

强干扰下 LFM 信号的检测与参数估计*

戴征坚 郁文贤 胡卫东 吴建辉

(国防科技大学 ATR 重点实验室 长沙 410073)

摘要 强干扰下 LFM 信号的检测与参数估计在雷达信号处理领域具有重要的应用。本文首先分析了强干扰下 LFM 信号的特点,对 LFM 信号的检测与参数估计方法进行了总结和比较;随后研究了 WHT 法的检测性能,绘制了 WHT 检测器的接收机性能曲线(ROC)。最后,提出一种基于 WHT 的抑制强干扰和进行 LFM 信号检测与参数估计的方法,并给出了实验结果。

关键词 线性调频,参数估计,威格勒-霍夫变换

分类号 TN957.51

The Detection and Parameter Estimation of LFM Signal Embedded in Strong Interference

Dai Zhengjian Yu Wenxian Hu Weidong Wu Jianhui

(ATR State Key Lab, NUDT, Changsha, 410073)

Abstract It is an important application for the detection and parameter estimation of LFM signal embedded in strong interference in radar signal processing. We have analyzed the characteristics of LFM signal embedded in strong interference, at the same time, the methods of detection and parameter estimation of LFM signal are summarized and compared in this paper. Subsequently, we investigated the detection performance and portray the ROC of WHT detector. Finally, we advance a method of restraining the strong interference, detecting and estimating the parameter of LFM signal based on WHT, and the experimental results are given.

Key words linear frequency modulated(LFM), parameter estimation, wigner-Hough transform

雷达中时变多信号的检测与参数估计问题经常出现,如近年来 SAR、ISAR 成像技术得到较大发展,在对机动目标成像^[1]时,就需对包含多散射中心的时变回波信号进行检测并完成各时变多普勒频率的参数估计;另外,由于雷达工作环境的恶化和被观测目标机动性能的提高,许多雷达要求具有从强的多干扰信号中检测时变弱信号的能力:如对目标本体分离事件(“空-空”导弹、反辐射导弹从载机上发射等过程)中的弱信号检测和参数估计;在通信、电子侦察等领域类似问题也经常出现。这些情况下,接收信号可表示成如下形式:

$$x(t) = \sum_{i=1}^m A_i e^{j\phi_i(t)} + v(t) \quad (1)$$

其中相位项为 $\phi_i(t) = \sum_{j=1}^m a_{ij} t^j$, $v(t)$ 为白高斯噪声,并且信号幅度 A_i 可能差别较大。考虑到分析方法的通用性,且往往关心的是弱信号能否检测到,本文仅就雷达回波中强、弱两信号存在的情况,对弱信号检测与参数估计方法及性能进行分析;由于目标一般机动能力有限,短时间内回波信号的时变频率在时频面上接近直线,可以用线性相位表示,故回波信号可表示为两 LFM 信号的和($A_1 \gg A_2$):

$$x(t) = A_1 e^{j(\varphi_1 + 2\pi f_1 t + \pi g_1 t^2)} + A_2 e^{j(\varphi_2 + 2\pi f_2 t + \pi g_2 t^2)} + v(t) \quad (2)$$

式中, $\varphi_i (i=1, 2)$ 为初始相位, $f_i, g_i (i=1, 2)$ 对应于 LFM 信号的中心频率和调频斜率。

* 国家部委基金项目资助
1998年10月21日收稿
第一作者:戴征坚,男,1968年生,博士生

1 强干扰下弱 LFM 信号的特点

时变多信号检测和参数估计方法很多, 文献[2]中对此有一个较全面的分析, 但上述多种方法往往是在高信噪比输入且各信号幅值相近前提下进行的, 对被强信号及噪声所淹没的弱信号的检测和参数估计问题没有重视。对于式(2)中的信号, 由于两者均为时变信号, 经典的 MTI(动目标显示)和 MTD(动目标检测)难以滤除强干扰, 即使干扰能滤除, 采用经典的 FFT 也难以达到弱信号相参积累的效果。由于目标运动参数不同, 体现在式(2)中的各信号相位的多项式系数不同, 如进行时频分析, 则时域上重叠的两信号在时频面上表现为分离的两时频信号, 因此我们可以在时频面上设法对分离的单一信号分别进行检测和参数估计。目前常用的信号时频分析方法有 WVD(威格勒-威尔分布)、STFT(短时付里叶变换)、WT(子波变换)等, 其中 STFT、WT 的幅值平方分别被称为谱图和尺度图。多信号下, 由于双线性使 WVD 的信号之间存在严重交叉项, 而谱图和尺度图的相干项仅局限于相应的信号项中有重叠的那些区域, 这一特性通常是所希望的; 另一方面, 单信号的 WVD 具有非常好的时频集聚特性, 而谱图和尺度图的时频集聚特性较差。针对弱信号特点, 故采用 WVD 分析较合适, 但相应地要设法消除交叉项和进行信号的相参积累。为便于下面分析, 现推导一下基于 WVD 的两信号瞬时频率估计结果。常用的 WVD 形式为:

$$W_x(t, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t + \tau/2) x^*(t - \tau/2) e^{-j2\pi f \tau} d\tau \quad (3)$$

信号的瞬时频率估计式定义为:

$$f_i(t) = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} f W_x(t, f) df}{\int_{-\infty}^{+\infty} W_x(t, f) df} \quad (4)$$

不考虑噪声影响, 把式(2)表示成 $x(t) = \sum_{i=1}^2 A_i \exp\{j\mathcal{Q}(t)\}$, 则可以推导出两信号之和的瞬时频率估计值^[3]:

$$f_{12}(t) = \frac{A_1^2 f_1(t) + A_2^2 f_2(t) + A_1 A_2 [f_1(t) + f_2(t)] \cos[\mathcal{Q}(t) - \mathcal{Q}(t)]}{A_1^2 + A_2^2 + A_1 A_2 \cos[\mathcal{Q}(t) - \mathcal{Q}(t)]} \quad (5)$$

当两信号幅度相同, 即 $A_1 = A_2$ 时, $f_{12}(t) = [f_1(t) + f_2(t)]/2$, 估计频率为两信号瞬时频率的中点(平均值)。当两信号幅度相差很大, 如 $A_1 \gg A_2$ 时, 则 $f_{12}(t) \approx f_1(t)$, 可见, 基于 WVD 的强弱两信号的瞬时频率估计值近似于强信号的瞬时频率, 即出现瞬时频率合二为一的结果。因此对式(2)中感兴趣的弱 LFM 信号的检测与参数估计, 应建立在隔离强干扰和对弱 LFM 信号进行相参积累提高信噪比的基础之上。

2 LFM 信号的检测方法 with WHT 的检测器性能分析

2.1 LFM 信号的检测方法

对具有:

$$x(t) = A e^{j(\mathcal{Q} + 2\pi f t + \pi g t^2)} \quad (6)$$

形式的 LFM 信号, 最常用的检测方法是解线性调频(Dechirp), 即在调频斜率 g 可能的范围内用一组不同的相位因子 $e^{-j\pi g t^2}$ 与 $x(t)$ 相乘, 再作付里叶变换实现相参积累, 它相当于假设检验和并行多通道处理, 检测统计量可表示为:

$$\eta_{\text{dechirp}}(f, g) = \left| \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) e^{-j(2\pi f t + \pi g t^2)} dt \right|^2 \quad (7)$$

近年来, 基于时频分布的信号检测方法已得到广泛应用, 使用频率较高的如基于 WVD, XWVD 时频检测等; 基于 WVD 的检测统计量是发射信号 $x(t)$ 和接收信号 $x(t)$ 之间的二维相关, 应用 Moyal 公式, 可得^[4]:

$$\eta_{\text{WVD}}(f, g) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} W_x(t, f) W_x^*(t, f) dt df = \left| \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) x^*(t) dt \right|^2 \quad (8)$$

对于发射信号 $x(t) = e^{j(2\pi f t + \pi g t^2)}$, 有:

$$\eta_{\text{WVD}}(f, g) = \left| \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) e^{-j(2\pi f t + \pi g t^2)} dt \right|^2 \quad (9)$$

比较式(7)和(9)可知, Dechirp 与基于 WVD 的 LFM 信号检测是等价的。

为实现多 LFM 信号的检测和参数估计, 文献[5]将 WVD 与霍夫变换(HT)结合提出 WHT 法, 信号的 WHT 定义为:

$$WH_x(f, g) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} x(t + \tau/2) x^*(t - \tau/2) e^{-j2\pi(f + g\tau)\tau} d\tau dt \quad (10)$$

HT 是将一个平面上的一条直线映射为另一个平面上的一个点, 且该点坐标值对应于前一个平面上直线的参数; HT 在图像处理中得到广泛应用, 如用于图像中线条的提取就非常有效。由式(10)可知, WHT 可理解为时频面 WVD 上的一条线积分:

$$\begin{aligned} WH_x(f, g) &= \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} W_x(t, v) \delta(v - f - g t) dv dt \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} W_x(t, f + g t) dt \end{aligned} \quad (11)$$

下面将证明 WHT 对 LFM 信号的检测等价于前面两种方法:

$$\begin{aligned} \int_{-\infty}^{+\infty} W_x(t, f + g t) dt &= \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} x(t + \tau/2) x^*(t - \tau/2) e^{-j2\pi(f + g\tau)\tau} d\tau dt \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} x(t + \tau/2) e^{j\pi g(t + \tau/2)^2} x^*(t - \tau/2) e^{j\pi g(t - \tau/2)^2} e^{-j2\pi f \tau} d\tau dt \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) x^*(t - \tau) e^{-j2\pi f \tau} d\tau dt \quad \left[x(t) = x(t) e^{-j\pi g t^2} \right] \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) x^*(c) e^{-j2\pi f t(t-c)} dc dt \quad (c = t - \tau) \\ &= \left| \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) e^{-j(2\pi f t + \pi g t^2)} dt \right|^2 \end{aligned} \quad (12)$$

由式(7)、(9)、(12)可见, 理想情况下 LFM 信号的检测方法: Dechirp、WHT 与基于 WVD 的时频检测三者等价; 故下面仅以 WHT 为例分析 LFM 的检测性能。把信号 $x(t)$ 离散化成有限长的信号 $x(n)$ ($n = 0, 1, \dots, N-1$), $x(n)$ 的离散 WHT 可表示为:

$$WH_x(f, g) = \sum_{n=0}^{N/2-1} \sum_{k=-n}^{n-1} x(n+k) x^*(n-k) e^{-j4\pi k(f+gn)} + \sum_{n=N/2}^{N-1} \sum_{k=-n}^{N-1-n} x(n+k) x^*(n-k) e^{-j4\pi k(f+gn)} \quad (13)$$

由上式可见, 对于一个 LFM 信号 $x(n) = A e^{j(\varphi_0 + 2\pi f_0 n + \pi g_0 n^2)}$ 的 WHT, 其最大值出现在参数域 (f, g) 中的坐标点 (f_0, g_0) 处, 且峰值为 $N^2 A^2 / 2$ 。由 WVD 的性质可知, 任何信号(实信号或复信号)的 WVD 均为实数, 即满足:

$$W_x(t, f) = W_x^*(t, f) \quad (14)$$

如交叉项存在, 则交叉项由均值为零、在正负值之间振荡的实数组成。对具有参数 (f_1, g_1) 和 (f_2, g_2) 的两个 LFM 信号的 WHT, 可推知有以下特点: HT 可以实现 WVD 中交叉项的有效抑制和信号项的相参积累, 即在参数域 (f, g) 的相应坐标点 (f_1, g_1) 和 (f_2, g_2) 处出现两个峰值, 只是对不同幅度的信号, 峰值大小会不同。因此, 我们可以在参数域 (f, g) 上根据峰值点的位置完成信号的检测和参数估计。结合零均值、复高斯白噪声随机变量的特点, 利用输出信噪比的定义式:

$$SNR_{\text{OUT}} = \frac{WH_s(f_0, g_0)^2}{\text{Var}\{WH_{s+r}(f_0, g_0)\}} \quad (15)$$

可推得:

$$SNR_{\text{OUT}} = \frac{N^2/2 \cdot SNR_{\text{IN}}^2}{N \cdot SNR_{\text{IN}} + 1} \quad (16)$$

由式(16)可知: 由于非线性效应, SNR_{OUT} 有 -3dB 的积累增益损失; 同时 SNR_{OUT} 与数据长度 N 和

输入 SNR_{IN} ($SNR_{IN} = A^2/\sigma_n^2$) 均有关, 在对弱信号检测时这一点尤其需要引起注意, 否则易造成 $SNR_{OUT} < SNR_{IN}$ 的后果。参数估计精度的具体分析结果可参阅文献[5]。

2.2 基于模糊自组织特征映射模型(FSOM)的 WHT 检测器性能分析

LFM 信号 $x(n)$ 经式(13) 形式的 WHT 后, 可构造出如下形式的检测统计量:

$$\eta_{WHT} = WH_x(f, g) \quad (17)$$

由于难于推导出检测统计量的解析表达式, 需采用其它方法计算 ROC; 如采用传统的蒙特卡洛结合直方图作统计分析的仿真实验法, 则不仅计算量大, 而且直方图统计分析时构造的概率分布精度低; 文献[6] 所介绍的基于 FSOM 的神经网络检测器, 它能够根据信号和噪声的数据样本自动高效地生成相应的概率密度, 具体实现过程可见文献。这里通过 FSOM 网络的自组织学习过程获得有目标(H_1) 和无目标(H_0) 两种假设下的条件概率分布, 最终得到的检测器 ROC 曲线如图 1 所示, 其中信号采样时间间隔 $T_s = 0.01s$, 数据长度 $N = 128$, 参数设为: $f_0 = 10.0, g_0 = 10.0$ 。通过上述实验分析, 我们也进一步证实了 SNR_{OUT} 与数据长度 N 和输入 SNR_{IN} 的相关性, 即具有门限效应, 这与理论分析相一致。

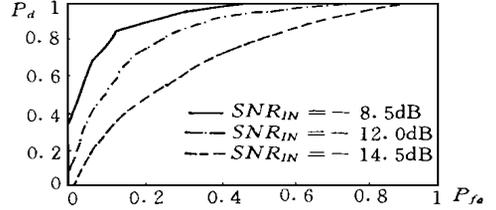


图 1 WHT 检测器的 ROC 曲线

Fig. 1 The ROC of WHT detector

3 强干扰下弱 LFM 信号的检测与参数估计方法和仿真实验

从上面的理论分析可知, 弱 LFM 信号的检测应建立在隔离强干扰和对弱 LFM 信号进行相参积累提高信噪比的基础之上。为了隔离强干扰对弱信号的抑制作用, 我们可以采用逐次消去法实现, 即首先根据回波的 WHT 估计出强干扰信号参数, 然后将该信号从回波中“去除”掉, 再对处理后的信号作 WHT, 从而完成弱信号的检测和参数估计; 处理流程图可如图 2 所示。图 2 中先对回波 $x(n)$ 作 WHT, 参数域 (f, g) 尖峰点即代表强干扰信号, 通过读取尖峰坐标即可估计出信号参数 (\hat{f}_1, \hat{g}_1) 。后采用解线

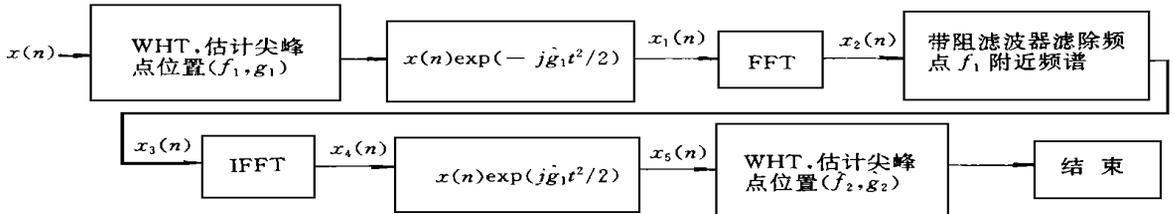


图 2 强干扰下弱 LFM 信号检测与参数估计流程图

Fig. 2 The flow about the detection and parameter estimation of weak LFM

性调频的方法, 即将回波乘以 $\exp(-jg_1 t^2/2)$; 可见, 强信号变成了复正弦(或近似复正弦)信号。对包含复正弦信号的 $x_1(n)$ 作 FFT, 此时解线性调频后的强信号频谱为一窄带的尖峰, 如图 3 形式, 而弱信号被扩展为宽频谱并淹没在噪声谱中。由于强信号频谱集中于频点 f_1 附近, 可用一带阻滤波器滤除频点 f_1 附近频谱, 这样处理对弱信号影响很小。对滤波后的信号 $x_3(n)$ 作 IFFT 并乘以 $\exp(jg_1 t^2/2)$ 即得到去除强干扰后的回波信号时域分量 $x_5(n)$, 对 $x_5(n)$ 进行 WHT, 通过检测尖峰点值并与检测门限比较就可判断弱信号是否存在, 并随后完成弱信号参数的估计。

signal embedded in strong interference

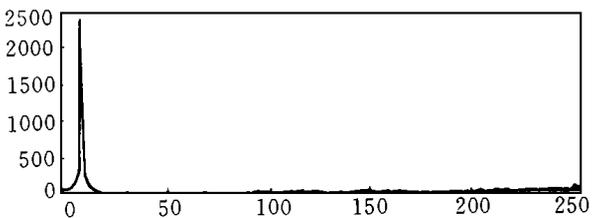


图 3 强干扰信号解线性调频后 FFT 的结果

Fig. 3 The FFT result of the strong interference after dechirping

对式(2) 设置参数为: $A_1^2/\sigma_n^2 = 20\text{dB}, A_2^2/\sigma_n^2 = -3\text{dB}, f_1 = 10.0, g_1 = 10.0, f_2 = 50.0, g_2 = 50.0$,

采样时间间隔 $T_s = 0.005s$, 数据长度 $N = 256$ 。采用上述方法对包含强干扰的信号 $x(n)$ 进行检测与参数估计仿真实验。图4(a)为 $x(n)$ 对作 WHT 的结果, 可见由于强信号对弱 LFM 信号的抑制作用, 只在参数 (f_1, g_1) 处出现一个尖峰, 代表弱信号的峰值已被强信号抑制, 而无法可靠检测; 图4(b)为对消除强干扰、仅剩弱信号和噪声的回波 $x(n)$ 作 WHT 的结果, 此时时频面上仅出现一个强的尖峰信号。通过估计尖峰点位置的就可确定弱信号的参数。

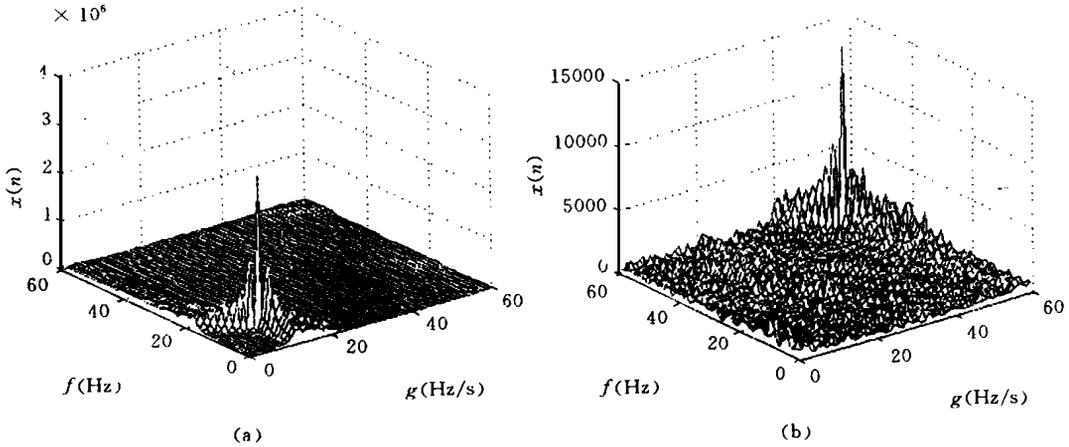


图4 信号 $x(n)$ 进行 WHT 的结果

Fig. 4 The result of signal $x(n)$'s WHT

由上可见, 本文提出的方法是可行的, 只是实际中应在数据长度 N 、检测概率、参数估计精度、计算量之间有一个折衷。

4 结束语

本文基于接收信号均为 LFM 的假设下, 提出了一种强干扰下的弱 LFM 信号检测与参数估计的分析方法。此方法对具有高次相位项的信号分析具有通用性, 只是弱信号的相参积累、检测与参数估计要寻求相应的方法, 文献[2]提出的 IGAF 法即为一种很好的选择, 也可以探讨用自适应子波局域时频划分的思想完成弱信号的相参积累; 针对 WHT 的检测具有门限效应的特点, 可以探讨对信号预处理提高 SNR_{IN} 的方法来改善性能。考虑到抑制强干扰时对弱信号参数估计会有一定影响, 对参数估计精度要求高的场合可以考虑对回波采用线性时频变换, 在无交叉项的时频面上研究弱信号检测与参数估计方法。

参考文献

- 1 Zheng Bao, Genyuan Wang, Lin Luo. Inverse synthetic aperture radar imaging of maneuvering targets. Opt. Eng., 1997, 37: 1582 ~ 1588
- 2 Barbarossa S and Petrone. V. Analysis of Polynomial-Phase Signals by the Integrated Generalized Ambiguity Function. IEEE Trans. on SP, 1997, 45: 316 ~ 327
- 3 张庆荣. 低信噪比情况下瞬时频率估计. 航天电子对抗, 1995, 3: 6 ~ 11
- 4 张贤达. 现代信号处理. 北京: 清华大学出版社, 1994.
- 5 Barbarossa S. Analysis of Multicomponent LFM Signals by a Combined Wigner-Hough Transform. IEEE Trans. on SP, 1995, 43: 1511 ~ 1515
- 6 胡卫东, 郁文贤, 郭桂蓉. 一种有效的神经网络检测器. 国防科技大学学报, 1996, 3: 16 ~ 20.