

值。这主要是因为第一点离声源较近,此时直接声和前次反射声的声能在该点全部声能中所占的比重较大的缘故。第二点也有类似的情况。

考虑到满场实测困难,所以计算是按空场进行的,以便和实测结果核对。在实际工作中座席可按观众考虑。这样一方面吸声系数估计的误差可较小,而且由于平均吸声系数加大,总的计算误差还可以减小。

由图3还可见,计算到四次反射时较计算到三次反射更接近于实测值,但改进并不很大,而且工作量要增加很多。所以通常计算到三次反射,三倍直接声线长已可满足实际需要了。

本文所介绍的方法可开拓应用于多声源扩声系统的声场,厅堂的瞬态扩散系数,清晰率,

侧向反射声能系数等音质参数的计算以及噪声预报等。由于本文已证明了计算的可靠性,因此它的开拓应用也是可靠的。

五、结 语

过去声场强度的计算很不准确。一般都是通过实测或模型试验解决。应用本文所介绍的方法,不但在设计过程中即可预知未来厅堂内声场分布的情况,而且所花费用也比做模型便宜得多。若再考虑入它的开拓应用,则它的实用价值是很大的。

最后对本研究所的王峥、陈金京、葛砚刚三位同志参加了本研究的部分工作表示感谢。

SWT 声 雷 达 探 测 系 统

熊小芸 赵松年

(中国科学院大气物理所)

1989年2月18日收到

本文结合 SWT 声雷达探测系统的研制,对声雷达系统的测风、测温原理;衰落信道对声回波的影响;强噪声背景中微弱随机信号的检测问题;以及作者在 SWT 声雷达探测系统的研制过程中首次提出和采用的锁相跟踪滤波(PLTF)检测方法和 V-F-BCD 变换技术作了详细的讨论。对声雷达探测系统的测试作了初步的阐述。

一、引 言

声雷达是七十年代末发展起来的探测低空(大气边界层)风场结构的新型声学设备,是微气象学领域和大气边界层研究的重要探测设备和科研手段,是一种主动式声遥感方法。在探测大气边界层的热结构与湍流特性方面,声雷达具有突出优势,能有效地探测出大气边界层风场与温度结构的实时变化,为环保、机场、局地、基地气象研究提供宝贵的资料。通过研制声雷达系统可以发展大气的随机微弱回波信号

的检测方法,可以开拓声波在大气中的传播以及大气温度层结、湍流之间的相互作用机理等方面的研究。

二、SWT 声雷达探测系统的功能与组成

SWT 声雷达探测系统的主要功能是探测大气边界层1000m—1500m 范围内不同高度上的温度梯度和风速风向值,并获得相应的风速风向廓线,有关的统计参量和频谱。

SWT 声雷达探测系统由以下三部分组成:

1. 声天线与传感器

完成声脉冲的发射与回波信号的接收,并降低周围环境噪声对传感器的影响。

在实际探测中可采用单点 (Monostatic)、双点 (Bistatic) 和三点 (Tristatic) 天线布局方法,这三种不同布局方法的中心思想都是为了获得全风速、风向资料,为了兼顾到测温的需要。无论哪一种天线布局方法,都有一个垂直收发天线,以获得大气回波垂直强度信号,即大气温度层结和逆温层信息。

单点天线布局是指三个天线放在同一个地点,按照直角坐标布局,每个天线既是发射天线,又是接收天线,在 X 轴与 Y 轴上的两个天线有一倾斜角。

双点天线布局是指三个天线可以相距一定距离放置,垂直天线收发共用,倾斜放置的两个天线作发射或作接收用。

三点天线布局是指四个天线放置在等边三角形的中心与三个顶点上。中心点的天线发射时,三顶点的天线接收;反之,中心点的天线接收时,三顶点的天线发射。

为便于现场探测, SWT 声雷达探测系统设计成单点车载方式。也可通过转换开关实现单点、双点和三点布局的转换。

2. 声雷达主机

按时分方式发射与接收信号,产生各种时序控制信号,检测声回波信号的多普勒频偏。

SWT 声雷达探测系统的时间逻辑如图 1 所示,它以同源分频方式分别获得各种时序脉冲,整个时间逻辑均以主脉冲为基准。

3. 数据处理

由 A/D 接口或 F/BCD 接口与 PC/AT-

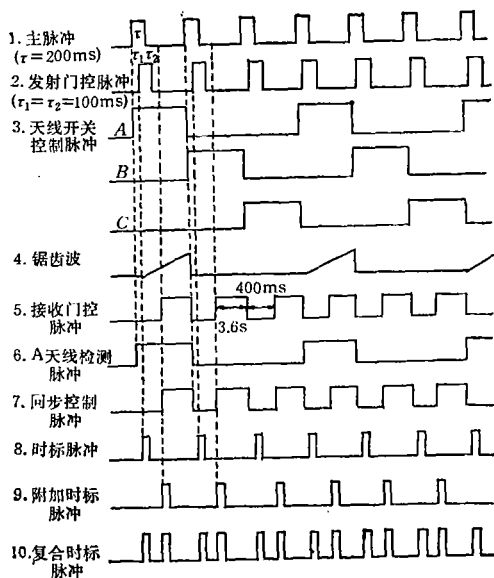


图 1 总体时间逻辑图

286 微机组,基本处理软件是温度梯度值,风速风向廓线和屏幕显示廓线,数据记录、打印表格和廓线等。其它数据处理项目可根据理论分析的需要研制开发。

SWT 声雷达探测系统的组成如图 2 所示,总体方框图如图 3 所示。

三、声雷达的检测功能

1. 声雷达探测系统的测温、测风原理

声雷达探测系统可分为测温声雷达和测风声雷达两类,近期研制的声雷达兼顾到这两方面的要求,可以同时探测大气温度层结的梯度值,以及大气边界层的风速、风向。

测温声雷达的基本原理是根据苏联学者的研究成果^[1]。在局地各向同性的湍流假设下,

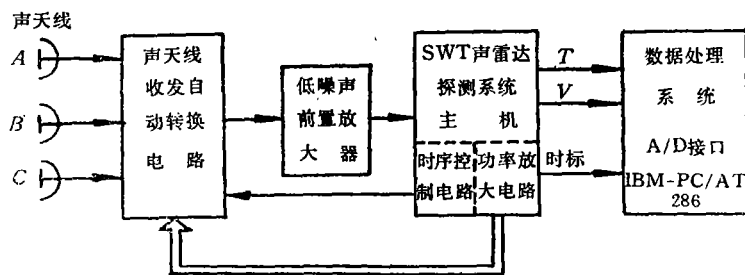


图 2 SWT 声雷达探测系统的组成

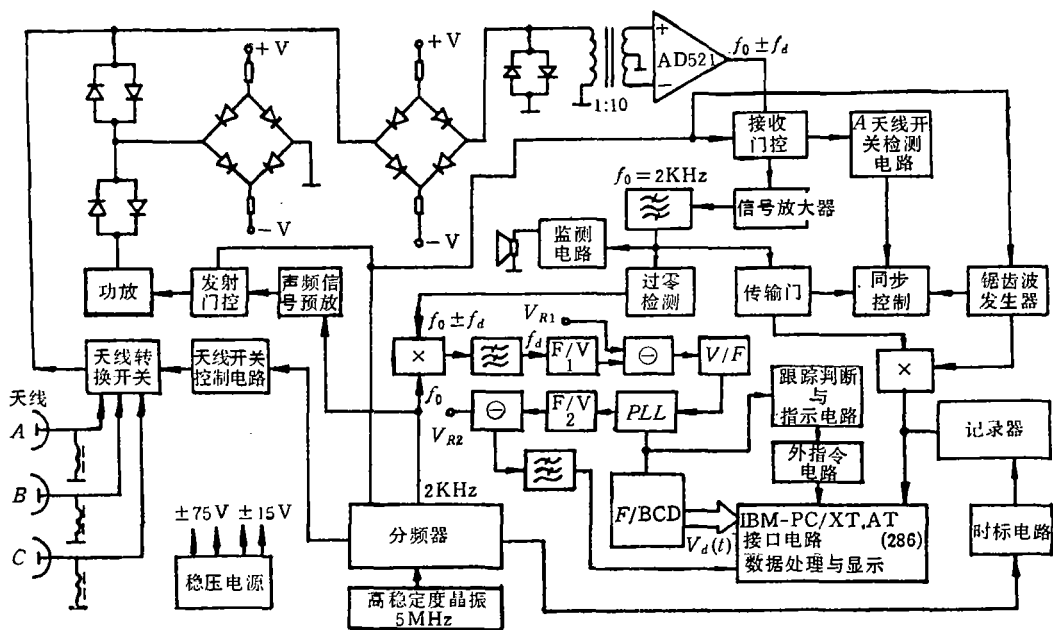


图3 总体方框图

可以得到测温声雷达方程:

$$P_r = P_T \eta_T \eta_r \sigma(r, f) \frac{c}{2} \tau A_r h^{-2} e^{-2 \int_0^h K dh} \quad (1)$$

式中 P_T 是发射电功率; P_r 是接收电功率; η_T 与 η_r 是电声和声电转换系数; $\sigma(r, f)$ 是散射截面; τ 是发射声脉冲宽度; c 是声速; A_r 是天线有效面积; K 是衰减系数; h 是高度。

当发射脉冲频率选在 2 kHz, 探测高度为 1—2km 时, $\exp \left[2 \int_0^h K dh \right] \approx 1$, 测温声雷达的基本方程成为:

$$P_r = P_T \eta_T \eta_r \sigma(r, f) \frac{c}{2} \tau A_r h^{-2} \quad (2)$$

在自然散射条件下:

$$\sigma \propto h^{4/3} \left(\frac{dT}{dh} \right)^2 \quad (3)$$

所以,

$$P_r \propto \left(\frac{dT}{dh} \right)^2, \text{ 又 } P_r = \frac{U_r^2}{R}, \text{ 当 } R \text{ 为恒定值时, } P_r \propto U_r^2 \text{ 因此,}$$

$$U_r \propto \frac{dT}{dh} \quad (4)$$

U_r 为接收到的回波幅值转变成对应的电压值。为了消除方程(2)中高度 h 的影响, 可以利用锯齿

波的线性电压与 U_r 相乘。即用电路来补偿温度受 h 的影响。

在这里需要指出, σ 与 $h^{4/3}$ 有关, 而不是与 h 有关, 距离补偿电路不能完全消除 h 的影响。且近来有人^[2]提出 $\exp \left[2 \int_0^h K dh \right]$ 不能近似当作 1 来处理, 因此, P_r 与 $\left(\frac{dT}{dh} \right)^2$ 之间的关系仍然是似近的, 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的结果; 而且是位温的变化过程。

测风声雷达的基本原理是 Doppler 原理, 即运动的散射体能引起入射波频率的偏移, 入射波频率与散射波频率的差值称作 Doppler 频偏 f_d , 基本公式为:

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

λ 是入射波长, V 是散射体的运动速度。通常 λ 是已知的, 只要精确地测得 f_d , 则可求得大气层的运动速度 V , 采用三分向天线便能确定全风速与风向。

2. 声雷达中检测 Doppler 频偏的方法.

目前多普勒声雷达中检测频偏 f_d 的方法有快速傅立叶变换 (FFT); 锁相环 (PLL); 复

信号的自协方差;实信号的自协方差;零交叉与信噪比(S/N)校正;梳状滤波器(Comb Filter)等。上述方法基本上可以分为两类,一类是在频域内进行信号处理,如 FFT 和梳状滤波器;另一类是在时域内进行信号处理,如 PLL、零交叉和协方差。不论采用哪种检测方法,最终目标是将强噪声背景中的微弱随机信号检测出来。采用 PLL 虽然能降低对信噪比的要求,约有 4—5dB 的改善,但是在信噪比很低时,或相位抖动、频率随机瞬变时会引起频繁的失锁。FFT 是一种在频域中提取 Doppler 频偏的有效方法,在 S/N 达到一定值时能有效地处理声雷达回波信号。FFT 在提取 Doppler 频偏时的功能类似于梳状滤波器,不过用电阻、电容、电感等分立元件制作带通滤波器来实现梳状滤波的方法是一种电路设计上落后的方法,它没有灵活性,随着电子技术的进步,这种方法已被淘汰。

在我们的 SWT 声雷达探测系统中采用的是 PLTF 方案,即锁相跟踪滤波方案(Phase Locked Tracking Filter),这是以 PLL 方案为基础,为减少失锁现象而发展起来的相位提取技术,在雷达设备,尤其是大气探测声雷达设备中采用 PLTF 尚属首次。

四、检测声回波信号的 PLTF 方案

由于声雷达三个天线的接收与发射是轮流切换的,微弱随机回波信号的持续时间很短,PLL 将处于扫描与捕获交替的过程,难以检测信号。为解决这个问题,在 SWT 声雷达探测系统中采用了 PLTF 方法,它的本质是在没有输入信号时,预置一定频率的信号作为输入基准;当有信号时,信号的多普勒频偏迭加在预置信号的基准频率上,因而形成在基准频率上下变化的一个缓慢的随机过程。在没有输入信号时,PLL 跟踪基准频率并锁定;当有输入信号时,从基准频率开始跟踪频偏的缓慢变化,缩短了扫描与捕获过程,这就有效地克服了锁相环的失锁与捕获的缺点,大大提高了系统的检测

应用声学

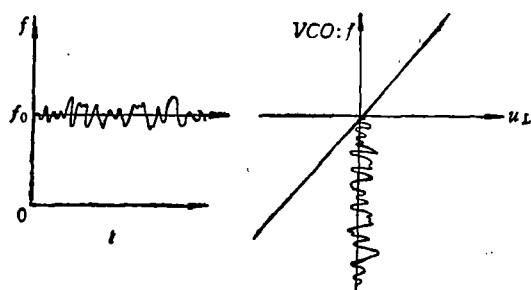


图4 PLTF 方法过程图

能力。这一过程如图4所示。

五、SWT 声雷达的检测电路和软件

在 SWT 声雷达探测系统中采用的天线自动切换电路、单边带等效窄带滤波电路、PLTF 电路,其工作过程如下。

1. 天线自动切换电路:

SWT 声雷达探测系统发射声脉冲信号的电功率为 250W—300W,接收的回波信号幅度只有 $0.1\mu\text{V}$ — $500\mu\text{V}$ 。天线自动切换电路就是要在有回波信号时自动开启信道,对回波信号进行处理;在声脉冲发射时则自动关闭信道,避免大功率信号对信道造成损坏。天线自动切换电路如图5所示,其工作原理是:系统进入工作状态后,切换电路的两个电桥均处于平衡状态,发射信号经 A、B 到达 C 点时,桥路对其反偏,信号不能通过电桥进入信道,实现了对信道的自动关闭。当回波信号经天线到达 C 点时,由于其幅度很小不能使 D_1 导通,只在 C 点作微小的变化,这时在电桥 II 的另一端 D 将获得一个与 C 点完全相同的信号,该信号通过提升变压器后进入信道,完成了对信道的自动开启。

2. 单边带等效窄带滤波电路

声雷达所测量的多普勒频偏值的大小与大气层中散射体的运动速度的快慢相对应。当散射体的运动速度较慢时,产生的多普勒频偏值也较小。这时乘法器输出信号 $(F_0 + \Delta f_d)$ 和 $(F_0 - \Delta f_d)$ 的过渡带也将变得越窄,如图6所示,通常要求 B 点与 A 点之间的衰减 $>15\text{dB}$ 以

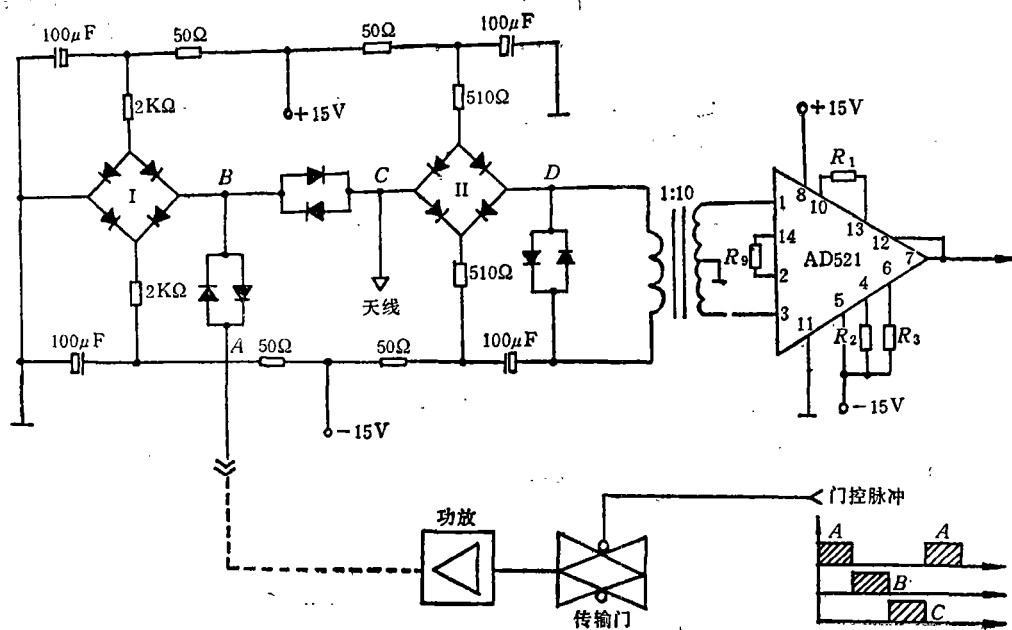


图5 天线自动切换电路

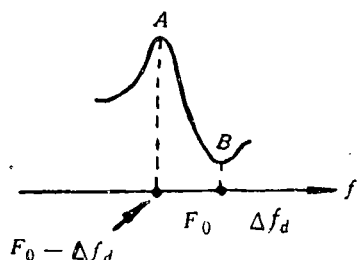


图6 频偏小时乘法器输出信号示意图

上,这给滤波器的设计带来很大困难.为此我们提出并采用了V/F电路设计方案^[3-4],图7即是该电路的原理框图.其工作原理是:通过F/V器件把频率信号 f_d 转变成电压信号 u_d ,用标准电压信号代替 F_0 ,与 u_d 相减,将差分放大器的输出送入V/F变换器便可获得下边带

信号 $F_0 - f_d$,从而实现单边带等效窄带滤波.该滤波器可以对变化范围很小的 f_d 进行检测.

3. PLTF 电路

PLTF 的电路如图8所示.

应该指出,实现PLTF的关键是V-F-BCD变换^[4].电子器件的发展为PLTF的实现提供了很大的方便,所以通过SWT声雷达探测系统的研制而提出的这种信号分析与变换技术是一种具有发展前途和值得推广的方法.用本方法研制的SWT声雷达主机检测多普勒频偏的标称测频精度为0.1Hz,相应的测风标称精度为1.7cm/s.

在SWT声雷达探测系统中软件主要用作对探测数据的处理^[5].SWT声雷达系统中计算机不参予主机的程序控制,数据处理所需的时

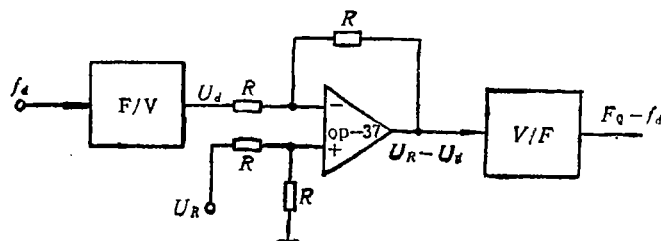


图7 等效窄带滤波电路框图

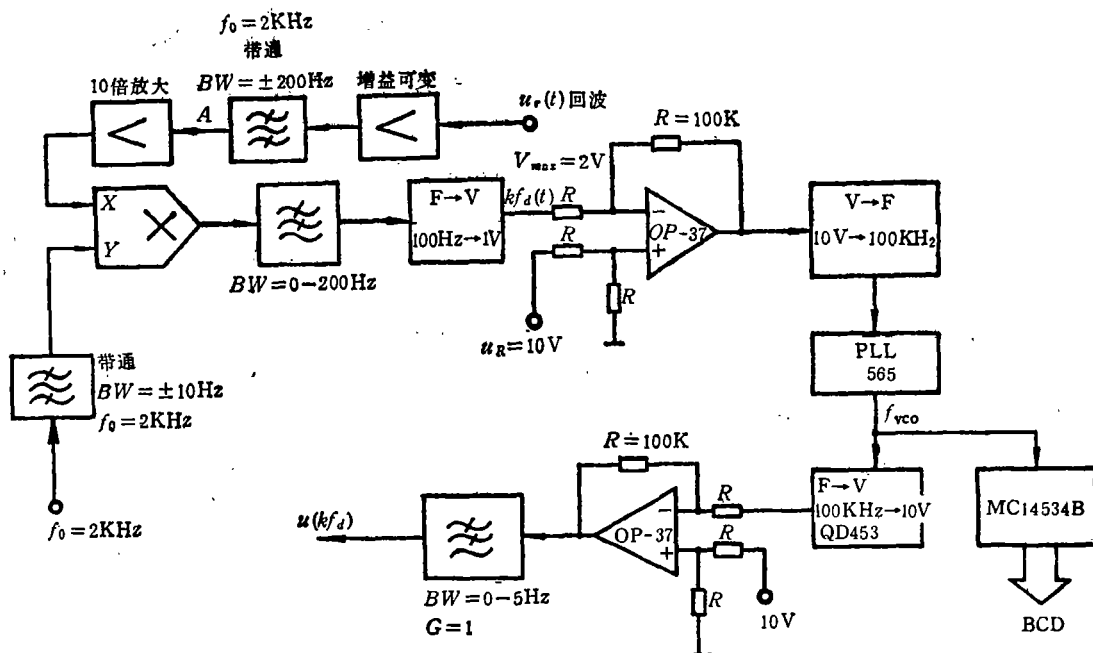


图 8 PLTF 电路

基脉冲由主机提供，而由计算机给出观测的绝对时间(年、月、日、时、分、秒)。

六、测试方法与现场探测

1. 主机性能测试

对 SWT 声雷达探测系统的实际性能指标,我们采用分段测试法,这是一种对主机性能进行标定的精确方法。

声天线及传感器部分通过实测并与气象塔资料对比来确定,这一部分只能是间接结果,也可采用模拟大气边界层回波的方法对声天线及传感器部分进行测试,基本方法是在声天线上方约 5m—10m 高处置放一个发声源,其频率从 $f_0 = 2\text{kHz}$ 变化到 1.6kHz 或 2.4kHz,声强也

可控制。这样在声天线上方形成一个声强度与声频率可变的声信号,直接模拟了声回波某一频率成份,然后与计算机处理结果的 Doppler 频偏值相比较便可得出整个系统的测量精度。需要说明的是这种方法没有考虑实际信道的复杂性对回波信号的影响。

主机的性能是多普勒频偏 f_d 与输出电压 U_0 的线性关系,测试时采用闭路法以保证频率的精度与稳定性。测试方法如图 9 所示。

2. 背景干扰与现场探测

声雷达在现场进行探测时,最主要的是要首先了解和测定场地周围的噪声,因为声雷达工作在 2kHz 的声频范围,这是各种声干扰密集的频段,环境噪声会严重的影响声雷达的正常工作,降低探测资料的可信度。

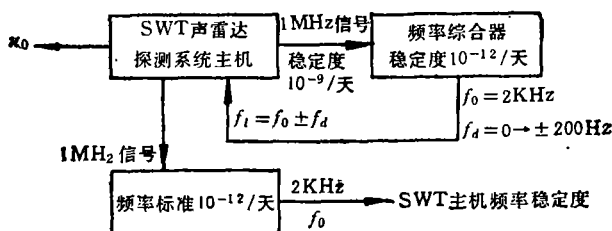


图 9 闭路测试法方框图

七、SWT 声雷达主要技术指标

1. 发射电功率: 峰值功率 $P_{p-p} = 300\text{W}$, 有效值功率 $P_m = 200\text{W}$.

2. 声脉冲宽度: $\tau = 100\text{ms}$ 或 $\tau = 200\text{ms}$

3. 垂直高度分辨率: $\Delta H = 34\text{m}$, $\tau = 100\text{ms}$. $\Delta H = 51\text{m}$, $\tau = 200\text{ms}$.

4. 垂直探测高度: 50 m—680 m; 50 m—1360m.

5. 脉冲重复周期: $T_r = 4\text{s}$ (50m—680m). $T_r = 8\text{s}$ (50m—1360m)

6. 帧周期: $T_f = 12\text{s}$ (50m—680m). $T_f = 24\text{s}$ (50m—1360m)

7. 水平风速: $V_{\text{imax}} = 17\text{m/s}$ $V_{\text{2max}} = 34\text{m/s}$

8. 水平测风精度: 优于 0.17m/s

9. 垂直风速: 优于 1000cm/s

10. 垂直测风精度: 10cm/s

11. 全风向精度: 3°

八、展 望

声雷达从七十年代开始陆续投入实际使

用,但效果尚不理想,由于声与大气间的相互作用,不仅有技术方面的问题,诸如提高信噪比,增加探测高度和探测结果的置信度等;而且也有理论方面的问题,例如非均匀大气结构与湍流对声波后向散射的影响,运动介质的不平稳性使回波频率弥散,谱峰分裂等.

今后,除提高探测高度,加大发射功率以提高信噪比外,还应研制高效一体化小型声天线阵来代替三分向天线,研制新型的声电转换器,设计更有效的隔音围墙来减小环境噪声(ambient noise)的干扰等等.

利用无线电波、声波与大气相互作用来探测边界层真实温度的 RASS 系统是声雷达的一个发展方向. 声雷达探测系统性能的测试方法也是一个值得深入研究与探讨的课题.

参 考 文 献

- [1] 中国科学院大气物理研究所集刊,10(1982),3—16,科学出版社.
- [2] 周秀骥,科学通报,32-18(1987);1400—1401.
- [3] 于允贤,赵松年,电子科学技术,4(1987),5(1987),
- [4] 熊小芸,于允贤,电子科学技术,10(1988)23—27.
- [5] 胡景琳,气象,15-10(1989),3—7.

纵向振子共振频率的理论和实验研究⁽²⁾

兰 军

(中国科学院声学研究所)

1988年10月14日收到

本文研究了纵向振子径向和纵向振动的耦合问题,并将理论与实验进行了比较. 其结果表明,用本文总结的纵向振子径向和纵向共振频率的一些公式,可满足工程设计上的需要.

本文的第一部分(见应用声学, 8-6(1989) 4—8) 摘要总结了纵向振子径向和纵向共振频率的一些公式. 对带孔的圆盘和带盖板的圆盘以及电边界条件对共振频率的影响进行了研究. 在这一部分,将继续研究径向和纵向振动的

耦合问题,并将理论与实验进行了比较.

一、径向和纵向振动的耦合

径向振子的振动一般是三维问题,它的解