end{aligned} \quad (1)$$

其中, $s(t)$ 为信号部分; A 为信号的幅度; T 为观测时间; $w(t)$ 为零均值复高斯白噪声过程, 其实部与虚部互相独立, 方差为 σ^2 , 且与信号 $s(t)$ 互不相关。雷达信号的脉内调制方式主要体现在相位函数 $\varphi(t)$ 的变化上。现考虑 6 种常用的脉内相位调制方式。

1) 常规信号 (NS), 其相位函数为

$$\varphi(t) = 2\pi f_c t + \theta$$

2) 对于线性调频 (LFM) 信号, 其相位函数为

$$\varphi(t) = 2\pi f_c t + \pi l t^2 + \theta$$

其中, l 为调频系数。

3) 对于双线性调频 (DLFM) 信号, 其相位函数为

$$\varphi(t) = 2\pi f_c t + \pi d_1(t) + \theta$$

其中, $d_1(t)$ 是一个分段线性函数, 斜率 (调频系数) 在区间 $[0, T/2], (T/2, T]$ 分别为 l 与 $-l$ 。

4) 对于二相相移键控 (BPSK) 信号, 其相位

函数为

$$\varphi(t) = 2\pi f_c t + \pi d_2(t) + \theta$$

其中, $d_2(t)$ 是一个二元编码信号, 它的码元宽度为 T_c , 其幅度分别为 0 或 1。

5) 对于四相相移键控 (QPSK) 信号, 其相位函数为

$$\varphi(t) = 2\pi f_c t + \pi d_4(t)/2 + \theta$$

其中, $d_4(t)$ 是一个四元编码信号, 码元宽度为 T_c , 其幅度分别为 0、1、2、3 中某一个数。

在 1)~5) 中, f_c 、 θ 分别为信号的载频、初相。

6) 对于三阶多项式相位信号 (PPS), 其相位函数为

$$\varphi(t) = a_0 + a_1 t + a_2 t^2 + a_3 t^3$$

其中, a_i 为多项式系数。

3 信号的单频正弦波生成特性

定义 1 单频正弦波生成特性。

设观测信号 $r(t)$ 的 n 阶 q 次共轭滞后积为

$$\begin{aligned} L_{n,q}^r(t, \tau) &= \left(\prod_{j=1}^n r^{(*)}(t + \tau_j) \right); \tau = [\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n] \\ &= L_{n,q}^s(t, \tau)_{n,q} + L_{n,q}^w(t, \tau) \end{aligned} \quad (2)$$

其中, $(*)$ 表示各乘积因子项的共轭运算是可选的, q 表示总的共轭次数, τ 为延时量, $L_{n,q}^s(t, \tau)$ 及 $L_{n,q}^w(t, \tau)$ 分别对应于观测信号滞后积的信号分量与噪声分量。显然, $r(t)$ 呈现 n 阶 q 次共轭循环平稳特性的条件是在特定的乘积阶数、共轭次数及时延条件下, 信号的滞后积 $L_{n,q}^s(t, \tau)$ 中产生有限强度的加性正弦波。如果有限强度的正弦波个数为一个, 则称为满足单频正弦波生成特性。

3.1 脉内信号的单频正弦波生成特性

下面具体分析本文所提 6 种调制样式的单频正弦波特性, 并试图以此来对其进行分类识别。

1) NS 信号。易知

$$\begin{cases} L_{1,0}^s(t, \tau) = A \exp[j(2\pi f_c t + \theta)] \\ L_{2,1}^s(t, \tau) = A \exp[j(2\pi f_c \tau)] \end{cases}$$

由上两式可见, NS 信号的一阶滞后积频谱中仅含一个频率为 f_c 的正弦分量, 而其二阶滞后积 $L_{2,1}^s(t, \tau)$ 是一个复常数, 为直流分量。

2) LFM 信号。对于线性调频信号, 其一阶滞后积

$$L_{1,0}^s(t, \tau) = A \exp[j(2\pi f_c t + \pi t^2 + \theta)]$$

由于线性调频信号 $L_{1,0}^s(t, \tau)$ 的频谱函数中含有 Fresnel 积分项, 不存在单一的正弦分量。于是, 计算 2 种二阶滞后积

$$\begin{cases} L_{2,1}^s(t, \tau) = A^2 \exp[j(2\pi l t + \theta_1)] \\ L_{2,0}^s(t, \tau) = A^2 \exp\{j[2\pi(2f_c - l\tau)t + \pi(2l)t^2 + \theta_2]\} \end{cases}$$

其中, $\theta_1 = 2\pi f_c \tau - \pi l \tau^2$, $\theta_2 = \pi l \tau^2 - 2\pi f_c \tau + 2\theta$ 。由上述两式可知, 当 $\tau \neq 0$, 对 LFM 信号而言, 其 $L_{2,1}^s(t, \tau)$ 的频谱中仅含有一个单频正弦分量, 其频率为 $l\tau (\tau \neq 0)$; 而 $L_{2,0}^s(\tau)$ 仍是一个 LFM 信号, 只是参数发生了变化, 其起始频率变为 $2f_c - l\tau$, 调频系数变为 $2l$ 。

3) DLFM 信号。本质上讲, DLFM 是 2 个调频系数为互为相反数的线性调频信号在不同时间区间的合成, 因此其一阶滞后积的频谱中不存在单一正弦分量。考虑其二阶滞后积, 可以证明(见附录)。

$$\begin{cases} L_{2,0}^s(t, T/2) = A^2 \exp\{j[2\pi(2f_c + \frac{IT}{2})t + \beta_0]\} \\ L_{2,1}^s(t, T/2) = A^2 \exp\{j[2\pi(\frac{3}{2}IT)t - \pi(2l)t^2 + \beta_1]\} \end{cases} \quad (3)$$

其中, $\beta_0 = 2\theta - T^2 l / 4$, $\beta_1 = -\pi(IT^2 - f_c T)$ 。由式(3)可知, 对 DLFM 信号, 其二阶滞后积 $L_{2,0}^s(t, T/2)$ 的频谱中仅含有一个单频正弦分量, 其频率为 $2f_c + IT/2$; 而 $L_{2,1}^s(t, T/2)$ 则变成一个 LFM 信号, 起始频率为 $3IT/2$, 调频系数为 $2l$, 频谱中不含单频正弦波分量。

4) BPSK 与 QPSK 信号。易知, BPSK 信号一阶滞后积 $L_{1,0}^s(\tau)$ 的频谱函数是一个辛克函数, 不含单频正弦波分量。考虑二阶滞后积(取 $\tau = 0$)

$$\begin{cases} L_{2,0}^s(t, 0) = A^2 \exp\{j[2\pi(2f_c)t + 2\theta]\} \\ L_{2,1}^s(t, 0) = A^2 \end{cases} \quad (4)$$

由上式可见, BPSK 信号的二阶滞后积 $L_{2,0}^s(t, 0)$ 是一个频率为 $2f_c$ 的正弦波信号, 而 $L_{2,1}^s(t, \tau = 0)$ 是一个直流信号。易知, QPSK 信号的二阶滞后积 $L_{2,0}^s(t, 0)$ 退化成为 BPSK 信号, 其四阶滞后积

$$L_{4,0}^s(t, 0) = A \exp\{j[2\pi(4f_c)t + 4\theta]\} \quad (5)$$

$L_{4,0}^s(t, \tau = 0)$ 实质上是对 QPSK 信号作 4 次方运算, 其频谱中仅含有单频正弦波线谱, 其频率为 $4f_c$ 。

5) 对于三阶 PPS 信号。由文献[11]知, 其四阶时滞积

$$\begin{aligned} L_{4,2}^s(t, \tau, 2\tau) &= s(t)[s^*(t - \tau)]^2 s(t - 2\tau) \\ &= A^4 \exp(2\pi f_5 t + \varphi_5) \end{aligned} \quad (6)$$

其中, $f_5 = 6\tau^2 a_3 / 2\pi$, $\varphi_5 = 2\tau^2 a_2 + 6\tau^3 a_3$ 。

综上所述, 上述 6 类常用雷达调制信号的单频正弦波生成特性可总结如下。

1) NS 信号的一阶滞后积是含有频率为 f_c 的单一正弦分量。

2) LFM 信号的二阶滞后积 $L_{2,1}^s(t, \tau)$ 是频率为 $l\tau (\tau \neq 0)$ 的单一正弦分量; DLFM 信号的二阶滞后积 $L_{2,0}^s(t, T/2)$ 在 $2f_c + IT/2$ 处存在单一正弦分量。

3) BPSK 信号的二阶滞后积 $L_{2,0}^s(t, 0)$ 是频率为 $2f_c$ 的单一正弦分量; QPSK 信号的四阶滞后积 $L_{4,0}^s(t, 0)$ 是频率为 $4f_c$ 的单一正弦分量。

4) 三阶 PPS 信号的四阶滞后积 $L_{4,2}^s(t, \tau, 2\tau)$ 在频率 $6\tau^2 a_3 / 2\pi$ 处存在单一正弦分量。

显然, 不同类型的调制信号, 由原信号转变成单频正弦分量的条件不同, 主要体现在滞后积的次数、滞后积的共轭阶数及延时量的取值, 可据此区分信号的调制样式。

3.2 非线性变换对单频正弦波生成特性的影响

从前述 6 类调制信号的单频正弦波生成的过程来看, 均需进行非线性运算。显然, 非线性运算会增加噪声项, 从而导致信噪比下降。下面针对不同的信号, 定量分析信噪比下降的情况。

1) LFM 与 DLFM 信号

对于 LFM 信号, 其二阶滞后积 $L_{2,1}^s(t, \tau)$ 的噪声分量为

$$\begin{aligned} L_{2,1}^w(t, \tau) &= w(t)s^*(t - \tau) + w(t)w^*(t - \tau) + \\ & \quad s(t)w^*(t - \tau) \end{aligned} \quad (7)$$

其均值与方差分别为

$$E[L_{2,1}^w(t, \tau)] = 0, \text{var}[|L_{2,1}^w(t, \tau)|^2] = 2A^2\sigma^2 + \sigma^4$$

则输出信噪比为^[12]

$$SNR_{\text{out}} = \frac{A^4}{2A^2\sigma^2 + \sigma^4} = \frac{SNR}{2SNR + 1} SNR = k_0 SNR \quad (8)$$

可见, LFM 信号的二阶滞后积的信噪比为原信号信噪比的 $k_0 (< 1)$ 倍。例如, 当输入信噪比为 0 dB 时, 输出信噪比下降为约 -4.77 dB。

对于 DLFM 信号, 其二阶滞后积 $L_{2,0}^s(t, \tau)$ 的噪

声分量

$$L_{2,0}^w(t, \tau) = w(t)s(t - \tau) + w(t)w(t - \tau) + s(t)w(t - \tau) \quad (9)$$

同理可以证明，其二阶滞后积的信噪比也为原信号信噪比的 $k_0 (< 1)$ 倍。

2) BPSK 与 QPSK 信号

对于 BPSK 信号，其二阶滞后积 $L_{2,0}^w(t, 0)$ 的噪声分量为 $L_{2,0}^w(t, 0) = 2s(t)w(t) + w^2(t)$ ，其均值与方差分别为

$$E[L_{2,0}^w(t, 0)] = 0, \text{var}[L_{2,0}^w(t, 0)] = 4A^2\sigma^2 + \sigma^4$$

则输出信噪比为

$$SNR_{\text{out}} = \frac{A^4}{4A^2\sigma^2 + \sigma^4} = \frac{SNR}{4SNR + 1} SNR = k_1 SNR \quad (10)$$

式(10)表明，BPSK 信号二阶滞后积 $L_{2,0}^w(t, 0)$ 的信噪比为原信号信噪比的 $k_1 (< 1)$ 倍。例如，当输入信噪比为 0 dB 时，输出信噪比下降为约 -6.99 dB。

对于 QPSK 信号，其四阶滞后积 $L_{4,0}^w(t, 0)$ 的噪声分量

$$L_{4,0}^w(t, 0) = 4s^3(t)w(t) + 6s^2(t)w^2(t) + 4s(t)w^3(t) + w^4(t) \quad (11)$$

其均值与方差分别为

$$E[L_{4,0}^w(t, 0)] = 0$$

$$\text{var}[L_{4,0}^w(t, 0)] = 16A^6\sigma^4 + 36A^4\sigma^4 + 16A^2\sigma^6 + \sigma^8$$

则输出信噪比

$$SNR_{\text{out}} = \frac{A^8}{16A^6\sigma^4 + 36A^4\sigma^4 + 16A^2\sigma^6 + \sigma^8} = \frac{1}{16 + \frac{36}{SNR} + \frac{16}{SNR^2} + \frac{1}{SNR^3}} SNR = k_2 SNR \quad (12)$$

可见，QPSK 信号四阶滞后积 $L_{4,0}^w(t, 0)$ 的信噪比为原信号信噪比的 $k_2 (< 1)$ 倍。当输入信噪比为 0 dB 时，至少比原信号信噪比下降约 18 dB。

3) 三阶 PPS 信号

根据文献[11] 的分析结果，经过式(6)的 2 次相位差分后，输出信噪比

$$SNR_{\text{out}} = \frac{A^8}{6A^6\sigma^2 + 10A^4\sigma^4 + 4A^2\sigma^6 + \sigma^8} = \frac{1}{6 + \frac{10}{SNR} + \frac{4}{SNR^2} + \frac{1}{SNR^3}} SNR = k_3 SNR$$

显见，三阶 PPS 信号由于进行了 2 次相位差分运算，信噪比为原来的 $k_3 (< 1)$ 倍。当输入信噪比为 0 dB 时，至少比原信号信噪比下降约 13 dB。

由上述分析可知，不同调制信号经过非线性运算后，信噪比存在不同程度的损失，且随着信噪比的下降，其信噪比损失也更加明显。图 1 显示了不同调制信号的信噪比损失与信噪比的关系。

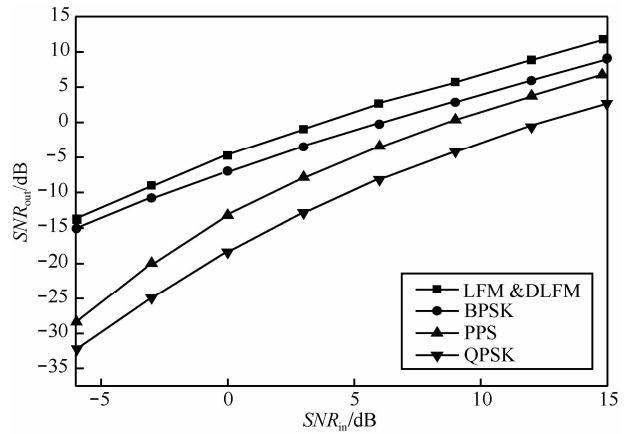


图 1 非线性变换对信噪比的影响

4 短时滤波算法

由前面分析可知，不同形式的非线性运算，一方面可以将调制信号转换成正弦波，提供了调制识别的依据，另一方面也带来了信号样本点数的减少（对于 LFM、DLFM 及 PPS）及输出信噪比的下降。当信噪比较低时，正弦波的谱线将淹没在噪声中，难以检测。为此，本文给出了一种基于短时滤波的预处理方法，将信号在调制识别之前，先作滤波处理，以减少信噪比下降带来的影响。易知，在一个短时区间 $(t_0, t_0 + T_0)$ 内，各调制信号近似可以看作一个正弦波信号，于是将原始信号作分段处理，设第 i 段信号为

$$r_i(t) = A \exp[j(2\pi ft + \theta)] + w(t), iT_0 \leq t \leq (i+1)T_0 \quad (13)$$

离散采样后为

$$r_i(n) = A \exp[j(2\pi fn\Delta t + \varphi)] + w(n), i(N_0 - 1) \leq n \leq (i+1)(N_0 - 1)$$

其中， N_0 为信号段的长度，采样间隔 $\Delta t = T/N$ 。短时滤波算法描述如下^[13]。

1) 对 $x_i(n)$ 作 N_0 点 DFT，得到 $R_i(k) = DFT[r_i(n)]$ 。

2) 设计一个带通滤波器，其传输特性如下

$$H(k) = \begin{cases} 1, & k_0 - d \leq k \leq k_0 + d \\ 0, & \text{其他} \end{cases}$$

其中， k_0 为 $|X(k)|$ 的最大谱线位置 ($|\cdot|$ 表示对复数取模)， d 为滤波点数。

3) 令 $R'_i(k) = H(k)R_i(k)$ ，后对 $X'_i(k)$ 作 N_0 点 IDFT，得 $r'_i(n) = IDFT(R'_i(k))$ 。

4) 将每个分段重构的时域信号组合成新的 $\hat{r}(n)$ 。

滤波后的信噪比增加了约 $N_0/2d$ 倍 (一般 $N_0 \gg 2d$)。根据经验一般选择 d 取 6~12。图 2~图 5 所示为在较低信噪比条件下 (小于 0 dB)，短时滤波前后，6 类常用不同调制信号在作相应非线性变换后其频谱的对比图。由图可见，经短时滤波后，原先淹没于噪声中的单频线谱峰值明显，对于提高单频正弦波生成特性检测概率，作用较为明显，从而有助于提高低信噪比条件下的识别性能。

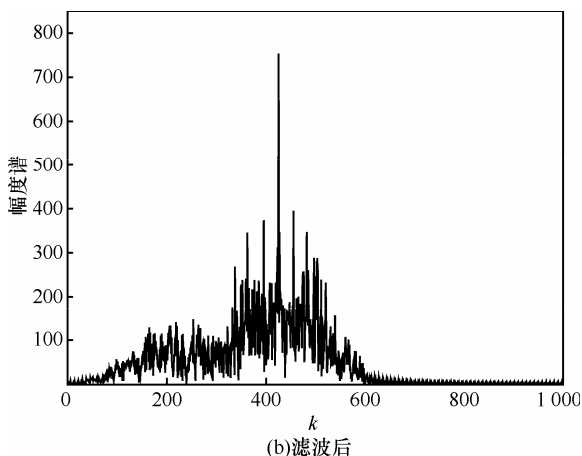
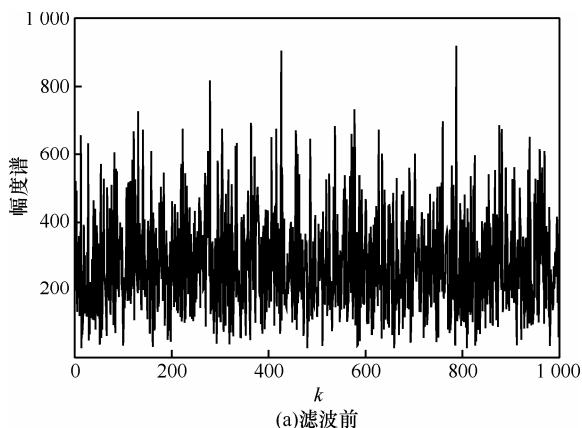


图 2 BPSK 信号平方后的频谱 (SNR=-6 dB) (滤波点数 7)

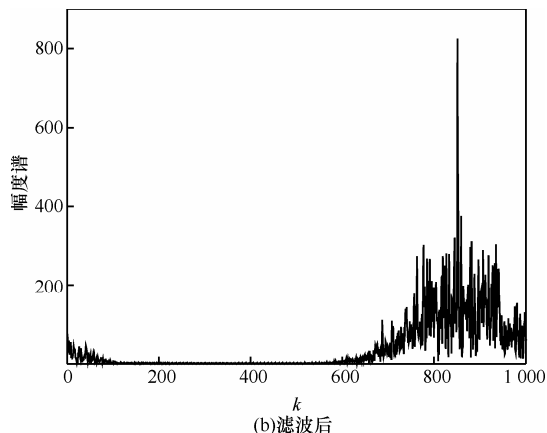
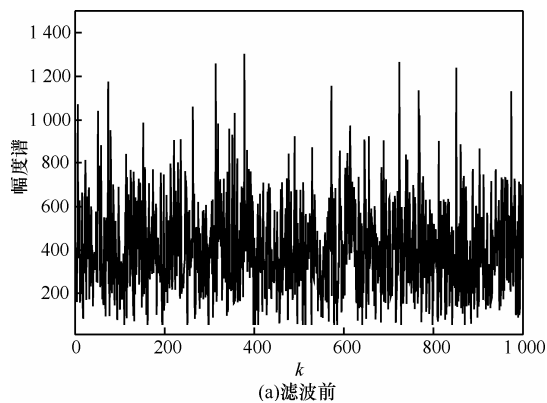


图 3 QPSK 信号 4 次方后的频谱 (SNR=0 dB) (滤波点数 7)

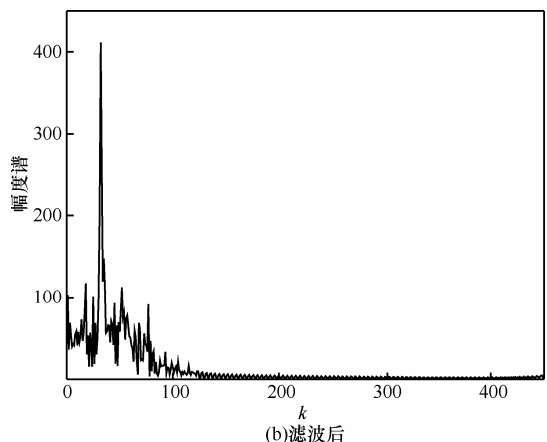
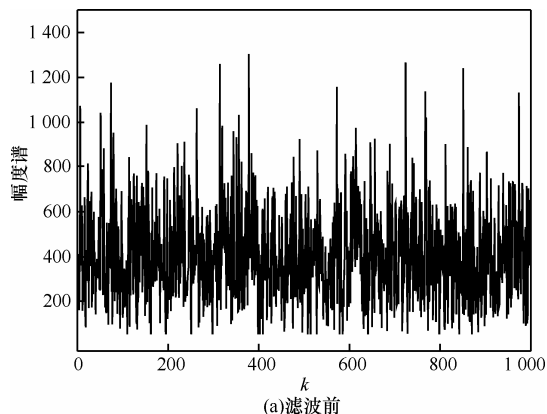


图 4 LFM 信号延时共轭相关后的频谱 (SNR=-8 dB) (滤波点数 7)

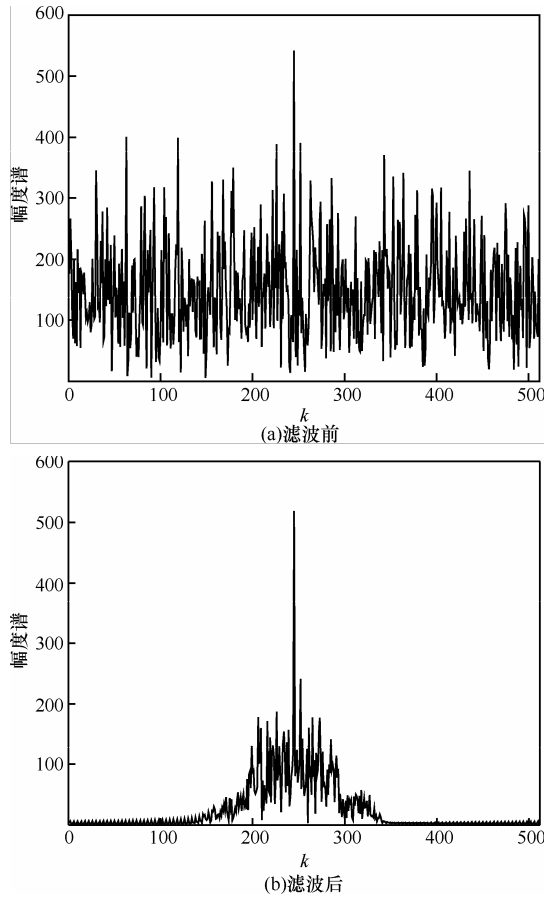


图 5 DLFM 信号延时共轭相关后的频谱 (SNR=-8 dB) (滤波点数 7)

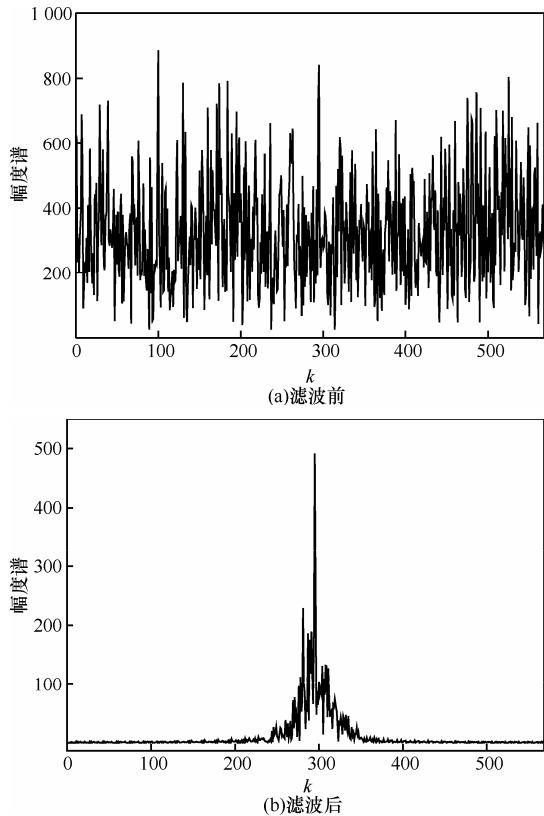


图 6 三阶 PPS 信号 2 次相位差分后的频谱 (SNR=-3 dB) (滤波点数 7)

5 调制识别算法

5.1 算法流程

本文的调制识别算法可归纳为如下。

- 1) 对信号进行适当分段, 并进行短时频域滤波预处理。
- 2) 对滤波后重构的观测信号 $\hat{r}(n)$ 作 DFT , 检测其频谱是否存在单频正弦波, 若存在判为 NS 信号; 否则, 进入下一步。
- 3) 对 $\hat{r}(n)$ 作平方运算, 检测其频谱是否存在单频正弦波, 若存在判为 BSPK 信号, 否则进入下一步。
- 4) 取 $\tau = T/2$, 计算 $L_{2,0}^{\hat{r}}(\tau)$ 及 $L_{2,1}^{\hat{r}}(\tau)$, 若 $L_{2,0}^{\hat{r}}(\tau)$ 的频谱存在单频正弦波, 则判为 DLFM; 若 $L_{2,1}^{\hat{r}}(\tau)$ 的频谱中存在单频正弦波, 则判为 LFM。否则进入下一步。
- 5) 若 $L_{4,0}^{\hat{r}}(t, 0)$ 的频谱存在单频正弦波, 则判为 QPSK 信号; 否则, 进入下一步。
- 6) 取 $\tau = T/7$, 若 $L_{4,2}^{\hat{r}}(t, \tau, 2\tau)$ 的频谱存在单频正弦波, 则判为 PPS 信号。

以上条件均不满足, 则判为未知信号。

5.2 单频正弦波生成特性的统计检验方法

由前述识别算法来看, 检验不同形式滞后积的频谱中是否存在单一正弦波是实现调制识别的核心环节。下面给出一种基于能量聚焦效率的检验方法。

考虑式 (1) 的离散形式: $r(n) = s(n) + w(n)$, 并将噪声分量写为 $w(n) = w_R(n) + jw_I(n)$, 显然 $w_R(n)$, $w_I(n)$ 分别服从均值为 0、方差为 $\sigma^2/2$ 的高斯分布。对 $r(n)$ 作 N 点 DFT , 得 $R(k) = S(k) + W(k)$, 并将其各部分写成实部、虚部相加的形式。

$$\begin{cases} R(k) = R_R(k) + jR_I(k) \\ S(k) = S_R(k) + jS_I(k) \\ W(k) = W_R(k) + jW_I(k) \end{cases} \quad (14)$$

其中, $W_R(k)$, $W_I(k)$ 分别服从均值为 0、方差为 $N\sigma^2/2$ 的高斯分布, 且相互独立。为了讨论方便, 令 $\sigma_1^2 = N\sigma^2/2$, 并定义

$$\begin{cases} F_R(k) = \frac{R_R(k)}{\sigma_1}, F_I(k) = \frac{R_I(k)}{\sigma_1}; \\ X_R(k) = \frac{S_R(k)}{\sigma_1}, X_I(k) = \frac{S_I(k)}{\sigma_1}; k = 0, 1, \dots, N-1 \\ Z_R(k) = \frac{W_R(k)}{\sigma_1}, Z_I(k) = \frac{W_I(k)}{\sigma_1} \end{cases} \quad (15)$$

易知, $Z_R(k)$ 、 $Z_I(k)$ 相互独立, 且服从均值为 0, 单位方差的高斯分布; $F_R(k)$ 、 $F_I(k)$ 分别服从均值为 μ_R 、 μ_I , 单位方差的正态分布。

对于单频正弦波生成特性的检测, 可归结为

$$\begin{cases} H_0: \text{频谱只存在单一线谱} \\ H_1: \text{频谱为连续谱, 不存在单一线谱} \end{cases} \quad (16)$$

定义 2 能量聚焦效率。定义信号频谱最大值附近 3 根谱线的模的平方和与信号总能量的比值为能量聚焦效率, 即

$$\eta = \frac{\sum_{k=k_0}^{k_2} |S(k)|^2}{\sum_{k=0}^{N-1} |S(k)|^2} \quad (17)$$

在 H_0 假设下, 单频正弦波作 DFT 之后, 主要能量集中在最大谱线附近的 3 根谱线上。当信号频率位于量化频率点上时, 能量基本聚焦在最大谱线上, 当信号频率不在量化频率点时, 即使是最差的情况, 3 根谱线的能量占总能量的比例仍大于 85.7%^[14]。

在 H_1 假设下, 针对本文中讨论的其他信号形式, 其大部分频谱能量分布于各自带宽范围内的各个点上, 最大的 3 根谱线能量之和占总能量的比例远小于 85.7%。表 1 为通过仿真得到的 (仿真条件见第 6 节) 6 类常用脉内调制信号的能量聚焦效率。由表 1 可见, NS 信号聚焦效率远大于其他 4 类信号。显然, 这个值的大小与信号的带宽及信号的频谱的形状有关。因此, 可以根据这个特征来区分 H_0 与 H_1 。

表 1 不同调制信号的能量聚焦效率

信号	η
NS	0.869
LFM	0.032
BPSK	0.341
QPSK	0.390
DLFM	0.097
PPS	0.044

于是, 式(16)的假设检验问题转化为如下参数检验问题

$$\begin{cases} H_0: \eta = \eta_0 > 85\% \\ H_1: \eta = \eta_1 < \eta_0 \end{cases} \quad (18)$$

令 $V(k) = |F(k)|^2 = F_R^2(k) + F_I^2(k), k = 0, 1, \dots, N-1$, 假设 k_0 、 k_1 、 k_2 分别对应于最大谱线、次大谱线、第三大谱线的位置。这 3 根谱线模值的平方, 分别服从自由度为 2, 参数为 $|S(k)|^2 / \sigma_1^2$ 的非中心 χ^2 分布。

定义检验统计量

$$G = \sum_{k=k_0}^{k_2} |F(k)|^2 \quad (19)$$

由于 $F(k)$ 之间相互独立, 根据非中心 χ^2 分布的性质, G 服从自由度为 6, 非中心参数为 $\lambda = \sum_{k=k_0}^{k_2} |S(k)|^2 / \sigma_1^2$ 的非中心 χ^2 分布^[15]。

在 H_0 假设下, 有

$$\begin{aligned} \lambda_0 &= \sum_{k=k_0}^{k_2} \frac{|S_0(k)|^2}{\sigma_1^2} = \frac{1}{\sigma_1^2} \eta_0 \sum_{k=0}^{N-1} |S_0(k)|^2 \\ &= \frac{1}{\sigma_1^2} \eta_0 N \sum_{n=0}^{N-1} |s_0(n)|^2 = \eta_0 \frac{N^2 A^2}{\sigma_1^2} = \eta_0 2NSNR \quad (20) \end{aligned}$$

同理, 在 H_1 假设下, $\lambda_1 = \eta_1 2NSNR$ 。由于 $\eta_1 < \eta_0$, 故 $\lambda_1 < \lambda_0$ 。于是, G_i 的概率密度为

$$f(G_i) = \frac{1}{2} \frac{g}{\lambda_i} \exp\left\{-\frac{1}{2}(g + \lambda_i)\right\} I_2(\sqrt{g\lambda_i}) \quad (21)$$

其中, $g > 0, i = 0, 1$, $I_2(x)$ 为第一类二阶修正贝塞尔函数。

根据 NP 准则, 构造似然比

$$\text{若 } A = \frac{f(G_1)}{f(G_0)} \geq \gamma, \text{ 判 } H_1 \text{ 成立} \quad (22)$$

将式(21)代入式(22), 得

$$A = \frac{f(G_1)}{f(G_0)} = \frac{\lambda_0}{\lambda_1} \exp\left[\frac{1}{2}(\lambda_0 - \lambda_1)\right] \frac{I_2(\sqrt{\lambda_1 g})}{I_2(\sqrt{\lambda_0 g})} \geq \gamma \quad (23)$$

由于 $\lambda_1 < \lambda_0$, 故 $\exp\left[\frac{1}{2}(\lambda_0 - \lambda_1)\right] > 1, \frac{\lambda_0}{\lambda_1} > 1$ 式(23)变为

$$\begin{aligned} \ln I_2(\sqrt{\lambda_1 g}) - \ln I_2(\sqrt{\lambda_0 g}) &\geq \gamma' \\ &= \ln \gamma + \ln \frac{\lambda_1}{\lambda_0} + \frac{1}{2}(\lambda_1 - \lambda_0) \end{aligned} \quad (24)$$

在适度信噪比条件下，一般 $\lambda_i g \gg 1, i = 0, 1$ ，有^[16]

$$I_2(\sqrt{\lambda_i g}) \approx \frac{\exp(\sqrt{\lambda_i g})}{\sqrt{2\pi\lambda_i g}} \left(1 - \frac{2}{\sqrt{\lambda_i g}}\right) \approx \frac{\exp(\sqrt{\lambda_i g})}{\sqrt{2\pi\lambda_i g}}, i = 0, 1 \quad (25)$$

整理后，可得

$$g(\lambda_1 - \lambda_0) \geq \gamma^n \quad (26)$$

由于 $\lambda_1 - \lambda_0 < 0$ ，故上式等价于

$$g \leq \gamma^m, \text{ 判 } H_1 \text{ 成立} \quad (27)$$

其中，等效门限 γ^m 由虚警概率决定。根据 NP 准则，在给定的虚警概率 α 下

$$P_{FA} = P_r\{g \leq \gamma^m | H_0\} = \int_0^{\gamma^m} f(G_0) dg = \alpha = F(\gamma^m; 6, \lambda_0) \quad (28)$$

其中， $F(u; \nu, \lambda)$ 为自由度为 ν ，非中心参数为 λ 的非中心 χ^2 分布的累积概率分布函数，可表示为

$$F(u; \nu, \lambda) = \exp(-\lambda/2) \sum_{j=0}^{\infty} \frac{(\lambda/2)^j / j!}{2^{(\nu/2)} \Gamma(\frac{\nu}{2} + j)} \int_0^u y^{\nu/2+j-1} e^{-y/2} dy, u > 0 \quad (29)$$

图 7 为 6 类不同调制信号的一阶滞后积条件下统计量 G 的统计直方图及判决门限，由图可见，本文提出的检验统计量，在相应的门限下可以有效区分不同信号的能量聚焦特征。

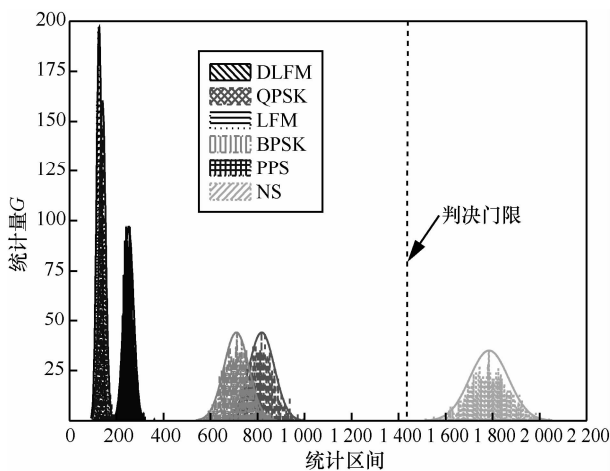


图 7 检测统计量 G 的统计直方图 (虚警概率为 0.001, 信噪比为 0dB)

上述统计判决 H_0 是针对未作非线性运算的正弦信号而言，本文中调制识别过程，还需要对非线性运算后得到的正弦波信号进行检测，上述检测中的信噪比应为非线性运算后的信噪比 SNR_{out} ，样本长度 L 也要作必要的修正，具体如表 2 所示，表中的 k_1 、 k_2 、 k_3 由 3.2 节给出。

表 2 参数修正值

信号	SNR_{out}	L
BPSK	$k_1 SNR$	N
QPSK	$k_2 SNR$	N
LFM	$k_0 SNR$	$N/2$
PPS	$k_3 SNR$	$4N/7$
DLFM	$k_0 SNR$	$N/2$

6 性能仿真与分析

以 NS、LFM、DLFM、BPSK (13 bit Braker 码)、QPSK (选择 16 bit Frank 码信号) 及三阶 PPS 信号为例，采样频率为 100 MHz，载频为 15 MHz，线性调频系数为 1.975 MHz/ms，相位编码信号码元宽度为 300 ns，信号长度为 4.8 ms，PPS 信号的参数为 $a_0 = 0, a_1 = 40 \times 10^6, a_2 = 10^{13}, a_3 = 10^{18}$ 。虚警概率取 0.001。每种调制类型的信号各作 1 000 次仿真，分段数为 4 段，信噪比估计利用特征值分解法^[17]。

图 8 所示为本文方法在不同滤波点数条件下的性能比较。由图可见，未滤波时的性能远差于滤波后；滤波点数过大或者过小时，识别性能均有所下降，应折衷选择。以滤波点数取 10 时为例，识别概率 95% 为限来看，各类信号识别的信噪比门限约提高 6 dB。6 类信号中因非线性运算，导致识别性能下降最严重的 QPSK 信号，未作滤波前，信噪比 0 dB 时，识别正确率近于 0，滤波后接近 100%，改善明显。

图 9 所示为本文方法与文献方法的性能比较。图中标识中数字 1 为文献[6,7]方法，图中标识为 2 的为本文方法。由图可见，本文方法的识别性能，在低信噪比时优势明显。

图 10 为混合信号条件下本文方法的识别性能。各信号参数设定与图 8 仿真条件一致，每信号各取 1000 个，信号出现次序随机组成混合信号，在不同信噪比条件下进行识别。由图可见，在混合信号条件下，本文算法仍有效。

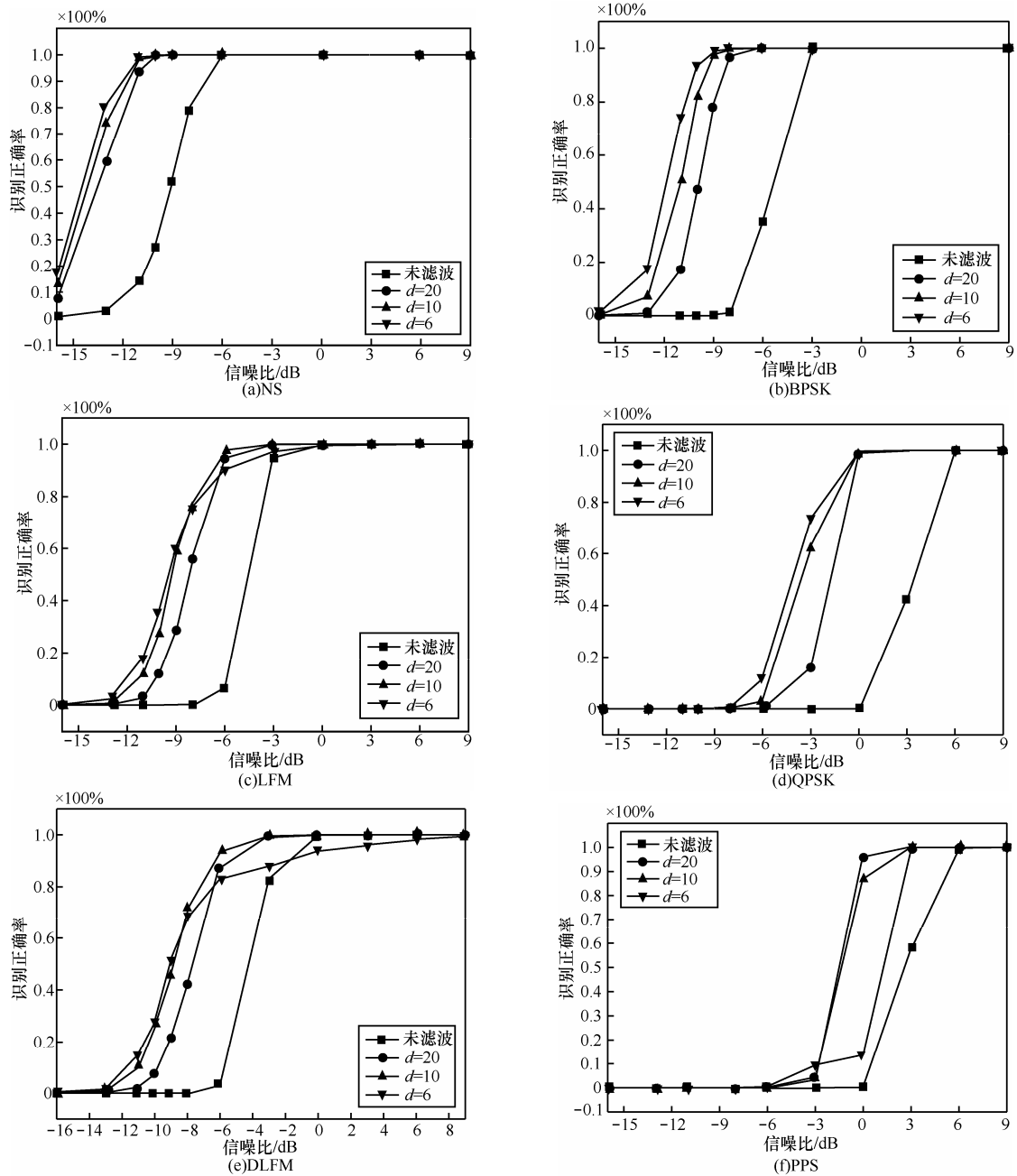


图 8 不同调制信号的识别性能

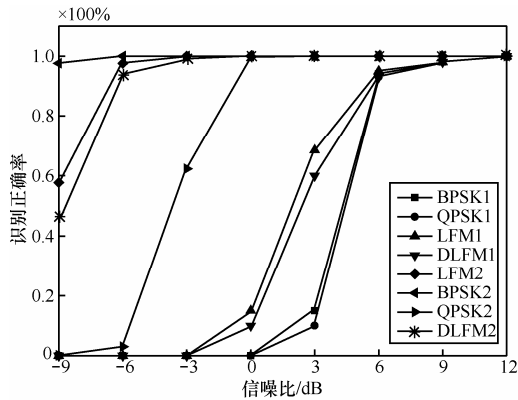


图 9 本文方法与文献方法的性能比较

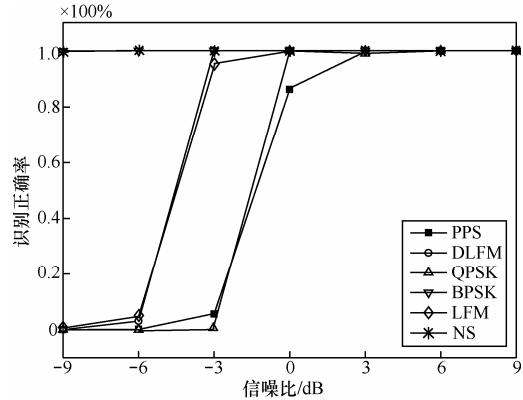


图 10 混合信号条件下的识别性能比较

7 结束语

本文提出一种基于信号能量聚焦效率检测的雷达信号脉内调制识别算法。通过分段频域滤波算法,提高由于非线性变换带来的信噪比损失。通过分析不同信号单频正弦波生成特性的不同,将调制识别问题转化为单频正弦分量检测,给出一种基于能量效率检测的统计判决方法,实现了对 NS、LFM、DLFM、BPSK、QPSK、三阶 PPS 等 6 类信号的调制识别。仿真结果表明,本文算法在低信噪比条件下仍具有很高的识别正确率,具有一定工程实用价值。

附录: 式(3)的证明

取 $\tau = T/2$, 则

$$\begin{cases} L_{2,0}^s(t, T/2) = A^2 \exp\{j[2\pi(2f_c)t + \pi[d_1(t) + d_1(t - \frac{T}{2})] + 2\theta]\} \\ L_{2,1}^s(t, T/2) = A^2 \exp\{j[\pi[d_1(t) - d_1(t - \frac{T}{2}) - \pi f_0 T]\} \end{cases} \quad (30)$$

其中,

$$d_1(t) = kt^2[\varepsilon(t) - \varepsilon(t - \frac{T}{2})] + k[2(\frac{T}{2})^2 - (t - T)^2][\varepsilon(t - \frac{T}{2}) - \varepsilon(t - T)]$$

在有效区间 $(T/2, T)$ 内, 有

$$d_1(t) + d_1(t - \frac{T}{2}) = lTt - \frac{lT^2}{2}$$

$$d_1(t) - d_1(t - \frac{T}{2}) = 3lTt - 2lt^2 - lT^2$$

将上述两式分别代入式 (30), 并整理, 得

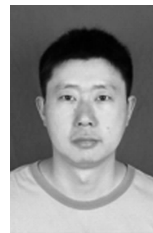
$$\begin{cases} L_{2,0}^s(t, \tau = T/2) = A^2 \exp\{j[2\pi(2f_c + \frac{lT}{2})t + \beta_0]\} \\ L_{2,1}^s(t, \tau = T/2) = A^2 \exp\{j[2\pi(\frac{3}{2}lT)t - \pi(2l)t^2 + \beta_1]\} \end{cases}$$

参考文献:

- [1] RICHARD G. ELINT: the Interception and Analysis of Radar Signals[M]. Wiley, Artech House, 2006. 478.
- [2] DOBRE O A, ABDI A, BAR-NESS Y, *et al.* Survey of automatic modulation classification techniques: classical approaches and new trends[J]. Communications, IET, 2007, 1(2):137-156.
- [3] SU W, XU J L, ZHOU M. Real-time modulation classification based on maximum likelihood[J]. Communications Letters, IEEE, 2008, 12(11):801-803.
- [4] XU J L, SU W, ZHOU M. Likelihood-ratio approaches to automatic modulation classification[J]. Systems, Man, and Cybernetics, Part C: Applications and Reviews, IEEE Transactions on, 2011, 41(4):455-469.
- [5] REICHERT J. Automatic classification of communication signals using higher order statistics[A]. Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1992 IEEE International Conference on[C]. 1992. 221-224.
- [6] 黄知涛, 周一宇, 姜文利. 基于相对无模糊相位重构的自动脉内调制特性分析[J]. 通信学报, 2003, 24(4): 153-160.
HUANG Z T, ZHOU Y Y, JIANG W L. The automatic analysis of intrapulse modulation characteristics based on the relatively non-ambiguity

- phase restoral[J]. Journal on Communications, 2003, 24(4):153-160.
- [7] FANG G W, XIAO D W. Fast and robust modulation classification via kolmogorov-smirnov test[J]. Communications, IEEE Transactions on, 2010, 58(8): 2324-2332.
- [8] LOPEZ-RISUENO G, GRAJAL J, SANZ-OSORIO A. Digital channelized receiver based on time-frequency analysis for signal interception[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2005, 41(3): 879-898.
- [9] ZENG D Z X, CHENG H. Automatic modulation classification of radar signals using the rihaczek distribution and hough transform[J]. Radar, Sonar & Navigation, IET, 2012, 6(5): 322-331.
- [10] ZENG D, ZENG X, LU G, *et al.* Automatic modulation classification of radar signals using the generalised time-frequency representation of Zhao, Atlas and Marks[J]. Radar, Sonar & Navigation, IET, 2010, 5(4): 507-516.
- [11] 靖晨, 刘渝, 席轶敏. 非线性调频信号参数估计算法[J]. 南京航空航天大学学报, 2001, 33(5): 441-444.
JING C, LIU Y, XI Y M. Parameters estimation of nonlinear FM signals[J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2001, 33(5): 441-444.
- [12] 刘渝. 快速解线性调频技术[J]. 数据采集与处理, 1999, 14(02): 175-178.
LIU Y. Fast dechirp algorithm[J]. Journal of Data Acquisition & Processing, 1999, 14(02):175-178.
- [13] 胡国兵, 刘渝. 基于最大似然准则的特定辐射源识别[J]. 系统工程与电子技术, 2009, 31(2):270-273.
HU G B, LIU Y. Specific radar emitter recognition based on maximum-likelihood criterion[J]. Systems Engineering and Electronics, 2009, 31(2):270-273.
- [14] MACLEOD M D. Fast nearly ML estimation of the parameters of real or complex single tones or resolved multiple tones[J]. Signal Processing, IEEE Transactions on, 1998, 46(1): 141-148.
- [15] JONSON N, KOTZ S. Continuous Univariate Distributions[M]. New York: John Wiley & Sons, 1994.
- [16] CLARKE K, HESS D. Communication Circuits: Analysis and Design[M]. Addison-Wesley Publishing Company, 1978.
- [17] RAMAKRISHNA D, MANDAYAM N B, YATES R D. Subspace-based SIR estimation for CDMA cellular systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2000, 49(5): 1732-1742.

作者简介:



胡国兵 (1978-), 男, 江苏高淳人, 博士, 河海大学博士后, 南京信息职业技术学院副教授, 主要研究方向为认知无线电、雷达信号处理。

徐立中 (1958-), 男, 山东东营人, 博士, 河海大学教授、博士生导师, 主要研究方向为多传感器系统与信息融合、遥感和遥测信号处理等。

徐淑芳 (1981-), 女, 安徽池州人, 河海大学讲师, 主要研究方向为信号与信息处理、无线通信网络。

吴珊珊 (1982-), 女, 江苏南通人, 硕士, 南京信息职业技术学院讲师、工程师, 主要研究方向为通信与信息系、认知无线电。

高燕 (1981-), 女, 江苏江都人, 硕士, 南京信息职业技术学院讲师、工程师, 主要研究方向为数字图像处理技术、认知无线电。