

同时还画出了效率与负载的变化关系曲线(图7),空载情况下损耗阻 R_c 与金属块长度 l_1 的变化关系(图8),假定负载为水负载阻 $(\rho_w v_w \cdot A_w)$ 十分之一时反映到电端的输入阻抗(谐振处)以及换能器效率与 l_1 关系(图9)。

由表2可见,频率符合很好,而输入电阻抗模量偏差较大,这主要是由制备工艺差异引起的。由图7可知,当负载达到一定值时,换能器效率最高,而且随着负载加重,输入电阻抗相角(效率最大的频率点处)也增加,因此必须进行电匹配。图8和图9说明随中间金属块长度的

增加,换能器共振频率下降,而空载损耗阻及有载情况下电输入阻抗随之增加,效率略有升高。以上计算结果对正确设计换能器是有意义的。此外,也可找出一些性能参数随其它组成部分尺寸的变曲线。

参 考 文 献

- [1] Holland R., *IEEE Trans. on Sonics and Ultrasonics*, SU-14 (1967), 18.
- [2] Smits Jan. G., *IEEE Trans. on Sonics and Ultrasonics*, SU-23 (1976), 393.
- [3] 林仲茂,超声变幅杆的原理和设计,科学出版社,1985,56-84.

自适应有源消声与滤波-X LMS 算法及实现

陈克安 马远良

(西北工业大学航海工程学院,西安 710072)

1992年6月8日收到

本文研究了滤波-X LMS 算法的稳定性条件及收敛特性对消声系统误差通道声延迟时间的依赖关系。针对以往硬件实现滤波-X 类有源消声算法的缺陷,提出误差通道自适应建模,以在线(On-Line)方式实现采用滤波-X 类算法的 AANC 系统。该方法实现简便,对工作环境无干扰,误差通道传递函数估计精度高。采用本方法完成了消声水池中自适应有源消声实验。

一、引 言

自适应滤波技术应用用于有源消声,使得消声系统能够连续不断地跟踪噪声源及环境参数的变化,自动选取最佳次级声源强度(幅度和相位),从而保证消声系统始终工作在最佳状态。目前,三维空间有源消声几乎全部采用自适应滤波处理系统,由此构成自适应有源消声(Adaptive Active Noise Control, 简称 AANC)系统^[1-3]。

我们现在所说的 AANC 系统,指的是由 B. Widrow^[4] 等人提出的自适应噪声抵消器(Adaptive Noise Canceller, 简称 ANC)应用于有源消声时所构成的系统。长时间以来,人

们强调 AANC 与 ANC 的相似性,而对两者的差异重视不够。理论分析与实验发现^[2-3]:正是这种差异导致 AANC 系统稳态和瞬态特性发生不同于 ANC 的重要变化。

AANC 一般采用基于滤波-XLMS (Filtered-X LMS, 简称 FLMS) 算法的横向 FIR 自适应滤波器^[2],采用该算法的系统被广泛采用,构成了目前 AANC 的基础。但对它的理论分析却很少。另外,为完成 AANC 采用的滤波-X 类算法,必须得到误差通道传递函数,已存在的几种方法其估计精度均不能令人满意,从而导致一系列问题^[4]

为此,本文详细推导了 FLMS 算法,在此基础上分析了它的稳定性条件及收敛特性,着重研究了误差通道声延迟的影响。然后,基于

对误差通道传递函数的自适应建模,提出一种新的实施方案,以完成滤波-X类 AANC 算法。该方案现实简便,对工作环境无干扰,误差通道传递函数估计精度高。文章最后描述了 FLMS 算法 AANC 水池实验过程,并分析了实验结果。

二、FLMS 算法

AANC 系统工作原理如图 1 所示。图中,

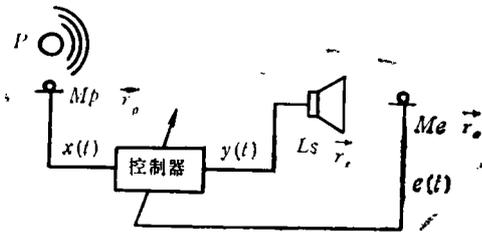


图 1 AANC 示意图

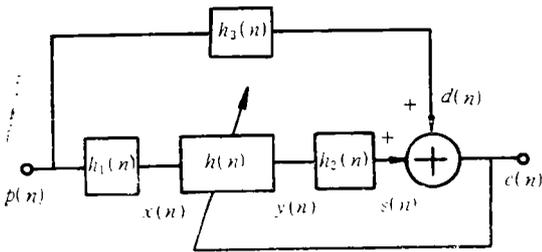


图 2 AANC 系统框图

$\vec{r}_p, \vec{r}_e, \vec{r}_s$ 表示噪声源 P , 误差传感器 M , 和次级声源 L , 所处的空间位置向量。

AANC 中,存在着次级声源向初级传感器的声反馈,声反馈影响消声系统的稳定性。经过多年努力,已提出一些措施,来减弱声反馈或解决声反馈对系统稳定性造成的不利影响。这些措施包括:①采用初级传感器阵,使其具有尖锐的指向性^[7]。②将初级传感器尽量靠近噪声源,或者通过拾取振动信号等措施减弱次级声源的反馈。③改进自适应滤波器结构及算法,如采用 IIR 自适应滤波器和滤波-U 算法等^[3]。本文忽略声反馈,同时,将自适应滤波器时延特性等效为空间传播声时延。由此,AANC

系统可等效为图 2 的框图形式。图 2 中, $h_2(n)$ 和 $h_3(n)$ 所表示的传递通路分别称为误差通道和初级通道。 $h_1(n), h_2(n), h_3(n)$ 的 Z 域表达式为 $H_1(z), H_2(z)$ 和 $H_3(z)$ 。

沿用信号处理术语,称图 2 中 $d(n), x(n)$ 为主输入和参考输入。由于 $h_1(n), h_3(n)$ 的存在,它们分别为:

$$x(n) = p(n) * h_1(n) \quad (1)$$

$$d(n) = p(n) * h_3(n) \quad (2)$$

式中 $p(n)$ 是初级声压,‘*’表示卷积。

横向 FIR 自适应滤波器权系数矢量 \vec{W} 和参考信号矢量 \vec{X} 分别表示为:

$$\vec{W} = [w_1, w_2, \dots, w_L]^T \quad (3)$$

$$\vec{X} = [x(n), x(n-1), \dots, x(n-L+1)]^T \quad (4)$$

其中 L 为滤波器长度。则次级声源驱动信号 $y(n)$ 及次级声压 $s(n)$ 分别为:

$$y(n) = \vec{X}^T(n) \vec{W}(n) = \sum_{l=1}^L w_l x(n-l+1) \quad (5)$$

$$s(n) = y(n) * h_2(n) \quad (6)$$

设初级噪声具有局部平稳特性,这样可以认为自适应滤波器权系数在一定时间内变化相当缓慢^[2]。将式(5)代入式(6)可得:

$$s(n) = \sum_{l=1}^L w_l r(n-l+1) = \vec{r}^T(n) \vec{W}(n) \quad (7)$$

式中

$$\vec{r}(n) = [r(n), r(n-1), \dots, r(n-L+1)]^T \quad (8)$$

$$r(n) = \vec{X}(n) * h_2(n) \quad (9)$$

称 $r(n)$ 为滤波-X(Filtered-X) 信号。

r_e 处的误差信号为:

$$e(n) = d(n) + s(n) = d(n) + \vec{r}^T(n) \vec{W}(n) \quad (10)$$

根据 P. A. Nelson 等人^[9]的理论,封闭空间有源消声的代价函数,定为使全空间时间平均声势能最小,适合于工程实际。自由空间有源消声的代价函数,可定为使噪声声源辐射声功率最小。对于单通道(即单个初级传感器,单

个次级声源和单个误差传感器) AANC 系统来说,消声准则归纳为使

$$E[e^2(n)] = \text{Min}. \quad (11)$$

满足式(11)的最佳权系数矢量为 \bar{W}^* 。根据 Widrow 提出的 LMS 算法原理,可得到基于 LMS 算法的 AANC 算法,算法全过程如下:

$$\begin{aligned} y(n) &= \bar{W}^T(n) \bar{X}(n) = \sum_{l=1}^L w_l(n) x(n-l+1) \\ c(n) &= d(n) + s(n) = d(n) + y(n) * h_2(n) \\ \bar{W}(n+1) &= \bar{W}(n) - 2\mu e(n) \bar{r}(n) \\ \bar{r}(n) &= \bar{X}(n) * h_2(n) \end{aligned} \quad (12)$$

在上述算法中,权系数更迭公式中出现滤波-X 信号 $\bar{r}(n)$,它是参考信号 $x(n)$ 经 $H_2(x)$ 滤波后得到的,因而这种算法被称为滤波-X LMS (FLMS) 算法^[1]。其中 μ 是一个控制收敛速度的参量,叫做收敛系数。

三、稳定条件及收敛特性

根据图 2 的 AANC 模型,假设 ① 忽略 AANC 系统电声器件的附加相移及频率失真,仅考虑空间声传播的影响^[2]。② 不失一般性,设电声器件灵敏度为 1。③ 在自由空间远场或封闭空间直达声占主要成分的情况下,可以认为空间声传播仅包括幅度衰减和声时延^[6]。④ 设初级传感器离噪声源相当近^[4]。这样,可取 AANC 模型有关参数如下:

$$H_1(z) = 1 \quad (13)$$

$$H_i(z) = A_i z^{-k_i} \quad (i=2,3) \quad (14)$$

其中

$$k_i = \text{Fix} \left(\frac{d_i f_s}{c} \right) \quad (15)$$

$$\begin{aligned} d_2 &= |\bar{r}_s - \bar{r}_r| \\ d_3 &= |\bar{r}_s - \bar{r}_e| \end{aligned} \quad (16)$$

式中 c 为声速, f_s 为采样频率。 $\text{Fix}(\cdot)$ 表示取最接近于自变量的整数。

根据式(14)和式(9),有:

$$\begin{aligned} \bar{r}(n) &= \bar{X}(n) * h_2(n) \\ &= A_2 \bar{X}(n - k_2) \end{aligned} \quad (17)$$

应用声学

这样,设 $A_2 = 1$, FLMS 算法简化为:

$$\begin{aligned} s(n) &= y(n) * h_2(n) \\ &= \bar{X}^T(n - k_2) \bar{W}(n - k_2) \end{aligned} \quad (18)$$

$$c(n) = d(n) + s(n) \quad (19)$$

$$\bar{W}(n+1) = \bar{W}(n) - 2\mu c(n) \bar{X}(n - k_2) \quad (20)$$

下面求解上述算法的稳定性条件。

1. 稳定性条件

根据式(18)~(20)可推导出:

$$\begin{aligned} \bar{W}(n+1) &= \bar{W}(n) \\ &- 2\mu R(\bar{W}(n - k_2) - \bar{W}^*) \end{aligned} \quad (21)$$

其中, \bar{W}^* 是最佳权系数矢量, R 是参考输入的自相关矩阵。

由于 R 可以通过正交变换化为标准型:

$$R = Q \Lambda Q^T \quad (22)$$

这里 Q 是 R 的正交矩阵, Λ 是 R 的特征值组成的对角矩阵

$$\Lambda = \text{diag}[\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_L] \quad (23)$$

令

$$\bar{V}(n) = \bar{W}(n) - \bar{W}^* \quad (24)$$

$$\bar{V}'(n) = Q^{-1} \bar{V}(n) = Q^T \bar{V}(n) \quad (25)$$

将式(21)两边减去 \bar{W}^* , 有:

$$\bar{V}(n+1) = \bar{V}(n) - 2\mu R \bar{V}(n - k_2) \quad (26)$$

综合式(22), (25), 有:

$$\bar{V}'(n+1) = \bar{V}'(n) - 2\mu \Lambda \bar{V}'(n - k_2) \quad (27)$$

将上述转化为标量形式,对第 i 个分量作 z 变换有:

$$v_i'(z) = \frac{z^{k_2+1} v_i'(0)}{z^{k_2+1} - z^{k_2} + 2\mu \lambda_i} \quad (28)$$

如果系统要稳定,则要使 $v_i(z)$ 的极点处于 z 平面的单位圆之内。当 z 处于单位圆上时,令 $z = e^{j\theta}$, $v_i(z)$ 的极点满足方程:

$$e^{j(k_2+1)\theta} - e^{jk_2\theta} + 2\mu \lambda_i = 0 \quad (29)$$

由于 R 是实对称矩阵,因而其特征根 λ_i 为实数。从上式可求解出保持 AANC 系统稳定的临界收敛系数

$$\mu = \frac{1}{\lambda_i} \sin \left(\frac{l\pi}{2(2k_2+1)} \right) \quad (l=0,1,3,\dots) \quad (30)$$

为了保证系统稳定, $f(z)$ 的根必须位于单

位圆之内。采用根轨迹法^[10]可得 FLMS 算法收敛系数的取值范围为

$$0 < \mu < \frac{1}{\lambda_{\max}} \sin\left(\frac{\pi}{2(2k_2 + 1)}\right) \quad (31)$$

其中 λ_{\max} 为参考输入自相关矩阵 R 的最大特征值,它决定着收敛系数的上界 μ_{\max} ,

$$\mu_{\max} = \frac{1}{\lambda_{\max}} \sin\left(\frac{\pi}{2(2k_2 + 1)}\right) \quad (32)$$

常规的 LMS 算法自适应过程中,不存在误差通道声延迟,也就是 $k_2 = 0$,其收敛系数上界记为 μ_{\max}^c 。将 $k_2 = 0$ 代入式(32)得

$$\mu_{\max}^c = \frac{1}{\lambda_{\max}} \quad (33)$$

这一结论与 LMS 算法分析结论相同^[1]。

对于 AANC 系统,当 $k_2 \gg 1$ 时,式(32)中

$$\sin\frac{\pi}{2(2k_2 + 1)} \approx \sin\frac{\pi}{4k_2} \approx \frac{1}{k_2}$$

因此, AANC 系统收敛系数上界 μ_{\max}^a 为

$$\mu_{\max}^a \approx \frac{1}{\lambda_{\max} \cdot k_2} \quad (34)$$

这样:

$$\mu_{\max}^a / \mu_{\max}^c \approx \frac{1}{k_2} \quad (35)$$

这就是说,由于 AANC 系统中存在着次级声源至误差传感器之间的声延迟,为保持系统稳定,FLMS 算法调整权系数的步幅要比 LMS 慢 k_2 倍。这就导致 AANC 系统的收敛时间要比 LMS 自适应系统长 k_2 倍。

下面讨论初级噪声为带通噪声的情况。设其自相关函数为:

$$\Phi_{pp}(l) = \sigma^2 e^{-\alpha|l|} \cos(\omega_0 l) \quad (l = 0, 1, 2, \dots, L-1) \quad (36)$$

根据式(2) (19),有

$$\Phi_{xx}(l) = \Phi_{pp}(l) = \sigma^2 e^{-\alpha|l|} \cos(\omega_0 l) \quad (l = 0, 1, 2, \dots, L-1) \quad (37)$$

其中 σ^2 为噪声功率, ω_0 为噪声中心角频率, α 是 3dB 带宽的一半。为了简化计算,令 $\omega_0 = 0$, 这样初级噪声为一低通噪声。通过数值计算,可得到 μ_{\max} 与 k_2, L 的依赖关系,如图 3 所示。可见, L, k_2 越大, μ_{\max} 越小。计算时,

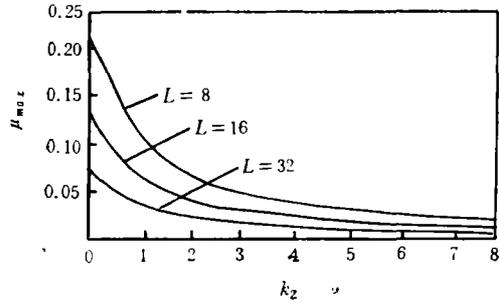


图 3 μ_{\max} 对 k_2, L 的依赖关系

取 $\alpha = 0.01, \sigma^2 = 1$ 。

2. 收敛特性

根据文献 [5], 在 $\mu \ll \frac{1}{2\lambda_{\max}(2k_2 + 1)}$ 范

围内, 自适应收敛过程呈指数下降趋势。在此范围之外, 自适应过程开始振荡, 直至发散。对于指数收敛, 其时间常数

$$\tau = \ln \frac{1}{1-r} \quad (38)$$

其中 r 是最接近于单位圆的实根。计算表明: 随着误差通道声延迟的增大, FLMS 算法收敛系数取值范围缩小, 收敛时间加长。

四、误差通道自适应建模

目前, 已提出的 AANC 算法, 除 FLMS 算法外, 还有滤波- U ^[3], 间歇自适应 LMS^[8], 间歇自适应 RLS 算法^[9]等。为完成这些算法, 必须得到误差通道传递函数估计值。目前, 已提出两种办法^[3]解决 FLMS 算法的实现。

1. 利用噪声发生器离线建模^[3] (Off-Line Modelling)

将一噪声发生器与次级声源相接, 同时将它输入建模滤波器, 建模滤波器的误差信号来自 AANC 的误差传感器。当自适应过程稳定后, 就得到误差通道传递函数的估计值 $\hat{H}_2(z)$ 。这种方法有两个缺点: 一是它需要附加一台噪声发生器, 二是在估计 $H_2(z)$ 时, 不能存在初级噪声, 这在某些情况下会有困难, 或干扰发出噪声的机器的工作。

2. 时延估计

这种方法将误差通道看作一时延通道，首先估计其时延 \hat{k}_2 ，然后按图 4 实现 FLMS 算法。这种方法缺点也是明显的，将误差通道假设为时延通道在某些情况下是不合理的； k_2 的估计值要做得很精确将是困难的。

文献[6]分析了 $\hat{H}_2(x)$ 不精确带来的影响。对于正弦波输入，如果 $H_2(x)$ 估计值的相位误差为 ϕ_s ，那么误差通道传递函数相位估计误差使收敛系数的取值范围变小，与 $\cos(\phi_s)$ 成正比。当 $\phi_s > 90^\circ$ 时，不管如何选择收敛系数，系统都不会稳定。

如上节所述，FLMS 算法本身也要求有较小的收敛系数。这样，当 $H_2(x)$ 估计误差较大时，为保证算法收敛，不得不取较小的收敛系数。另一方面，当初级噪声统计特性变化较大

时，过小的收敛步距有可能使算法很难达到稳定状态。

因此，取得 $H_2(x)$ 的精确估计值是非常重要的。下面提出一种自适应建模求取 $H_2(x)$ 的方法，它不需附加任何设备，对工作环境亦无干扰。当消声空间无背景噪声，选取合适的建模滤波器，从理论上说， $H_2(x)$ 的估计精度可做得任意高。

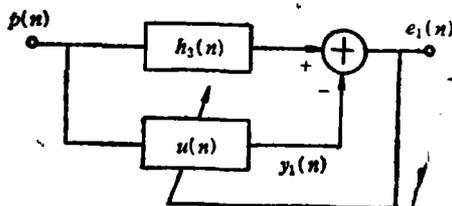


图 4 $H_2(x)$ 自适应建模

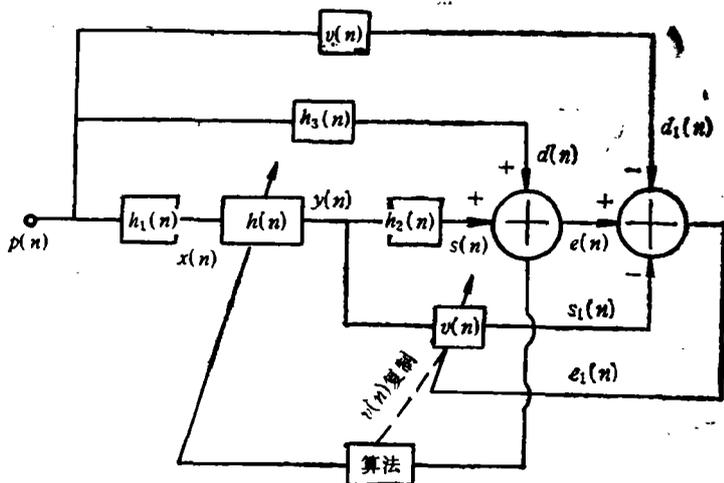


图 5 误差通道自适应建模实现滤波-X 类算法

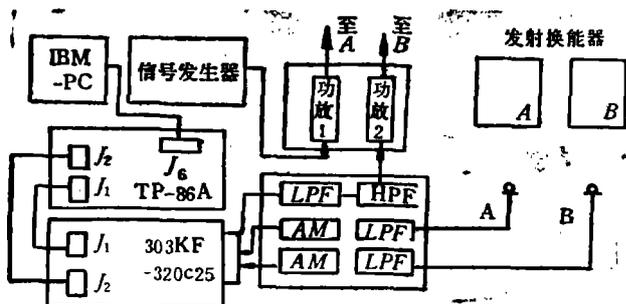


图 6 实验系统框图

3. 误差通道自适应建模

首先,在系统运行之前,利用初级传感器和误差传感器对 $H_2(z)$ 进行自适应建模(如图 4 所示)。设建模滤波器脉冲响应为 $U(z)$ 。由于初级传感器一般离噪声源较近,因此,当自适应过程收敛后,有:

$$U(z) = H_3(z) \quad (39)$$

然后,按图 5 的方式对误差通道进行自适应建模。自适应过程收敛后,有:

$$E(z) = 0 \quad (40)$$

$$E_1(z) = 0 \quad (41)$$

从而可推出

$$V(z) = H_2(z) \quad (42)$$

得到 $H_2(z)$ 后,即可实现滤波-X 类 AANC 算法。

图 5 的 AANC 系统中有两个自适应滤波器在线 (*on-line*) 运行,它们的自适应算法均可采用 FLMS 算法。

五、实 验

1. 实验装置

实验系统框图如图 6 所示。整个系统包括声学、电子线路、信号处理三个部分,声学部分

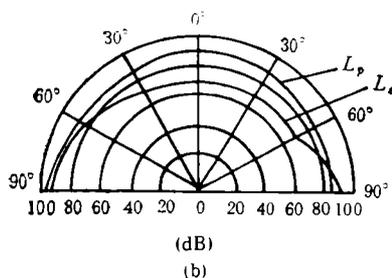
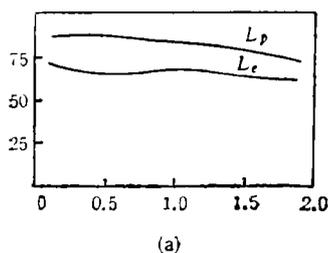


图 7 实验结果

发射换能器 A 、 B 并排,相距 0.5m。初级传感器在噪声源正前方 0.3m 处,误差传感器距换能器 A 、 B 中垂线 1.2m。

当 AANC 系统稳定运行后,测得消声效果如图 7(a) (b) 所示。图 7(a) 中,横轴表示测量点与声源联线的垂直距离,单位为 m;纵轴表示声压级,单位为 dB。图 7(b) 采用极坐

在消声水池内,包括初级声源(发射换能器 A) 和一个次级声源(发射换能器 B);初级传感器(水听器 A) 和误差传感器(水听器 B)。

电子线路部分由信号发生器,两台功率放大器,电压放大,低通滤波器(LPF),高通滤波器(HPF)组成。信号发生器通过功放 A 产生初级噪声,LPF 为滤除信号处理器 D/A 高频分量而设。

信号处理器由一块 TMS320C25 信号处理器(以下简称 C25),TP86A 单板机和一台 IBM 个人计算机组成,它们构成“303KF-320C25 实时信号处理系统”^[4]。该系统中,计算机完成 C25 汇编语言的编辑,编译。然后通过 RS 232 通讯口将汇编后的目标代码经 TP86A 传送至 C25。当系统软件调试完毕后,TP86A 和微机均可撤去。

2. 软件构成

本实验采用 FLMS 算法。按上节误差通道自适应建模完成 AANC,共需构造三个自适应滤波器 U 、 V 、 H ,它们均采用横向 FIR 形式。实验中,滤波器 U 、 V 长度分别为 24,滤波器 H 的长度为 12。

3. 实验

初级噪声中心频率 1.5kHz,带宽 100Hz。

标,坐标原点为换能器 A 、 B 连线中点。图中, L_p 、 L_e 分别为消声前后的声压级。

六、结 论

本文通过对 FLMS 算法 AANC 系统稳

定性条件和收敛特性的分析,对 AANC 系统的自适应过程给出了清晰的物理解释,并得到一个重要的结论:对于自由空间声场 AANC,如果误差通道时延为 k_2 ,那么 FLMS 算法收敛时间为对应的 LMS 算法的 k_2 倍 ($k_2 \gg 1$)。

针对目前实现滤波-X 类 AANC 算法的不足,作者提出基于误差通道自适应建模实现此类算法,该方法实现简便,对工作环境无干扰。误差通道传递函数估计精度高。采用本方法完成了实现 FLMS 算法的消声水池 AANC 实验。

实验中,得到史新华,谢朝矩老师的帮助,在此表示感谢。

参 考 文 献

- [1] Widrow, B. Adaptive filters, New York: Holt Rinhart, Winston, 1971.
- [2] Burgess, J. C., Active adaptive sound control in a duct: a computer simulation, *J. Acous. Soc. Am* (1983), Vol. 70, 715—726.

- [3] L. J. Eriksson, Development of the filter-U algorithm for active noise control, *J. Acous. Soc. Am* (1991), Vol. 89(1), 257—265.
- [4] 陈克安,孙进才,应用声学, 9-4 (1991), 26—30.
- [5] 陈克安,马远良,第五届信号处理联合组学术讨论论文集, 1991 年, 133—136.
- [6] Snyder, S. D., Hansen, C. H., The influence of transducer transfer functions and acoustic time delays on the implementation of the LMS algorithm in active noise control systems *J. Sound and Vibration* (1990), Vol. 141, 409—424.
- [7] Davidson R., Jr. and Rodinson T. G. F., Noise cancellation apparatus, U. S. Patent 4025724, 1977.
- [8] Shi X. H., Chen K. A., Ma Y. L., Proceedings of The 9th Kobe Internatoonal Symposium on Electrical and Information Science, 1991, 16.1—16.9.
- [9] Chen K. A., Ma Y. L., Proceedings of IEEE International Syposium on Industrial and Electronics, 1992, 224—227.
- [10] P. Kabal, The stability of adaptive minimum mean square error equalizers using delayed adjustment, *IEEE Trans. COM* (1983), Vol. 31, 430—432.

测 听 室 的 噪 声 控 制

项 端 祈

(北京市建筑设计研究院研究所 北京 100045)

1992 年 7 月 8 日收到

通过测听室噪声控制的工程实践,本文提出适用于不同部门的测听室示例,以及相应的噪声控制技术。供工程设计参考。同时,也为制定这类建筑的标准提供素材。

一、概 述

测听室是用于测定人耳听力的专用实验室。它包括语言测听、音叉测听和电测听等测试内容。在医学界已有近百年的历史,但只有近三十多年来才得到迅速的发展。

随着电子技术的进步、环保和劳保科学的发展,测听设备更加完善。近年来英、美、德、日

和丹麦等国不断研制出高质量的电测仪,并在大、中型医疗机构内普遍建立了测听室。

我国的听力测试工作,也已在国内各大城市迅速地展开。在有关的科研机构中已建立了设备完善的测听室,并有专业研究人员从事这方面的试验研究工作。但在多数医院建筑中,虽普遍设置了测听室,绝大多数是临时改建的,符合声学要求的较少,严重影响测听结果的可靠性。