

基于时频分析的伪码与线性调频复合体制侦察信号参数估计研究

林俊^① 熊刚^② 王智学^①

^①(解放军理工大学通信工程学院 南京 210094)

^②(中国电子科技集团第36研究所 嘉兴 314001)

摘要 研究了伪码-线性调频复合体制侦察信号识别的时频分析方法, 推导了 PRBC-LFM 侦察信号的 Wigner 时频分布函数, 通过对 $\omega = \omega_0 + Kt$ 截面上 WVD 分析, 从中提取了与载频、调频斜率和伪码参数(子脉冲宽度、编码位数、脉冲周期等)有关的特性, 设计了参数估计方法, 最后在高斯噪声环境下对分析的结果进行了仿真。结果表明该方法对 PRBC-LFM 信号的识别优于谱相关方法, 而且应用不受调频带宽与伪码谱宽关系的限制。

关键词 参数估计, 伪码, 线性调频, 时频分析

中图分类号: TN971.+1

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2006)06-1045-04

Study on Reconnaissance Signal Parameter Evaluation of PN and LFM Based on Time-Frequency Analysis

Lin jun^① Xiong Gang^② Wang Zhi-xue^①

^①(Communication Academy, PLA University of Science and Technology, Nanjing 210094, China)

^②(NO. 36 research Institute of CETC, Jiaxin 314001, China)

Abstract A time-frequency analysis method for reconnaissance signal recognition of PN and LFM is studied. Wigner time-frequency distribution function for PRBC-LFM reconnaissance signal is deduced. By WVD analysis, features related to carrier frequency, FM slope and PN parameters such as sub-pulse width, code-length and pulse cycle are extracted. Then a method for the parameter evaluation is presented. Finally, analysis results are simulated under Gaussian noise conditions. Simulation show the method is superior to spectral correlation method on PRBC-LFM signal recognition and not limited to relations between bandwidth of FM and spectral width of PN.

Key words Parameter evaluation, PN, LFM, Time-frequency analysis

1 引言

伪码调相与载波调频复合兼具了伪随机码和载波调频信号的特点, 不仅具有好的距离、速度分辨力和测速测距精度, 而且具有好的抗干扰性能和低的截获概率, 目前这种复合信号已被用于多种雷达和微小型探测器中, 所以研究对伪码-载波调频信号的分析和处理具有重要的意义。目前已有不少文献提出各种参数估计方法, 但多是基于协作接收机或已知部分先验信息的参数估计方法, 需要知道伪随机码序列或其功率谱^[1-3]。文献[4,5]提出了一些基于循环谱密度函数的估计器, 虽不需知道伪随机序列码, 但需知道码片时宽和载频, 对于非协作接收机一般很难获得这些先验信息, 而且上述研究都没有考虑载波调频的情况。文献[6,7]提出的对伪码-线性调频(PRBC-LFM)复合信号的识别谱相关方法, 但是该方法受到信号某些参数取值的限制, 而且对伪码参数估计的精度也不十分理想。

本文通过 PRBC-LFM 信号谱相关截面的特性, 分析了文献[6,7]利用谱相关函数进行识别的局限, 提出了针对 PRBC-LFM 侦察信号进行识别的时频分析方法。推导了 PRBC-LFM 侦察信号的 Wigner 时频分布函数, 从中提取了与

载频、调频参数和伪码参数有关的特性, 设计了参数估计方法, 最后在高斯噪声环境下对理论分析的结果进行了仿真。结果表明本文提出的方法对 PRBC-LFM 信号的识别明显优于文献[7]中的谱相关方法, 而且应用条件不受限制。

2 谱相关分析对于 PRBC-LFM 信号识别的局限性

由文献[6]的推导, 考虑 PRBC-LFM 信号的谱相关包络中心对应的双频点落在 $f=0$ 且 $\alpha > 0$ 的 α 轴上时, 其谱相关函数可以近似表示为

$$\left| \hat{S}_y^\alpha(0) \right| \approx \sum_{i=0}^{P-1} \sum_{m=iB/T_0}^{iB/T_0 + iBT_0/P} \frac{1}{K} \left| S_x^{\alpha-2(m+f_0T_0)/T_0}(f=0) \right| \quad (1)$$

其中 $B' = B\rho/[P(\rho+1)]$, ρ 是占空比, f, α 分别代表了频率和循环频率轴, T_0 为时间采样间隔。由上式可见: LFM 信号的循环谱域包含了 P 个谱相关包络峰值, 谱相关包络之间的重复周期为 $2B/P$ (B 为调频范围), 文献[6]正是通过包络检测和峰值检测方法估计出了调频和各项伪码参数。此时, 若不满足 $B > P/T_p$, 即 $2B/P < 2/T_p$, 即相邻谱相关包络峰值间循环频率差 $2B/P$ 小于伪码谱相关函数的循环谱宽 $2/T_p$, 这时循环频率轴上的谱相关函数值必然要发生混叠, 此时要想再利用文献[6]提出的谱相关包络峰值检测是不可能的。而通常情况下, 这个条件都是不满足的。在实际情况

中, 假定脉冲宽度取为 50ns, 调频宽度 B 一般不会大于 500 MHz, 当 P 取为 15 或 31 时, 条件得不到满足, 此时在 α 截面, 信号谱相关的包络受卷积运算的作用而变得“杂乱无章”, 无法提取调频参数。而对于伪码参数的提取, 也只能利用 $\alpha > 2(\omega_0 + B)$ 的 α 截面的谱相关值进行计算, 理论分析和仿真均表明其估计精度比较差。下面将从时频分析的角度来对伪码-线性调频复合信号的各项参数进行估计。

3 伪码-线性调频复合体制侦察信号的 Wigner 时频特性分析

PRBC-LFM 复合体制侦察信号的表达式见文献[6]中的式(5)和式(6), 由于 WVD 函数具有乘法运算性质, 即如果 $y(t) = x(t)m(t)$, 那么有

$$\begin{aligned} W_y(t, \omega) &= W_x(t, \omega) \otimes W_m(t, \omega) \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} W_x(t, \eta) W_m(t, \omega - \eta) d\eta \end{aligned} \quad (2)$$

考虑一个周期内的情况, 将 PRBC-LFM 信号描述为:

$$s(t) = p(t)x(t) = \frac{1}{\sqrt{P}} \sum_{i=0}^{P-1} C_i \mu(t - iT_{r1}) e^{i2\pi(f_0 t + Kt^2/2)} \quad (3)$$

其中 $\mu(t)$ 是宽度为 T_p 的单位子脉冲, $C_i (0 \leq i \leq P-1)$ 为位数为 P 的伪码序列, f_0 为载波频率, K 为线性调频的斜率, $p(x)$ 和 $x(t)$ 分别表示伪码调相信号和调频载波, 可得 PRBC-LFM 侦察信号的 WVD 为

$$W_s(t, \omega) = W_p(t, \omega) \otimes W_x(t, \omega) \quad (4)$$

对于线性调频载波 $x(t)$ 而言, 易知, $W_x(t, \omega)$ 在任何瞬间均集中在瞬时频率附近, 即集中在直线 $f = f_0 + Kt$ 上, 即

$$\begin{aligned} W_x(t, \omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} e^{-j\omega\tau} e^{j\omega_0(t+\tau/2) + jK(t+\tau/2)^2} e^{-j\omega_0(t-\tau/2) - jK(t-\tau/2)^2} d\tau \\ &= 2\pi\delta(\omega - \omega_0 - Kt) \end{aligned} \quad (5)$$

而对于伪码信号 $p(t)$ 而言, 它是 P 个离散的法波信号之和, 且每个法波处在不同的时间段, 即 $iT_{r1} < t < T_p + iT_{r1}$ ($0 \leq i < P$)。

$$p(t) = p_1(t) + p_2(t) + \dots + p_p(t) \quad (6)$$

$$W_p(t, \omega) = \sum_{i=1}^P W_{pi}(t, \omega) + 2\text{Re} \sum_{i=1}^{P-1} \sum_{k=i+1}^P W_{pipk}(t, \omega) \quad (7)$$

易知, 自 WVD 函数和互 WVD 函数分别可表示为

$$W_{pi}(t, \omega) = \begin{cases} \frac{2}{\omega T_p} \sin[\omega(T_p - 2|t - t_i|)], & |t - t_i| \leq T_p/2 \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} W_{pipk}(t, \omega) &= \begin{cases} \frac{2}{\omega T_p} e^{-j\omega(k-i)T_{r1}} C_i C_k \sin[\omega(T_p - 2|t - t_{i,k}|)], & |t - t_{i,k}| \leq T_p/2 \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \end{aligned} \quad (9)$$

其中 C_i 和 $C_k (0 \leq i \leq P-1, 0 \leq k \leq P-1 \text{ 且 } i \neq k)$ 分别代表第 i 和第 k 位伪码:

$$t_i = iT_{r1} + T_p/2, \quad t_{i,k} = \frac{(i+k)T_{r1} + T_p}{2} (i \neq k)$$

可以看出

$$t_{i,k} = \begin{cases} mT_{r1} + T_p/2, & (i+k) \text{ 为偶数} \\ (m+1/2)T_{r1} + T_p/2, & (i+k) \text{ 为奇数且 } m \neq p \end{cases} \quad (10)$$

其中 $1 \leq m \leq P$, 事实上若令 $i = k$, 则 $t_{i,i} = t_i = iT_{r1} + T_p/2$ 。由式(10)可知当 $(i+k)$ 为偶数时, 互项对应的时间段与自项是重合的, 而当 $(i+k)$ 为奇数时, 互项对应的时间段位于两个脉冲的中间位置, 且所有时间段的宽度相等, 即为 T_p 。

自项和互项都关于 ω 具有 $\sin x/x$ 的形式, 其主瓣宽度随 $|t - t_i|$ 或 $|t - t_{i,k}|$ 的增大而变宽, 且当 $t = t_i, t = t_{i,k}$, 分别有

$$\begin{cases} \max(W_{pi}(t, \omega)) = W_{pi}(t_i, 0) = 2 \\ \max(W_{pipk}(t, \omega)) = W_{pipk}(t_{i,k}, 0) = 2 \end{cases} \quad (11)$$

分析其自 WVD 函数和互 WVD 函数可知, 信号的 WVD 在时间轴上为有限时间宽度的带条, 并且, 自 WVD 函数的时间带条对应于信号在时域时脉冲位置和宽度。即以 t_i 为中心、宽度为 T_p ; 而互 WVD 的时间带条对应于两个信号时域脉冲位置之间的时间带条, 即以 $t_{i,k}$ 为中心、宽度为 T_p , 这样一共形成了 $2P-1$ 个宽度相等(为 T_p)的时间带条。

PRBC-LFM 侦察信号的 WVD 为 $W_p(t, \omega), W_x(t, \omega)$ 关于频率轴的卷积, 对于给定的时间 t_0 , $W_x(t, \omega)$ 对应于 $\omega = \omega_0 + Kt_0$ 处的冲击函数 $2\pi\delta(\omega - \omega_0 - Kt_0)$, 当它与 $W_p(t, \omega)$ 作卷积运算时相当于将其搬移 $\omega_0 + Kt_0$, 可得 PRBC-LFM 侦察信号的 WVD 为

$$\begin{aligned} W_s(t, \omega) &= W_p(t, \omega) \otimes 2\pi\delta(\omega - \omega_0 - Kt) \\ &= \sum_{i=1}^P W_{pi}(t, \omega - \omega_0 - Kt) \\ &\quad + 2\text{Re} \sum_{i=1}^{P-1} \sum_{k=i+1}^P W_{pipk}(t, \omega - \omega_0 - Kt) \end{aligned} \quad (12)$$

经卷积后, 在各时间段上的 Wigner 峰值由式(11)变为

$$\begin{cases} \max(W_{pi}(t, \omega)) = W_{pi}(t_i, \omega_0 + Kt_i) = 2 \\ \max(W_{pipk}(t, \omega)) = W_{pipk}(t_{i,k}, \omega_0 + Kt_{i,k}) = 2 \end{cases} \quad (13)$$

而当 $t = t_i \pm T_p/2, t = t_{i,k} \pm T_p/2$ 时, 考虑理想的情况, 有

$$W_{pipk}(t, \omega) = W_{pi}(t, \omega) = 0 \quad (14)$$

仿真条件, $T_p = 50\text{ns}, T_{r1} = 200\text{ns}, P = 7, T_{r2} = 1.4\mu\text{s}, t_s = 2.5\text{ns}, f_s = 400\text{MHz}, f_0 = 1\text{GHz}, B = 40\text{MHz}$, 通过下变频将载频变到 $f'_0 = 10\text{MHz}$ 。当 $\text{SNR} = 5\text{dB}$ 时, PRBC 脉冲串信号和调频载波的 WVD 分别如图 1(a)和图 1(b), 图 2(a)和图 2(b)分别为 SNR 为 5dB 和 0dB 时, 伪码-载波调频侦察信号的 WVD。图 3(a)和图 3(b)分别表示在 $\omega = \omega_0 + Kt$ 截面伪码-载波调频侦察信号的 WVD 时频分布值。从图中可以看出, 从 $W_s(t, \omega)$ 中不仅可以提取调频参数 ω_0, K , 而且可以得到伪码参数信息 P, T_p, T_{r1}, T_{r2} 。

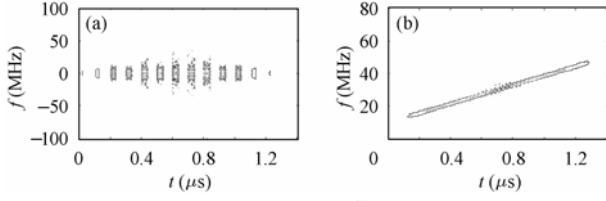


图1 PRBC和LFM的WVD

(a) PRBC脉冲串信号 (b) LFM调频载波信号

Fig.1 The WVD of PRBC and LFM

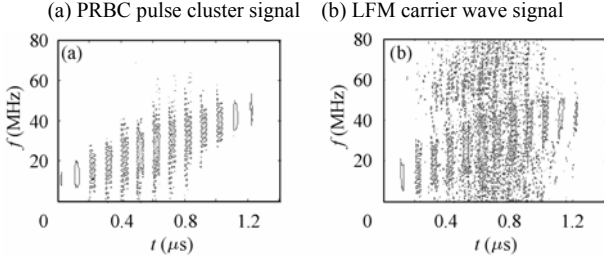
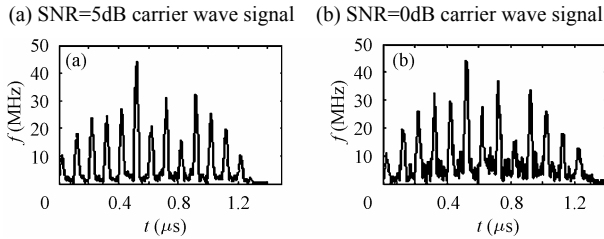


图2 PRBC-LFM侦察信号的WVD

(a) SNR=5dB调频载波信号 (b) SNR=0dB调频载波信号

Fig.2 The WVD of PRBC-LFM reconnaissance signal

图3 在 $\omega = \omega_0 + Kt$ 截面上WVD

(a) SNR=5dB调频载波信号 (b) SNR=0dB调频载波信号

Fig.3 The WVD of PRBC-LFM

reconnaissance signal in $\omega = \omega_0 + Kt$ section

(a) SNR=5dB carrier wave signal (b) SNR=0dB carrier wave signal

4 基于Wigner时频分析的参数估计方法

由第3节的分析可以在时频域有效提取与PRBC-LFM脉冲串信号参数有关的信息,但实际情况不得不考虑噪声,对于理想的高斯白噪声而言,其在时频域为平坦的均匀分布,此时式(8)和式(9)都需要重新修正,通过适当地选取门限仍可提取有用信息。下面给出参数估计的具体步骤:

(1)对侦察信号做Wigner变换得到 $W_s(t, \omega)$,在时频平面上检测各个时间段上的局部极大值点,在时频平面上得到点列 (t_h, ω_h) , $1 \leq h \leq H$,可得到伪码位数的估计:

$$\hat{P} = (H + 1) / 2 \quad (15)$$

(2)若考虑分析的信号为一个周期的伪码序列,则有线性回归方程 $\omega_h = \omega_0 + Kt_h$,对点列作最小二乘直线拟合,可得到调频斜率和载频的估计为

$$\left. \begin{aligned} \hat{K} &= C(A - H) / (A^2 - HB) \\ \hat{\omega}_0 &= C(A - B) / (A^2 - HB) \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

其中 $A = \sum_{h=1}^H t_h$, $B = \sum_{h=1}^H t_h^2$, $C = \sum_{h=1}^H \omega_h$ 。

(3)令 $i = 2p - 1$, 其中 $1 \leq p \leq \hat{P}$, 由新的点列

$(t_i, \hat{\omega}_0 + \hat{K}t_i)$, 则可得子脉冲的重复周期和脉冲重复周期为

$$\left. \begin{aligned} \hat{T}_{r1} &= \sum_{i=1}^{P-1} (t_{i+1} - t_i) / (P-1) \\ \hat{T}_{r2} &= \hat{P} \hat{T}_{r1} \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

(4)子脉冲宽度的估计值:

$$\hat{T}_p = 2(\omega_1 - \hat{\omega}_0) / \hat{K} \quad (18)$$

还有两种情况需要讨论:

事实上,在对信息进行处理时,事先并不能准确知道所分析的信号就是一个周期的伪码序列,此时所得到的点列中离散时间 t_i 只具有相对的意义,这样对 ω_0 和 T_p 的值需要重新估计。

可以有两种方法,其一是先通过谱估计得到载波频率 ω_0 ,进而按照式(18)得到对子脉冲宽度的估计。其二直接估计子脉冲宽度 T_p ,然后估计载波频率。由式(8),式(9)和式(12)可知,非零时间带条的宽度即为子脉冲的宽度,考虑到受噪声影响的情况,分析时频域沿调频斜率的一个截面 $W_s(t, \hat{\omega}_0 + \hat{K}t)$,显然有

$$W_s(t, \hat{\omega}_0 + \hat{K}t) = W_1(t, \hat{\omega}_0 + \hat{K}t) + W_2(t, \hat{\omega}_0 + \hat{K}t) \quad (19)$$

其中由自项 $W_1(t, \hat{\omega}_0 + \hat{K}t)$ 和互项 $W_2(t, \hat{\omega}_0 + \hat{K}t)$ 分别可表示为

$$W_1(t, \hat{\omega}_0 + \hat{K}t) = \begin{cases} 2 - 4|t - t_i| / T_p, & |t - t_i| < T_p / 2 \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (20)$$

$$W_2(t, \hat{\omega}_0 + \hat{K}t) = \begin{cases} \cos[(\omega_0 + Kt_{i,k})(k - i)T_{r1}] \\ \times C_i C_k (2 - 4|t - t_{i,k}| / T_p), & |t - t_{i,k}| < T_p / 2 \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (21)$$

可见自项为底宽为 T_p ,周期为 T_{r1} 的重复出现的三角形峰值,而互项是三角形峰值受 $\cos[(\omega_0 + Kt_{i,k})(k - i)T_{r1}]C_i C_k$ 加权的结果。由于通常 $(\omega_0 + Kt_{i,k})T_{r1} > 2$,而 $(k - i)$ 只有为2,4,6,...时互项才对自项产生影响,而此时 $\cos[(\omega_0 + Kt_{i,k})(k - i)T_{r1}] \ll 1$,所以互项影响基本可以忽略。

对如图3所示的曲线 $W_s(t, \hat{\omega}_0 + \hat{K}t)$ 进行低通滤波,得到平滑的曲线,给定一个随信噪比自适应变化的门限值 M ,可得

$$\hat{T}_p = \sum_{i=1}^P T_{pi} / P \quad (22)$$

其中 T_{pi} 为单个三角脉冲估计的结果 $T_{pi} = t_i^+ + t_i^-$,以 t_i 为中心进行搜索分别得到

$$\left. \begin{aligned} t_i^+ &= \arg(W_s(t, \hat{\omega}_0 + \hat{K}t) > M \text{ 且 } W_s(t + \Delta t, \hat{\omega}_0 + \hat{K}(t + \Delta t)) < M) \\ t_i^- &= \arg(W_s(t, \hat{\omega}_0 + \hat{K}t) > M \text{ 且 } W_s(t + \Delta t, \hat{\omega}_0 + \hat{K}(t - \Delta t)) < M) \end{aligned} \right\} \quad (23)$$

进而可得到载波的估计值为

$$\hat{\omega} = \omega_i - \hat{K}(iT_{r1} + \hat{T}_p / 2), \quad 1 \leq i \leq P \quad (24)$$

在对侦察信号进行截获时,并不能保证截获时间为一个周期或为整周期数,此时上述估计方法会受一些影响,图4

仿真分析了截获时间为一个半周期时的侦察信号的 WVD, 从中可以看出, 它为一个周期的侦察信号的 WVD 的重复, 通过截取一个周期时间内的时频图, 用前述方法同样可以估计载频和伪码的参数, 在此不作详述。

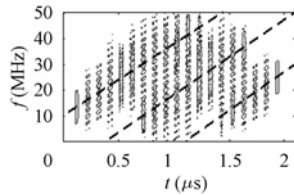


图4 截获时间为一个半周期的侦察信号 WVD 时频分布图
Fig.4 The WVD of intercepted reconnaissance signal in one and a half cycle time

5 仿真分析

采用文献[7]相同的仿真条件, 对 PRBC-LFM 信号作识别研究, 采用本文提出的基于 WVD 时频分布的识别方法, 识别结果如图 5 所示, 为对比文献[7]采用谱相关方法的识别结果, 一并将 Monte Carlo 仿真结果给出。

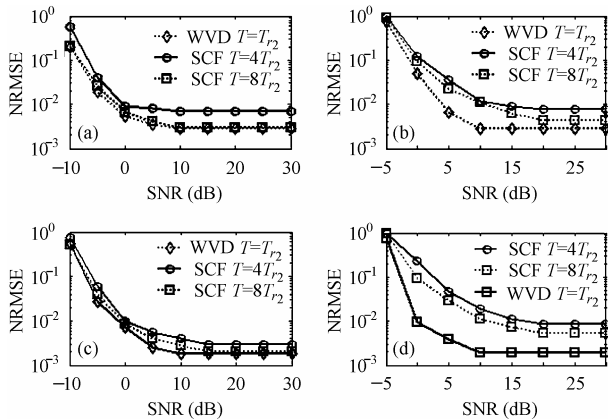


图5 SCF 和 WVD 两种方法的参数估计性能对比

- (a) 载频 f_0 的估计 (b) 调频斜率 K 的估计
(c) 子脉冲宽度 T_p 的估计 (d) 子脉冲重复周期 T_{r1} 的估计

Fig.5 The performance contrast of SCF and WVD parameter evaluation

- (a) Evaluation of carrier frequency f_0
(b) Evaluation of frequency modulation slope K
(c) Evaluation of sub-pulse's width T_p
(d) Evaluation of sub-pulse's repeat cycle T_{r1}

从图中可以看出, (1)时频WVD分析的方法明显优于SCF的估计结果。(2)载频 f_0 和调频斜率 K 的估计结果两者相当, 前者略优于后者; (3)对伪码参数的估计, WVD方法在SNR=5dB时的归一化均方根误差小于0.7%, 并且识别率趋于稳定, 而SCF方法的归一化均方根误差大于2.5%。从中可以看出 WVD 方法对子脉冲重复周期 T_{r1} 的结果尤为精确。还需指出的是 WVD 方法不受调频带宽的限制, 如果将第4节中的调频带宽改为 $B=40\text{MHz}$, 使用 SCF 方法将无法对伪

码参数进行估计。

6 结束语

本文分析了利用谱相关函数进行识别的局限, 提出了针对 PRBC-LFM 侦察信号进行识别的时频分析方法。推导了 PRBC-LFM 侦察信号的 Wigner 时频分布函数, 从中提取了与载频、调频参数和伪码参数有关的特性, 设计了参数估计方法, 最后在高斯噪声环境下对理论分析的结果进行了仿真, 结果表明本文提出的方法对 PRBC-LFM 信号的识别明显优于文献[6]中的谱相关方法, 而且应用条件不受限制。

参考文献

- [1] Gini F, Giannakis G B. Frequency offset and timing estimation in slowly-varying fading channels: A cyclostationary approach[J]. *IEEE Trans. on COM*, 1998, COM-46(3): 400-411.
- [2] Serpedin E, Giannakis G B, et al.. Blind joint estimation of carrier frequency offset and channel using non-redundant periodic modulation procedures[A]. *Statistical Signal and Array Processing*, 1998, Proceedings Ninth IEEE SP Workshop [C]Beijing, 1998: 288-291.
- [3] Mazzenga F, Vatalaro F. Parameter estimation in CDMA multiuser detection using cyclostationary statistics[J]. *Electronics Letters*, 1996, (2): 179-181.
- [4] Gardner W A, Spooner C M. Detection and sources location of weak cyclostationary signals: simplification of the maximum-likelihood receiver [J]. *IEEE Trans. on COM*, 1993, COM-41(6): 905-916.
- [5] Chin-Kang C, Gardner W A. Signal-selective time-difference-of-arrival estimation for passive location of man-made signal sources in highly corruptive environments, part II: Algorithms and performance [J]. *IEEE Trans. on SP*, 1992, SP-40(5): 1185-1197.
- [6] 熊刚, 赵惠昌, 林俊. 伪码-载波调频侦察信号识别的谱相关方法(I)——伪码-载波调频信号的谱相关函数. *电子与信息学报*, 2005, 27(7): 1081-1086.
- [7] 熊刚, 赵惠昌, 王李军. 伪码-载波调频侦察信号识别的谱相关方法(II)——伪码-载波调频信号的谱相关函数. *电子与信息学报*, 2005, 27(7): 1087-1092.
- [8] 罗利春著. *无线电侦察信号分析与处理*. 北京: 国防工业出版社, 2003, 1: 64-70.

林俊: 男, 1973年生, 博士生, 研究方向为指挥自动化技术。
熊刚: 男, 1977年生, 博士后, 研究方向为信号处理与数字仿真。
王智学: 男, 1959年生, 教授, 多年来从事指挥自动化的理论和技术研究。