

脉冲多普勒雷达的弱信号 检测和速度跟踪技术

樊来耀 张 平 姬红兵

(西安电子科技大学电子工程系 西安 710071)

摘要 本文所述的脉冲多普勒 (PD) 雷达信号处理系统, 主要由速度跟踪环和数字信号处理辅助通道组成。该系统综合运用了多项信号处理技术, 成功地解决了在低信噪比条件下的信号检测和跟踪、干扰识别和对抗等技术问题。文中阐述了设计思想, 并给出了部分仿真和测试结果。

关键词 脉冲多普勒雷达, 序贯检测, $\alpha-\beta$ 滤波, 速度跟踪环, 加速度补偿积累

1 引 言

在某些采用脉冲多普勒 (PD) 雷达体制的系统中, 常采用高的脉冲重复频率以确保在无杂波区对迎面目标的检测, 并在无速度模糊的情况下保持对单目标的速度跟踪。若无须目标的距离信息, 可以不用距离门选通, 从而避免了并行多通道处理。通过接收机窄带中放, 信号加噪声变成了连续波。借助于目标速度预置, 单边带滤波器只截取频谱的一较小部分, 使在频率对噪声干扰的过滤和对信号的检测大大简化^[1]。

实现速度跟踪的关键在于如何在频率域形成一个时刻套住目标的速度门。这里是用一个自动频率控制环路来实现的。窄带放大器的通带构成速度门。当目标径向速度发生变化时, 环路中的误差信号控制速度门在频率轴上连续地移动, 从而构成闭环的多普勒跟踪。

本文综合运用了数据重叠 FFT 谱分析, 预测加速度补偿积累, 序贯检测和恒虚警处理技术, $\alpha-\beta$ 滤波, 速度跟踪环路仿真等多项信号处理技术, 解决了低信噪比条件下的信号检测、小信号跟踪、记忆跟踪、干扰识别和对抗等技术难题, 达到了预期的效果。

2 系统原理概述

本文所述的系统主要有速度跟踪环和辅助信号处理通道两大部分组成。速度跟踪环是一模-数 (A/D) 混合式的频率反馈环。它由混频器、中频窄带放大器、限幅鉴频器、

1994-01-24 收到, 1994-08-24 定稿

樊来耀 男, 1946 年生, 副教授, 现从事雷达系统和信号处理方面的教学和科研工作。

张 平 男, 1936 年生, 教授, 现主要从事雷达系统和信号检测和处理方面的教学和科研工作。

姬红兵 男, 1963 年生, 博士生, 副教授, 现从事信号和系统以及信号处理方面的教学和科研工作。

A/D 转换器、数据合成器以及数字积分校正环节(由 TMS320C25 完成)等组成。辅助信号处理通道由正交检波器、双路 A/D 转换器、DSP TMS320C25 和外围电路组成^[2]。速度跟踪环完成对目标信号的频率跟踪。辅助信号处理通道以 TMS320C25 为核心,主要完成对杂波的谱分析以确定搜索门的下限频率边界,在预置误差范围内分段进行多普勒分辨,完成信号的检测和截获。一旦检测到信号,通过压控振荡器(VCO)控制电压的设定,将目标信号的谱线置于速度跟踪环的窄带速度门内(实际上有一个由宽门到窄门的转换过程),并完成由搜索到跟踪的转换。当发现信号短时间丢失,转入记忆跟踪。除此之外,辅助信号通道还兼有干扰识别和抗干扰的功能。环路跟踪时,辅助通道通过实时谱分析监视信号的跟踪情况。一旦发现目标跑出窄带门,辅助通道干预 VCO, 快速地重新截获目标,增大了环路跟踪的可靠性。系统原理如图 1 所示。

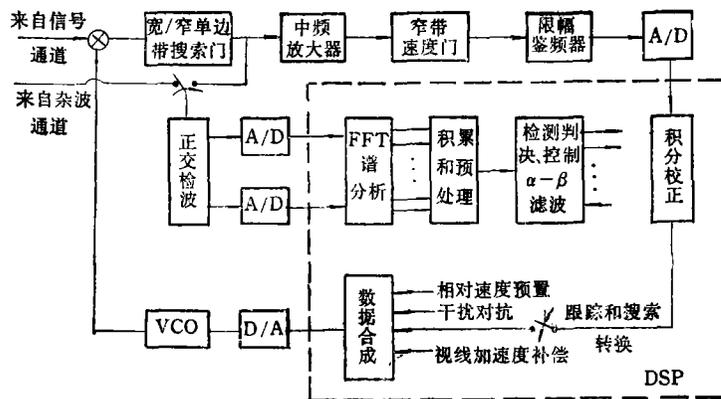


图 1 系统原理组成框图

由于 PD 雷达的信号处理是通过离散傅氏变换(DFT)来实现多普勒滤波的,因此需要先讨论噪声(杂波)通过 DFT 后谱线的分布情况。设噪声复包络采样序列为

$$x(n) = z_n \exp(j\varphi_n), \quad n = 0, 1, 2, \dots, N-1, \quad (1)$$

其中 z_n 和 φ_n 分别代表噪声的振幅和相位。假设噪声采样值是独立同分布的,每个采样值的振幅和相位也是相互独立的,且噪声相位在 $(0, 2\pi)$ 上均匀分布。经过 DFT 之后可得到第 k 个谱线为

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} z_n \exp \left[j \left(\varphi_n - \frac{2\pi}{N} kn \right) \right], \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1. \quad (2)$$

若令 $\psi_n = \varphi_n - (2\pi/N)kn$, 则得

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} z_n \exp(j\psi_n). \quad (3)$$

显然 ψ_n 也在 $(0, 2\pi)$ 上均匀分布,且 ψ_n 与 z_n 也相互独立, $z_n \exp(j\psi_n)$ 同样也应为独立同分布。 $X(k)$ 为渐近复高斯的,它的模 $|X(k)|$ 是渐近瑞利的。

$$p_n(|X(k)|) = \frac{|X(k)|}{\sigma^2} \exp \left(-\frac{|X(k)|^2}{2\sigma^2} \right), \quad (4)$$

其中 σ^2 为高斯分布的方差。

信号加噪声通过 DFT 后输出包络的概率密度渐近为莱斯 (Rice) 分布。

$$p_{r+a}(|X(k)|) = \frac{|X(k)|}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{|X(k)|^2 + a^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{|X(k)|a}{\sigma^2}\right) \quad (5)$$

其中 a 为信号的幅度, $I_0(x)$ 为零阶修正贝塞尔函数。对于 k 的每一个取值, $|X(k)|$ 可近似认为它们是独立同分布的随机变量。考虑到输入序列连续若干帧内具有一定的平稳性, 检波后积累的概率密度函数可按时域视频积累的作法给以近似导出^[3]。

3 副瓣杂波边沿检测

由于目标多普勒频率预置有一定的误差范围, 加之目标的径向速度在有些情况下可能还不足够大, 为了避免捕获杂波, 搜索区间的下限频率宜采用浮动方式。这就有必要对旁瓣杂波的上限边沿进行检测, 从而实现杂波回避。副瓣杂波边沿的检测可视为在噪声背景下, 幅度和相位均为随机时的信号检测问题。因而经过 DFT 之后, 杂波加噪声谱线仍视为广义瑞利分布。检测门限可取为 $k\sigma$, 如当 $k = 3.71$ 时, 误将噪声作为杂波的概率小于 0.1%, 正确检测杂波的概率大于 99.9%。在实际工作中, 考虑到旁瓣杂波有一缓变的边沿, 加之杂波功率有一定的起伏, 不宜采用单根谱线超过门限就认定为杂波边沿的判决方法, 而是采用包含若干条谱线的滑动窗口求离散面积再作门限比较的方法。快速傅氏变换 (FFT) 亦采用低副瓣加权技术。噪声标准差的计算是用时间平均代替统计平均并确保样点来自纯噪声区。

4 预测加速度补偿积累

目标的跟踪是以信号被检测和截获为前提的。系统的输入端信噪比很小, 因此弱信号的检测是一项关键技术。由于雷达和目标之间有相对加速度, 回波信号的多普勒频移 (f_d) 是时变的, 这使弱信号的检测更加困难。为了充分利用信号资源达到检测所要求的信噪比, 在 FFT 之后还应有非相干积累。若非相干积累的帧数 $M = 9$, 在无相对加速度时, FFT 加非相干积累改善因子可达 27dB。但有相对加速度时, 帧间信号谱线发生偏移。例如, 对于多普勒频率的变化率为 5kHz/s 的目标, 若数据按 50% 重叠作 FFT, 每帧 f_d

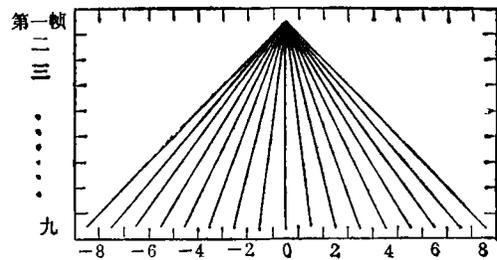


图 2 预测加速度补偿积累示意图

约偏一个 FFT 分辨单元, 此时增加 FFT 的长度已无意义, 常规的非相干积累 (同一频率通道的多帧的模值相加) 失效。本系统采用了预测加速度补偿积累技术, 即在 f_d 可能取值的范围内, 采用不同“斜率” k_i (这里的“斜率”代表积累方式, 一个“斜率”代表对一种 f_d 的补偿积累) 的偏移积累实现目标加速度的补偿。如图 2 所示, 对 FFT 的每一频率

通道都要进行 k 条 (图中 $k = 17$) “斜率”的积累。它相当于假设检验和并行多通道处理,是用软件时分处理来完成的,然后取其中输出的最大者作为信号的“匹配”积累方式。这不仅有效地提高信噪比,还能大概测出 f_d 的值,这对后面 α - β 滤波器的初始化是有用的。

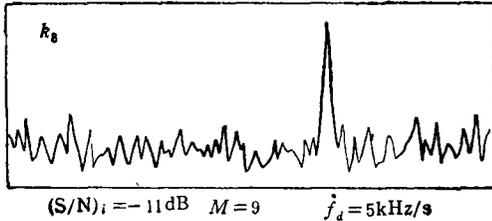


图3 $k_i = 8$ 时 9 帧积累结果

均好于其它“斜率”的积累情况。仿真结果表明,这种预测加速度补偿积累所可能获得的最大信噪比与 $f_d = 0$ 的常规积累相比有 $1 \sim 2\text{dB}$ 的偏移损失。

这种积累还兼顾了 f_d 中心频率不变的情况。增加上面的“斜率”个数,就可复盖 f_d 更大的变化范围,但计算量将成倍增加,处理时间也相应增长,在实际应用中要折衷考虑这一问题。

图3是输入 $f_d = 5\text{kHz/s}$, $\text{SNR}_i = -11\text{dB}$,对应“斜率”为 k_0 的积累输出。由“斜率” k_0 积累所获得的信号噪声比,

5 序贯检测和自适应门限^[4,5]

常规的序贯检测采用双门限技术,使得对仅有噪声出现情况下的判决相对简捷迅速。但对信号的判决有时需要比较长的观察时间。本研究由于信号资源和时间资源都有限,采用了另一种序贯检测方案。

前面所述积累到第 9 帧才能达到满足检测概率和虚警概率所需的信噪比,这是指当输入信噪比为最差的情况。实际的情况信噪比不一定总是最差,如当随着目标距离的临近或大目标出现,输入信噪比就会大一些。这时仍是积累 9 帧再行检测就浪费时间了。本文采用的序贯检测方案是以积累后输出信噪比来决定积累帧数,只要输出信噪比达到检测概率 (P_d) 和虚警概率 (P_{fa}) 的要求,积累即告结束。检测是在每一个序贯历程的几个固定的积累帧周期来进行的,门限具有自适应性。

结合本系统特点,不但 FFT 点数 N 取值比较多,且由于采用了预测加速度补偿积累技术,实际等效的并行处理通道数为 KN 个,在这种情况下检测方案和自适应门限的设置按常规的作法显然难于实时完成,必须寻找新的等效方案。实验表明,在纯噪声干扰背景下,用若干个滤波器的噪声电平的历程所求得噪声电平平均值的估值,可用于各滤波器自动检测门限的设定。具体的作法是,当每一帧 FFT 变换结束,就计算一次当前时刻噪声电平平均值的估值 $\hat{\sigma}$,在每一次序贯的 $m = 1, 5, 9$ 这几个固定的积累帧结束时分别进行检测,每次检测各滤波器采用相同的门限 $\hat{\sigma}K_m$,当 $m = 1, 5, 9$ 时 K_m 取不同的值,可根据概率密度的近似表达式和给定的虚警概率并结合统计检验来预先确定。一旦有信号超过门限,立即转入跟踪。为了防止虚警,辅助通道在速度跟踪环建立稳定跟踪的过程中,通过实时谱分析对截获的信号作进一步的确认。测试表明,这种序贯检测方案,不但尽可能地缩短了目标信号的截获时间,而且使处理器用于门限计算和比较的操作大为减少,虚警概率和截获概率亦能满足系统的要求。

6 频率跟踪环性能仿真^[6]

频率跟踪环根据频率敏感元件的不同可分为锁频式和锁相式两种。频率跟踪环对频率而言是一个反馈跟踪系统。其中混频器是一个比较环节; 窄带滤波器可近似认为是增益为 k' 的放大环节; 鉴频器是一个变换元件, 它在线性工作范围内的传递函数为 $k'' = \Delta u / \Delta f$, k'' 是鉴频器的灵敏度(或称鉴频斜率), 它的量纲是 V/Hz 。校正网络的传递函数为 $G(s)$, 由系统设计决定。

VCO 也是一放大环节, 它的输入是经数据合成后的数据, 输出是频率。

k_2 是 VCO 的电压控制斜率, 量纲是 Hz/V 。若用 $k_1 = k'k''$ 表示窄

带滤波器与鉴频器的合成传递函数, 则锁频式频率跟踪环路等效结构如图 4 所示。

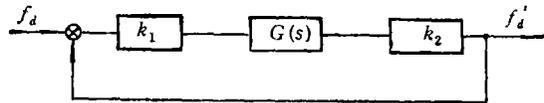


图 4 锁频式频率跟踪器等效结构

影响环路性能的主要原因是实际系统的非线性偏离上面的线性模型。如要获得线性混频, 输入信号的电平必须远低于 VCO 电平。鉴频器的线性要求鉴频前信号幅度归一, 使鉴频器输出电平与中频信号幅度无关。

利用图 4 的调频反馈 (FMFB) 线性模型, 对系统进行仿真, 得出跟踪误差 (均方根值) 与输入信号噪声比 SNR_i 和输入信号多普勒变化率 (f_d) 之间的关系, 如表 1。

表 1 跟踪误差与 SNR_i 和 f_d 的关系

SNR _i (dB)		误差 (Hz)			
		0	3	6	9
f_d (kHz/s)	2.5	10.3	9.4	7.2	6.7
	5	14.7	12.8	11.4	10.6
	10	25.6	22.7	20.8	18.5

表中的 SNR_i 为环路信噪比。跟踪误差随环路信噪比的增大而减小, 随 f_d 变化的加快而增大。

7 α - β 滤波和记忆跟踪

当信号发生衰落和遮挡, 都会使目标短时间丢失。辅助通道 FFT 谱分析一旦发现并确认信号丢失, 即转入记忆跟踪模式, FFT 谱分析照常进行, 直到信号复现才重新闭合速度跟踪环转入正常跟踪。若在规定的的时间里信号未复现, 再重新搜索。由 TMS320C25 完成的 α - β 滤波算法是实现记忆跟踪的关键。 α - β 滤波器对速度跟踪环路中数据合成后的结果进行处理, 得到目标多普勒频率和多普勒速度信息, 则

$$f_{d_t} = f_{d_0} + f_{d_0} \cdot t, \quad (6)$$

式中 f_{d_t} 为 t 时刻 (以丢失时刻为 $t = 0$) 的多普勒频率, f_{d_0} 为丢失瞬间的多普勒频率

值, f_{d0} 为丢失时刻多普勒速度值。

记忆跟踪的误差由位置误差和速度误差两部分组成。位置误差是由丢失瞬时的多普勒频率 f_{d0} 的估值不准造成的误差;速度误差是由 f_{d0} 引入的误差;随记忆跟踪时间的延长而线性递增。估值精度应满足对应最大的外推时间信号复现时仍落入窄带速度门内。这里有一个合理的误差分配问题。对环路中的鉴频器增益、A/D 位数、积分校正运算和数据合成的精度以及 α - β 滤波器的字长等要作统盘的考虑。

8 测试结果和结论^[7]

这里给出部分测试结果, f_d 的取值范围为 $0 \sim 20\text{kHz/s}$ 。当 $\text{SNR}_i = -11\text{dB}$ 时检测概率 $P_d > 98\%$, 虚警概率 $P_{fa} < 10^{-4}$ 。在 $\text{SNR}_i = -11\text{dB} \sim 30\text{dB}$ 的范围内, 速度跟踪环能对信号稳定跟踪。当信号丢失时, 对于匀加速运动目标, 环路能稳定记忆跟踪 1.2s 在记忆跟踪期间信号复现, 能继续保持对目标的跟踪。能准确地估计杂波上限频率。

上述序贯检测和预测加速度补偿积累方案, 在时间资源和信号资源都有限的情况下, 在频域实现弱信号检测是有效的。速度跟踪环路中的数据合成、积分校正、滤波算法等均由高速 DSP 来完成, 不但运算精度高且编程灵活。除此之外, 系统还兼有干扰识别和对抗等多项功能。

参 考 文 献

- [1] 毛士艺, 等编著. 脉冲多普勒雷达. 北京: 国防工业出版社, 1990, 第 2, 4, 5 章.
- [2] 樊来耀编. 32 位数字信号处理器软件硬件——TMS320C25 开发. 西安: 西安电子科技大学, 1990.
- [3] 赵树杰, 等编著. 统计信号处理. 西安: 西北电讯工程学院出版社, 1986, 207—244.
- [4] Skolnik M I. Introduction to Radar Systems. New York: McGraw-Hill Book Company, 1980, 380—384.
- [5] Guarguaglini P F, Maroz F. The DFTSD: A Sequential Suboptimum Processor for Multiple-range-bin Radar Systems. IEEE Trans. on AES, 1974, AES-10(3): 193—203.
- [6] Lapper J K, Frankle J T. Phase-Locked and Frequency Feedback Systems: Principles and Techniques. New York and London: Academic Press, 1972, Chapters 2—4.
- [7] Fan Laiyao, Ji Hongbing. A Study of Pulsed Doppler Signal Processing Technique. Proc. of ICSP'93, Beijing: 1993, 375—376.

THE TECHNIQUES OF SMALL SIGNAL DETECTION AND VELOCITY TRACKING FOR PULSE DOPPLER RADAR

Fan Laiyao Zhang Ping Ji Hongbing

(Xidian University, Xi'an 710071)

Abstract This paper describes a signal processing system in a Pulse Doppler (PD) radar. It mainly consists of a velocity tracking loop and a digital signal processing auxiliary channel. With many signal processing techniques, the system successfully resolves the signal detection and tracking at low SNR and the interference identification and rejection. The idea of system design is introduced in details. Finally, some simulation and experimental results are presented.

Key words Pulse Doppler radar, Sequential detection, α - β filter, Velocity tracking loop, Compensated acceleration accumulation