

弹道 FFT 频谱分析器研究

马晓岩 龚亚明

(空军雷达学院) (国防科技大学)

摘要 文中基于频域测速的基本原理, 研究一种弹道 FFT 分析器系统。在给出该系统基本结构后, 研究了在强地物杂波干扰环境中保证测频精度、分辨率和动态范围的基本方法。文中还着重介绍了用于这种频谱分析系统的可编程高速 A/D 数据采集系统和以 TMS32010 为主体的高速 FFT 协处理器系统。它们与 IBM/PC 和加权 ZFFT 分析软件共同构成了一个完整的频谱分析系统。

关键词 数据采集, 弹道, 频谱分析

分类号 TN95

在传统的多卜勒雷达中, 人们往往用时域计数的方法来实现测速。其特点是原理简单, 易于实现, 但也存在一些本质上的缺陷。一方面, 为了抑制输入端的杂波干扰, 必须使用窄带滤波器。这样, 测速前需预置目标速度, 且偏差不能太大, 以便跟踪滤波器能正常工作。这无疑限制了其应用范围。另一方面, 这样方法只能处理雷达回波中的一个信号, 对多目标的情况, 它无能为力。我们知道, 一般不同的目标如果具有不同的径向速度, 则它们的多卜勒频率也各不相同。于是可用频域分析的方法来实现多目标的同时测速。

对于单目标回波信号, 假设:

$$x(t) = A \cos(2\pi ft + \theta) \quad (1)$$

其中 θ 是随机相位因子, f 是多卜勒频率。为简单计, 设 θ 为零, 且在采样期间, f 为常量, 则 DFT 的结果为:

$$X(K) = \sum_{n=0}^{N-1} A \cos\left(2\pi \frac{f}{f_s} n\right) e^{-j \frac{2\pi}{N} K n}$$

$$= \frac{A \sin \frac{N\pi f}{f_s} \left[\frac{\sin \frac{(N-2)\pi f}{f_s}}{f_s} - e^{-j \frac{2\pi}{N} K} \frac{\sin \frac{N\pi f}{f_s}}{f_s} \right]}{2 \sin \left[\pi \left(\frac{K}{N} + \frac{f}{f_s} \right) \right] \sin \left[\left(\frac{K}{N} - \frac{f}{f_s} \right) \pi \right]} \quad (2)$$

式中, N 是采样点数, f_s 是采样频率。 A 可设为 1。 如果

$$2\pi \frac{f}{f_s} = \frac{2\pi}{N} \cdot I \quad I=1, 2, \dots, \frac{N}{2} \quad (3)$$

则

$$X(K) = \begin{cases} \frac{N}{2} & K=I, N-I \\ 0 & \text{其它} \end{cases} \quad (4)$$

根据 $X(K) = \frac{N}{2}$ 点对应的 K 值, 可求得多卜勒频率 $f = I \cdot f_s / N$ 。 但(3)式一般不能满足。 若

$$\frac{2\pi f}{f_s} = \frac{2\pi}{N} (I - \alpha) \quad 0 \leq \alpha \leq \frac{1}{2}, \quad I=0, 1, \dots, \frac{N}{2} \quad (5)$$

则

$$X(K) = \frac{\sin \alpha \pi \left[\sin \left(\alpha + \frac{2(I-\alpha)}{N} \right) \pi - e^{-j \frac{2\pi}{N} K} \sin \alpha \pi \right]}{2 \sin \frac{\pi}{N} (K+I-\alpha) \sin \frac{\pi}{N} (K-I+\alpha)} \quad (6)$$

它对应的每个 K 值均不为零, 这就是所谓的频谱泄漏现象。 但模值最大点仍在 $K=I$ 处:

$$\begin{aligned} \text{Max}[|X(K)|] &= |X(K)|_{K=I} \\ &= \left| \frac{\left\{ \sin \alpha \pi \left[\sin \left(\alpha + \frac{2(I-\alpha)}{N} \right) \pi - e^{-j \frac{2\pi}{N} K} \sin \alpha \pi \right] \right\}}{\left\{ 2 \sin \frac{\pi}{N} (2I-\alpha) \sin \frac{\alpha \pi}{N} \right\}} \right| \end{aligned} \quad (7)$$

根据此最大值点所对应的 $K=I$ 值, 可近似地确定原信号频率 $f' = I \cdot f_s / N$ 。 误差为:

$$|f - f'| = \alpha f_s / N \leq f_s / 2N \quad (8)$$

多目标回波信号 DFT 分析的结果一般会出现多个谱峰, 据此可完成多目标测速。

由于 FFT 所固有的频谱泄漏现象, 加上输入端杂波幅度远大于信号幅度, 因此不能直接用 FFT 进行频谱分析。 此外, 直接 FFT 还存在着精度和运算速度的矛盾。 但目标在测量时间内的速度有一个变化范围, 其相应的多卜勒频率也在一定范围内变化。 因此, 可在这一局部频段作高精度分析。 本文将介绍解决上述矛盾的去值加窗 FFT 算法和 ZFFT 算法。 为提高处理速度, 本文给出了一个中断方式的高速可编程 A/D 数据采集系统和一个以数字信号处理芯片 TMS32010 为基础的高速 FFT 协处理系统。 实验结果表明, 本系统完全能在准实时要求下实现高精度多目标的弹道频谱分析和速度测量。

1 结构方案与算法研究

1.1 基本结构

如何构成一个完整的弹道 FFT 频谱分析器, 首先与其实际任务密切相关。 基于实际需要, 设想弹道 FFT 频谱分析器系统的功能为:

(1) 硬件上, 系统应以足够的精度和速度进行数据采集, 并具有灵活变更采样参数的能力。系统应配备高速FFT协处理器, 以满足准实时分析的要求。图1给出了系统的组成框图。

(2) 软件上, 它应是一个以FFT分析为主体, 功能齐全的频谱分析程序。它不仅应具有抑制杂波干扰的能力, 高精度频谱分析的能力, 还应具备多目标速度测量的能力和系统模拟分析及自检的能力。

1.2 窗函数与加窗FFT技术

对多卜勒回波信号的有限点采样序列进行FFT分析, 频谱泄漏是不可避免的。这样当测量多目标时, 回波幅度大的目标的泄漏谱很可能淹没回波幅度较小的目标的主峰值谱, 从而造成小信号丢失。事实上, 即使在单目标情况下, 当回波到达终端时, 总伴有噪声和杂波, 其中尤以零中频附近的地物杂波影响最甚。一般可认为这种杂波的功率谱是高斯型的:

$$S(f) = S_0 \exp[-(\alpha \cdot f/f_{3db})^2] \quad (9)$$

由于地物杂波很强(杂信比为40db左右), 故其泄漏谱将对目标回波造成严重影响。为避免频谱泄漏, 要么限定多卜勒频率是FFT频率分辨力的整数倍, 要么在无限长时间内进行分析。这两种假设显然均不可能。于是考虑用时域加权技术来尽量降低频谱泄漏。一个能有效抑制谱泄漏而提高FFT性能的窗函数应具有以下频域特征:

- (1) 副瓣低, 尤其是第一副瓣要低;
- (2) 迅速衰减的副瓣下降趋势;
- (3) 窄的主瓣宽度。

一般前两点与第三点不可兼得。文献[1]全面综述了各种窗函数。为细致分析这些窗用于弹道FFT测速的实际, 仅选择Rectangle, Hamming, Blackman, Kaiser和Dolph-Chebyshev五种窗进行加窗分析。定义杂波改善因子

$$F = \frac{\text{输出端信杂比}}{\text{输入端信杂比}} \Big|_{\text{匹配滤波}} = \frac{S_0/C_0}{S_i/C_i} \quad f_d = \frac{K}{N} f_s \quad (10)$$

当杂波功率谱为(9)式时, 可以证明:

$$F(K) = \frac{2 \sum_{n,m=0}^{N-1} W(n)W(m) \cos\left(\frac{2\pi}{N}Kn\right) \cos\left(\frac{2\pi}{N}Km\right) \cos\left(\frac{2\pi}{N}(n-m)K\right)}{\sum_{n,m=0}^{N-1} W(n)W(m) \exp\left\{-\left[\frac{\pi(n-m)f_{3db}}{\alpha f_s}\right]^2\right\} \cos\left[\frac{2\pi}{N}K(n-m)\right]} \quad (11)$$

当输入端杂信比 $C_i/S_i=40\text{db}$ 及杂波三分贝带宽 $f_{3db}=200\text{HZ}$ 时, 五种窗函数能正常工作(即 $F \geq 40\text{db}$)的最小DFT点数 K_{\min} 及相应的 F_{\min} 值如表1所示。(计算取 $f_s=6.4\text{KHz}$, $N=32$)

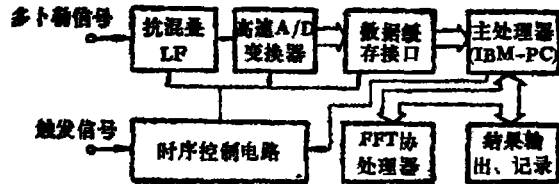


图1 系统组成框图

表 1 加窗 FFT 抑制杂波改善因子比较

窗 名	窗函数表达式	K_{min}	F_{min}
Rectangle	$W(n) = 1 \quad n = 0, 1, \dots, N - 1$	不可能满足 $F \geq 40\text{db}$	
Hamming	$W(n) = 0.54 - 0.46 \cos \frac{2\pi}{N}n \quad n = 0, 1, \dots, N - 1$	8	42db
Blackman	$W(n) = 0.42 - 0.5 \cos \frac{2\pi}{N}n + 0.08 \cos \frac{4\pi}{N}n \quad n = 0, 1, \dots, N - 1$	4	56db
Kaiser	$W(n) = I_0 \left[\pi \alpha \sqrt{1 - \left(\frac{2n - 1}{N} \right)^2} \right] / I_0(\pi \alpha)$ $I_0(x)$ 为第一类 0 阶 Bessel 函数	4	63db ($\alpha = 3.2$)
Dolph	$W(n) = \text{IDFT}[W(K)]$ $W(K)$ 为 chebyshev 多项	4	58db ($\alpha = 3.5$)

1.3 频率细化 ZFFT 技术

由于强地物杂波的干扰，低频段的改善因子很低，因而一方面，作者采用了简单的去值法，即在选大时不考虑 DFT 输出的起始数点；另一方面，由于在测量期间，目标的多卜勒频率对应于一个有限的变化范围，因此可用频率细化 ZFFT 技术来对此频段进行高精度分析。这样既可在一定程度上避免低端杂波干扰，也可通过复选抽降低采样频率，从而提高频率分辨率。

图 2 给出了 ZFFT 的工作过程，其中低通滤波器是最重要的环节，它的质量好坏直接影响到 ZFFT 分析的速度与精度。作者



图 2 ZFFT 工作流程图

以经典的 Remez 算法为基础，研究了一种改进的最佳线性相位 FIR 滤波器的设计算法。用此算法，设计了一个 33 点的 FIR，其通、阻带频率分别为 $0.1f_s$ ， $0.2f_s$ ，最大波动为 0.001，阻带衰减约为 60db。

2 可编程 A/D 数据采集系统

系统是硬件中断方式的间隔期数据块传输 A/D 采集系统，其 A/D 位数为 12 位，最大采样频率为 1MHz，最大点数为 2048。它在间隔期内将缓存于数据存储器中的 1024 点数据转存到内存，需时 7ms，因此它完全满足弹道 FFT 测量的实际要求。图 3 给出了硬件框图。

图中关键的时序控制器由两片可编程计数定时器

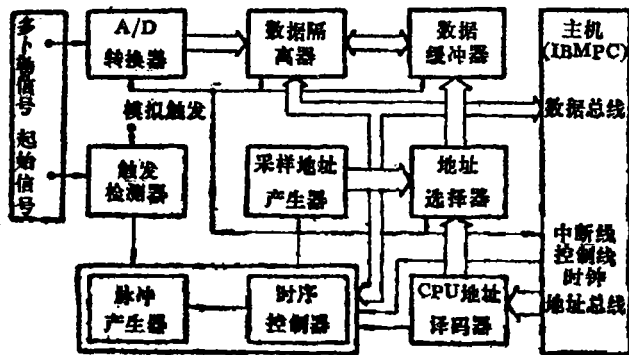


图 3 系统硬件框图

8253及辅助电路组成。它们的六个独立计数通道分别完成可变时延、组间间隔、采样间隔、A/D缓存写信号、点数和A/D采样脉冲的产生。其相应的软件选用BASIC作为系统初始化程序语言，用汇编语言承担数据块传输的中断程序设计。

3 高速FFT协处理器系统

TMS32010 是美国 TI 公司于 80 年代初推出的价格低、速度快的超大规模集成电路——TMS320 系列的产品，它可在 200ns 内完成 16×16 位的乘法运算。本系统以它为基础，设计了一个配合 IBM/PC 使用的高速 FFT 频谱分析器。其结构框图如图 4 所示。

PC 作为主控制器，掌握着对 RAM 的任务分配权。当 PC 要用 RAM 时，它通过控制电路向 32010 发一个 \overline{RS} 复位信号，让 32010 停止工作，同时把 RAM 的三总线均切换到 PC 方面；当 PC 需要 32010 工作时，它把 RAM 的总线都切换到 32010 方面，同时取消 \overline{RS} 信号，则 32010 将从 RAM 的

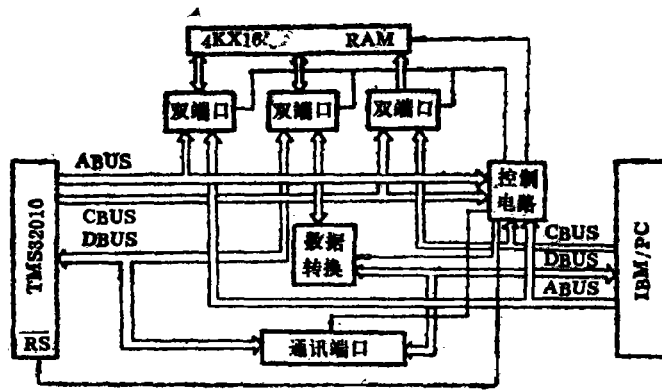


图 4 高速 FFT 协处理器系统结构框图

第 0，第 1 单元开始执行程序。另外，PC 与 32010 之间还有四个通讯端口，它们都是单向的。它们分别是控制口（PC 向 32010 写命令用）、状态口（32010 向 PC 发状态信息）、输入口（PC 向 32010 输入数据）和输出口（32010 输出数据到 PC）。

PC 与 32010 之间采用查询方式工作。开始时，PC 掌握 RAM 的使用权，以装入 32010 的程序及一些必要数据。当 PC 准备好，要让 32010 工作时，就将 RAM 的使用权交给 32010，并取消其复位信号。此时 32010 开始工作，它先置一个未完成状态，然后读入命令字，并按命令要求工作。当工作完成后，置一个完成状态标志。在 32010 工作期间，PC 密切注视 32010 的状态，当发现完成标志时，立即收回 RAM 使用权。

用本系统进行频谱分析，其运算速度的提高是显著的。表 2 是 32010 的汇编语言和 PC FORTRAN 语言中执行基 2 FFT 的速度比较。其中，32010 的运行时间是在用 14M 晶振时的计算结果。

表 2 FFT 分析时间比较（单位：秒）

时间 \ 点数	32	64	256	512	1024
TMS32010	2.01×10^{-3}	4.61×10^{-3}	2.30×10^{-2}	5.05×10^{-2}	1.10×10^{-1}
FORTRAM	0.66	1.43	6.48	13.73	29.01

4 结 束 语

利用本文所介绍的高速数据采集和高速 FFT 协处理器, 能克服经典时域多卜勒雷达的缺陷, 解决多目标同时测量的弹道分析问题。实验结果表明, 加权 ZFFT 算法能实现准实时多目标速度提取, 其精度在强地物杂波环境中可满足工程实际需要。

参 考 文 献

- [1] Harris F J. On the use of windows for harmonic analysis with the DFT. IEEE, 1978, 66
- [2] Ziemer R E and Ziegler J A. MTI improvement factors for weighted DFTs. IEEE, Trans. AES, 1980, AES-16
- [3] Riedel N K, etc. A signal processing implementation for an IBM/PC based workstation. IEEE MICRO, 1985
- [4] Anastasiou A. New improved method for the design of weighted-Chebyshev nonrecursive digital filters. IEEE Trans. CAS, Oct. 1983, CAS-30

Study of a Trajectory FFT Frequency Spectrum Analyzer

Ma Xiaoyan Gong Yaming

(Air Radar Institute) (Department of Electronic Technology, NUDT)

Abstract

Based on the fundamental principles of velocity measuring in the frequency domain, a trajectory FFT spectrum analyzer is studied. First of all, the construction of the system is given. Then, some basic algorithms, which can improve the frequency precision, resolution and dynamic range under the circumstance of strong clutter interference are studied. The paper also put emphasis on the design of a programmable A/D data acquisition system and a high speed FFT co-operation system which is based on TMS32010. An IBM/PC microcomputer, the weighted ZFFT analyzing software and the above two systems form the whole frequency spectrum analyzing system.

Key Words: data acquisition, trajectory; frequency analyzer