

二维 FFT 算法在 LFM CW 雷达信号 处理中的应用及其性能分析

王月鹏, 赵国庆

(西安电子科技大学 电子对抗研究所, 陕西 西安 710071)

摘要 LFM CW 在动目标检测上存在一定难度, 利用二维 FFT 处理技术对目标回波信号相位信息进行提取, 可有效地抑制固定杂波, 对动目标进行检测, 该文就 LFM CW 的差频相位进行了分析和仿真, 对二维 FFT 的具体应用约束和算法的复杂度作了分析。

关键词 LFM CW; 信号分析; 应用约束; 算法复杂度

中图分类号 TN911

1 前言

连续波体制的雷达由于具有较大的时宽带宽积, 其峰值功率小, 具有低截获特性且实现简单。但连续波雷达的距离-速度模糊问题一直是一个比较难以解决的问题, 采用双斜率及频谱配对的算法可确定目标的距离和速度, 但通过仿真和应用实践, 该方法在固定杂波中检测动目标的性能不甚理想, 并且容易在不同固定杂波之间产生虚假的动目标, 即配对错误, 虽经过正周期和负周期平衡可消除大的固定目标的配对错误, 但对于小目标造成的配对错误无法消除。文献[2]中采用了配对与 MTD 滤波器相结合的算法, 但其应用环境受到很大的限制。文献[3]中提出了在高频地波 LFM CW 雷达中采用二维 FFT 算法提取目标的方法, 得到了较好的性能。笔者就该方法的性能及其应用范围进行一个比较全面的分析, 计算出该方法的距离分辨力和速度分辨力, 并就具体应用做了进一步讨论。

2 信号分析

设线性调频连续波雷达的发射信号为锯齿波调频方式, 则其在调频周期内的发射信号可以表示为

$$s(t) = A \cos \{ 2\pi [(f_0 + B/2)t + \frac{1}{2T} B t^2] + \varphi_0 \}, t \in [0, T] \quad (1)$$

收稿日期: 2004-11-30

其中 A 为信号的幅度; f_0 为信号载频; B 为调频带宽; T 为调频周期; φ_0 为初始相位。

发射信号的瞬时相位可以表示为:

$$p_s(t) = 2\pi [(f_0 + B/2)t + \frac{1}{2T} B t^2] + \varphi_0, t \in [0, T] \quad (2)$$

设在电磁波所覆盖的空域内, 某一目标在 $t=0$ 时刻距离发射天线为 R_0 , 径向速度为 v (以远离发射天线为正方向), 则接收到的目标回波可以表示为:

$$r(t) = K A \cos \{ 2\pi [(f_0 + B/2)(t - \tau) + \frac{1}{2T} B (t - \tau)^2] + \varphi_0 \} \quad (3)$$

其中 K 为信号增益, 与接收天线的尺寸、距离及目标的 RCS 等有关; $\tau = \frac{2R(t)}{c} = \frac{2(R_0 + vt)}{c}$ 为信号延时, c 为光速。接收到的信号瞬时相位为:

$$P_r(t) = 2\pi [(f_0 + B/2)(t - \tau) + \frac{1}{2T} B (t - \tau)^2] + \varphi_0 \quad (4)$$

通过相干解调, 其差拍信号的瞬时相位为:

$$\begin{aligned} P_m(t) &= P_s(t) - P_r(t) \\ &= 2\pi [(f_0 + B/2)\tau + \frac{1}{2T} B [t^2 - (t - \tau)^2]] \\ &= 2\pi [\frac{2}{c} (f_0 + B/2)v - \frac{4BR_0v}{Tc^2} + \frac{2BR_0}{Tc}]t + \\ &\quad (\frac{2Bv}{Tc} - \frac{2Bv^2}{Tc^2})t^2 + \frac{2R_0}{c} (f_0 + B/2) - \frac{2BR_0^2}{Tc^2} \end{aligned} \quad (5)$$

由以上分析可知,运动目标回波的差拍信号,仍是一个线性调频信号,该信号参数如下:
调频带宽:

$$B_m = \frac{4Bv}{c} - \frac{4Bv^2}{c^2} \quad (6)$$

载频:

$$f_m = \frac{2BR_0}{Tc} + \frac{2vf_0}{c} - \frac{Bv}{c} - \frac{4BR_0v}{Tc^2} + \frac{2Bv^2}{c^2} \quad (7)$$

$$\approx \frac{2BR_0}{Tc} + \frac{2vf_0}{c}$$

初始相位:

$$\varphi_m = 2\pi \left[\frac{2R_0}{c} (f_0 + B/2) - \frac{2BR_0^2}{Tc^2} \right] \quad (8)$$

因而差拍信号表示为:

$$r_m(t) = A_m \cos \left\{ 2\pi \left[(f_m + B_m/2)t + \frac{1}{2T} B_m t^2 \right] + \varphi_m \right\} \quad (9)$$

通过正交变换,复信号表示为:

$$r_m(t) = \exp(j\varphi_m) A_m \exp \left\{ j \left[2\pi (f_m + B_m/2)t + \frac{\pi}{T} B_m t^2 \right] \right\} \quad (10)$$

其离散形式为:

$$r_m(n) = \exp(j\varphi_m) A_m \exp \left\{ j \left[2\pi (f_m + B_m/2)T_s n + \frac{\pi}{T} B_m (T_s n)^2 \right] \right\} \quad (11)$$

其中 T_s 为采样周期。

观察到 f_m , B_m , φ_m 与 R_0 , v 有关系。现研究其离散傅里叶变换形式。

$$X(k) = \text{DFT}(r_m(n)) = \sum_{n=0}^{N-1} r_m(n) \exp(-j2\pi kn/N)$$

$$= \exp(j\varphi_m) A_m \sum_{n=0}^{N-1} \exp \left\{ j \left[2\pi (f_m + B_m/2)T_s n + \frac{\pi}{T} B_m (T_s n)^2 - \frac{kn}{N} \right] \right\}$$

$$(12)$$

因此,目标回波的中心频率 f_m 与 R_0 , v 有关,但在相邻的扫频周期内, f_m 变化不大,因而很难估计出目标的径向速度,但其信号包络 $\chi(k) = A_m \exp(j\varphi_m)$ 会呈现出较大的变化关系。在扫频周期里,其复包络

$$\chi_l(k) = A_m \exp(j\varphi_m) = A_m \exp \left\{ j2\pi \left[\frac{2(R_0 + vTl)}{c} (f_0 + B/2) - \frac{2B(R_0 + vTl)^2}{Tc^2} \right] \right\}$$

$$l = 0, 1, \dots, M \quad (13)$$

组成一个复信号序列,显然,其中心频率恰恰反映了目标的速度信息,其对应关系有

$$f_v = \frac{2(f_0 + B/2)v}{c} - \frac{4BR_0v}{Tc^2} \approx \frac{2(f_0 + B/2)v}{c} \quad (14)$$

即包络序列的中心频率与速度成正比。求得了 f_v , 即可得到目标的速度。

3 二维 FFT 算法

对于每个调频周期 T 内的回波信号,分别作 N 点的 FFT,再对 M 个周期的 FFT 计算结果按每个距离单元分别作 M 点 FFT,得到图 1 所示的三维立体图。

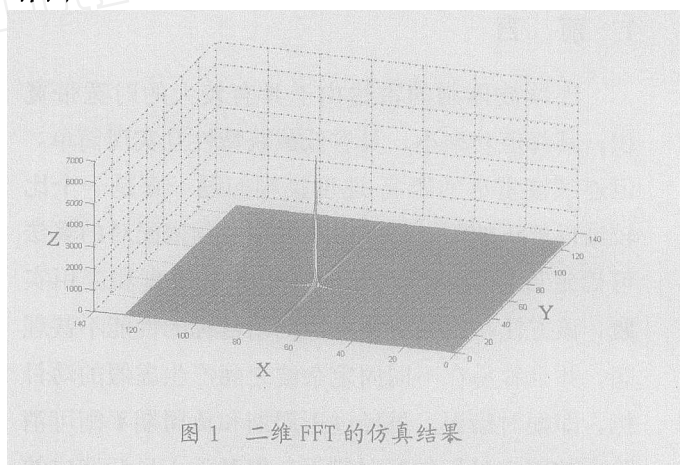


图 1 二维 FFT 的仿真结果

只要检测出幅值最大的点所在的位置,即可得到 f_m , f_v , 从而求得距离和速度,分别为:

$$R_0 = \frac{Tc}{2B} (f_m - \frac{2f_0v}{c}) \quad (15)$$

$$v = \frac{cf_v}{2(f_0 + B/2)} \quad (16)$$

4 性能分析

4.1 距离分辨率与距离范围

由式 (16), 距离分辨率与第一维 FFT 的频率分辨率成正比关系,当采样频率一定时,信号时长是影响频率分辨率的主要因素,信号时长越大,采样点数越多,可做 FFT 点数越大,频率分辨率越高。信号时长的选择受数字信号处理能力的限制。第一维 FFT 频率分辨率为:

$$\Delta f_m = \frac{f_s}{N} \quad (17)$$

其中 f_s 为 A/D 采样频率; N 为第一维 FFT 点数。则距离分辨率为:

$$\Delta R = \frac{Tcf_s}{2BN} \quad (18)$$

故理论上不模糊距离范围:

$$R_{\max} = \frac{Tcf_s}{2B} \quad (19)$$

4.2 速度分辨率与速度范围

事实上,调频周期为 T 时,相当于对第一维 FFT 的结果进行周期为 T 的等间隔采样,故第二维 FFT 的频率分辨率为:

$$\Delta f_v = \frac{1}{TM} \quad (20)$$

其中 M 为第二维 FFT 点数。

由式 (15) 可得速度分辨率:

$$\Delta v = \frac{c}{2TM(f_0 + B/2)} \quad (21)$$

故不模糊速度范围:

$$v_{\max} = \frac{c}{2T(f_0 + B/2)} \quad (22)$$

4.3 信噪比增益

对于 N 点 FFT 运算,相当于 N 个窄带滤波器组,故其增益为:

$$\Delta \text{SNR1} = 10 \log N \quad (23)$$

对于第二维 M 点 FFT 运算,其增益为

$$\Delta \text{SNR2} = 10 \log M \quad (24)$$

总增益为:

$$\Delta \text{SNR} = \Delta \text{SNR1} + \Delta \text{SNR2} = 10 \log MN \quad (25)$$

色噪声的分布随系统的不同而不同,反映在滤波器组上表现为各窄带滤波器内的噪声情况不一致,各窄带滤波器的信噪比也不相同,但信噪比的改善是一致的。

5 应用约束

5.1 波束驻留时间 T_r

波束驻留时间 T_r 与天线的波束宽度 θ 、天线转速 n 有关,为保证信噪比不受到损失,在第二次 FFT 运算的点数 M 、波束驻留时间 T_r 、调频周期 T 应满足如下关系:

$$MT \leq T_r \quad (26)$$

若在 M 个周期中目标被检测到次数小于 M 时,信噪比有所损失。

5.2 调频周期 T

调频周期为 T 时,相当于对第一维 FFT 的结果进行周期为 T 的等间隔采样,根据奈奎斯特采样定律,为保证频率不混叠,采样频率 $F_s = \frac{1}{T}$ 应大于信号最大频率的 2 倍。设需要检测的最大速度为 V ,则其对应的频率为:

$$f_v = \frac{2(f_0 + B/2)V}{c} \quad (27)$$

故应满足:

$$\frac{1}{T} > 2f_v = \frac{4(f_0 + B/2)V}{c} \quad (28)$$

此外,由于凹口的存在,还必须满足:

$$T \gg \tau \quad (29)$$

其中 $\tau = \frac{2R_{\max}}{c}$, R_{\max} 为最大作用距离。

6 算法仿真

假设天线转速为 $n = 2\text{rpm}$,波束夹角为 $\theta = 1.8^\circ$,调频带宽 $B = 5\text{MHz}$,调频周期为 $T = 1\text{ms}$,A/D 采样频率为 10MHz ,两目标的距离与速度分别为: $R_1 = 3500\text{m}$, $v_1 = 2.6\text{m/s}$; $R_2 = 3550\text{m}$, $v_2 = 48\text{m/s}$ 。

在每个周期 T 内,对 1000 个采样点补零为 1024 个数据后进行 $N = 1024$ 点复数 FFT 运算,在将临近 256 个周期的 FFT 结果进行第二维 $M = 256$ 点 FFT 运算,然后求模,得到的仿真结果如图 2 所示。

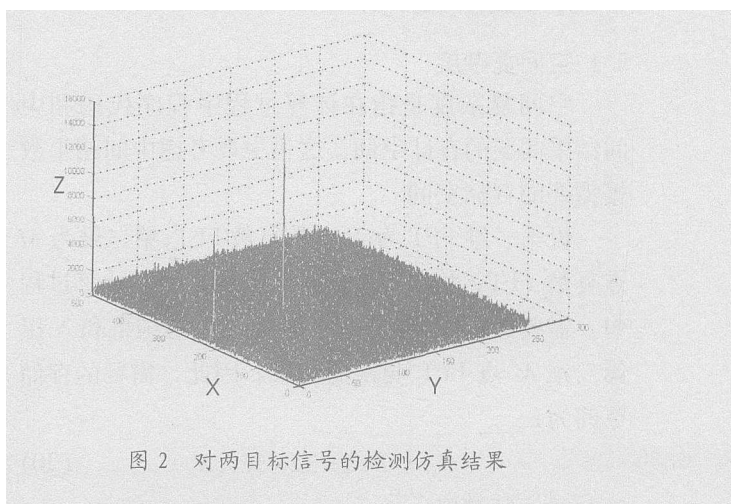


图 2 对两目标信号的检测仿真结果

由图 2 可知,频谱峰值所在的坐标位置,准确的反映了目标的距离信息和径向速度信息,其对应

关系也正如式 (15) 和式 (16) 所示。仿真结果验证了上述结论的正确性。

7 速度模糊问题

目标回波的 FFT 变换实际上以调频周期 T 被采样, 当其复包络的频率 f_v 大于 $\frac{1}{2T}$ 时, 会出现频率混叠现象。

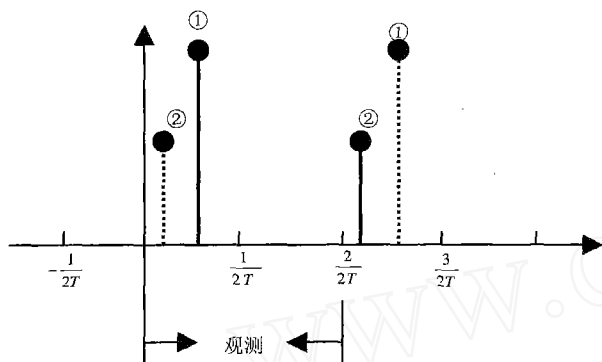


图 3 目标的实际频谱与观测值

由图 3 可知, ①号目标的 $f_v < \frac{1}{2T}$, 未发生模糊现象, 观测到的频率值 $f'_v = f_v$; ②号目标的 $f_v > \frac{1}{2T}$, 发生模糊现象, 其观测值 $f'_v = -\frac{1}{T} + f_v$ 。

因此只有当 $|f_v| < \frac{1}{2T}$ 时, 通过此方法才能正确地估计出其 f_v , 从而得到其径向速度, 否则, 得到的径向速度值不能真实地反映其实际径向速度。由式 (22) 知, 为了使较高速度的目标不发生模糊, 必须减小调频周期 T 或降低载频。

8 算法复杂度分析

8.1 空间复杂度

空间复杂度是指在计算过程中程序代码和中间结果需要的存储空间。这里主要考虑中间结果数需要的存储空间。

设第一维 FFT 为 N 点数复数 FFT, 第二维为 M 点复数 FFT, 均为 32 位浮点运算, 则在计算过程中, 需要保存 M 组第一维 N 点 FFT 的结果和 N 组第二维 M 点 FFT 变换的结果。因此, 需要的存储空间为:

$$C_M = 2 \times 2 \times 32 \times M \times N \quad (30)$$

8.2 时间复杂度

设算法时间复杂度按一次复数乘加为单位, N

点基 2 复数 FFT 的时间复杂度为:

$$C_{T,N} = N \log_2 N \quad (31)$$

在该算法中, 一个调频周期中包括 M 组 N 点 FFT 和 N 组 M 点 FFT 运算, 因此其时间复杂度为:

$$\begin{aligned} C_T &= M \times N \log_2 N + N \times M \log_2 M \\ &= MN \log_2 MN \end{aligned} \quad (32)$$

假设调频周期为 T , 为保证计算的实时性, 需要在一个周期 T 内完成这些乘加运算, 因此计算密度为:

$$\Psi = \frac{C_T}{T} = \frac{1}{T} MN \log_2 MN \quad (33)$$

可见, 当 T 很小, M 和 N 都很大时, 系统的计算负荷相当大, 如果 $T = 1\text{ms}$, $M = 256$, $N = 1024$, 则 $\Psi = 4.7 \times 10^9$ 次乘加运算/秒, 目前市面上提供的 DSP 芯片都远远无法实现, 因此需要采用其他折衷的计算方案, 譬如多个调频周期完成一个计算周期, 或采用多片 DSP 芯片并行处理等。

9 结束语

由式 (29) 知, 雷达需要作用距离大于 20km 时, T 应大于 $500\mu\text{s}$, 又由式 (22) 知, 如果需要较大的速度范围, 譬如大于 100m/s , 则载频又必须很小, 或者结合其他的方案, 例如增加 MTD 滤波器等。

二维 FFT 算法对动目标的提取, 本质上是基于相位信息的利用, 对该算法做进一步研究是连续波雷达应用于动目标检测所必需的。

参考文献

- 史林, 张琳. 调频连续波雷达频谱配对信号处理方法. 西安电子科技大学学报, 2003, 30(4): 534~538.
- 杨建宇, 凌太兵, 贺峻. LFMCW 雷达运动目标检测与距离速度去耦合. 电子与信息学报, 2004, 26(2): 169~173.
- 冀振元, 孟宪德, 王吉滨. 高频雷达中 LFMCW 信号的分析. Systems Engineering and Electronics, 1999, 21(12): 14~16.

作者简介

王月鹏 (1970—), 男, 西安电子科技大学硕士研究生。研究方向: 仿真与信息处理。

赵国庆, 男, 西安电子科技大学博士生导师。

(下转第 32 页)

间没有读到该信号,则该从控制器从从控模块转入主控模块,成为主控制器。

4 结 论

塔康地面信标和精密测距地面信标通用的监测单元与两种设备设计不同的监测单元相比,可以减少设计工作量,提高生产管理的效率,降低维护工作的困难度,与专门为一种设备设计的监测器相比,只增加极少量硬件,增加成本可以忽略不计。

参考文献

- 1 干国强. 导航与定位——现代战争的北斗星. 北京: 国防工业出版社, 2000.

作者简介

陆治纲(1977—),男,中国电子科技集团公司第二十研究所助理工程师,西安电子科技大学工程硕士研究生。研究方向:电子与通信工程。

Interchangeable Module-monitored Design in the Ground-mark Between TACAN and DME/P

Lu Zhigang

(No.20 Institute CETC, Xi'an 710068, China)

Abstract TACAN and DME/P adopt the same principle in measuring intervals, have similar ground-mark structures and are compatible with each other. This paper studies the module-monitored design which can be used by both the two systems.

Keywords TACAN; DME/P; module-monitored; interchangeable

(上接第 28 页)

The Application of 2D FFT Algorithm in LFMCW Radar Signal Processing and its Performance Analysis

Wang Yuepeng, Zhao Guoqing

(Xidian University, Xi'an 710071, China)

Abstract Moving targets detection by LFMCW has always been a tough issue. Moving targets can be effectively detected and examined and unchangeable clutter can be restrained by extracting information from target echoes using two-dimensional FFT techniques. In this paper, analysis and simulation are carried out over the beat frequency phase that has been deduced. Its further applications are discussed and the algorithm complexity analyzed.

Keywords LFMCW; signal analysis; application constraint; algorithm complexity