

变尺度离散 Chirp-Fourier 变换及其在弹载 PD 雷达检测中的应用*

张 军,付 强,陈付彬

(国防科技大学 ATR 实验室,湖南长沙 410073)

摘 要:针对离散傅立叶变换(DFT)对加速运动目标进行检测时的局限性,结合离散 Chirp-Fourier 变换(DCFT)和弹载脉冲多普勒雷达信号检测的具体背景,提出了一种基于 FFT 的变尺度离散 Chirp-Fourier 变换(B-DCFT),分析了它的性能。将它应用于雷达信号检测的应用背景形成了一种对线性调频信号的级次检测算法。理论分析和仿真试验表明该算法在运算量和检测性能方面均有一定的优势。

关键词:脉冲多普勒雷达;检测;DFT;DCFT;B-DCFT;线性调频

中图分类号:TN958 文献标识码:A

Changing Scale Discrete Chirp-Fourier Transform and Its Application in Detecting Target Using Missile-borne PD Radar

ZHANG Jun, FU Qiang, CHEN Fu-bin

(ATR Lab, National Univ. of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract: Aiming at the restriction of detecting the accelerating target using traditional DFT method, this paper is based on the discrete Chirp-Fourier transform and the real background in signal detection using missile-borne high-PRF pulsed Doppler radar. A transform naming changing scale discrete Chirp-Fourier transform is presented and then the performance of the transform is analyzed. Finally, a new cascaded detection method is put forward for detecting the chirp signal using radar. Theoretically and the experiments demonstrate its effectiveness in performance.

Key words: pulsed Doppler radar; detection; DFT; DCFT; B-DCFT; chirp

离散傅立叶变换(DFT)以其对信号多次谐波的良好匹配性在信号处理的几乎所有领域都有着广泛的应用。然而,尽管信号的静态假设在大多数的应用背景中是合适的,但是在某些特殊的应用背景下,信号的频谱却是时变的。例如,在雷达信号处理中,合成孔径雷达的接收信号、PD 雷达接收的匀加速目标的回波信号都可以用线性调频信号来表征。在它们的频谱中不仅包含线性频率成分,还包括线性调频成分。有文献表明,DFT 对线性调频信号的频谱分析性能是有限的,它既不能有效地匹配信号的线性频率,也不能有效地匹配信号的线性调频率。

对线性调频信号的有效检测及其参数的估计一直是信号处理领域研究的热点。Radon-Wigner 变换^[1]、Radon-Ambiguity 变换^[2]、自适应小波变换^[3]和其它的多项式相位估计算法在线性调频信号处理的不同领域发挥着巨大的作用。本文结合 DCFT 和弹载脉冲多普勒雷达信号检测的具体背景,提出了一种 B-DCFT,分析了它的性能,并将它应用于雷达信号检测中形成了一种对线性调频信号的级次检测算法。

1 B-DCFT^[5]

假设 $x(n)$ ($0 \leq n \leq N-1$) 为长度为 N 的离散信号,定义其 N 点 B-DCFT 为:

$$X(k, l, b) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) W_N^{lbn^2 + kn}, \quad 0 \leq k \leq N-1, -N' \leq l \leq N' \quad (1)$$

* 收稿日期:2002-06-19

基金项目:国家部委基金资助项目

作者简介:张军(1973—),男,讲师,博士。

其中 l 表示信号的线性调频率, N' 表示运算级数, b 为尺度因子。从(1)式可知, 对于任意固定的 l 和 b 值, 其 N 点 B-DCFT $\{X(k, l, b)\}_{0 \leq k \leq N}$ 实际上就是信号 $x(n)W_N^{lbn^2}$ 的离散傅立叶变换(DFT)。当 $l=0$ 时, 其 N 点 B-DCFT $\{X(k, 0, b)\}_{0 \leq k \leq N}$ 与其离散傅立叶变换(DFT) $\{X(k)\}_{0 \leq k \leq N}$ 一致, 可以认为离散傅立叶变换(DFT) $\{X(k)\}_{0 \leq k \leq N}$ 是 B-DCFT $\{X(k, 0, b)\}_{0 \leq k \leq N}$ 的一个特例。因此, 与逆离散傅立叶变换(IDFT)相仿, 我们将逆变尺度离散 Chirp-Fourier 变换(B-DCFT)定义为:

$$x(n) = W_N^{-lbn^2} \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k, l, b) W_N^{-kn}, \quad 0 \leq n \leq N-1, -N' \leq l \leq N' \quad (2)$$

其中 l 为任意的整数。分析(1)式可知: N 点 B-DCFT 由 $P=2N'+1$ 个 N 点离散傅立叶变换组成, 每个傅立叶变换对应着一个不同的 l 值。

2 B-DCFT 的性质

2.1 信噪比增益

考虑一个单频率成分的线性调频信号:

$$x(n) = A * W_N^{-(mn^2 + k_0 n)}, \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (3)$$

选择尺度因子 $b = b'$, 定义 $m = l_0 * b' + \Delta m$, $|\Delta m| \leq \frac{b'}{2}$ 为调频因子, 则信号 $x(n)$ ($0 \leq n \leq N-1$) 的 B-DCFT 为:

$$\begin{aligned} X(k, l, b') &= A * \sum_{n=0}^{N-1} W_N^{-(mn^2 + k_0 n)} W_N^{lbn^2 + kn} \\ &= A * \sum_{n=0}^{N-1} W_N^{(l-l_0)b'n^2 + (k-k_0)n - \Delta mn^2} \quad 0 \leq n \leq N-1 \end{aligned} \quad (4)$$

当 $l = l_0$ 时:

$$X(k, l_0, b') = \begin{cases} A * N * \delta(k - k_0) & \Delta m = 0 \\ A * \sum_{n=0}^{N-1} W_N^{(k-k_0)n - \Delta mn^2} & \Delta m \neq 0 \end{cases} \quad (5)$$

当 $l \neq l_0$ 时, 假设 $l - l_0 = \Delta l$, 则

$$X(k, l, b') = \begin{cases} A * \sum_{n=0}^{N-1} W_N^{(k-k_0)n + \Delta lb'n^2} & \Delta m = 0 \\ A * \sum_{n=0}^{N-1} W_N^{(k-k_0)n + (\Delta lb' - \Delta m)n^2} & \Delta m \neq 0 \end{cases} \quad (6)$$

定义输入目标回波的信噪比为 $SNR_{IN} = \frac{|A|^2}{\sigma^2}$ 。经 B-DCFT 后的目标回波输出信噪比为

$SNR_{OUT}(k, l, b') = \frac{\max(|X(k, l, b')|^2)}{\sigma_{OUT}^2}$ 。当背景杂波为高斯白噪声时, 容易求得 $\sigma_{OUT}^2 = N * \sigma_{IN}^2$, 定义积累的信噪比增益为:

$$SNR_{增益}(k, l, b') = \frac{\max(|X(k, l, b')|^2)}{SNR_{IN}} \quad (7)$$

联合(5)~(7)式可知, 线性调频信号 $x(n)$ 经过尺度因子 $b = b'$ 的 B-DCFT 后的信噪比增益为:

$$SNR_{增益}(k_0, l, b') = \begin{cases} N & l = l_0, \Delta m = 0 \\ \frac{|\sum_{n=0}^{N-1} W_N^{\theta n^2}|^2}{N} & \text{其它} \end{cases} \quad (8)$$

其中 $\theta = (l - l_0)b' + \Delta m$, 定义其为失配系数。

2.2 尺度因子及加速度分辨率 Δa

由(8)式可知: 当加速度匹配因子 l 与信号的调频因子 m 、尺度因子 b 完全匹配, 即 $m = l_0 * b'$ 时,

信号经 B-DCFT 后的信噪比增益达到最大值 N ,而当加速度匹配因子 l 与信号的调频因子 m 、尺度因子 b 不完全匹配时,信号经 B-DCFT 后的信噪比增益由(8)式决定,与失配系数 θ 和信号点数 N 有关。图 1 示出了点数 $N = 1024$ 、尺度因子 $b = b'$ 时,信号经 B-DCFT 后的信噪比增益 $SNR_{\text{增益}}(k, l, b')$ 与失配系数 θ 的关系。

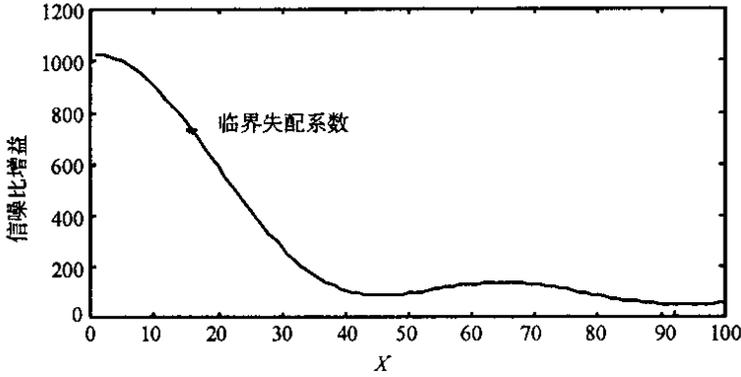


图 1 信噪比增益 $SNR_{\text{增益}}(k_0, l, b')$ 与失配系数 θ 的关系($\theta = x/50\ 000$)

Fig.1 The relationship between the $SNR_{\text{增益}}(k_0, l, b')$ and the θ ($\theta = x/50\ 000$)

定义信噪比增益 $SNR_{\text{增益}}(k_0, l, b')$ 为 $\frac{N}{\sqrt{2}}$ 时的失配系数 θ 为临界失配系数 θ_0 ,蒙特卡罗实验给出了临界失配系数 θ_0 与信号点数 N 的经验关系式:

$$N * \theta_0 = 0.3072 \quad (9)$$

因此,为了有效地检测线性调频信号,尺度因子 b 的取值范围应为:

$$b < 2 * \theta_0 = \frac{0.6144}{N} \quad (10)$$

为了更详细地分析 B-DCFT 与加速度分辨率 Δa 的关系,我们给出了 PD 雷达接收到的匀加速目标的回波脉冲串信号:

$$s(n) = A * e^{(b_0 + b_1 n + \frac{1}{2} b_2 n^2)} \quad n = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (11)$$

式中 A 为信号的复幅度, b_1 为目标的归一化速度, b_2 为弹目间归一化相对加速度,

$$b_1 = v_0 (4\pi T/\lambda) \quad b_2 = a (4\pi T^2/\lambda) \quad (12)$$

其中: v_0 为目标的初速度, T 为雷达发射信号的脉冲重复周期, λ 为雷达发射信号的波长, a 为目标的加速度。

将(11)式稍作变换可得:

$$s(n) = A * e^{j b_0 * n} * W_N^{\frac{b_1 N}{2\pi} n + \frac{b_2 N}{4\pi} n^2} \quad N = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (13)$$

定义加速度分辨率 Δa 为尺度因子 b 下 B-DCFT 能够区分的最小加速度。

由(1)(10)(12)(13)式可推知:

$$\Delta a = \frac{b * \lambda}{N * T^2} < \frac{0.6144 * \lambda}{N^2 * T^2} \quad (14)$$

3 加速运动目标的级次检测^[4]

任何在噪声中检测信号的问题都是一个统计问题。对于高斯白噪声中的信号检测而言,匹配滤波或相关检测均是最优检测。在这类检测问题中,根据正确检测概率和虚警概率可导出门限。在检测过程中,门限是一个与信噪比有关的量,而检测概率只与信号能量有关而与信号形式无关。

在弹载 PD 体制雷达检测应用中,由于导弹和目标之间的相对运动,雷达回波信号不仅包含线性频率成分,还包括线性调频成分,变成了一种 chirp 信号。对 chirp 信号进行检测时,如果仍然采用匹配滤波或相关检测的方法来对目标进行检测则不一定是最优的。利用 Radon-Wigner 变换^[1]、Radon-Ambi-

guity 变换^[2]、自适应小波变换^[3]对 chirp 信号进行检测时也存在计算量巨大的问题。更何况,我们是在频率域上来实现检测,甚至要对目标的多普勒频率作出估计,因此,一定要想办法在对回波信号进行检测的同时完成对回波信号频谱的估计。

DFT 既不能有效地匹配信号的线性频率,也不能有效地匹配信号的线性调频率;DCFT 对于信号的线性频率和信号的线性调频率均具有良好的匹配性,但由于其尺度固定,在信号检测的具体应用中还存在一定的局限,而 B-DCFT 既考虑了对于信号的线性频率和信号的线性调频率的良好匹配性,又可向级次检测过渡,与前述方法相比,在信号检测的实际应用中具有相当的优势。

由前面分析可知, B-DCFT 实际上是针对某一个可变的尺度因子 b 和任意的整数值 l 对信号 $x(n)$ 进行 $2N'+1$ 个 N 点离散傅立叶变换。当加速度匹配因子 l 与信号的调频因子 m 、尺度因子 b 完全匹配,即 $m = l_0 * b'$ 时,信号经 B-DCFT 后的信噪比增益达到最大值 N ,而当加速度匹配因子 l 与信号的调频因子 m 、尺度因子 b 不完全匹配时,信号经 B-DCFT 后的信噪比增益由(8)式决定,与失配系数 θ 和信号点数 N 有关。当信号点数 N 为一定值时,信噪比增益 $SNR_{\text{增益}}(k, l, b')$ 与失配系数 θ 成近似反比。

假设信号的调频因子 $m \in [-m_{\max}, +m_{\max}]$, $m_{\max} = l_{\max} * b' + \Delta m$, 当尺度因子 $b = b'$ 时,对于 $l \in [-l_{\max} - 1 < l < l_{\max} + 1]$ 的可能值进行一维搜索。容易推知:当调频因子 $m = l_0 * b'$, 信噪比增益 $SNR_{\text{增益}}(k, l, b')$ 达到最大值 N ; 当调频因子 $m = l_0 * b' + \Delta m$, $-\frac{b'}{2} < \Delta m < \frac{b'}{2}$ 时,信噪比增益 $SNR_{\text{增益}}(k, l, b') \in [SNR_{\min}, SNR_{\max}]$, 其中, $SNR_{\min} = \sum_{n=0}^{N-1} W_N^{\frac{b'}{2}n^2}$, $SNR_{\max} = N$ 。因此,为了有效地检测信号,降低尺度因子 b 可以提高 SNR_{\min} 的值,从而提高系统的检测概率,但是必须付出计算量增大的代价。当信号的调频因子 $m \in [-m_{\max}, +m_{\max}]$, $m_{\max} = l_{\max} * b' + \Delta m$, 尺度因子 $b = b'$ 时,整个变换的运算量为 $O(N * P * \log(N))$, $P = 2N' + 1 = 2l_{\max} + 3$ 。

实际上,如果只需对目标进行检测而不需要对目标的加速度进行准确地估计,我们不需要一次性将尺度因子 b 降至最低,那样会使最大加速度匹配因子 l_{\max} 增大,从而极大地增加系统的运算量。为了降低系统的运算量,本文提出了一种基于变尺度搜索的级次检测算法。具体步骤如下:

(1) 根据目标点数 N 及调频因子的最大值 m_{\max} 选择尺度因子 b'_1 和运算级数 N'_1 。按照(1)式对信号 $x(n)$ 进行 B-DCFT。

(2) 选择门限 Γ 和 Γ_1 , 将每一个 $X(k, l, b'_1)$ 值与门限 Γ 比较,若对于某一个值 $X(k_0, l_0, b'_1) > \Gamma$ 则认为目标存在,否则,将每一个 $X(k, l, b'_1)$ 值与门限 Γ_1 比较,记录下每一个超过门限 Γ_1 的 k_1, l_1 值。

(3) 对于每一对超过门限 Γ_1 的 k_1, l_1 的值选择尺度因子 $b'_2 = \frac{b'_1}{N'_2}$, 对每一个信号 $x_1(n) = x(n) * W_N^{l_1 b'_1}$ 进行运算级数为 N'_2 的 B-DCFT。

(4) 选择门限 Γ 和 Γ_2 , Γ_2 应大于 Γ_1 , 将每一个 $X_1(k_1, l, b'_2)$ 值与门限 Γ 比较,若对于某一个值 $X_1(k_0, l_0, b'_2) > \Gamma$ 则认为目标存在,否则,将每一个 $X_1(k, l, b'_2)$ 值与门限 Γ_2 比较,记录下每一个超过门限的 k_2, l_2 值。

(5) 依次选择尺度因子 b'_n 及其对应的门限,重复上述操作直至检测到目标为止。

上述检测算法实际上是一个将尺度因子由大到小的反复搜索过程,搜索步长、尺度因子 b 与目标数据点数、检测概率及运算量都有关系,需要系统设计者根据具体的检测环境来确定。

4 仿真实验结果

为了验证该算法的性能,我们以弹载高重频脉冲多普勒雷达对匀加速目标的检测为例,从检测概率和运算量两个方面来进行蒙特卡罗仿真实验。具体参数如下:脉冲重复频率 $PRF = 1e5$ 、波长 $\lambda = 0.0086m$ 、加速度 $a = 20g$ 、积累点数 $N = 1024$ 、尺度因子 $b = 1.2e-4$ 、运算级数 $N' = 30$ 。

图 2 示出了对信号 $x(n)$ ($0 \leq n \leq N-1$) 进行基于 N 点傅立叶变换的检测算法和基于变尺度搜索的级次检测算法的性能对比。图中信噪比定义为 $SNR = 20 \times \lg\left(\frac{A}{\sqrt{N\delta}}\right)$, 虚警概率 $P_f = 1e-6$, 加速度的可能值 $a \in [-30g, +30g]$ 。由前面分析可知: 基于 N 点傅立叶变换的检测算法的运算量为 $O(N \times \log(N))$, 而基于尺度 $b = 1.2e-4$ 的检测算法的运算量为 $O(61 \times N \times \log(N))$ 。当采用基于变尺度搜索的级次检测算法时, 其运算量远小于基于单一尺度的 DCFT 的检测算法。具体的运算量与尺度因子的选择、信噪比有关。下面以基于两级变尺度搜索的级次检测算法为例讨论该检测算法的运算量。假设加速运动目标可能的归一化加速度为 $b_2 \in [-6e-3, 6e-3]$, 当选择尺度因子为 $b = 1.2e-4$ 时系统可以对运动目标进行有效检测, 则当系统采用 $b'_1 = 1.2e-3$ 和 $b'_2 = 1.2e-4$ 两级变尺度搜索的级次检测算法的运算量为 $O(16 \times N \times \log(N))$, 直接采用 $b' = 1.2e-4$ 的 B-DCFT 进行检测的运算量为 $O(100 \times N \times \log(N))$, 而采用传统 FFT 变换进行检测的运算量虽然只有 $O(N \times \log(N))$, 但是由于二次相位的存在, 系统有可能无法对信号进行有效检测。

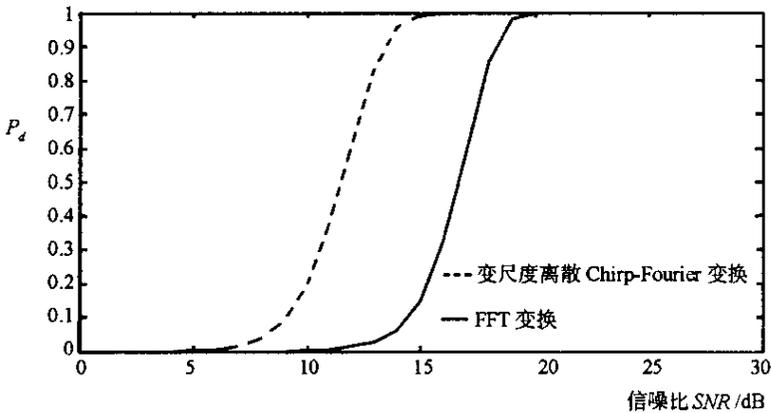


图 2 傅立叶变换法与级次检测算法的性能

Fig. 2 The performance of FFT and the cascaded detection

5 结论

为了弥补传统 FFT 变换在处理时变频谱信号时的局限性, 本文提出了一种基于 FFT 变换的变尺度离散 Chirp-Fourier 变换 (B-DCFT), 分析了它的一些性能, 讨论了尺度因子的取值范围及其与加速度分辨率 Δa 的关系。最后, 基于变尺度离散 Chirp-Fourier 变换 (B-DCFT) 提出了一种级次检测算法并将它应用于弹载高重频脉冲多普勒雷达检测应用中。该算法的主要优势在于: 可以根据回波信号的信噪比灵活选择尺度因子 b , 达到检测概率与运算量的平衡。当信噪比较高时, 选择较大的尺度因子 b , 在保证检测到信号的同时降低系统的运算量; 当信噪比较低时, 依次选择较小的尺度因子 b , 以较小的运算量增量的代价确保对信号的有效检测。

参考文献:

- [1] John C. Radon Transformation of Time-frequency Distributions for Analysis of Multicomponent Signal[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1994, 42(11).
- [2] Wang Minsheng. Liner Frequency-modulated Signal Detection Using Radon-ambiguity Transform[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1994, 42(11).
- [3] Djuric P M. Parameter Estimation of Chirp Signal[J]. IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Processing, 1990, 38(12): 218-2126.
- [4] Ikram M Z. Estimating the Parameters of Chirp Signals: An Iterative Approach [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1998, 46(12): 346-3441.
- [5] Xia xianggen. Discrete Chirp-Fourier Transform and Its Application to Chirp Rate Estimator[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2000, 48(11).

