

SWT声雷达探测系统对大气边界层声回波信号的变换与检测

赵松年 熊小芸

(中国科学院大气物理研究所)

提 要

在 SWT 声雷达探测系统中, 采用作者提出的检测声回波信号的跟踪滤波锁相方法 (PLTF), 提取 Doppler 频偏 f_d 的 V-F-BCD 变换和模块化设计, 减小了锁相环 (PLL) 的失锁现象, 改善了声雷达的测风精度, 闭路同源标定结果表明 SWT 声雷达探测系统的测频精度优于 0.1 Hz, 相当于测风精度可达 $\frac{\lambda}{4} / s$ (λ —— 发射声波长), 由于环境噪声的干扰, 将会使测风精度略有降低.

关键词: 声雷达; 大气边界层; 随机信道.

一、引 言

声遥感是大气边界层探测的重要方法, 在湍流大气中由于温度、风速的脉动引起大气的非均匀性使声波产生散射, 它比无线电波或光波的散射强度约大 10^6 倍, 因此声学遥感有很高的灵敏度, 对于与人类息息相关的大气边界层 1—15 km 的高度范围, 声雷达探测系统能有效地探测出风场与温度结构的实时变化, 为环保、机场、基地、局地气象研究提供宝贵的资料, 因而为各国所重视, 近 10 年来竞相研制并陆续投入使用.

由于声波与大气相互作用的复杂性以及强噪声对微弱回波信号的干扰, 使得研究声雷达探测方法并改进设计成为当前国际大气声遥感领域中重要的课题.

在我国自行研制的 SWT 测风测温声雷达探测系统中采用 PLTF 方法提取强噪声背景中随机弱信号的 Doppler 频偏信号 f_d , 并采用 V-F-BCD 变换方法和模块化设计来提高频率分辨力与测风精度^[1].

本文将介绍这种方案的特点, 分析衰落信道对大气边界层声回波的影响, PLTF 的基本原理和最大似然比估计, 指出 PLTF 方案本质上是最优相位检测系统. χ

二、基本工作原理

SWT 声雷达探测系统的主要功能是探测大气边界层 1—15 km 高度范围内不同高

度上的温度结构和风速风向值, 以及某些湍流参量。

系统的总体组成如图 1 所示, 声天线 A、B、C 一般按分时方式 (TDMA) 工作, 主信道共用, 从而使总体设计得到较大简化。工作时, 由发射门控脉冲控制音频功率放大单元, 输出脉宽为 100 ms 或 200 ms、电功率为 250 W 的脉冲, 重复周期为 4 s 或 8 s。每个天线均为收发共用, 工作状态的转换由收发自动转换开关控制, 同时为了减小大功率发射脉冲引起声天线的机械余振, 由发射门控脉冲控制主信道的启闭分别滞后和超前发射脉冲前后沿各 100 ms。接收到的回波信号经带通滤波后分成两路, 一路受同步脉冲控制进入传输门 TG, 同时与锯齿波 u_s 在乘法器 M_1 中相乘, 然后输入计算机, 这一路信号代表声回波的强度; 另一路进入跟踪滤波锁相环路 PLTF, 经过平衡调制、差频低通滤波、F/V 变换后形成以预置频率 F_0 为中心的调频信号 $(F_0 - \kappa f_d)$, PLL 从 F_0 开始跟踪 $(F_0 - \kappa f_d)$, 并用 MC14534B 将其转换成 BCD 码送入计算机处理, 便得到 Doppler 频偏 f_d , 或经 F/V 变换成风速廓线, f_d 的极性或正负由极性判别电路判别。

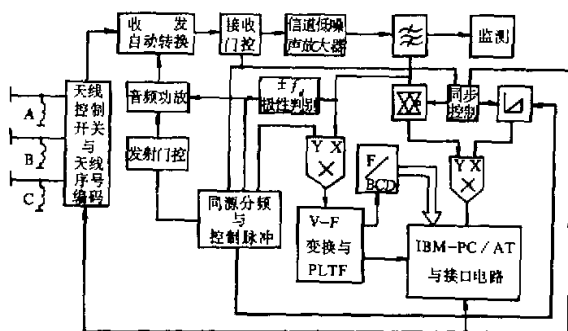


图 1 SWT 声雷达探测系统总体方框图

声雷达探测大气边界层不同高度温度梯度的主要依据是在局地均匀湍流理论的假设下所获得的声雷达方程^[2,3]:

$$P_r = P_t \eta_t \eta_r \sigma(z, f) \frac{c}{2} \cdot \tau A_r Z^{-2} \cdot e^{-2 \int_0^z \rho dz}, \quad (1)$$

式中 P_t 是发射功率; P_r 是接收回波功率; η_t 与 η_r 分别为电声与声电转换效率; $\sigma(z, f)$ 是大气散射截面; τ 是声发射脉冲宽度; c 是声速; A_r 是天线有效面积; ρ 是衰减因子; z 是散射体高度。

功率放大器的振荡载频为 2 kHz, 垂直探测高度为 1000—1500 m 时, $\exp(-2 \times \int_0^z \rho dz) \cong 1$, 因此方程 (1) 简化为

$$P_r = P_t \eta_t \eta_r \sigma(z, f) \frac{c}{2} \tau A_r Z^{-2}. \quad (2)$$

在温度层结接近中性时的后向散射条件 F , 有

$$\sigma(z, f) \propto z^{4/3} \left(\frac{dT}{dz} \right)^2, \quad (3)$$

因而

$$P_r \propto \left(\frac{dT}{dz} \right)^2 \text{ 或者 } u_r \propto \frac{dT}{dz}, \quad (4)$$

式中 u_r 是与回波信号对应的电压值。

为了消除方程(2)中高度 Z 的影响,我们在电路中线性锯齿波电压 u_z 与 u_r 相乘,也就是用电路来补偿温度梯度中的 Z 因子。

应当指出,由于 $\exp(-2 \int_0^z \rho dz)$ 在某些大气条件下不能近似当作 1 来处理^[4];其

次, Z 对 P_r 的影响不能完全补偿,因此使 P_r 与 $\left(\frac{dT}{dz} \right)^2$ 之间的关系仍然是近似的,半

定量的,梯度模的平方使相位信息损失,所以用声雷达测温是一种相对结果,反映了气温几何梯度随高度的变化过程。

测风部分的原理是 Doppler 原理,即运动的反射体能引起入射波频率的偏移,入射波频率与反射波频率的差值称作 Doppler 频偏 f_d ,它与反射或散射体的运动速度 v 成正比,当运动的反射或散射体沿径向背离接收点时 f_d 为负值,反之则为正值。若入射波波长为 λ ,则有

$$f_d = \pm \frac{2v}{\lambda}. \quad (5)$$

利用天线 A、B、C 的几何布局与分别测得的 f_{dA} , f_{dB} 和 f_{dC} 可求得

$$\begin{aligned} V_A &= -\frac{C}{2} \cdot \frac{f_{dA}}{f_A}; & V_B &= -\frac{C}{2} \cdot \frac{f_{dB}}{f_B}; \\ V_C &= -\frac{C}{2} \cdot \frac{f_{dC}}{f_C}. \end{aligned} \quad (6)$$

取 $f_A = f_B = f_C$, 在直角坐标系中有列计算风场的公式^[5]

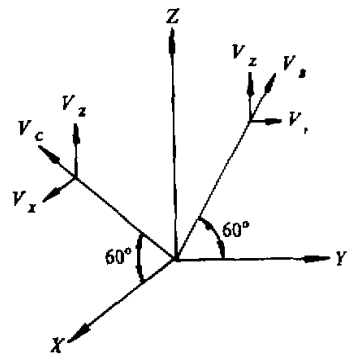


图2 三分向风矢量图

$$\left. \begin{aligned} V_x &= (V_C - V_A \sin \theta) / \cos \theta, \\ V_r &= (V_B - V_A \sin \theta) / \cos \theta, \\ V_z &= V_A. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

式中 θ 为天线 B、C 分别与水平轴的上倾夹角,如图 2 所示。

三、随机信道对声回波的衰落影响

SWT 声雷达发射的脉冲调制信号可表示为

$$S_t(t) = A_c G(t) \cos \omega_0 t, \quad (8)$$

式中 $G(t)$ 为门函数, 即

$$G(t) = \begin{cases} 1, & kT \leq t \leq kT + \tau_m \\ 0, & kT + \tau \leq t \leq (k+1)T, \quad k=0, 1, 2, \dots \end{cases} \quad (9)$$

T 为帧周期.

大气边界层散射体运动的随机性使声回波信号的相位与幅度起伏和衰落. 在有强层流或不均匀湍流的大气条件下, 形成随机衰落的信号服从 Rice 规律, 即存在一条强而稳定的信号主路径同时叠加有一些弱信号路径, 这时若发射一个稳定的正弦波, 收到的回波信号将由一个稳定的正弦波 (镜像分量) 与一些相叠加的随机衰落信号所组成, 若镜像分量为 $A_c \cos \omega_0 t$, 则声回波为^[6-8]

$$S_e(t) = \sum_k a_k e^{j(\omega_0 t + \theta_k)} + A_c \cos \omega_0 t \quad (10)$$

这里已假设所有波束均以相同的平均速度传输即静态线性模型. 对式(10)取实部则有

$$S_r(t) = (x + A_c) \cos \omega_0 t - y \sin \omega_0 t, \quad (11)$$

式中 $x = \sum_k a_k \cos \theta_k$, $y = \sum_k a_k \sin \theta_k$; 令 $r = \sqrt{(x + A_c)^2 + y^2}$, 则得其振幅分布

$$f(r) = \frac{r}{\sigma^2} \cdot e^{-(r^2 - A_c^2)/2\sigma^2} \cdot I_0\left(\frac{rA_c}{\sigma^2}\right), \quad (12)$$

式中 I_0 表示修正的第一类零阶 Bessel 函数. 同样, 在上述大气状态下相位分布为

$$f(\theta) = \frac{1}{2\pi} \cdot e^{-\alpha^2} + \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\alpha}{\pi}} \cos \theta e^{-\alpha^2 \sin^2 \theta} \cdot (1 + \operatorname{erf} \alpha \cdot \cos \theta), \quad (13)$$

式中功率信噪比 $\alpha^2 = A_c^2 / 2\sigma^2$, 显然只有当 $\alpha = 0$ 时, $f(\theta)$ 才趋于均匀分布, 但是声雷达探测系统在有效探测高度范围内不会使 $\alpha = 0$, 因此式(13)表明, 虽然不知道随机相位 θ 的先验概率 $p(\theta)$, 但在 $\theta = 0$ 处 $f(\theta)$ 取最大值, 所以 $f(\theta)$ 的分布说明提取相位信息是一种最佳选择^[9].

实际上, 大气边界层后向散射更为普遍地是服从 Rayleigh 分布, 它表明后向散射过程主要是由于运动介质的随机性引起的^[10], 这时不存在一个起主要作用的信号路径, 因而可以令 $A_c = 0$, 即 $\alpha = 0$, 由式(12)可得振幅分布

$$f(r) = \frac{r}{\sigma^2} \cdot e^{-r^2/2\sigma^2}. \quad (14)$$

当 $r=\sigma$ 时, Rayleigh 分布有极大值并等于 $e^{-1/2}/\sigma$, 它是接收信道限幅器门限值的一个重要参数. 由式 (13) 可得相位分布为

$$f(\theta) = \frac{1}{2\pi} \quad (15)$$

相位均匀分布说明在 $(0-2\pi)$ 之内它取各种值的可能性是均等的, 因而对 θ 几乎一无所知, 在提取相位信息时这是一种不利的情形. 因此, 在设计检测电路时必须保证较高的信噪比. 随着散射介质运动不平稳性的增加, 后向散射回波信号的谱峰分裂、展宽和不对称, 这一复杂性直接影响到探测数据的分析处理和结果的解释, 详细结果请参阅文献 [11].

四、声回波的估计

由式 (12) — (15) 可知, 声回波是随机幅度与随机相位信号, 不知道先验概率 $p(r)$ 与 $p(\theta)$, 因此可以设想 θ 为均匀分布, 从而使最大后验概率估计转化为最大似然估计, 由此求得最佳检测方案 [9, 12].

在测风时需要 Doppler 频偏 f_d , 因而回波相位信息是待估计参数, 设信号为 $x_s(t)$, 最大似然比方程为

$$\left. \frac{\partial}{\partial \theta} \ln p(x_s | \theta) \right|_{\theta = \hat{\theta}_{ML}} = 0, \quad (16)$$

$$p(x_s | \theta) = K \exp \left\{ -\frac{1}{N_0} \int_0^T [x_s(t) - s(t; \theta)]^2 dt \right\}, \quad (17)$$

式中 $N_0/2$ 是正态白噪声的功率谱, $s(t; \theta)$ 是随机相位信号, 由此得

$$\int_0^T [x_s(t) - A \sin(\omega_0 t + \hat{\theta}_{ML})] \cos(\omega_0 t + \hat{\theta}_{ML}) dt = 0. \quad (18)$$

在声雷达探测系统中 $\omega_0 T \gg 1$ 的条件是经常能满足的, 故式 (18) 可简化为

$$\int_0^T x_s(t) \cos(\omega_0 t + \hat{\theta}_{ML}) dt = 0. \quad (19)$$

这个运算过程可用图 3 所示的方案来实现.

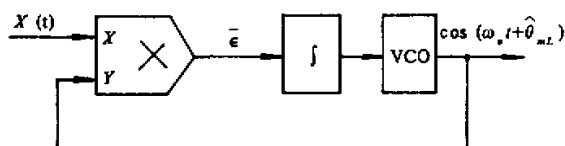


图 3 PLL 原理图

锁相环 PLL 是相位负反馈系统, 在锁定时输入信号与输出信号的频差为零, 相位误差 $\bar{\epsilon} = (\theta - \hat{\theta}_{ML}) \rightarrow 0$, 显然与式 (19) 等价, 因此从 VCO 输出的信号的相位 θ 就跟踪了输入信号的相位, 同时还减小了相位抖动, 起到提纯作用, 而 VCO 的频率变化就是 Doppler 频偏 f_d . 根据文献 [11] 的结果, 当出现频率弥散或谱峰分裂时, VCO 的频率变化可能是实际 Doppler 频偏的统计平均值, 尚需进一步研究.

当信号服从 Rice 分布, 在高信噪比条件下, 式 (12) 趋向 Gauss 分布^[11]

$$f(\gamma) = \frac{\gamma}{\sqrt{2\pi\gamma A_c \sigma^2}} \cdot e^{-(\gamma - A_c)^2 / 2\sigma^2} \quad (20)$$

在 $\gamma = A_c$ 的邻域内, $r/\sqrt{2\pi\gamma A_c \sigma^2} \doteq 1/\sqrt{2\pi\sigma^2}$, 所以

$$f(\gamma) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-1/2 \cdot A_c^2 / 2\sigma^2} \quad (21)$$

由此带来的误差 $\leq 38\%$; 同样, 在高信噪比时 $\alpha^2 \gg 1$, 随机相位分布也趋于 Gauss 分布

$$f(\theta) = \frac{e^{-\alpha^2 \theta^2}}{\sqrt{\pi/\sigma^2}} \quad (22)$$

由此引起的相位抖动可以从式 (22) 中求出

$$p(|\theta| < |\theta_0|) = \operatorname{erf} \theta_0 \quad (23)$$

在 PLL 环路中, 设鉴相器输入端的信噪比为 10 dB, 那么相位抖动小于 36° 的概率为

$$p(|\theta| < |36^\circ|) = \operatorname{erf} \sqrt{10} \cdot \frac{2\pi}{10} = \operatorname{erf} 1.986 = 99.55\%$$

而相位抖动小于 18° 的概率则为 84.27%.

在声雷达探测系统中发射的声频信号频率 $f_0 = 2\text{kHz}$, 周期 $T_0 = 0.5\text{ms}$, 这时 18° 的相位抖动相当于 5% 的误差, 因此能引起 Doppler 频偏误差为 5%, 若探测的最大风速为 35m/s , 则误差为 1.75m/s , 信噪比为 20 dB 时, 误差下降为 0.17m/s , 即相当于一个发射声波长的误差, 由此可见, 提高信噪比能有效地改善声雷达探测系统检测回波信号的性能.

五、PLTF 方案

由式 (19) 得出对 θ 的最大似然估计 $\hat{\theta}_{ML}$, 可以通过图 3 的 PLL 来实现最佳相位检测, 然而式 (23) 的计算结果说明, 在随机信道中衰落将引起很大的相位抖动和幅值起伏, 使 PLL 频繁失锁, 只有提高信噪比 α^2 才能实现最佳相位检测. 在声雷达探测系统中发射的声频信号一般选在 $1.5\text{kHz} - 2.5\text{kHz}$ 范围内, 当水平风速为 35m/s 时, Doppler 频偏 f_d 在 $\pm 400\text{Hz}$, 是中心频率 f_0 的 20%, 这样大的带宽对信噪比的改善

$$u_d(t) = \sum_{i=1}^n A_i(t) \sin(\omega_i t + \phi_i)$$

(24)

因而可以采用如图 5 所示的闭环同源测试方法, 测试结果(详见中国计量科学研究所的测试报告)表明声雷达的整机关键指标即: 终端输出信号 u_d 与 f_d 的线性度可达 3%, 相当于标称测风精度为 5 cm/s; 如图 6 所示.

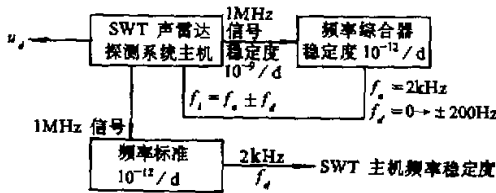


图 5 闭环测试方框图

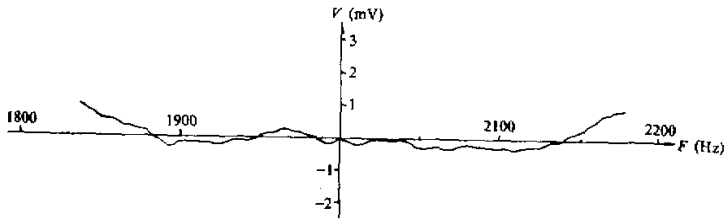


图 6 回波信号频率 f_d 与整机输出连续波电压 u_d 的误差关系曲线

SWT 声雷达探测系统研制成功之后, 在不同天气条件下进行了连续观测, 取得了预期的结果, 数据处理部分能打印输出风速、风向廓线和屏幕显示廓线等.

图 7 是在北京市西郊探测时的一例风速、风向廓线.

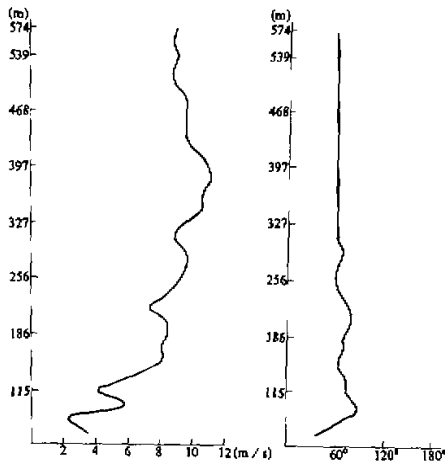


图 7 北京市西郊强风天气实测风速与风向廓线(1988 年 12 月 15 日, 11:02:46—11:32:46)

参 考 文 献

- [1] Zhao Songnian and Xiong Xiaoyun, 1988, The measurement of sodar echoes in the atmospheric boundary layer, *Annual Report of Institute of Atmospheric Physics*, 7, 256—262.
- [2] 中国科学院大气物理研究所 声雷达组, 1976, 声雷达和边界层大气探测, *大气科学*, 1, 42—54.
- [3] Neff, W.D., Coulter, R.L., 1986, Acoustic remote sensing, *Probing the Atmospheric Boundary Layer* (Lenschow, D.H. ed.), Amer. Meteorol. Soc., Boston, 201—239.
- [4] 周秀骥, 1987, 声雷达探测中的一个问题, *科学通报*, 18, 1400—1401.
- [5] Kaimal, J.C., Haugen, D.A., 1977, An acoustic doppler sounder for measuring wind profiles in the lower boundary layer, *Journal of Applied Meteorology*, 16(3) 180—221.
- [6] 赵松年, 于允贤, 1983, 信号分析与遥测技术, 地震出版社, 117—120, 159—165.
- [7] A.D. 惠伦著, 刘其培等译, 1977, 噪声中的信号检测, 科学出版社, 113—119, 372—374.
- [8] M. 施瓦茨著, 柴振明译, 1979, 信号、调制和噪声, 人民邮电出版社, 346—376, 451—464.
- [9] 许树声著, 信号检测与估计, 1985, 国防工业出版社, 102—105.
- [10] 朱维庆, 1988, 运动介质反向散射过程的 Wigner-Ville 谱分析, *声学学报*, 13(3) 161—166.
- [11] Zhu Weiqing, 1988, Evolutionary spectra of backscattering wave in moving medium, *Chinese Journal of Acoustics*, 7(1), 1—8.
- [12] 王宏禹著, 1988, 随机数字信号处理, 科学出版社, 49—52.
- [13] S. 斯坦, J.J. 琼斯著, 陆建勋等译, 1979, 现代通讯原理, 科学出版社, 145—156, 373—400.
- [14] Xiong Xiaoyun and Zhao Songnian, 1989, SWT acoustic sounder probing system Annual Report of Atmospheric physics, 8(2), 94—106.
- [15] F.T. 乌拉比, R.K. 穆尔, 冯健超著, 1987, 微波遥感, 科学出版社, 2, 14—24.

TRANSFORMATION AND DETECTION OF ACOUSTIC ECHO SIGNALS WITH SWT-TYPE SODAR PROBING SYSTEM IN THE ATMOSPHERIC BOUNDARY LAYER

Zhao Songnian and Xiong Xiaoyun

(Institute of Atmospheric Physics, Chinese Academy of Sciences)

Abstract

The phase locked tracking filter method (PLTF) of detecting acoustic echo signals, the V-F-BCD transformation of extracting Doppler frequency deviation f_d and the modeling design are adopted in SWT-type Acoustic Sodar Probing System. They weaken the phenomenon of loss of lock in PLL and obviously improve the accuracy of measurement of wind velocity. The result of closed loop and same source calibration of oscillation shows that the measurements accuracy of frequency of SWT-type Sodar can be less than 0.1 Hz, and is equivalent to the accuracy of measurement of wind velocity, $\lambda/4$ s. (λ -transmission acoustic wave-length), but the real accuracy of measurement of velocity is slightly decreased owing to noise interference of ambient field.

Key words: Sodar; Atmospheric boundary layer; Random channel.