

doi:10.3969/j.issn.1001-893x.2014.02.005

引用格式:刘勇,张国毅,李科学.脉内相位编码信号的识别与码序恢复[J].电讯技术,2014,54(2):139-144.[LIU Yong, ZHANG Guo-yi, LI Ke-xue. Recognition and Symbol Sequence Recovery of PSK Signals on Pulse[J]. Telecommunication Engineering,2014,54(2):139-144.]

脉内相位编码信号的识别与码序恢复*

刘勇^{1,**},张国毅¹,李科学²

(1. 空军航空大学 信息对抗系,长春 130022;2. 解放军 94686 部队,上海 200000)

摘要:为了提高低信噪比(SNR)下对雷达脉内相位编码(PSK)信号的处理能力,对传统的相位差分法进行了改进,并利用该方法对 PSK 信号进行了识别与码元序列的恢复。根据 PSK 信号的特性,结合滤波、数字变频和高阶差分来减小噪声对相位的影响,提高了相位差分法的抗噪性。对相位差分序列归一化后,先进行码元宽度的精确估计,再由码元关系去除伪跳变点。最后通过一系列的特征提取,实现了 PSK 信号的综合处理。仿真结果表明,所提算法在低信噪比下性能良好,具有很高的工程应用价值。

关键词:相位编码信号;相位差分;信号识别;码元序列恢复;参数估计

中图分类号:TN971.1 **文献标志码:**A **文章编号:**1001-893X(2014)02-0139-06

Recognition and Symbol Sequence Recovery of PSK Signals on Pulse

LIU Yong¹, ZHANG Guo-yi¹, LI Ke-xue²

(1. Department of Information Countermeasures, Aviation University of Air Force, Changchun 130022, China;2. Unit 94686 of PLA, Shanghai 200000, China)

Abstract:To enhance the processing ability of Phase Shift Keying(PSK) signals on radar pulses under low Signal-to-Noise Ratio(SNR), the traditional phase difference method is improved. The improved method is used for modulation recognition and symbol sequence recovery of PSK signals. According to characteristics of PSK signals, the filter, digital frequency conversion and high order difference are combined to reduce the influence of noise on phase, which improves the ability of immunity to noise for phase difference method. After phase difference sequence is normalized, the accurate estimation of the symbol width is obtained firstly. Then, the relationship between symbols is used to remove false symbol jump. Through a series of feature extraction, the comprehensive processing of PSK signals is realized finally. The results of simulation show that the proposed algorithm has a good performance under low SNR and also high value of engineering application.

Key words:PSK signal; phase difference; modulation recognition; symbol sequence recovery; parameter estimation

1 引言

在现代雷达中,相位编码^[1](PSK)信号已经广泛使用。不同于通信信号,雷达中的 PSK 信号主要包括二相码信号(BPSK)、四相码信号(QPSK),以及多相码(MPSK)信号。其中,BPSK 信号最为常用,

主要码型有巴克码、m 序列等;QPSK 信号的码型通常为泰勒码,由 BPSK 信号转化而来;常用的 MPSK 码型有基于线性调频信号的 P1~P4 码及 Frank 码,它们有确定的表达式,还有无确定表达式只有离散相位的码型,如多相巴克码信号。对于雷达侦察而

* 收稿日期:2013-10-08;修回日期:2013-12-19 Received date:2013-10-08;Revised date:2013-12-19

** 通讯作者:xhliuyong@sina.com Corresponding author:xhliuyong@sina.com

言,需要准确而快速地获得 PSK 信号的种类、特征参数及编码规律,从而提供有效的电子支援。

目前,对于 PSK 信号的分析方法主要有瞬时自相关法^[2]、相位差分法^[3-4]、小波变换法^[5-6]、短时傅里叶变换法^[7]、循环谱法^[8]、功率谱法^[9]等。前两种方法都是求解相位,原理简单,运算量小,但是抗噪性较差。小波变换法相当于利用了滤波后的幅度,没有考虑相位信息,抗噪性能仍然较弱。文献[6]提出了多尺度小波的叠加,提高了抗噪性,但尺度的选择并不确定。短时傅里叶变换法适合调频信号的处理,但在低信噪比(SNR)下对 PSK 信号的处理效果较差。循环谱法可以处理的 SNR 较低,但是需要较长的码元序列,且计算量较大,也无法进行码元序列的恢复。功率谱法只适用于 BPSK 信号,不具有适应性。文献[10]针对 MPSK 几种常见的码型进行了识别,效果较好,但是码宽等参数的精度对识别的效果影响很大。

本文对相位差分法进行了改进,提高了算法的抗噪性能,并且提出了 PSK 信号的综合处理算法。先对信号进行带通滤波,提高对噪声的抑制作用,再采用上变频与高阶相位差分提取信号的跳变信息。通过对相位差分序列的变换与统计,实现了 PSK 信号参数估计、识别及码元序列的恢复。从仿真结果来看,本文算法可以适应低 SNR 下对 PSK 信号的处理。

2 信号模型

设含有 PSK 信号的脉冲经采样后为

$$x(n) = s(n) + w(n), n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (1)$$

式中, $w(n)$ 为均值为零、方差为 σ^2 的复高斯白噪声, N 为采样点数, $s(n)$ 为相位调制信号, 表示为

$$s(n) = A \exp[j(2\pi n f_0 / f_s + \theta(n) + \theta_0)] \quad (2)$$

式中, A 为调制信号的幅度, f_0 为信号的载波频率, f_s 为采样频率, θ_0 为信号的初相, $\theta(n)$ 为相位调制函数。

设码元周期为 T_c , 则第 i 个码元对应的 $\theta(n)$ 有

$$\theta(n) = \phi_i, (i-1)T_c \leq nT_s < iT_c \quad (3)$$

对于 BPSK 信号, $\phi_i \in \{0, \pi\}$; 对于 QPSK 信号, $\phi_i \in \{0, \pi/2, \pi, 3\pi/2\}$; 对于 MPSK 信号, 不同码型以及不同码元长度对应下的 ϕ_i 有不同的离散集合^[10]。

3 信号识别与码元序列恢复

3.1 相位差分原理

设 $\phi(n)$ 为 $x(n)$ 的瞬时相位:

$$\phi(n) = \arctan[\operatorname{Im}[x(n)] / \operatorname{Re}[x(n)]] \quad (4)$$

式中, $\operatorname{Re}[\cdot]$ 表示实部, $\operatorname{Im}[\cdot]$ 表示虚部, $\arctan[\cdot]$ 表示反正切。由于反正切计算出的瞬时相位的取值范围被限制在 $[-\pi, \pi]$ 区间, 需要进行解模糊处理^[3], 得到相位 $p(n)$ 。对 $p(n)$ 进行一阶差分得到瞬时频率

$$f(n) = \frac{p(n+1) - p(n)}{2\pi} = \frac{2\pi f_0 / f_s + \theta(n) - \theta(n-1) + \Delta\varepsilon}{2\pi} = f_{0_n} + f_{\text{PSK}} + f_w \quad (5)$$

式中, f_{0_n} 为归一化的载频, $f_{0_n} = f_0 / f_s$; f_{PSK} 为相位跳变引起的归一化频率,

$$f_{\text{PSK}} = [\theta(n) - \theta(n-1)] / 2\pi \quad (6)$$

$\Delta\varepsilon$ 为噪声引起的相位差与频率, $f_w = \Delta\varepsilon / 2\pi$ 。

如果不考虑 $\Delta\varepsilon$ 的影响, 当相位在一个码元内或者相邻码元相同时, 瞬时频率等于载波频率; 当相邻码元不相同, 瞬时频率会出现跳变, 即含有 f_{PSK} , 因此可以由 $f(n)$ 的变化得到相位跳变的信息。

3.2 改进算法

在低 SNR 下, 由于 $\Delta\varepsilon$ 的影响, 利用式(6)很难提取信号的瞬时频率。因此, 需要对相位差分进行改进, 来提高算法的抗噪性。

(1) FIR 滤波处理

由于 PSK 信号为窄带信号, 能量在频域上比较集中, 因此可以通过带通滤波抑制带外噪声。为了减小滤波后对相位的影响, 采用线性相位滤波器, 即 FIR 滤波器。设计滤波器时需要频率信息, 因此先用 FFT 求出信号的功率谱。由于 PSK 信号的功率谱受码型与噪声的影响, 因此对功率谱进行平滑处理。设经过平滑后功率谱 $P(k)$ 最大的幅度为 $P(k_0)$, 搜索幅度大于 $0.5P(k_0)$ 的频率, 求出归一化的截止频率 \hat{f}_b , \hat{f}_e , 以及截止频率内的频率重心 \hat{f}_0 ,

$$\hat{f}_0 = 1/N' \cdot [\sum kP(k)] / [\sum P(k)] \quad (7)$$

式中, N' 为 FFT 的点数。归一化的码宽可粗略估计为

$$\hat{T}_{c1} = 1/(\hat{f}_e - \hat{f}_b) \quad (8)$$

滤波器的截止频率设为 \hat{f}_b 和 \hat{f}_e , 而滤波器过渡带的选择需要综合考虑。过渡带大, 对噪声的抑制作用不强; 过渡带小, 有更好的滤波效果以及更高的滤波器阶数。而滤波器阶数又与滤波器的群延时有关, 群延时的大小不能超出码宽, 否则差分序列会发生相位跳变点的错位, 不能正确地恢复码元序列。根据大量实验得到的经验值, 将群延时 T_g 设

$0.35\hat{T}_{cl} \sim 0.45\hat{T}_{cl}$ 。由于 T_g 与滤波器的阶数 N_f 满足 $T_g \approx N_f/2$, 由 N_f 及滤波器的种类可以设置相应的过渡带。

(2) 数字上变频^[4]

载频越高, $\Delta\varepsilon$ 对 $f(n)$ 的影响越小, 因此将信号乘以 $\exp[j2\pi(0.5-\hat{f}_e)n]$ 进行上变频, 使变频之后信号的最大频率归一化值为 0.5, 则中心频率为 $f'_{0_n} = 0.5 - \hat{f}_e + \hat{f}_e$ 。

(3) 高阶相位差分

可以通过对相位差的平均来减小随机变量 $\Delta\varepsilon$ 对 $f(n)$ 的影响。对 $p(i)$ 进行 M 阶相位差分, 再对相位差进行统计平均, 得到新的瞬时频率序列 $f^{(M)}(n)$,

$$f^{(M)}(n) = \frac{\sum_{m=1}^M [p(n+m) - p(n+m-M)]/M}{2\pi M} = f'_{0_n} + f'_{\text{PSK}} + f'_w \quad (9)$$

$$f'_{\text{PSK}} = \frac{\sum_{m=1}^M [\theta(n+m) - \theta(n+m-M)]/M}{2\pi M} \quad (10)$$

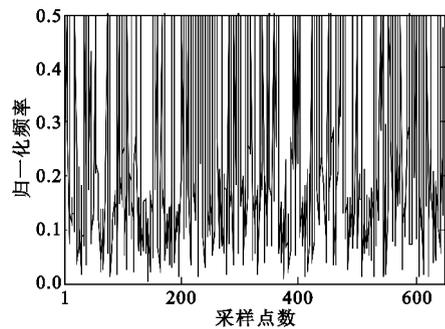
$$f'_w = \frac{\sum_{m=1}^M \Delta\varepsilon_m/M}{2\pi M} \quad (11)$$

其中, $\Delta\varepsilon_m$ 为噪声引起的 M 阶相位差。式(9)与文献[3]中的高阶差分形式不同, 由于先计算整个 M 阶的差分序列, 再进行滑动平均, 比文献[3]减少了近一半的加法计算。阶数 M 越高, $f^{(M)}(n)$ 跳变的相对幅度越小, 这是因为 f'_{0_n} 只作了一次平均, 而 f'_{PSK} 进行了两次平均。为了进行后续处理, 对跳变相位归一化:

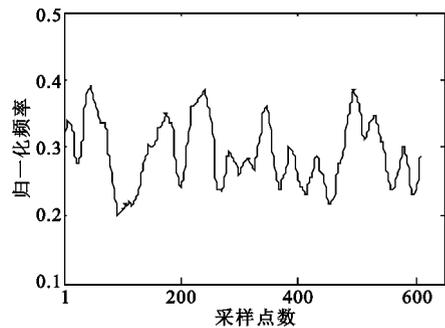
$$\varphi(n) = [f^{(M)}(n) - f'_{0_n}]2\pi M \quad (12)$$

$\varphi(n)$ 的理想值在 $[-\pi, \pi]$ 内, 但实际值可能会超出该范围。对于差分阶数的选择, M 越大, 算法的抗噪性能越好。但是 M 一般不能大于码宽的一半, 否则相邻的跳变峰值会发生交叠, 可能在后续门限的判断中判为一个峰值, 导致码元恢复错误。根据经验, M 一般设为 $0.35\hat{T}_{cl} \sim 0.45\hat{T}_{cl}$ 。

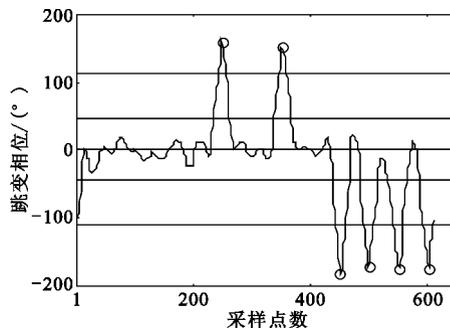
图 1 给出了 13 位二相巴克码在不同情况下的相位差分, SNR 均为 0 dB。图 1(a) 为一阶相位差分; 图 1(b) 为 M 等于 20 的高阶差分, 即文献[3]的方法; 图 1(c) 为经过滤波和变频后的高阶差分, 并进行了归一化, M 也为 20。与图 1(a)、(b) 相比, 图 1(c) 的峰值点 (圆点标记) 能够正确反映巴克码的相位跳变, 验证了改进算法的抗噪性能。



(a) 一阶相位差分



(b) 未滤波与变频



(c) 滤波和变频

图 1 不同情况下的相位差分

Fig. 1 Phase difference under different conditions

3.3 PSK 信号的识别

理想状态下, 在相位跳变时, BPSK 信号的 $\varphi(n) \in \{-\pi, \pi\}$, QPSK 信号的 $\varphi(n) \in \{-\pi, -\pi/2, \pi/2, \pi\}$, MPSK 信号不同码型对应不同的 $\varphi(n)$, 有多个跳变幅度, 因此, 可以根据相位跳变点来识别 PSK 信号以及恢复码元的变化规律。但受噪声等影响, 跳变幅度有一定的起伏, 因此设置相应的门限进行检测。本文设置两对门限, 记为 Th_{1P} 、 Th_{1N} 、 Th_{2P} 、 Th_{2N} , Th_{1P} 、 Th_{1N} 用来检测低跳变幅度, Th_{2P} 、 Th_{2N} 用来检测高跳变幅度, 每对门限互为相反数。 Th_{1P} 一般取值为 $40^\circ \sim 60^\circ$, Th_{2P} 一般取值为 $110^\circ \sim 130^\circ$ 。检测过第一对门限的跳变峰值, 得到峰值的幅度 $p(i)$

及对应的位置 $I(i)$, 长度均为 L 。对 $p(i)$ 进行量化, 即有

$$A(i) = \begin{cases} -2, & P(i) \leq Th_{2N} \\ -1, & Th_{2N} < P(i) \leq Th_{1N} \\ 1, & Th_{1P} \leq P(i) < Th_{2P} \\ 2, & Th_{2P} \leq P(i) \end{cases} \quad (13)$$

统计 $|A(i)|$ 为 1 与 2 的峰值序列 $P_1(i)$ 、 $P_2(i)$, 相应序列的个数分别为 L_1 、 L_2 。理论上, BPSK 信号的 L_1 应该为 0, 可以依此将 BPSK 信号与 QPSK、MPSK 信号区分开。但是当 SNR 较低时, 可能会出现伪峰。如图 2 所示, SNR 在 0 dB 时, 63 位的 m 序列在相位差分后出现了伪峰。因此先要去掉伪峰, 再进行识别。

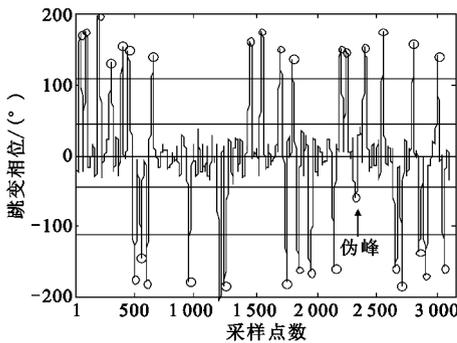


图 2 BPSK 信号的相位差分序列

Fig. 2 Phase difference sequence of BPSK signal

由于 PSK 信号的游程为码宽的整数倍, 因此我们提出用游程来剔除伪峰的方法。

(1) 码宽估计

将相位差序列 $\varphi(n)$ 补零至 N 点, 取绝对值后得到 $|\varphi(n)|$, 由 FFT 求出频谱。为了避免 $|\varphi(n)|$ 中的直流分量, 高频噪声以及码宽谐波分量对码宽所在谱线的遮蔽, 只在 $0.5N/\hat{T}_{c1} \sim 1.5N/\hat{T}_{c1}$ 的谱线范围内搜索最大值。搜索频谱的最大值对应的位置 N_1 , 则得到码宽的精确值

$$\hat{T}_{c2} = N/N_1 \quad (14)$$

(2) 伪峰剔除

在 $I(i)$ 中找出第 i 个峰值点相邻的两个游程值 N_{ij} , 计算第 i 个峰值的第 j 个游程长度 (包含的码元个数)

$$S_j(i) = \text{round} \left[\frac{N_{ij}}{\hat{T}_{c2}} \right] \hat{T}_{c2} \quad (15)$$

得到相应的游程差

$$C_j(i) = |N_{ij} - S_j(i)| \quad (16)$$

式中, $\text{round}[\cdot]$ 表示四舍五入, $i=1, 2, \dots, L; j=1, 2$ 。如果 $C_1(i)$ 与 $C_2(i)$ 都大于设定的门限, 则将该峰值点从包含它的所有序列及统计值中剔除, 否则予以保留。

由于上述方法受门限的影响, 可能不会去除所有伪峰。为了进一步提高对 BPSK 信号的分析能力, 设定当 $L_1 < \delta L$ 时, 则判为 BPSK 信号, 同时将所有的低跳变点当作伪峰去除, 以便能正确恢复码元序列。 δ 一般取 0.05 ~ 0.2。

为了识别出 QPSK 与 MPSK 信号, 统计 $|P_1(i)|$ 、 $|P_2(i)|$ 的方差 V_1 、 V_2 。定义峰值序列的加权方差为

$$V = (L_1 V_1 + L_2 V_2) / L \quad (17)$$

门限为 Th_v , 一般取 250 ~ 300。若 $V < Th_v$, 则判为 QPSK 信号, 否则判为 MPSK 信号。

为了从 MPSK 信号中识别出 P1 ~ P4 码及 Frank 码, 进行模板匹配。由估计出的码宽得到码元个数

$$N_c = \text{round} [N / \hat{T}_{c2}] \quad (18)$$

由码元个数依次恢复出 P1 码、Frank 码的差分序列模值, 分别与信号的差分序列模值进行匹配。需要说明一点, 匹配只适用于一个周期的多相码。匹配度用归一化的欧式距离表示, 即

$$D = \frac{\|s_1 - s_2\|}{\|s_1\| + \|s_2\|} \quad (19)$$

式中, s_1 、 s_2 为两向量, $\|\cdot\|$ 表示向量的模值。当 D 小于 δ_1 时, 取 D 最小值所对应的码型作为识别出的 MPSK 码型, 分出的 MPSK 码型将 P1/P2/P4 码、Frank/P3 码各分为一类; 若大于或等于 δ_1 , 则将此信号判为未知码型, 在人工选择后可加入到模板库, 进行下次匹配处理, δ_1 一般取 15% ~ 25%。

3.4 编码规律恢复

恢复 BPSK、QPSK 信号的编码规律, 需要游程长度与跳变的相位值。游程长度式 (15) 已经给出, 而跳变的相位值可以根据量化的跳变值求出。设上一码元相位值为 a , 当前码元相位值为 b , 则满足以下关系:

$$b = \pi/2 \cdot \text{mod} [2a/\pi + A(i), 4] \quad (20)$$

式中, $\text{mod}[\cdot]$ 表示取余。编码规律恢复还需要信号的初相。用相位展开法获得的相位受噪声的影响, 初相无法准确估计, 但是不影响相对相位, 本文假设初相为 0。

根据前面的分析, 可以得到 PSK 信号识别与码元恢复的流程图, 如图 3 所示。

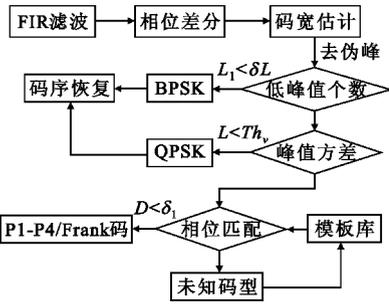


图 3 PSK 信号处理流程图

Fig. 3 Flow chart of PSK signals processing

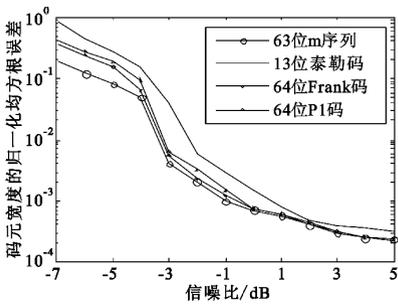
4 仿真结果及分析

设中频采样频率为 500 MHz, PSK 信号的载频

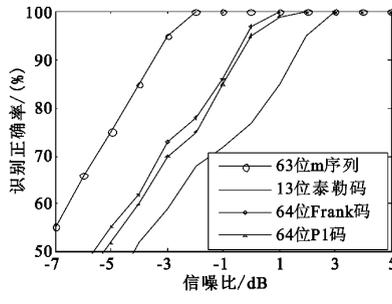
为 100 MHz, 码宽为 $0.1 \mu s$ 。仿真信号中, BPSK 信号采用 63 位的 m 序列, QPSK 信号采用 13 位的泰勒码, MPSK 信号采用 64 位的 P1 码、Frank 码。噪声为均值为 0、方差为 1 的加性高斯白噪声, SNR 范围为 $-7 \sim 5$ dB, 对每类信号每隔 1 dB 作 500 次 Monte-Carlo 实验, 仿真结果如图 4 所示。其中, 归一化均方根误差 (NRMSE) 定义为

$$e_r = \frac{\sqrt{\frac{1}{N_s} \left[\sum_{i=1}^{N_s} (\hat{T}_i - T_c)^2 \right]}}{T_c} \quad (21)$$

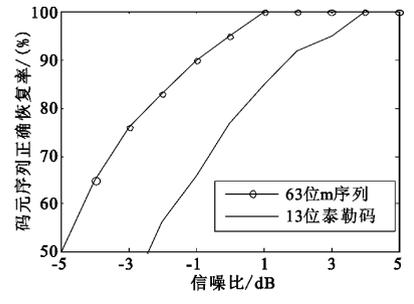
式中, \hat{T}_i 为码宽 T_c 的第 i 次估计值, N_s 为仿真次数。



(a) 码宽的 NRMSE



(b) 信号的识别率



(c) 码元序列的恢复率

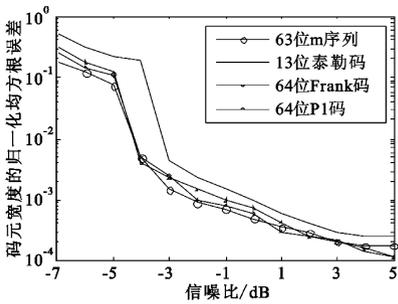
图 4 码宽为 $0.1 \mu s$ 时的性能曲线

Fig. 4 Performance curve when code width is $0.1 \mu s$

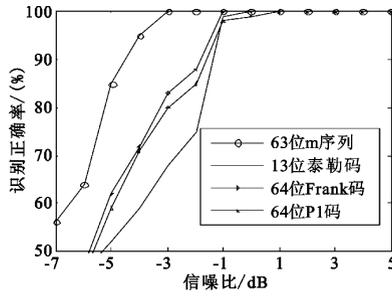
从图 4 中可以看出, 在 SNR 大于 -2 dB 时, 码宽估计精度很高, 验证了将码宽估计的流程放在信号识别之前的合理性。本文算法对于 BPSK 信号的处理效果最好, 在 SNR 大于 0 dB 时, 基本能实现编码规律的恢复, 处理效果好于文献 [2-5, 7]。而 QPSK 信号的处理效果较差是由于仿真中的信号码长较短, 在峰值方差的判断中容易识别为未知信号, 无法进行码元序列的恢复。实际中, QPSK 信号的码长较长, 其处理效果也会提高。对于仿真给出的两种

MPSK 信号, 处理效果相近, SNR 在 0 dB 时, 识别率也接近 100%。

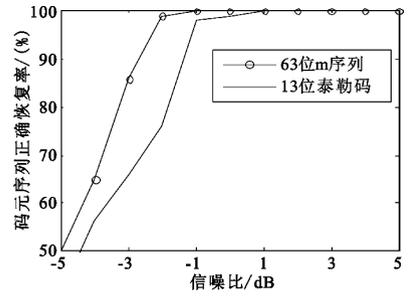
其他仿真条件不变, 将码宽增加到 $0.2 \mu s$, 仿真结果如图 5 所示。可以看出, 随着码宽的增加, 相应的处理性能都得到了提高。从时域上看, 随着码宽的增加, 单位码元的采样点也相应增加, 增强了相位差分的累积, 提高了信号的抗噪性。从频域上看, 码宽增大, 则带宽减小, 相应滤波器的过渡带更窄, 对噪声的抑制能力更好。



(a) 码宽的 NRMSE



(b) 信号的识别率



(c) 码元序列的恢复率

图 5 码宽为 $0.2 \mu s$ 时的性能曲线

Fig. 5 Performance curve when code width is $0.2 \mu s$

5 结 论

本文针对 PSK 信号的识别与码序恢复,对传统的相位差分方法进行了改进,进行了 FIR 滤波、上变频及相位差分的平均,提高了算法对低 SNR 环境的适应性。提出了差分序列的归一化、量化、去伪峰及匹配等处理,进一步提高了识别的准确性。本文算法不仅可以识别出常用的 BPSK、QPSK 信号,也能有效识别出 MPSK 信号。同时,本文将参数估计、识别与码序恢复进行了综合处理,可以得到 PSK 信号的全部特征。仿真验证了在 SNR 大于 0 dB 时,本文算法对 PSK 信号具有很好的综合处理效果,可以满足工程应用要求。如何将该方法运用到更多类型的雷达信号,是下一步研究的重点。

参考文献:

- [1] Pace P E. Detecting and classifying low probability of intercept radar[M]. Norwood, MA: Artech House, 2009.
- [2] 隋莉莉,翟孝霏,陈涛,等. 雷达信号有意调制的粗分类和细分类识别方法[J]. 现代雷达,2013,35(2):40-44.
SUI Li-li, ZHAI Xiao-fei, CHEN Tao, et al. Identification method of radar signals intentional modulation on coarse and fine classification[J]. Modern Radar, 2013, 35(2):40-44. (in Chinese)
- [3] 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 Zhi-tao, ZHOU Yi-yu, JIANG Wen-li. The automatic analysis of intrapulse modulation characteristics based on the relatively non-ambiguity phase restoral[J]. Journal of China Institute of Communications, 2003, 24(4):153-160. (in Chinese)
- [4] 黄晓红,邓振森. 改进的相位展开算法及其在瞬时频率估计中的应用[J]. 电子学报,2009,37(10):2266-2272.
HUANG Xiao-hong, DENG Zhen-miao. An improved phase unwrapping algorithm and its application to instantaneous frequency estimation[J]. Acta Electronica Sinica, 2009, 37(10):2266-2272. (in Chinese)
- [5] 翟孝霏,刘雅轩,陈涛,等. 一种快速雷达信号脉内调制识别分析方法[J]. 现代雷达,2012,34(6):16-19.
ZHAI Xiao-fei, LIU Ya-xuan, CHEN Tao, et al. A fast analysis method of radar pulse modulation recognition[J]. Modern Radar, 2012, 34(6):16-19. (in Chinese)

- [6] 邓振森,刘渝. 基于多尺度 Haar 小波变换的 MPSK 信号码速率盲估计[J]. 系统工程与电子技术,2008,30(1):36-40.
DENG Zhen-miao, LIU Yu. Blind symbol rate estimation of MPSK signals based on multi-scale haar wavelet transform[J]. Systems Engineering and Electronics, 2008, 30(1):36-40. (in Chinese)
- [7] 董海. 基于短时傅里叶变换的相位编码信号分析[J]. 电讯技术,2010,50(3):18-22.
DONG Hai. Phase-coded signal analysis based on STFT[J]. Telecommunication Engineering, 2010, 50(3):18-22. (in Chinese)
- [8] 郑鹏,张鑫,刘锋,等. 基于循环谱的 MPSK 信号盲检测[J]. 计算机仿真,2012,29(4):130-133.
ZHENG Peng, ZHANG Xin, LIU Feng, et al. Blind detection of MPSK signals based on cyclic spectrum[J]. Computer Simulation, 2012, 29(4):130-133. (in Chinese)
- [9] 马秀荣,张媛. 基于功率谱 FFT 的 BPSK 信号参数估计[J]. 电子与信息学报,2013,35(5):1252-1256.
MA Xiu-rong, ZHANG Yuan. Parameters Estimation of BPSK Signals Based on Power Spectral FFT[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2013, 35(5):1252-1256. (in Chinese)
- [10] 邓振森,黎海林,刘渝. 多相码雷达信号调制方式识别的似然方法[J]. 现代雷达,2009,31(12):43-47.
DENG Zhen-miao, LI Hai-lin, LIU Yu. Likelihood method for recognition of polyphase-coded radar signals[J]. Modern Radar, 2009, 31(12):43-47. (in Chinese)

作者简介:



刘 勇(1990—),男,江苏兴化人,2012 年获工学学士学位,现为硕士研究生,主要研究方向为复杂调制雷达信号的识别;

LIU Yong was born in Xinghua, Jiangsu Province, in 1990. He received the B. S. degree in 2012. He is now a graduate student. His research concerns identification of complex modulation radar signals.

Email: xhliuyong@sina.com

张国毅(1965—),男,吉林长春人,现为教授、博士生导师,主要研究方向为雷达信号处理。

ZHANG Guo-yi was born in Changchun, Jilin Province, in 1965. He is now a professor and also the Ph. D. supervisor. His research concerns radar signals processing.