

伪码-载波调频侦察信号识别的谱相关方法(II) ——伪码-载波调频信号的调制识别和参数估计

熊 刚 赵惠昌 王李军

(南京理工大学电子工程系 南京 210094)

摘 要: 研究了伪码-载波调频侦察信号识别的谱相关方法, 具体针对伪随机二相编码(PRBC)信号及其与正弦调频和线性调频复合信号作了研究。通过 3 种复合信号循环谱截面谱相关特征的分析 and 提取, 完成了调制类型的自动识别, 估计了载频和载波调频参数, 对伪随机码信号的各项参数进行了估计。分析了噪声环境和有限采集时间对参数估计的影响, 最后对调制识别和参数估计进行仿真分析, 表明了谱相关方法在伪码-载波调频信号识别中的优势。

关键词: 调制识别, 参数估计, 谱相关, 线性调频

中图分类号: TN971.1

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2005)07-1087-06

Reconnaissance Signal Recognition of PN Code-Carrier FM Based on Spectral Correlation Method(II) —The Modulation Recognition and Parameter Estimation of PN Code-Carrier FM

Xiong Gang Zhao Hui-chang Wang Li-jun

(Department of Electronic Engineering, Nanjing University of Science and Technology, Nanjing 210094, China)

Abstract The reconnaissance signal recognition of PN code-carrier FM based on Spectral Correlation (SC) method is studied, especially for Pseudo-Random Bi-phase Code (PRBC), SFM-PRBC and LFM-PRBC. Based on the character-extraction and analysis of the α -section of SC, the auto-classification of modulation class is investigated, and the carrier frequency and the parameter of FM are estimated. Further, the parameter of PN code are estimated. The influence of the noise and the limited-time of sampling is analyzed. Finally, the simulation shows the advantage of SC in the recognition of reconnaissance signal.

Key words Modulation recognition, Parameter estimation, Spectral Correlation(SC), LFM

1 引言

干扰和抗干扰是电子战的重要形式, 而实时有效地侦察敌方信号并进行识别和分类是进行干扰的前提。对于侦察信号而言, 由于受到各种噪声和干扰的影响, 使得这项工作十分困难。伪码调相和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、速度分辨率和测速测距精度; 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, 所以研究对伪码调相和载波调频复合侦察信号的分析 and 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^[1-5], 文献[6]分析这些方法的不足, 本文利用谱相关方法, 结合文献[6]推导得谱相关函数公式和循环频率截面的谱相关特征分析,

本文将在此基础上研究伪码-载波调频信号的识别和参数估计问题。

第 2 节通过谱相关循环频率截面的特征分析和提取, 完成了对调制类型的自动分类, 估计了载频和载波调频参数; 第 3 节对伪随机码信号的子脉冲宽度、子脉冲重复周期、子脉冲个数、重复周期等参数进行了估计; 第 4 节分析了有限采样时间对估计精度的影响, 从理论上给出了各个参数的估计精度, 表明了增加采样时间是提高识别和估计精度的有效途径。第 5 节通过蒙特卡洛数字仿真实验对不同信噪比环境进行了分析, 分析表明了谱相关方法在伪码-载波调频信号识别中的优势。

2 调制识别与载频估计

文献[6]已经推导了 3 种复合信号的 SCF 表达式, 下面主要对 $f=0$ 时的循环频率截面 ($\alpha > 0$ 的部分) 进行分析。若

载波为正弦波, 根据前文的推导, 当 $f = 0$ 时, 循环频率截面的谱相关可表示为

$$\hat{S}_y^\alpha(0) = \frac{1}{4} [\hat{S}_x^\alpha(f_0) + \hat{S}_x^\alpha(-f_0) + \hat{S}_x^{\alpha+2f_0}(0)e^{-i2\phi_0} + \hat{S}_x^{\alpha-2f_0}(0)e^{+i2\phi_0}] \quad (1)$$

由于 PRBC 的谱相关函数 $S_x^\alpha(f)$ 是由 $S_1^\alpha(f)$ (单位子脉冲的 SCF) 和伪随机编码有关的因子的乘积组成的, 而 $S_1^\alpha(f)$ 为两个 sinc 函数乘积, 由 sinc 函数的性质, 当 $f > 1/T_p$ 或 $\alpha > 1/T_p$ 时, $\text{sinc}(\cdot) \ll 1$ 。由于 $f_0 \gg 1/T_p$, 所以有 $\hat{S}_x^\alpha(f_0) \ll 1, \hat{S}_x^\alpha(-f_0) \ll 1$ 。由于 SCF 函数关于 f 和 α 都具有对称性, 所以可只考虑 $\alpha > 0, f > 0$ 的情形。当 $f = 0, \alpha > 0$ 时, 上式可近似表示为

$$|\hat{S}_y^\alpha(0)| \approx \frac{1}{4} |\hat{S}_x^{\alpha-2f_0}(f=0)|, \quad \alpha > 0$$

由 PRBC 脉冲串信号的 SCF 分析可知, 当 $\alpha_{1,2} = 2f_0 \pm 2/T_{r2}$ 时, 上式取得最大值。不妨设 $\alpha_1 > \alpha_2$, 故有

$$\hat{f}_0 = \frac{1}{4}(\alpha_1 + \alpha_2)$$

其中

$$\left. \begin{aligned} \alpha_1 &= \arg \max_{\alpha} (|\hat{S}_y^\alpha(f=0)|), & \alpha > 0 \\ \alpha_2 &= \arg \max_{\alpha} (|\hat{S}_y^\alpha(f=0)|), & \alpha > 0, \alpha \neq \alpha_1 \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

同理对于 SFM-PRBC 和 LFM-PRBC 信号, 由文献[6]推导的 SCF 表达式, 可将其近似的表示为 PRBC 信号的 SCF 受载波调制后的形式, 当 $f = 0, \alpha > 0$ 时, 各自循环频率截面的谱相关可表示为

$$|\hat{S}_y^\alpha(0)| \approx \frac{1}{4} \sum_{n=0}^{\infty} J_n^2(m_f) (|\hat{S}_x^{\alpha-2f_0-2nf_m}(f=0)| + |\hat{S}_x^{\alpha-2f_0+2nf_m}(f=0)|), \quad \alpha > 0 \quad (3)$$

$$|\hat{S}_y^\alpha(0)| \approx \sum_{i=0}^{P-1} \sum_{m=iBT_0/P}^{B T_0 + iBT_0/P} \frac{1}{K} |S_x^{\alpha-2(m+f_0T_0)/T_0}(f=0)| \quad (4)$$

由式(3)明显地可以看出, SFM-PRBC 信号的循环谱的谱包络由频率 f_0 和调制频率 f_m 对 SCF 的综合作用而成, 在 $2(f_0 - f_m)$, $2f_0$ 和 $2(f_0 + f_m)$ 3 处呈现明显的 3 个峰, 由于我们假定为窄带调频, 即有 $m_f < 1$, 此时可认为 $J_n(m_f) \approx 0$ ($n \geq 2$), 3 个谱相关包络峰值分别受到 $J_0(m_f)$, $J_{\pm 1}(m_f)$ 的加权, 通过这些循环谱包络峰值及其对应循环频率值的检测, 可得 SFM-PRBC 信号的调制频率和调制指数估值:

$$\hat{f}_m = \frac{1}{4} \left(\arg \max_{\alpha} |\hat{S}_y^\alpha(f=0, \alpha > (2\hat{f}_0 + \hat{P}/\hat{T}_p))| + \arg \max_{\alpha} |\hat{S}_y^\alpha(f=0, \alpha < (2\hat{f}_0 - \hat{P}/\hat{T}_p))| \right) \quad (5)$$

$$\hat{m}_f = \arg \max_{m_f} \left(F(m_f) = \frac{S_x^{\alpha_1}(f=0)}{S_x^{\alpha_2}(f=0)} \right) \quad (6)$$

其中 $F(m_f) = \frac{J_0(m_f)}{J_1(m_f)}$; 图 1 为 $F(m_f) \sim m_f$ 的关系曲线图。

SFM-PRBC 信号的载频 f_0 可以用与 SINE-PRBC 类似的估计方法。

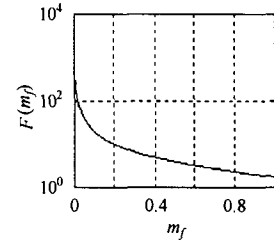


图1 $F(m_f) \sim m_f$ 曲线示意图

由式(4)可以看出, 线性调频(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), 参考线性调频的频谱图, 可知这正是伪随机二相码信号受线性调频的作用然后拉伸一倍的结果, 此时循环谱的分辨率和频带宽度比普通频谱都扩展了一倍。对如图 2 所示的循环谱取包络 $\tilde{S}_y^\alpha(f=0)$, 可得到一个类似于线性调频幅度谱的矩形区域 $[\alpha_{\min}, \alpha_{\max}]$, 其中, 通过设定门限 $S_0 = 0.5 \max(S_x^\alpha(f=0))$, 可得

$$\hat{f}_0 = \alpha_{\min} / 2, \quad \hat{K} = \frac{(\alpha_{\max} - \alpha_{\min})}{2T_{r1}(P - \beta)} \quad (7)$$

其中 $\alpha_{\min} = \min_{\alpha} \arg(\tilde{S}_y^\alpha(f=0) > S_0)$, $\alpha_{\max} = \max_{\alpha} \arg(\tilde{S}_y^\alpha(f=0) > S_0)$, β 是与占空比 ρ 有关的量: $\beta = \rho/(1 - \rho)$ (对 ρ 的估计将在后面得到)。

侦察信号的调制识别可以通过谱相关包络的峰值个数进行检测, 本文采用了一种动态门限方法, 根据 sinc 函数的特点, 使门限值的大小与循环频率与中心频率的差值的大小成反比, 即在远离中心频率时门限变小, 接近中心频率时门限变大。调制识别的步骤如下:

(1) 求出最大值: $S_{\max} = \max(|\hat{S}_y^\alpha(f=0)|), \alpha > 0$, 定义谱峰包络个数为 N , 令 $N = 0$ 。

(2) 通过低通滤波器, 取出循环谱包络函数 $\tilde{S}_x^\alpha(f=0)$, 本文直接通过 Matlab 6.5 中的 Butter() 函数进行了处理。在这里低通滤波的截止频率 f_i 选择比较关键, 如果 f_i 过大, 则会导致原来的一个包络峰值被检测为几个峰值, 由于我们只需要检测主峰值, 所以 f_i 应取得较小为宜 (可取 $0 < f_i < 0.01$)。对循环谱包络峰值是否存在的判断依据是: 存在连续的谱相关值大于门限的 3 个循环频率点 $\alpha_{k-1/T}, \alpha_k, \alpha_{k+1/T}$, 且中间点为局部极大值, 即 $\tilde{S}_x^{\alpha_k}(0) > \tilde{S}_x^{\alpha_{k-1/T}}(0)$ 且 $\tilde{S}_x^{\alpha_k}(0) > \tilde{S}_x^{\alpha_{k+1/T}}(0)$, 且满足:

$$\tilde{S}_x^{\alpha_k}(f=0) > S(\alpha_k) \quad (8)$$

$$其中 S(\alpha_k) = \begin{cases} \frac{5\hat{f}_0 - 1.5|\alpha_k - 2\hat{f}_0|}{10\hat{f}_0} S_{max}, & \alpha_k < 4\hat{f}_0, \\ 0.2S_{max}, & \alpha_k \geq 4\hat{f}_0, \end{cases} \quad k \text{ 为整数}$$

显然当 α 趋于 $2\hat{f}_0$ 时, 门限的大小趋于最大值的 0.5; 当 α 趋于 0 或 $4\hat{f}_0$ 时, 门限的大小趋于最小值的 0.2, 当 $\alpha \geq 4\hat{f}_0$ 时, 门限值为 0.2。这样既可有效地检测出载波产生的谱相关包络主瓣峰值, 又能有效抑制旁瓣带来的误判。 α 从 $0 \rightarrow 1/t_0$, ($\alpha \neq 2\hat{f}_0$) 进行检测(t_0 为采样间隔), 若满足条件, 则 $N = N + 1$; 图 2 为 SNR = -10dB 时, 得到的侦察信号 SCF 通过低通取出的包络的图形, 从中可以很明显地检测出峰值的数目, 并区分 3 种侦察信号。

(3)对 N 进行判断, 若 $N = 1$, 则为正弦波调制类型, 载波频率为 \hat{f}_0 ; 若 $N \leq 5$, 则为正弦调频的载波调制类型, 调频频率和调频指数按式(5), (6)计算, 载波频率为 \hat{f}_0 ; 若 $N \geq 6$, 则为线性调频的载波调制类型, 载波频率和调频的斜率按式(7)计算, 其中子脉冲个数为 $\hat{P} = 2^{k_0}$, 其中 $k_0 = \min_k(2^k \geq (N - 1)) - 1$ 。

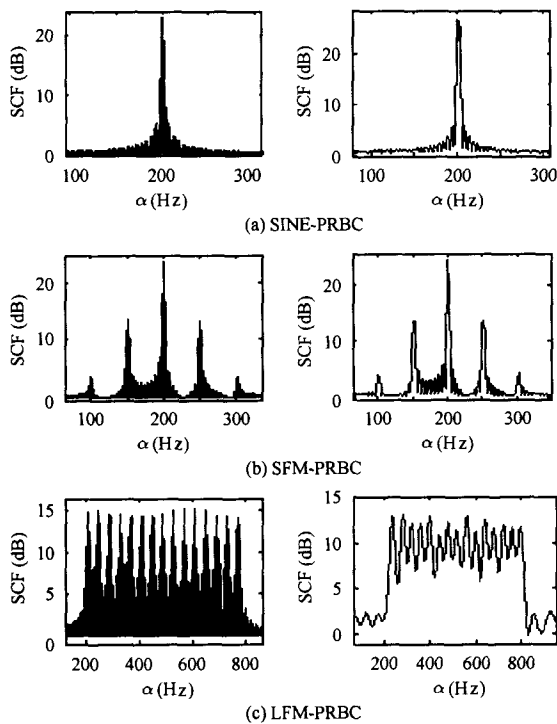


图2 SNR = -10dB 时侦察信号的循环频率截面及其包络分析

3 伪码调制信号的参数估计

通过循环频谱域的分析, 不但可以区分 3 种载波调制方式和载波参数, 而且可以对调制信号参数进行估计。载波调制后, 依然保留了调制信号的谱特征(图 2(a), 2(b), 2(c) 中的各个峰都是对 PRBC 的循环谱的扩展), 由式(1), (3)和(4)也体现了这一点。当侦察信号的载波为正弦调频或正弦波

时, 由于 $f_0 \gg 1/T_p$ 且 $|f_0 - f_m| \gg 1/T_p$, 所以理论上只要分析 $f = 0$ 时, $\alpha \in [2f_0 - 2/T_p, 2f_0 + 2/T_p]$ 的循环谱, 就可以识别出伪码的各个特征参数, 步骤如下:

(1)计算重复周期 T_{r2} $\hat{T}_{r2} = 2/\alpha_4$, 其中两梳齿间的距离 $\alpha_4 = (\alpha_1 - \alpha_2)/2$, α_1, α_2 见式(2)。

(2)计算子脉冲个数 P 由文献[6]的图 3 的分析, 在间距为 $2/T_{r2}$ 谐波上, 还可以发现一些短的梳齿, 且每两个短梳齿的间距为 $2/T_{r1}$, 由于 $1/T_{r1} = P/T_{r2}$, 故可以令 $n = 2^{k+1} - 1$, 依次对 $k = 1, 2, 3, 4 \dots$ 进行检验, 检测出最小的满足下面条件的 n 值:

$$n_0 = \arg \min_n \left(S_x^{2\hat{f}_0 + 2(n-1)/\hat{T}_{r2}}(0) \right) < S_x^{2\hat{f}_0 + 2n/\hat{T}_{r2}}(0) < S_x^{2\hat{f}_0 + 2(n+1)/\hat{T}_{r2}}(0), \text{ 则} \\ \hat{P} = n_0 \quad (9)$$

(3)计算子脉冲宽度 T_p $\hat{T}_p = 2/\alpha_3$, α_3 为谱零点对应的循环频率, 将谱相关函数通过低通滤波器检测其包络, 谷点所对应的频率即为 α_3 ; 将循环谱通过低通滤波器取包络, 得到 M 个谱零点对应的循环频率值, 通过求平均得到 T_p 。如果 M 过小, 容易引入测量误差, 如果 M 过大, 得到的 α 值又容易受到噪声和干扰的影响, 本文认为 M 取在 2~5 为宜。令关于 α 的集合 $G(\alpha)$ 为

$$G(\alpha) = \{\alpha_g^1, \alpha_g^2, \alpha_g^3, \dots, \alpha_g^M\} \\ = \arg \left(\tilde{S}_x^\alpha(0) > \tilde{S}_x^{\alpha-1/T}(0) \text{ 且 } \tilde{S}_x^{\alpha_n}(0) > \tilde{S}_x^{\alpha+1/T}(0) \right), \text{ 则有} \\ \hat{T}_p = 2M \left(\sum_{i=1}^{M-1} (\alpha_g^{i+1} - \alpha_g^i) \right)^{-1} \quad (10)$$

(4)子脉冲重复周期 T_{r1} $\hat{T}_{r1} = \hat{T}_{r2}/\hat{P}$; 但对于 LFM 信号, 由于在循环频率上各个的包络函数产生严重的混叠, 此时不可能利用上述方法进行检测, 观察式(4)可知, 因为在其循环谱域中, B 被等距地分成 P 个矩形包络, 并且包络的宽度和包络之间的空隙宽度的比值即为占空比, 当 BT 较大时, 包络近似呈现为矩形, 这样便可得到子脉冲个数 P 和占空比 ρ 的估计。其次, 虽然循环谱在 $\alpha \in [\alpha_{min}, \alpha_{max}]$ 产生了严重的混叠, 但是当 $\alpha > \alpha_{max}$ 时, 由于 sinc 函数的快速衰减特性, 只有 α_{max} 附近的主瓣产生的副瓣影响较大, 并基本体现了 PRBC 的谱特性, 尽管各个峰值产生较大的畸变, 但是各个谱零点的信息被保留了, 从中可以估计出子脉冲的宽度 T_p 。这样便可估计所有的伪码参数了, 步骤如下:

(1)计算满足下式的 α 的集合 $F(\alpha)$ $F(\alpha) = \{\alpha_f^1, \alpha_f^2, \alpha_f^3, \dots,$

$\alpha_f^N\} = \arg \left(\left| \hat{S}_y^\alpha(f=0) \right| = S_h \right)$, 其 $S_h = \frac{1}{2} \max \left\{ \left| \hat{S}_y^\alpha(f=0) \right| \right\}, \alpha > 0$, 可得到子脉冲个数和占空比的估计为

$$\hat{P} = 2 \min_k (2^k \geq (N-1)) - 1 \quad (11)$$

$$\hat{\rho} = \frac{1}{\hat{P}} \sum_{k=1}^{\hat{P}} \frac{\alpha_f^{2k} - \alpha_f^{2k-1}}{\alpha_f^{2k+1} - \alpha_f^{2k}} \quad (12)$$

(2)估计子脉冲宽度 T_p 在 $\alpha > \alpha_{\max}$ 时, 将循环谱通过低通滤波器取包络, 得到 M 个谱零点对应的循环频率值, 通过求平均得到 T_p 。与 SFM-PRBC 类似, 可以得到

$$\hat{T}_p = 2M \left(\sum_{i=1}^{M-1} (\alpha_g^{i+1} - \alpha_g^i) \right)^{-1}, \quad \alpha > \alpha_{\max} \quad (13)$$

(3)子脉冲重复周期 $T_{r1} = (\hat{\rho} + 1)\hat{T}_p / \hat{\rho}$, 重复周期 $\hat{T}_{r2} = \hat{P}\hat{T}_{r1}$ 。

4 有限采样时间对估计的影响

谱相关函数同样是采用傅里叶变换进行处理的(采用了两次傅里叶变换), 与常规功率谱估计一样, 由于采集时间 T 是有限的, 数据加窗的结果使得 SCF 的计算不可避免地存在循环谱泄漏和循环谱分辨率有限的问题。

泄漏现象对于循环谱的估计和正弦分量的检测是有害的, 因为弱信号的主瓣很容易被强信号泄漏的临近的副瓣所淹没和畸变, 从而造成谱的模糊和失真。如图 2(c)所示, 由于在较窄的频带内存在多个循环包络谱峰, 各个包络之间的相互覆盖和循环谱泄漏, 使得从其中估计的与伪随机码有关的参数精度较差。通常在时域或频域中采用平滑方法计算 SCF 时, 通过适当选取数据重叠系数, 增加采样数据长度等方法, 能够将循环谱泄漏控制在允许的范围內。

对于循环谱分辨率, 文献[7]提出了可靠估计需满足的条件: $\Delta f / \Delta \alpha \gg 1$, 即循环谱分辨率需要比常规谱分辨率高很多。而事实上根据文献[8]的分析, 谱相关函数 $\Delta \alpha = \Delta f$, 只是因为循环谱域信号被施以倍频和自混频, 其所有的频谱分量被展宽(带宽增加一倍), 信号的谱分辨率变相提高了。对于矩阵窗, 傅里叶变换的 3dB 电平的主瓣宽度近似等于观测时间的倒数, 如果采用 FFT 计算, 则有 $\Delta \alpha = \Delta f = f_s / N = 1/T$ 。在信号的原始物理频谱中, 其相互间隔原来小于 Δf 但大于 $\Delta f / 2$ 的分量, 经过倍频和自混频处理, 在循环频谱域其间隔就将大于 Δf , 从而使相对分辨率提高了。

当载波为正弦和正弦调频时, 由上面的分析不难求出载频 f_0 以及频率 f_m 估计的分辨率为

$$\left. \begin{aligned} \Delta f_0 &= \Delta \alpha = 1/T \\ \Delta f_m &= \Delta \alpha / 2 = 1/2T \\ K &= \frac{(\alpha_{\max} - \alpha_{\min})}{T_{r1}(P - \beta)} \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

当载波为线性调频时, 可得线性调频的载频和调频斜率估计的分辨率为

$$\left. \begin{aligned} \Delta f_0 &\approx \Delta \alpha / 2 = 1/(2T) \\ \Delta K &\approx \frac{2(\alpha_{\max} - \alpha_{\min}) + 2\hat{T}_p}{4\hat{P}^2 \Delta \alpha - \Delta \alpha / \hat{P}^2} \approx \frac{BT}{2\hat{P}^2} \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

对于伪随机二相码的子脉冲宽度 T_p 、子脉冲重复周期 T_{r1} 、重复周期 T_{r2} 的估计的分辨率, 如果载波为正弦波或正弦调频载波, 那么根据第 3 节的估计方法, 可得到

$$\Delta T_{r2} = \frac{16\Delta \alpha}{(16/\hat{T}_{r2}^2 - \Delta \alpha^2)} = \frac{16T_{r2}^2}{16T - \hat{T}_{r2}^2/T} \approx T_{r2}^2/T \quad (16)$$

$$\Delta T_p \approx \frac{2\Delta T_{r2}(\rho + 1)}{P\rho} = \frac{2T_{r2}^2(\rho + 1)}{TP\rho} \quad (17)$$

$$\Delta T_{r1} = \frac{\Delta T_{r2}}{P} = \frac{T_{r2}^2}{PT}, \quad \Delta P < 1 \quad (18)$$

如果载波为线性调频载波, 那么根据第 3 节的估计方法, 可得到

$$\Delta T_p = \Delta \alpha, \quad \Delta \rho = \frac{2(\rho + 1)^2 P \Delta \alpha}{\rho^2 B} \quad (19)$$

$$\Delta T_{r1} = \frac{T_p \Delta \rho + \rho \Delta \alpha}{\rho^2 - \Delta \alpha^2 / 4} + \Delta \alpha \approx \frac{(\rho + 1)}{\rho T} \quad (20)$$

$$\Delta T_{r2} = P \Delta T_{r1} \approx \frac{P(\rho + 1)}{\rho T}, \quad \Delta P < 1 \quad (21)$$

通常情况下, 有 $T \gg T_p^2$, $T \gg T_{r1}^2$, 所以上述参数估计的分辨率都随着采集时间 T 增加而增加, 所以增加 T 能有效提高参数估计的分辨率。另外对于子脉冲个数 P 的估计, 由于 $P = 2^k - 1, (k \in Z)$, 而 $\Delta P < 1$, 所以总是可以得到正确的估计。

5 噪声环境对调制识别的影响

从理论上讲, 由于高斯白噪声 $n(t)$ 不具备二阶平稳特性, 所以在循环频率非零处的谱相关值为零, 因此分析循环频率非零处的循环谱, 就完全摆脱了背景噪声的影响, 这正是文献[6]分析 $f = 0$ 时循环频率 α 截面(不包含 $\alpha = 0$)的原因。在采集时间 T 趋于无穷时, 噪声的 SCF 应等于其理论值, 即非零循环频率处的 SCF 值为零, 此时, 侦察信号的 SCF 估计的理论均值和方差都为零, 由此可知参数估计算法是渐进无偏和一致的。

事实上, 由于采集时间的有限, 使得在非零循环频率上并非恒为零, 文献[6]的图 5(d)是由 Matlab 6.5 中 randn 函数产生的高斯白噪声的 SCF 仿真图, 采样点数为 1023, 经过 50 次平均的结果, 其效果不如理想的高斯白噪声理想, 显然这会对参数估计产生影响。若输入信噪比和信干比较高, 采集时间 T 足够大, 则会有如下不等式:

$$|S_n^\alpha(f)| \ll |S_s^\alpha(f)|, \quad \alpha \neq 0 \quad (22)$$

式中 $S_n^\alpha(f)$ 代表噪声的 SCF, $S_s^\alpha(f)$ 代表没有噪声和干扰的接收信号的 SCF, 此时 $S_n^\alpha(f)$ 的均值为零, 故这种情况下噪

声和干扰对载频、伪码的各个参数的估计影响很小。 $S_n^\alpha(f)$ 的方差和 $S_s^\alpha(f)$ 的均值平方分别有如下近似比例式:

$$\text{var}[S_n^\alpha(f)] \propto \frac{1}{T\Delta f} S_n(f_0 + \alpha/2) S_n(f_0 - \alpha/2) \quad (23)$$

$$E^2[S_s^\alpha(f)] \propto C_s^\alpha(f) [S_s(f_0 + \alpha/2) S_s(f_0 - \alpha/2)] \quad (24)$$

$S_n(f)$, $S_s(f)$ 分别为噪声和信号的功率谱, $C_s^\alpha(f)$ 为比例系数, 上式对于平稳高斯噪声而言是精确近似, 对于非高斯噪声和干扰需要略作修正, 故可得

$$\frac{E^2[S_s^\alpha(f)]}{\text{var}[S_n^\alpha(f)]} \propto T\Delta f C_s^\alpha(f) \cdot \frac{S_s(f_0 + \alpha/2) S_s(f_0 - \alpha/2)}{S_n(f_0 + \alpha/2) S_n(f_0 - \alpha/2)} \quad (25)$$

上式说明当输入信噪比下降时, 采集时间 T 必需相应增加, 方能使式(22)继续成立, 使噪声和干扰不对参数估计造成很大影响。

另外, 在侦察信号为线性调频载波时, 由于其主频段 $2f_0 < \alpha < 2(f_0 + B)$ 内的各次包络严重混叠, 在对伪码调制信号参数的估计时, 我们利用了 $\alpha > 2(f_0 + B)$ 的谱相关值, 由于噪声具有平坦的功率谱, 所以此时, 参数估计对信噪比的变化更加敏感, 估计误差将随着 SNR 的降低而恶化。

6 仿真结果分析

通过蒙特卡罗数字仿真实验对噪声环境下 3 种侦察信号进行了识别, 包括调制识别、载频 (f_0) 和载波调制参数 (f_m, K) 估计, 进而对伪随机二相码序列的子脉冲宽度 T_p 、子脉冲重复周期 T_{r1} 、子脉冲个数 P 、重复周期 T_{r2} 进行了估计。

仿真中 PRBC 脉冲串的各项参数, 以及 3 种载波的载频以及调频参数均与文献[6]中第 3.3 节相同, 不同的是, 这里采样时间选择两种, 分别为: $T = 4T_{r2}$, $T = 8T_{r2}$ 。噪声为零均值加性的高斯白噪声, 信噪比从 -15dB 到 30dB 变化。对给出的 3 种信号进行了调制分类, 给出了对上述参数估计的归一化均方根误差(NRMSE)随输入信噪比的变化关系。

在调制识别中, 我们采用的低通滤波器的截止频率系数为 0.01, 实验重复次数为 2000 次, 对于所有 $\text{SNR} > -15\text{dB}$ 环境进行的仿真试验表明: 通过峰值检测, 对 3 种调制方式的侦察信号的谱相关函数的 α 截面, 可以看出载波为正弦波时, 在两倍载频即 $2f_0$ 处, 呈现了一个明显的谱相关包络峰值。当为 SFM-PRBC 信号时, 在 $2f_0$ 以及 $2(f_0 \pm f_m)$ 处呈现了谱相关包络峰值, 可以看到在 $2(f_0 \pm kf_m), k = 2, 3, \dots$ 处一些峰值很小的谐波分量已经淹没在噪声之中; 当侦察信号为 LFM-PRBC 时, 在 $2(f_0 + B)$ 内均匀分布着 P 个谱相关包络峰值, 但是不同的是, 侦察信号为 SINE-PRBC 和 SFM-PRBC 时, 谱包络即为基本的 PRBC 的功率谱的扩展, 可以直接从这些包络中估计出 PRBC 脉冲

串的参数, 但对于 LFM-PRBC, 由于在循环频率上各个的包络函数产生严重的混叠, 无法从其中直接得到 PRBC 脉冲串的信息。低通滤波后的图形, 可以看出明显的特征差异, 三者对应的谱相关包络峰值分别为: 1, 3, 15。

对 3 种情形的载波频率的估计结果如图 3(a)所示, 对 f_m 和 K 的估计的结果示于图 3(b)。图中横坐标为输入信噪比(分贝), 纵坐标为估计的归一化均方根误差(下同)。对 PRBC 脉冲串 4 个参数的估计中, 实质上只需估计其中 3 个。实验表明: 对子脉冲个数 P 的估计在 $\text{SNR} > -15\text{dB}$ 时, 均能得到正确结果。图 3(c)给出了 3 种载波情况下对子脉冲重复周期 T_{r1} 的估计结果, 图 3(d)为 3 种载波情况下对 T_p 的估计结果。

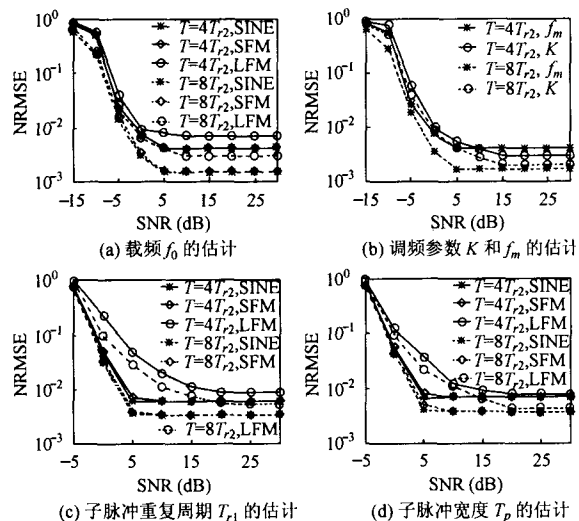


图3 参数估计的 NRMSE 随 SNR 变化的曲线分析

从图 3 中可以看出: (1) 对 SINE-PRBC 和 SFM-PRBC 的载频估计精度相当, 前者略优, 并都在 0 和 5dB 左右达到稳定, 且都明显优于对 LFM-PRBC 的载频估计精度。对 SFM-PRBC 的调频频率 f_m 的估计精度略低于对其载频 f_0 的估计精度。 $T = 8T_{r2}$ 时, 三者的载频估计在 -5dB 时的归一化均方根误差为 1.4%, 1.8% 和 2.6%。可见, 载频的估计在低信噪比情况下仍能获得较好的估计结果。(2) 对 SINE-PRBC 和 SFM-PRBC 中的 PRBC 参数估计精度相当, 前者略优, 并都在 5dB 左右达到稳定, 且都明显优于对 LFM-PRBC 的 PRBC 参数估计精度。LFM-PRBC 中的 PRBC 参数估计精度较差, 且对噪声比较敏感, 估计值在 15~20dB 时趋于稳定, 这与前面的分析一致。(3) $T = 8T_{r2}$ 时的估计误差普遍要比 $T = 4T_{r2}$ 时的小, 这说明采集时间的增加可有效降低噪声的影响, 提高估计的精度。(4) 随输入信噪比的提高, 各参数的估计误差会相应减小, 其中载频和码片时宽的估计精度分别在 0 和 5dB 左右达到稳定, 其它参数的估计也在 5dB 左右达到稳定, 可见要进一步提高估计精度, 需增加采集时间或采用其它方法提高最小分辨率。

7 结束语

本文研究了伪码和载波调制侦察信号识别的谱相关方法,对其中典型的3种侦察信号进行了谱相关函数推导和特性分析。基于谱相关方法进行了特征提取,完成了侦察信号的自动调制分类和参数估计。仿真表明调制分类以及参数估计算法简单可行,在低信噪条件下有较好的效果。同时也表明对 LFM-PRBC 信号的识别和参数估计比较困难,估计精度受信噪比影响较大。

在对侦察信号识别的工程实践中,由于在宽频带上同时存在大量不同调制方式的信号,且受到各种平稳和非平稳噪声以及干扰的影响,使得对侦察信号的识别更加困难。本文的研究是基于“侦察信号具有循环平稳特性”这一基本假定的,但是现实中不可避免地存在非平稳噪声(如分形随机噪声、海杂波等混沌噪声),如何通过广义时频分布核函数的优化设计,得到广义的谱相关函数,使之适用于非平稳噪声和干扰下侦察信号的分析 and 处理是下一步要研究的内容。

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 Comm.*, 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], 1998: 288 – 291.
- [3] Mazzenga F, Vatalaro F. Parameter estimation in CDMA multiuser detection using cyclostationary statistics[J]. *Electronics Letters*, 1996, 32 (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 Comm.*, 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, 王李军. 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*, 2004, 27(7), 1081 – 1086.
- [7] Gardner W A. Measurement of spectral correlation[J]. *IEEE Trans. on ASSP*, 1986, ASSP-34(5): 1111 – 1123.
- [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.

熊刚: 男, 1977年生, 博士生, 研究方向为信号处理与数字仿真。

赵惠昌: 男, 1958年生, 教授, 博士生导师, 多年来从事无线电近炸引信的理论和技术研究。

王李军: 男, 1978年生, 博士生, 研究方向为 GPS 抗干扰技术。