

时变信道下雷达辐射源个体识别的局部相关检验方法*

许丹, 孙振江, 柳征, 姜文利

(国防科技大学电子科学与工程学院, 湖南长沙 410073)

摘要: 辐射源个体识别是电子战领域的研究热点。针对时变信道下波形已知的雷达个体分类问题, 基于似然比检验提出一种稳健的局部相关检测方法。该方法利用雷达波形中差异度较大的部分生成参考波形, 构建假设检验模型进行信号分类, 并通过比例因子调节参考波形的差异显著性。仿真实验表明, 随着参考波形差异显著性增强, 本方法识别性能明显优于直接最大似然比方法, 具有较好的抗多径性能。

关键词: 辐射源识别; 特定辐射源识别; 时变信道; 最大似然检测; 局部相关

中图分类号: TN95 文献标志码: A 文章编号: 1001-2486(2015)01-148-05

Radar emitter identification in time-variation channel based on local correlation test

XU Dan, SUN Zhenjiang, LIU Zheng, JIANG Wenli

(College of Electronic Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract: Emitter identification is brought into research hotspot in the field of electronic warfare. To solve the problem of radar emitter identification in time-variation channel, a local correlation testing based on Likelihood Test was proposed. The method used the radar waveforms with large diversity parts to form reference waveform, identified signals by building a hypothesis model, and adjusted the variability of reference waveforms by a scale coefficient. Simulation result shows that the recognition performance and the multipath interference performance of the method are better than likelihood-ratio test with the incremental variability of the reference signal.

Key words: emitter identification; specific emitter identification; time-variation channel; likelihood-ratio test; local correlation test

目前电磁环境日益复杂, 辐射源识别领域存在两个发展方向, 一是如何处理测量的辐射源传统参数中的不确定性, 另一方向是如何获得更可靠和更有效的辐射源信息。特定辐射源识别(Specific Emitter Identification, SEI)是后一发展方向的代表, 其目的是“获得将信号特征与辐射源个体关联起来的能力”。实际雷达信号存在不同程度的差异, 而且在某些应用场合雷达波形是相对稳定的, 此时可利用信号波形进行分类, 如文献[1-4]。本文进一步将个体识别问题归结为多元信号检测问题来解决。

实际环境中存在的多径效应可能显著降低SEI系统的识别性能。特别是当两个同型号雷达的信号波形相关性较大时, 多径效应产生的信号畸变都会显著增大错误识别的概率。本文对多径效应进行了建模, 首先给出了静态多径信道下的最佳相关检测器, 然后对多径模型时变部分未知时存在的检测器性能显著下降问题, 提出一种局

部相关检测的方法, 提高了信号分类检测的稳健性。

1 问题描述

基于对两个同型号的脉冲体制雷达的个体识别问题, 假定雷达发射信号波形是相对稳定的, 并且波形已知, 第*i*个雷达的波形为

$$x_i(t) = a_i(t) \exp[j(2\pi f_0 t + \varphi_{i0} + \varphi_i(t))], 0 \leq t \leq T \quad (1)$$

其中, $a_i(t)$, f_0 , φ_{i0} , $\varphi_i(t)$ 分别为信号的包络、载频、初相、相位调制, 其中初相服从 $0 \sim 2\pi$ 的均匀分布。 T 为大于脉冲宽度的信号发射窗口。考虑空间无线传输的多径效应, 设有 K 个多径反射点, 则到达接收机前端的信号为

$$y_i(t) = x_i(t) + \sum_{k=1}^K m_k x_i(t - \tau_k) + v(t) \quad (2)$$

式(2)中, m_k 为多径信号的相对幅度, τ_k 为时延, m_k 和 τ_k 是随机变量, $v(t)$ 为高斯白噪声。

* 收稿日期: 2013-08-24

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61002026)

作者简介: 许丹(1979—), 男, 湖南湘潭人, 讲师, 博士, E-mail: xudan@nudt.edu.cn

上述假定条件下,辐射源个体识别的问题就是已知信号检测问题,但由于多径随机项的存在,到达接收机前端的信号具有随机性,因此是一个含随机参量的信号检测。考虑到电子侦察过程中目标或观测平台的移动,多径效应将具有的时变特性,并且对不同的辐射源多径效应也存在差异。借鉴文献[5]的定义,进一步将多径效应分为静态部分和瞬态部分。

$$h(t) = h_0(t) + \delta h(t) \quad (3)$$

式(3)中,静态部分 $h_0(t)$ 的模型统计特性已知且不会发生改变,对应的模型参数概率分布用 $p(m_k)$ 和 $p(\tau_k)$ 来表示,且瞬态部分 $\delta h(t)$ 的统计特性时变未知,一般可以假定其能量远小于 $h_0(t)$ 。首先给出基于静态部分的最大似然检测器,再考虑瞬态部分的影响。

2 静态多径信道下的最大似然检验器

采用静态模型,并且不考虑接收过程中的频域失真、非线性失真等,得到二元假设检验问题如下

$$\begin{cases} H_1: y_1(t) = s_1(t, \theta) + v(t), 0 \leq t \leq T \\ H_2: y_2(t) = s_2(t, \theta) + v(t), 0 \leq t \leq T \end{cases} \quad (4)$$

其中, $m_k, \tau_k (k > 1)$ 和 φ_{i0} 整体用符号 θ 表示

$$s_i(t; \theta) = \sum_{k=0}^K [m_k a_i(t - \tau_k) \cos(2\pi f_0(t - \tau_k) + \varphi_{i0} + \varphi_i(t - \tau_k))] \quad (5)$$

令 $\tau_0 = 0$ 表示直达信号的时延,归一化使得两种假设中的信号能量都为固定值 E_s , 即

$$\int_0^T s_i^2(t, \theta) dt = E_s \quad (6)$$

采用文献[6]的构造虚拟假设方法,可以得到如下的判决规则

$$\frac{\lambda_1(y)}{\lambda_2(y)} \geq \frac{p(H_2)(c_{12} - c_{22})}{p(H_1)(c_{21} - c_{11})} \stackrel{def}{=} \eta \quad (7)$$

则判为 H_1 , 否则判为 H_2 。

其中, $\lambda_i(y)$ 为似然比函数

$$\begin{aligned} \lambda_i(y) &= \int_{|\theta|} \lambda_i[y(t) | \theta] p(\theta) d\theta \\ &= \int_{|\theta|} \exp\left[\frac{2}{N_0} \int_0^T y(t) s_i(t, \theta) dt - \frac{1}{N_0} \int_0^T s_i^2(t, \theta) dt\right] p(\theta) d\theta \\ &= \exp\left(-\frac{E_s}{N_0}\right) \int_{|\theta|} \exp\left[\frac{2}{N_0} \int_0^T y(t) s_i(t, \theta) dt\right] p(\theta) d\theta \end{aligned} \quad (8)$$

定义

$$y_{R,i} = \int_0^T y(t) \sum_{k=0}^K [m_k a_i(t - \tau_k) \cos(2\pi f_0(t - \tau_k) + \varphi_i(t - \tau_k))] dt$$

$$y_{L,i} = \int_0^T y(t) \sum_{k=0}^K [m_k a_i(t - \tau_k) \sin(2\pi f_0(t - \tau_k) + \varphi_i(t - \tau_k))] dt \quad (9)$$

$$\begin{cases} u_i = (y_{R,i}^2 + y_{L,i}^2)^{1/2} \\ \phi_i = \arctan(y_{L,i}/y_{R,i}) \end{cases} \quad (10)$$

代入式(8)得

$$\begin{aligned} \lambda_i(y) &= \exp\left(-\frac{E_s}{N_0}\right) \int_{|\theta|} \exp\left[\frac{2}{N_0}(y_{R,i} \cos(\varphi_{i0}) - y_{L,i} \sin(\varphi_{i0}))\right] p(\theta) d\theta \\ &= \exp\left(-\frac{E_s}{N_0}\right) \int_{|\theta|} \exp\left[\frac{2}{N_0} u_i \cos(\phi_i + \varphi_{i0})\right] p(\theta) d\theta \end{aligned} \quad (11)$$

由第一类零阶修正贝塞尔函数

$$I_0(u) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \exp[u \cos(\phi + \varphi)] d\varphi, u \geq 0 \quad (12)$$

并且由 φ_{i0} 的均匀分布,得

$$\lambda_i(y) = \exp\left(-\frac{E_s}{N_0}\right) \cdot \int_{|\theta|} I_0\left(\frac{2}{N_0} u_i\right) \prod_{k=0}^K p(m_k) dm_k \prod_{k=0}^K p(\tau_k) d\tau_k \quad (13)$$

将式(13)代入式(7),可得似然比检测模型,若

$$\frac{\int_{|\theta|} I_0\left(\frac{2}{N_0} u_1\right) \prod_{k=1}^K p(m_k) dm_k \prod_{k=1}^K p(\tau_k) d\tau_k}{\int_{|\theta|} I_0\left(\frac{2}{N_0} u_2\right) \prod_{k=1}^K p(m_k) dm_k \prod_{k=1}^K p(\tau_k) d\tau_k} \geq \eta,$$

则判为 H_1 , 否则判为 H_2 。

特别地,如果 N_0 较小, $I_0\left(\frac{2}{N_0} u_2\right)$ 的具体值将很难求出,这时可利用 I_0 的指数增长特性。在 m_k 的所有离散的可能取值中,如果有一个取值使得 $I_0\left(\frac{2}{N_0} u_i\right)$ 最大(即 $\frac{2}{N_0} u_i$ 最大),则应判决为 H_i , 相应的信号相关检测系统结构可以用图 1 表示,其中 N 表示随机参量的所有可能取值个数。

3 时变多径信道下的局部相关检测器

3.1 时变信道的影响分析

上述似然比检验方法在多径的瞬态部分为零时是最佳或准最佳的,在瞬态部分趋近于零时有些场合也是准最佳的。如在通信系统中,由于待识别的信号波形相关性较小,在多径的瞬态部分能量较小时其影响可以被忽略,似然比检验是准最佳的。但多径的瞬态部分在 SEI 应用中却是不能被忽略的。对此本节将定性加以说明。

对两个辐射源的信号波形进行分解,得到第 i 个辐射源信号的共性部分和个性部分

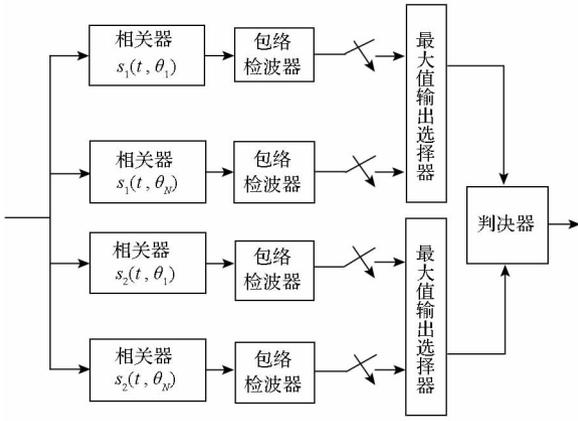


图 1 静态信道下信号相关检测系统结构

Fig. 1 Signal correlation test model of static channel cases

$$x_i(t) = s(t) + \xi_i(t) \quad (14)$$

式(14)中, $s(t)$ 是所有辐射源信号的共性部分, $\xi_i(t)$ 是辐射源信号的个性部分, 辐射源的差异仅体现在 $\xi_i(t)$ 中。上述分解虽然不唯一, 但可用 $\sum_{i=1}^2 \int_{t=0}^T \xi_i^2(t) dt$ 最小化加以限定。分解的矢量示意图如图 2 所示。

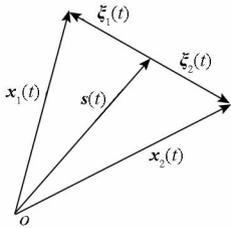


图 2 信号共性与个性分解的矢量示意图

Fig. 2 Figure of common and personality decomposition

由于同型号辐射源常采用几乎相同的信号形式, 可以认为 $s(t)$ 的能量远大于 $\xi_i(t)$ 的能量, $\xi_i(t)$ 是大信号 $s(t)$ 中的小信号。

辐射源信号经过时变信道到达接收机前端,

$$s(t) = \frac{a_1(t) \cos[2\pi f_0 t + \varphi_1(t)] + a_2(t) \cos[2\pi f_0 t + \varphi_2(t)]}{2}, \quad 0 \leq t \leq T \quad (17)$$

$$\xi_1(t) = \frac{a_1(t) \cos[2\pi f_0 t + \varphi_1(t)] - a_2(t) \cos[2\pi f_0 t + \varphi_2(t)]}{2}, \quad 0 \leq t \leq T \quad (18)$$

$$\xi_2(t) = \frac{a_2(t) \cos[2\pi f_0 t + \varphi_2(t)] - a_1(t) \cos[2\pi f_0 t + \varphi_1(t)]}{2}, \quad 0 \leq t \leq T \quad (19)$$

步骤 2: 计算信号个性部分与共性部分的能量比

$$\rho_i = \frac{\int_0^T \xi_i(t) dt}{\int_0^T s(t) dt} \quad (20)$$

步骤 3: 对共性与个性部分作同样的傅里叶变换, 并按频谱划分得到多个信号分量。

其信号形式

$$y_i(t) = x_i(t) \otimes h(t) + v(t) \quad (15)$$

将式(3)和式(14)代入, 得

$$y_i(t) = s(t) \otimes h_0(t) + \xi_i(t) \otimes h_0(t) + s(t) \otimes \delta h(t) + \xi_i(t) \otimes \delta h(t) + v(t) \quad (16)$$

式(16)包含五个部分, 依次为共性静态、个性静态、共性瞬态、个性瞬态、高斯白噪声。上一节的似然比检验实际是利用前两个部分和高斯白噪声来构建判决准则, 忽略了中间两项, 其分类性能主要依赖于接收辐射源信号的个性静态部分。根据上文的假定, $s(t)$ 的能量远大于 $\xi_i(t)$ 的能量, $h_0(t)$ 的能量也远大于 $\delta h(t)$ 的能量, 此时 $s(t) \otimes \delta h(t)$ 的功率与 $\xi_j(t) \otimes h_0(t)$ 的功率仍有可能相当, 如果两者还具相关性, 则共性瞬态部分有可能严重影响个性静态部分, 导致检测器性能下降。

3.2 频域局部相关检测

根据上文定性分析, 提高时变信道下的 SEI 系统性能有两种途径: 一是进一步降低时变信道的的影响; 二是避免对“大信号”中的“小信号”进行检测。在实际工程中, 常见的做法是第一种途径, 剔除多径效应明显的信号样本, 或对多径效应进行补偿。本文考虑第二种途径, 寻求两信号相关性最小、个性部分所占能量比例较大的部分进行相关检测, 本文将此类方法统称为“局部相关检验”。

针对雷达脉冲信号, 本文采用的频域局部相关检测方法步骤如下。

步骤 1: 将已知信号波形 $x_i(t)$ 作初相对齐后, 分解得到两信号的共性部分与个性部分。

令 $\varphi = 0$, 由式(1)得到

设分解为

$$s(t) = \sum_{j=0}^F s^{(j)}(t) \quad (21)$$

$$\xi_i(t) = \sum_{j=0}^F \xi_i^{(j)}(t) \quad (22)$$

其中, F 为频率分量的个数。

步骤 4: 计算第 j 个分量的个性与共性部分的能量比, 得到:

$$\rho_i^{(j)} = \frac{\int_0^T \xi_i^{(j)}(t) dt}{\int_0^T s^{(j)}(t) dt} \quad (23)$$

步骤 5:选择个性部分相对占优势的参考信号波形

$$\mathbf{x}_i^{ref}(t) = \sum_{j=0, \rho_1^{(j)} > \gamma \rho_1, \rho_2^{(j)} > \gamma \rho_2}^F \mathbf{s}^{(j)}(t) + \xi_i^{(j)}(t) \quad (24)$$

其中, γ 为比例因子,需根据分类性能而定。

步骤 6:对待检测信号做同样的频率分量选择后,用 $\mathbf{x}_i^{ref}(t)$ 作参考信号,按照所给方法构建静态多径信道模型下的最大似然检测器进行分类检测。

实际的侦察观测经验也表明,雷达脉冲信号的主要差别集中在上升沿、下降沿和顶部波纹,其特征都相对显著地反应在其频谱的旁瓣和寄生频率项上,进行频域的局部相关实际上也是更多地利用旁瓣和谐波位置的分类信息,并且抑制主频分量的干扰。为更好地反映时变多径下的分类效果,本文将进一步采用计算机仿真进行验证。

4 计算机仿真

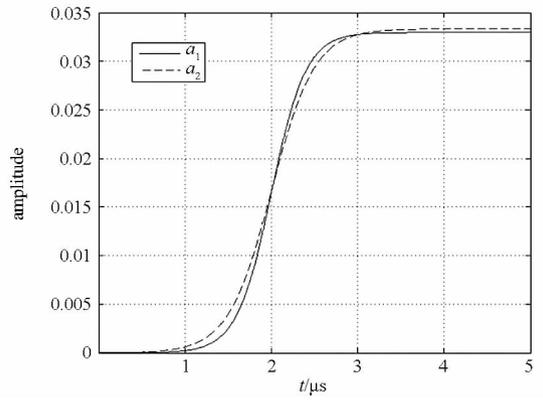
以单脉冲信号作为仿真对象对局部相关检测的方法进行验证。接收信号中频的中心频率 $f_0 = 70\text{MHz}$, 中频带宽 $B = 100\text{MHz}$, 采样率 $f_s = 200\text{MHz}$, 观测窗口宽度 $T = 10\mu\text{s}$ 。采用 MATLAB 的 DSIGMF 函数来产生辐射源信号包络,能量归一化前的信号包络的解析形式为

$$a_1(t) = \frac{1}{1 + e^{-5(t-0.2)}} - \frac{1}{1 + e^{-5(t-0.7)}} \quad (25)$$

$$a_2(t) = \frac{1}{1 + e^{-4(t-0.2)}} - \frac{1}{1 + e^{-4(t-0.7)}} \quad (26)$$

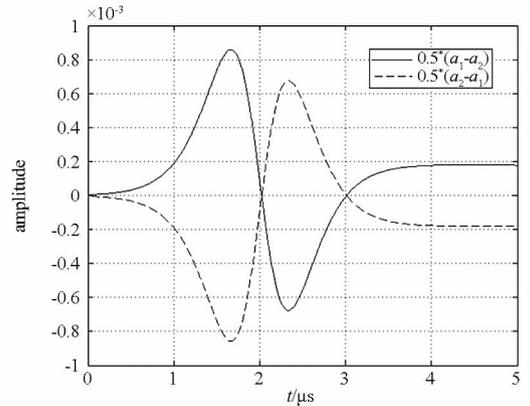
理想发射信号的上升沿包络如图 3(a) 所示,两信号上升沿差别很小。图 3(b) 给出了上升沿包络的个性部分,相对差异明显。多径效应场景仿真的参数为 $K = 1, \tau_1 = 1.3\mu\text{s}, m_1$ 的概率分布为 $N(0, 0.03 + 0.3\sin(0.3n))$, n 为脉冲序号。由于实际应用中不可能得到准确的多径统计模型,故检测算法所采用的静态多径参数为 $m_1^* \sim N(0, 0.03)$ 。设置信噪比为 25dB,这时噪声的影响相对较小,分类性能更多地受多径模型时变部分的影响。

采用每组 100 次的 Monte Carlo 实验对信号检测判决的正确率进行统计。图 4 给出本仿真中信号检测正确率随比例因子 γ 的变化规律,为方便比较,直接似然比方法的正确率用横线标出。当 γ 很小时,局部相关检测器几乎没有对频率成



(a) 上升沿包络

(b) Rising-edge envelop



(b) 上升沿包络的个性部分

(b) Personality of rising-edge envelop

图 3 仿真信号的上升沿包络

Fig. 3 Envelop rising-edge of the simulation signals

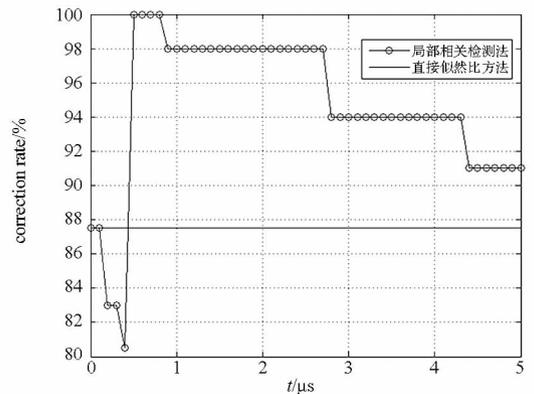


图 4 检测正确率随比例因子的变化规律

Fig. 4 Changing rule of correction rate vs scale coefficient

分做选择,故等同于直接的似然比检测,随着 γ 的增大,频域选择首先表现为性能的下降,原因是所利用的分类信息变少,而多径扰动又没有有效克服,但当 γ 进一步变大,局部相关检测器抗多径扰动的性能显现出来,分类正确率达到 100%,明显优于直接的似然比检验,最后当 γ 大到一定程度,有用分类信息进一步减少,分类性能逐渐下降。

实际应用时可根据训练样本的分类结果对比例因子 γ 进行选择。

5 结论

本文研究了时变多径信道下的雷达信号个体识别方法,在假定模型下定性分析了时变多径信道下多径扰动带来的分类性能下降问题,提出采用局部相关检测的思路来提高分类稳健性,给出了一种基于频域的实现方法。计算机仿真说明,在多径扰动对检测性能影响较大时,采用局部相关检测的方法可显著地改善分类性能。

局部相关检测的思想可以推广用于其他领域中对共性“大信号”中的个性“小信号”的分类问题,可适应观测过程中时变系统扰动,该方法不限于频域的处理,类似的过程可实现对时域或空域的局部相关检验。

参考文献 (References)

[1] Kawalec A, Owczarek R. Specific emitter identification using intrapulse data[C]. European Radar Conference, Amsterdam, 2004, 249 - 252.

[2] Song C Y, Xu J M, Zhan Y. A method for specific emitter identification based on empirical mode decomposition [C]// Proceedings of 2010 IEEE International Conference on Wireless Communications, Networking and Information Security, 2010.

[3] 司锡才, 柴娟芳. 基于 FRFT 的 α 域 - 包络曲线的雷达信号特征提取及自动分类[J]. 电子与信息学报, 2009, 31 (8): 1892 - 1897.

SI Xicai, CHAI Juanfang. Feature extraction and auto-sorting to envelope function of rotation angle&domain of radar signals based on FRFT [J]. Journal of Electronics Information Technology, 2009, 31(8): 1892 - 1897. (in Chinese)

[4] 张国柱, 黄可生, 姜文利, 等. 基于信号包络的辐射源细微特征提取方法[J]. 系统工程与电子技术, 2006(6): 795 - 797.

ZHANG Guozhu, HUANG Kesheng, JIANG Wenli, et al. Emitter feature extract method based on signal envelope [J]. System Engineering and Electronic Technology, 2006(6): 795 - 797. (in Chinese)

[5] Durgin G D. Space-time wireless channels[M]. USA: Pearson Education Inc, 2003.

[6] 赵树杰, 赵建勋. 信号检测与估计理论[M]. 北京: 清华大学出版社, 2005.

ZHAO Shujie, ZHAO Jianxun. Signal detection and estimation theory [M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2005. (in Chinese)

[7] Gray R M, Davisson L D. An introduction to statistical signal processing [M]. Cambridge: Cambridge University Press, 2005.

[8] Langley L E. Specific emitter identification (SEI) and classical parameter fusion technology. San Francisco [C]// Proceedings of WESCON, 1993: 377 - 381.

[9] Whalen A D. Detection of signals in noise [M]. USA: Academic Press, 1995.

[10] 刘福生, 罗鹏飞. 统计信号处理[M]. 长沙: 国防科技大学出版社, 1999.

LIU Fusheng, LUO Pengfei. Statistic signal processing [M]. Changsha: National University of Defense Technology Press, 1999. (in Chinese)

[11] Anderson B P. The rational resolution analysis: a generalization of multiresolution analysis with application to the specific emitter identification problem[D]. 1997.