

多相码雷达信号识别与参数估计

邓振淼 刘渝

(南京航空航天大学信息科学与技术学院 南京 210016)

摘要: 该文研究了多相码雷达信号的识别与参数估计。首先估计接收信号的码元宽度,利用多相码信号的时宽和码元宽度已知的条件下可以确定相位调制规律的特点,构造本地参考信号;将该参考信号与接收信号共轭相乘,当本地参考信号与接收信号的调制方式一致时共轭相乘的结果是正弦波,利用这个性质进行调制方式识别;估计该正弦波的频率作为载频估计;最后分析了存在同步误差时的频谱结构。仿真结果显示本算法可以在低信噪比条件下对多相码信号进行识别,并得到载频和码元宽度的精确估计值。

关键词: 雷达信号识别; 多相码; 参数估计; 傅里叶变换; 载频

中图分类号: TN957.51

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2009)04-0781-05

Recognition and Parameters Estimation of Polyphase-coded Radar Signals

Deng Zhen-miao Liu Yu

(College of Information Science and Technology, Nanjing University of Aeronautics & Astronautics Nanjing 210016, China)

Abstract: Recognition and parameters estimation of the polyphase-coded radar signals are discussed in this paper. First the code period of the received signals is estimated. When the pulse width and the code period are of prior knowledge, phase modulation of the polyphase-coded signals can be determined, therefore the local reference signals can be generated and then multiplied with the conjugated received signals. When one of the local reference signals and the received signals had the same modulation mode, the result of multiplication is a sinusoid, thus the polyphase-coded signals can be classified and the carrier frequency can be obtained by estimating frequency of the sinusoid. Finally, the spectral structure is analyzed under asynchronous circumstance. Simulation results show that this method can recognize the polyphase-coded signals at low signal-to-noise ratio and estimate the carrier frequency and code period accurately.

Key words: Recognition of radar signals; Polyphase-coded; Parameter estimation; Fourier transform; Carrier frequency

1 引言

低截获概率特性是现代雷达的重要发展方向。一种称为多相码(Frank码, P1码, P2码, P3码和P4码等)的雷达脉冲波形受到广泛关注^[1-5]。由于多相码信号具有相位跳变,同时又具有类似调频信号的时频特性,因而对这类信号的侦察和截获具有一定的难度,也成为近年来的研究热点。

对于多相码信号的波形识别问题,前人提出了很多方法。文献[6]提出了基于神经网络的雷达波形识别算法,在信噪比6dB时识别正确率为97%。文献[7]提出从接收信号的Choi-Williams时频分布中提取特征参数进行波形识别的算法,在信噪比高于3dB时识别成功率高于96%。文献[8, 9]分别利用Wigner分布和正交镜像滤波器组对调频连续波和P4码雷达信号进行识别,在中等信噪比条件下具有较佳的性能。文献[10]提出利用Radon模糊变换对多相码雷达信号进行检测的算法,该方法在搜索模糊函数幅度平面的直线时

只需要一维搜索,计算量较小。文献[6-9]提出的方法需要计算信号的时频分布,计算量较大,而且在二维平面中提取特征参数也具有相当的难度;文献[10]只适合于多相码信号的检测,不适合用于调制方式识别。文献[11]提出基于分数阶傅里叶变换和自适应信号分解的低截获概率雷达信号调制方式识别方法。该方法对于多相码信号,只能把它们分成P2码, P4码和Frank/P1/P3码三类。

在电子侦察中,除了对截获信号进行波形识别外,还必须估计其调制参数。多相码信号的主要参数是载频和码元宽度。文献[5, 12]采用Wigner变换估计这两个参数,计算量较大,精度也不高。

本文提出了一种多相码信号识别与参数估计综合算法。根据多相码信号的时宽和码元宽度已知的情况下就可以确定相位调制规律的特点,首先估计载频和码元宽度两个参数,然后构造本地参考信号与接收信号进行相关运算,判断相关运算的结果哪一路是正弦波,就可以确定接收信号的调制方式与该参考信号一致,估计该正弦波的频率就可以得到

载频估计。

2 基本模型

接收到的多相码信号为

$$r(n) = s(n) + w(n), \quad n = 0, \dots, NT_s - 1 \quad (1)$$

其中 T_s 是码元宽度, N 是多相码信号的码元个数, $w(n)$ 是实部和虚部的方差均为 σ^2 的加性复高斯白噪声。多相码雷达信号的模型为

$$s(n) = A \exp\{j[2\pi f_c n T + \phi(nT) + \theta_c]\} \quad (2)$$

其中 A 是信号幅度, f_c 是载频, θ_c 是初相, T 是采样间隔, $\phi(nT) = \sum_{k=1}^N \alpha_k \Pi[nT - (k-1)T_s]$, Π 是持续时间为 T_s 的矩形窗函数。多相码信号的调制相位 α_k 如表 1 所示^[1, 10]。

表 1 多相码信号的调制相位 α_k

码型	α_k 定义
Frank	$\alpha_{mn} = 2\pi(m-1)(n-1)/\sqrt{N}$
P1	$\alpha_{mn} = -\pi[\sqrt{N} - (2n-1)][(n-1)\sqrt{N} + (m-1)]/\sqrt{N}$
P2	$\alpha_{mn} = \pi(\sqrt{N} + 1 - 2n)(\sqrt{N} + 1 - 2m)/(2\sqrt{N})$
P3	$\alpha_k = \pi(k-1)^2/N$
P4	$\alpha_k = \pi(k-1)^2/N - \pi(k-1)$

表中 $n = 1, \dots, \sqrt{N}$, $m = 1, \dots, \sqrt{N}$, $k = 1, \dots, N$ 。对于 Frank 码和 P1 码信号, 要求码元个数 N 是平方数, 对于 P2 码信号除了要求码元个数 N 是平方数之外, 还要求 \sqrt{N} 是偶数。

从式(2)可以看出多相码信号是一种相位调制信号, 文献[13]给出的相位编码信号码元宽度估计算法也可以适用于多相码信号。由该算法估计码元宽度得到估计值 \hat{T}_s 。 $T_s = 50$ 的多相码信号码元宽度估计的归一化均方根误差如表 2 所示(仿真条件见第 5 节)。

3 调制方式识别与载频估计

从式(2)和表 1 可以看出, 当多相码信号的时宽和码元宽度已知时, 可以确定每种码的相位调制规律。利用这个特点, 可以构造本地基带多相码参考信号

$$s_i(n) = \exp\left\{j \sum \alpha_k \Pi(nT - k\hat{T}_s)\right\}, \quad k = 1, \dots, \hat{N} \quad (3)$$

其中 $i = 0, \dots, 4$ (分别对应 Frank 码, P1 码, P2 码, P3 码和 P4 码), $\hat{N} = [NT_s/\hat{T}_s]$ 是码元数的估计值, $[\cdot]$ 表示四舍五

入。接收信号与 $s_i(n)$ 的共轭相乘, 得到

$$r_i(n) = A \exp\{j[2\pi f_c n T + \Delta\phi_i + \theta_c]\} + w'(n) \quad (4)$$

其中 $\Delta\phi_i = \phi(nT) - \phi_i(nT)$ 。设 $\phi_k(nT)$ 与接收信号的相位调制 $\phi(nT)$ 相同, 则 $\Delta\phi_k = 0$, 此时 $r_k(n)$ 等于

$$r_k(n) = A \exp\{j[2\pi f_c n T + \theta_c]\} + w'(n) \quad (5)$$

可以看出 $r_k(n)$ 是被噪声污染的正弦波, 而 $r_i(n)$ ($i \neq k$) 仍然是相位调制信号。理论上正弦波的离散傅里叶频谱只有一根或两根谱线, 而相位调制信号的频谱有一定的带宽, 因此根据 $r_i(n)$ 3dB 带宽内的谱线是否少于 3 根谱线可以对接收信号的调制方式进行识别。得到接收信号的调制方式之后, 接收信号的载频估计问题就转化为噪声中的正弦波频率估计问题。运用常用的正弦波频率估计算法得到 $r_k(n)$ 的频率 \hat{f}_c , 把它作为最终的多相码信号载频估计值。

在仿真中发现当接收信号是 Frank 码(或 P3 码), 而本地参考信号是 P3 码(或 Frank 码)时, $r_i(n)$ 的频谱与正弦波很相似, 此时容易发生错误判决。这时可以利用文献[13]给出的方法得到载频粗估计 \tilde{f}_c 以及码元宽度估计值 \hat{T}_s , 然后构造相关接收机

$$S_i = \left| \sum r(n) \exp\{-j[2\pi\tilde{f}_c n T + \phi_i(nT)]\} \right| \quad (6)$$

其中 $n = 0, \dots, \hat{N}\hat{T}_s - 1$, $i = 0$ 或 3 (分别对应 Frank 码或 P3 码), $|\cdot|$ 表示取模。相关接收机输出较大的那个参考信号对应的调制方式就是接收信号的调制方式。

多相码信号识别与参数估计综合算法的步骤如下:

(1) 估计 $r(n)$ 功率谱的重心频率得到载频粗估计值 \tilde{f}_c 。

(2) $r(n)$ 乘以 $\exp\{-j2\pi\tilde{f}_c n T\}$ 变换为基带多相码信号, 用文献[13]的算法估计码元宽度得到估计值 \hat{T}_s 。

(3) 信号的时宽 NT_s 除以 \hat{T}_s 得到码元个数的估计值 \hat{N} 。如果 \hat{N} 不是平方数, 则接收信号只可能是 P3 码和 P4 码; 如果 \hat{N} 是平方数且 $\sqrt{\hat{N}}$ 是偶数, 则接收信号可能是 Frank 码, P1 码, P2 码, P3 码和 P4 码; 如果 \hat{N} 是平方数但 $\sqrt{\hat{N}}$ 不是偶数, 则接收信号可能是 Frank 码, P1 码, P3 码和 P4 码。

(4) 构造本地基带多相码参考信号 $s_i(n)$, 把 $r(n)$ 与 $s_i(n)$ 共轭相乘得到 $r_i(n)$ 。

(5) 根据 $r_i(n)$ 的频谱判断 $r_i(n)$ 是否是正弦波, 如果其中有且仅有一个(记为 $r_k(n)$)是正弦波, 则判接收信号的调制方式与 $r_k(n)$ 对应的参考信号一致, 估计 $r_k(n)$ 的频率 \hat{f}_c 作为接收信号载频估计值。

表 2 多相码信号码元宽度估计的归一化均方根误差

码型	-10dB	-9dB	-8dB	-7dB	-6dB	-5dB	-4dB	-3dB	-2dB	-1dB	0dB
Frank	0.6971	0.6513	0.4838	0.4108	0.1634	0.0090	0.0082	0.0072	0.0070	0.0059	0.0052
P1	0.6598	0.6987	0.5799	0.4352	0.1765	0.0046	0.0039	0.0028	0.0034	0.0026	0.0023
P2	0.7203	0.7803	0.5758	0.4172	0.2056	0.1620	0.0039	0.0032	0.0025	0.0022	0.0020
P3	0.7144	0.7219	0.4434	0.1282	0.0589	0.0089	0.0090	0.0069	0.0057	0.0052	0.0041
P4	0.7839	0.8504	0.5704	0.4588	0.2848	0.0963	0.0047	0.0031	0.0030	0.0023	0.0022

(6)如果 \widehat{N} 是平方数且本地参考信号是 Frank 码(或 P3 码)时都把 $r_i(n)$ 判为正弦波,则构造相关接收机得到输出 S_i ,取较大的 S_i 对应的调制方式为接收信号的调制方式,并估计它对应的 $r_k(n)$ 的频率 \hat{f}_c 作为接收信号载频估计值。

4 性能分析

在前面的讨论中没有考虑到本地参考信号与接收信号的同步问题。由于本算法的理论基础是当本地参考信号与接收信号调制方式一致时共轭相乘的结果是正弦波,而当它们不完全同步,并且码元宽度估计存在误差时这个性质将会弱化。下面对同步误差和码元宽度估计误差对算法性能的影响进行性能分析。

把式(2)改写为

$$s(t) = A e^{j(2\pi f_c t + \theta_c)} \sum e^{j\alpha_k} \Pi_{T_s}[t - (k-1)T_s] \quad (7)$$

其中 $k=1, \dots, N$, Π_{T_s} 表示宽度为 T_s 的矩形窗。设本地参考信号与接收信号的同步误差为 τ ,则参考信号可以表示为

$$s_i(t) = \sum e^{j\alpha_{ik}} \Pi_{T_s}[t - (k-1)\widehat{T}_s - \tau] \quad (8)$$

首先讨论 $T_s = \widehat{T}_s$ 的情况。此时

$$s(t)s_i^*(t) = A e^{j(2\pi f_c t + \theta_c)} \sum \{e^{j(\alpha_k - \alpha_{ik})} \{ \Pi_{T_s}[t - (k-1)T_s] - \Pi_{T_s}[t - (k-1)T_s + \tau] \} + e^{j(\alpha_k - \alpha_{i(k+1)})} \Pi_{T_s}[t - kT_s + \tau] \} \quad (9)$$

当参考信号与接收信号一致时, $\alpha_k - \alpha_{ik} = 0$ 。此时,式(9)可以化成

$$s(t)s_i^*(t) = A e^{j(2\pi f_c t + \theta_c)} \left\{ \Pi_{NT_s}(t) + \sum \{ -\Pi_{T_s}(t - kT_s + \tau) + e^{j(\alpha_k - \alpha_{i(k+1)})} \Pi_{T_s}(t - kT_s + \tau) \} \right\} \quad (10)$$

它的傅里叶变换为

$$S(j\omega) = A e^{j\theta_c} \{ NT_s \text{Sa}(\Delta\omega NT_s / 2) + \tau \text{Sa}(\Delta\omega\tau / 2) \cdot \sum e^{-j\omega(kT_s - \tau)} (e^{j\Delta\alpha_k} - 1) \} \quad (11)$$

其中 $\text{Sa}(x) = \sin(x)/x$, $\Delta\omega = \omega - 2\pi f_c$, $\Delta\alpha_k = \alpha_k - \alpha_{k+1}$ 是相邻码元的相位差。在实际应用中,通常要先对信号的到达时间进行估计。在信噪比不太低的情况下,到达时间的估计误差较小,满足 $\tau \ll T_s$ 。从而式(11)近似等于

$$S(j\omega) \approx AN T_s \text{Sa}(\Delta\omega NT_s / 2) e^{j\theta_c} \quad (12)$$

当参考信号与接收信号不一致时, $\alpha_k - \alpha_{ik} \neq 0$ 。此时,式(9)的傅里叶变换为

$$S(j\omega) = A e^{j\theta_c} \left\{ T_s \text{Sa}(\Delta\omega T_s / 2) \sum e^{-j\omega(k-1)T_s} e^{j(\alpha_k - \alpha_{ik})} + \tau \text{Sa}(\Delta\omega\tau / 2) \sum e^{-j\omega(kT_s - \tau)} [e^{j(\alpha_k - \alpha_{i(k+1)})} - e^{j(\alpha_k - \alpha_{ik})}] \right\} \quad (13)$$

在 $\tau \ll T_s$ 的条件下,式(13)近似等于

$$S(j\omega) = A T_s \text{Sa}(\Delta\omega T_s / 2) e^{j\theta_c} \sum e^{-j\omega(k-1)T_s} e^{j(\alpha_k - \alpha_{ik})} \quad (14)$$

比较式(12)和式(14)可以看到,当存在同步误差但满足 $\tau \ll T_s$ 时,在参考信号与接收信号调制方式一致的条件下,它们互相关运算之后的频谱主要成分仍然是正弦波信号的频谱;而调制方式不一致时,它们互相关运算之后的频谱仍然是相位调制信号的频谱,调制相位为 $\alpha_k - \alpha_{ik}$,带宽 $Bw \approx 1/T_s$ 。因此,当同步误差 $\tau \ll T_s$ 但满足 $T_s = \widehat{T}_s$ 时,

本地参考信号与接收信号调制方式一致时共轭相乘的结果是正弦波的性质不会弱化。

当 $T_s \neq \widehat{T}_s$ 时

$$s(t)s_i^*(t) = A e^{j(2\pi f_c t + \theta_c)} \sum \left\{ e^{j(\alpha_k - \alpha_{ik})} \{ \Pi_{T_s}[t - (k-1)T_s] - \Pi_{T_s}(t - kT_s + \tau_k) \} + e^{j(\alpha_k - \alpha_{i(k+1)})} \Pi_{T_s}(t - kT_s + \tau_k) \right\} \quad (15)$$

其中 $\Delta T_s = T_s - \widehat{T}_s$, $\tau_k = k\Delta T_s + \tau$ 。当参考信号与接收信号一致时,上式右边可以化成

$$A e^{j(2\pi f_c t + \theta_c)} \left\{ \Pi_{NT_s}(t) + \sum \{ -\Pi_{T_s}(t - kT_s + \tau_k) + e^{j(\alpha_k - \alpha_{i(k+1)})} \Pi_{T_s}(t - kT_s + \tau_k) \} \right\} \quad (16)$$

它的傅里叶变换为

$$S(j\omega) = A e^{j\theta_c} \left\{ NT_s \text{Sa}(\Delta\omega NT_s / 2) + \sum \tau_k \text{Sa}(\Delta\omega\tau_k / 2) e^{-j\omega(kT_s - \tau_k)} (e^{j\Delta\alpha_k} - 1) \right\} \quad (17)$$

当高于信噪比门限时, T_s 估计的均方根误差很小。从表2可以看出,当信噪比高于-4dB时, T_s 估计的归一化均方根误差小于0.01。在最恶劣的情况下,有 $\sum_{k=1}^N \tau_k \Big|_{N=16} = \sum_{k=1}^{16} (k\Delta T_s + \tau) \leq \sum_{k=1}^{16} (k \cdot 0.01T_s + \tau) \ll 16T_s$ 。当多相码信号的码元序列长度增长,也就是 N 增大时,码元宽度的估计误差也随之减小。因此仍然可以满足 $\sum \tau_k \ll NT_s$ 。从而式(17)的频谱3dB带宽内主要成分仍然是正弦波。

当参考信号与接收信号不一致时,式(15)的傅里叶变换为

$$S(j\omega) = A e^{j\theta_c} \left\{ T_s \text{Sa}(\Delta\omega T_s / 2) \sum e^{-j\omega(k-1)T_s} e^{j(\alpha_k - \alpha_{ik})} + \sum \tau_k \text{Sa}(\Delta\omega\tau_k / 2) e^{-j\omega(kT_s - \tau_k)} \cdot [e^{j(\alpha_k - \alpha_{i(k+1)})} - e^{j(\alpha_k - \alpha_{ik})}] \right\} \quad (18)$$

从式(17)和式(18)可以看出,在参考信号与接收信号调制方式一致的条件下,它们进行互相关运算之后的频谱主要成分仍然是正弦波信号的频谱;当调制方式不一致时,它们互相关运算之后的频谱成分较多,带宽 $Bw \approx 1/T_s$ 。因此,当同步误差 $\tau \ll T_s$ 且 $T_s \neq \widehat{T}_s$ 时,仍然可以根据本地参考信号与接收信号相关运算之后的频谱峰值的3dB带宽进行调制方式识别。

综上所述,在同步误差 $\tau \ll T_s$ 且信噪比高于码元宽度估计的信噪比门限时,本算法可以应用。为了提高算法性能,信号到达时间和码元宽度估计必须具有较高的精度。利用Haar小波的边缘检测特性,可以检测信号的上升沿和相位跳变点,对信号的到达时间和码元宽度进行估计。0dB时,采用Haar小波法对信号到达时间和结束时间的估计精度达到 $0.04T_s$ 左右,满足 $\tau \ll T_s$ 的要求。

5 仿真及分析

对上述算法进行MATLAB仿真。仿真时多相码信号载频为20MHz,采样频率为100MHz,码元宽度 T_s 为 $0.5\mu\text{s}$,码

元个数 $N = 16$ 。对每种信号分别作1000次的Monte Carlo模拟。当参考信号与接收信号完全同步时,各种信号在不同信噪比条件下调制方式识别的正确率如图1所示,载频估计的均方根误差(RMSE)如图2所示,图中的CRLB是文献[14]给出的正弦波频率估计的克拉美-罗限。当接收信号到达时间未知时,首先估计接收信号的到达时间、结束时间和码元宽度,然后再采用本算法进行调制方式识别。识别正确率和载频估计的均方根误差如图3和图4所示。

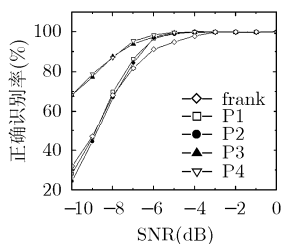


图1 同步时调制方式识别正确率

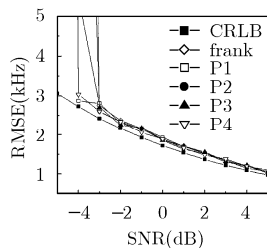


图2 同步时载频估计的均方根误差

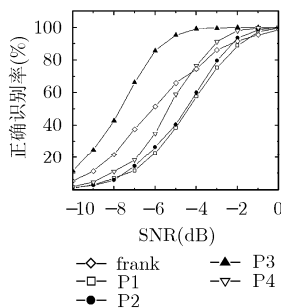


图3 不同步时调制方式识别正确率

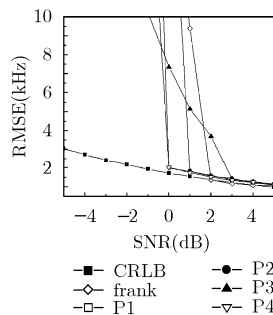


图4 不同步时载频估计的均方根误差

从图1可以看出,本算法可以在低信噪比条件下对多相码信号进行识别。在参考信号与接收信号同步的情况下,信噪比 -3dB 以上时各种信号的识别正确率接近 100% , -5dB 时正确率大于 98% ,信噪比低于 -5dB 时正确率逐渐降低。这是由于调制方式识别的理论基础是正弦波的频谱只有一根或两根谱线。当码元宽度的估计误差较大时,调制方式相同的本地参考信号和接收信号共轭相乘的结果仍然含有相位调制,此时运用带宽进行调制方式识别将可能出现错误判决。由于本算法的理论基础是本地参考信号与接收信号共轭相乘的结果是正弦波,因此必须考虑二者的同步问题。从图3可以看出,当信号到达时间未知时,算法性能与完全同步相比下降 4dB ,但仍好于现有方法。与现有方法相比,本算法可以处理的信噪比更低,不需要二维运算,适合于雷达电子侦察应用。

从图2和图4可以看出,在高于信噪比门限时多相码信号载频的估计性能接近正弦波频率估计的克拉美-罗限。应用文献[15]提出的修正 Rife 算法估计正弦波频率时,只需要一

次FFT运算,一次或两次的DFT运算,而精度接近CRLB。与文献[5, 12]利用接收信号Wigner分布的谱线幅度最大值对应的频率作为载频估计的方法比较,本文提出的算法精度高,计算量小。

6 结论

本文提出的多相码雷达信号识别与参数估计综合算法,可以在没有接收信号先验知识(包括信号的前、后沿)的条件下,对接收信号的调制方式进行识别,并得到载频和码元宽度的估计值。本方法计算量不大, MATLAB 仿真表明该方法可以在较低信噪比条件下进行识别和参数估计,信噪比 0dB 以上时各种信号的识别正确率接近 100% ,载频的估计性能接近正弦波频率估计的克拉美-罗限。本算法运算简单,频率估计算法可以应用快速傅里叶变换进行快速计算,易于硬件处理,适合于工程应用。

参考文献

- [1] Levanon N and Mozeson E. Radar Signals. 1st ed. Hoboken, NJ: J. Wiley, 2004, chapter 6.
- [2] Popovic B M. Efficient matched filter for the generalized chirp-like polyphase sequences. *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, 1994, 30(3): 769-777.
- [3] 张臻珩, 彭应宁, 王秀坛等. 滑窗式线性调频及衍生多相码旁瓣抑制滤波器. 清华大学学报自然科学版, 2001, 41(1): 20-23. Zhang Li-ping, Peng Ying-ning, and Wang Xiu-tan, et al. Slide window sidelobe suppression filter for LFM and LFM derived polyphase coded waveforms. *Journal of Tsinghua University (Science and Technology)*, 2001, 41(1): 20-23.
- [4] Lee W K and Griffiths H D. Development of modified polyphase P codes with optimum sidelobe characteristics. *IEE Proceedings: Radar, Sonar and Navigation*, 2004, 151(4): 210-220.
- [5] Pace P E. Detecting and Classifying Low Probability of Intercept Radar. Boston, MA: Artech House, 2004, chapter 5, 9.
- [6] Lund'en J, Terho L, and Koivune V. Waveform recognition in pulse compression radar systems. 2005 IEEE Workshop on Machine Learning for Signal Processing MLSP'2005, Mystic Connecticut, USA, 2005, September 28-30: 271-276.
- [7] Lund'en J, Terho L, and Koivune V. Classifying pulse compression radar waveforms using time-frequency distributions. CISS 2005 -39th Annual Conference on Information Sciences and Systems, Baltimore, USA, March 16-18, 2005.
- [8] Milne P R and Pace P E. Wigner distribution detection and analysis of FMCW and P-4 polyphase LPI waveforms. 2002 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP '02), Orlando, FL, 2002, 4: 3944-3947.

- [9] Copeland D B and Pace P E. Detection and analysis of FMCW and P-4 polyphase LPI waveforms using quadrature mirror filter trees. 2002 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Orlando, FL, 2002, 4: 3960-3963.
- [10] Jennison B K. Detection of polyphase pulse compression waveforms using the Radon-ambiguity transform. *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, 2003, 39(1): 335-343.
- [11] 袁伟明, 王敏, 吴顺君. 低截获概率雷达信号的调制识别研究. 信号处理, 2006, 22(2): 153-156.
Yuan Wei-ming, Wang Min, and Wu Shun-jun. Study on Modulation and Recognition for LPI Radar Signals. *Signal processing*, 2006, 22(2): 153-156.
- [12] Gau Jen-Yu. Analysis of low probability of intercept (LPI) radar signals using the Wigner distribution. California, USA, Naval Postgraduate School Monterey, 2002.
- [13] 邓振淼, 刘渝. 基于多尺度Haar小波变换的MPSK信号码速率盲估计. 系统工程与电子技术, 2008, 30(1): 36-40.
Deng Zhen-miao and Liu Yu. Blind symbol rate estimation of MPSK signals based on multi-scale Haar wavelet transform. *Systems Engineering and Electronics*, 2008, 30(1): 36-40.
- [14] Rife D C and Boorstyn R R. Single-tone parameter estimation from discrete-time observation. *IEEE Trans. Inform. Theory*, 1974, IT-20(5): 591-598.
- [15] 邓振淼, 刘渝, 王志忠. 正弦波频率估计的修正Rife算法. 数据采集与处理, 2006, 21(4): 473-477.
Deng Zhen-miao, Liu Yu, and Wang Zhi-zhong. Modified Rife algorithm for frequency estimation of sinusoid wave. *Journal of Data Acquisition & Processing*, 2006, 21(4): 473-477.
- 邓振淼: 男, 1977年生, 博士后, 研究方向为信号与信息处理.
刘渝: 男, 1945年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为信号与信息处理、电子智能.