

③

大气声学, LSL, 有源消声 算法

最小二乘格形(LSL)自适应有源消声系统算法及实现*

21-25

杨建华 王冲[✓] 孙进才

(西北工业大学声学工程研究所 西安 710072)

1992年11月2日收到

P 427.4

为了提高单路有源消声系统的消声带宽,本文把具有收敛性能基本不依赖于输入这一优异特性的最小二乘格形(LSL)滤波器引入有源消声,并利用高速信号处理器 TMS 320 C25 实现滤波器功能,成功地建立了一套 LSL 自适应有源消声系统。实验表明,该系统对带宽为 248 Hz 的宽带噪声能达到 10—15 dB(A) 的抵消比,取得了较好的效果。

一、引言

目前,如何根据信号处理速度选择适当的自适应滤波算法来提高系统的自适应性能,同时增加消声带宽并取得高的抵消比,是迫切需要解决的问题。由于机械噪声或环境噪声大都是一个宽频带的噪声,若系统的消声带宽过窄,势必给有源消声的应用带来困难;所以,增加消声带宽显得非常重要。文献[1]中提出利用并行子系统来抵消带宽噪声,仿真取得了较好的结果,但限于系统硬件条件而未能实现。Southampton 大学在飞机舱内的有源消声实验中,利用 20 路并行子系统来解决这一问题,使最终的控制系统甚为庞大。因此,拓宽单路系统的消声带宽是一项很有意义的工作。为达到这一目的,本文从自适应算法和自适应滤波器硬件实现两方法考虑,分别利用 LSL 算法和 TMS 320 C25 高速信号处理器完成自适应滤波功能,最终建立了一套完整的 LSL 自适应空间有源消声系统,并取得了良好的消声效果。

二、工作原理和有源消声 LSL 算法

自适应是指在环境统计特性未知或变化的情况下,依据一定的最佳准则调整系统,使之

应用声学

保持最佳工作状态。图 1 是自适应有源消声示意图,利用一传声器 R 监视噪声场 P 的变化,拾取的噪声信号经过自适应滤波后输出,作为次级源 S 的驱动信号,同时利用另一传声器 E 监视降噪效果,传声器 E 拾取的误差信号反馈至自适应控制部分,使系统能自动调整次级源 S 的输出以保持最佳降噪效果。

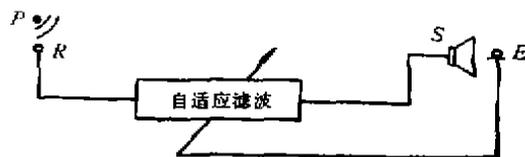


图 1 自适应有源消声示意图

为达到拓宽消声带宽的目的,主要从以下两方面加以考虑。一方面是自适应算法的收敛性能和稳定性能。可以证明:第一,格形滤波器的所有零点都在单位圆内,即格形滤波器是稳定的。第二,格形滤波器的预测误差序列与输入时间序列之间相互正交,同时预测误差之间也是相互正交的,即格形滤波器具有 GRAM-SCHMIDT 正交化转换功能,它可以把输入序列转化成相互正交的序列。这种正交转换的意义使得格形滤波器的收敛性与输入数据无

* 航空科学基金资助项目

关,也使得格形滤波器的收敛速度得以提高^[2]。相应地,在格形滤波器基础上导出的最小二乘格形(LSL: Least Square Lattice)算法也就具有稳定性好、收敛速度快,同时当输入信号相关矩阵特征值分散,即噪声信号频谱较宽时,对算法收敛性能不影响。另一方面,由于有源消声中处理的信号具有较强的实时性,必然要求对自适应算法的复杂性以及自适应滤波器的硬件支持充分地考虑。在自适应算法确定下来后,在条件允许的情况下,应尽量选择高速度、高性能的信号处理器,使得自适应滤波器输入与输出之间所需时间相应缩短。在系统中,我们采用了单指令周期为100ns的TMS 320 C25高速信号处理芯片。下面给出具体的LSL算法递推公式,其详细讨论见文献[2]。

初始条件:

$$e_m^b(0) = \Delta_m(0) = 0$$

$$\nu_m(0) = 1$$

$$\varepsilon_m^l(0) = \varepsilon_m^b(0) = \delta$$

对 $n = 1, 2, \dots$ 计算:

$$e_0^b(n) = e_0^l(n) = x(n)$$

$$\varepsilon_0^l(n) = \varepsilon_0^b(n) = \varepsilon_0^l(n-1) + x^2(n)$$

$$\nu_0(n) = 1$$

对 $m = 0, 1, \dots, m-1$ 计算:

$$\Delta_{m+1}(n) = \lambda \cdot \Delta_{m+1}(n-1)$$

$$+ \frac{e_m^b(n-1) \cdot e_m^l(n)}{\nu_m(n-1)}$$

$$e_{l+1}^n(n) = e_m^l(n) - \frac{\Delta_{m+1}(n) \cdot e_m^l(n-1)}{\varepsilon_m^l(n)}$$

$$\varepsilon_{l+1}^n(n) = \varepsilon_m^l(n) - \frac{\Delta_{m+1}^2(n)}{\varepsilon_m^b(n-1)}$$

$$\varepsilon_{m+1}^b(n) = \varepsilon_m^b(n-1) - \frac{\Delta_{m+1}^2(n)}{\varepsilon_m^l(n)}$$

$$\nu_{m+1}(n-1) = \nu_m(n-1) - \frac{[e_m^b(n-1)]^2}{\varepsilon_m^b(n-1)}$$

其中, $\Delta_{m+1}(n) \approx E[e_m^l(n) \cdot e_m^b(n-1)]$ 表示前、后向预测误差的相关系数, $\varepsilon_m^l(n)$ 、 $\varepsilon_m^b(n)$ 分别表示前、后向预测误差功率, $e_m^l(n)$ 、 $e_m^b(n)$ 分别表示前、后向线性预测误差, $\nu_m(n)$ 表示角参量, λ 是前加窗最小二乘法引入的为加重新数据影响的加权因子, $0 \leq \lambda < 1$ 。

通过上述 LSL 算法公式计算可得到格形滤波器的后向预测误差: $e_1^b(n)$, $e_2^b(n)$... $e_m^b(n)$ 。将其作为线性组合器的输入,并考虑有源消声的实际情况,那么 LSL 自适应有源消声模型可由图 2 表示。图中 $H_1(\omega)$ 、 $H_2(\omega)$ 、 $H_3(\omega)$ 和 $H_4(\omega)$ 表示空间传播和电声器件对声信号的影响, $S(n)$ 表示噪声源产生的噪声信号, $N(n)$ 表示环境噪声, $d(n)$ 表示 n 时刻需要抵消的噪声信号, $x(n)$ 为参考输入即 LSL

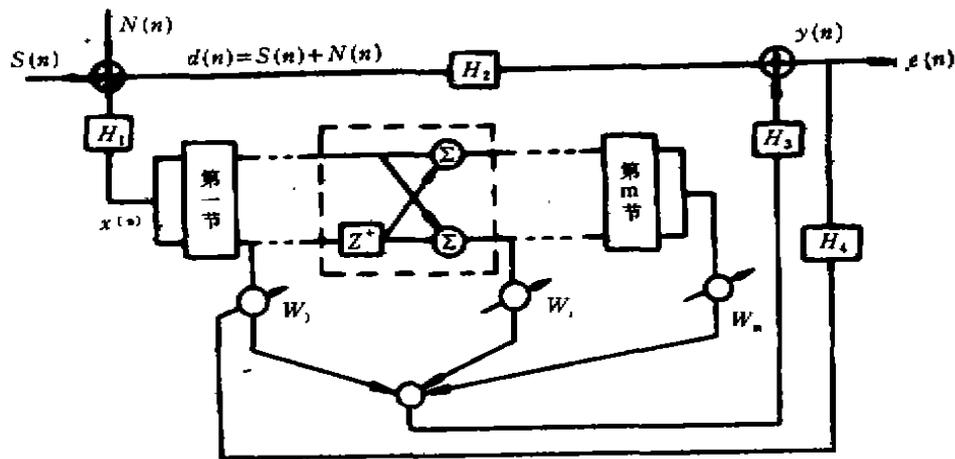


图 2 LSL 自适应有源消声模型

滤波器的输入,实际消声中可将传声器置于噪声源附近拾取得到, $y(n)$ 为 LSL 滤波器的输出, $e(n)$ 表示抵消后的剩余信号,实验中它由传声器拾取并反馈回系统,系统根据 $e(n)$ 对加权系数进行修正。

由图 2,同时参考 LMS 算法^[3]可以得到以下递推公式:

$$\begin{aligned} y(n) &= W^T(n) \cdot e^b(n) \\ y'(n) &= y(n) * h_3 \\ d'(n) &= d(n) * h_2 \\ e(n) &= d'(n) - y'(n) \\ e'(n) &= e(n) * h_4 \\ x(n) &= d(n) * h_1 \\ w_i(n) &= w_i(n-1) + 2 \cdot \mu \\ &\quad \cdot e_i^b(n) \cdot e'(n) \end{aligned}$$

其中,

$$e^b(n) = [e_1^b(n), e_2^b(n) \cdots e_m^b(n)]^T,$$

$$w(n) = [w_1(n), w_2(n) \cdots w_m(n)]^T,$$

μ 为收敛因子,

h_1, h_2, h_3 和 h_4 为 $H_1(\omega), H_2(\omega), H_3(\omega)$ 和 $H_4(\omega)$ 的时域表达式。

以上递推公式结合前面 LSL 算法递推公式构成有源消声 LSL 自适应算法的全过程。整个递推过程的实质反映为:通过权向量 w 不断向最佳权向量 w_{opt} 调整,以取得尽可能高的抵消比。

三、LSL 自适应有源消声系统

信号处理器 TMS320 C25,是近年来在国内得到广泛重视并推广应用的 TMS32010 的换

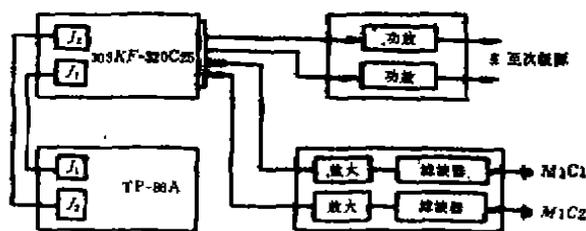


图 3 LSL 自适应有源消声系统

代产品。它每秒一千万次定点乘加的运算速度和丰富的运算管理指令给有源消声的应用与信号处理理论之间搭上了一座桥梁。我们在利用西北工业大学 303 教研室 303KF-320C25 开发板实现有源消声 LSL 自适应算法的基础上,进一步建立了一套完整的 LSL 自适应有源消声系统。实验中,利用扬声器作为次级源,两个传声器分别接收参考信号和误差信号。系统连接示意图如图 3 所示。

图中, TP-86A 单板机是 TMS 320 C25 开发板的硬件支持,具有可编程的 2716 和 2732 EPROM 芯片,将自适应有源消声程序固化在其上,每次消声系统开始工作时,利用 TP-86A 的数据块传送命令把程序传送到 303KF-320 C25 上,然后 C25 开发板开始工作,此时 TP-86A 作用完成,可以脱离 C25 开发板,因此它不会影响 C25 芯片的高速处理速度。另外在编程时,可把滤波器阶数 m 、收敛因子 μ 等需要经常修改的常数置于程序区目的码不占用的固定空间,利用 TP-86A 进行修改。

四、实验结果

为检验消声系统性能,我们在半消声室中对不同带宽噪声信号进行了有源消声实验。实验中声系统采用双次级源布放形式,初级源和次级源均为 $0.24m \times 0.24m \times 0.18m$ 内装六英寸扬声器的闭箱式系统,各种噪声信号均由丹麦 B&K 公司的 TYPE1027 随机信号发生器产生,参考信号和误差信号分别利用两个自制的电容式小型传声器拾取,实验系统连接的如图 4 所示。

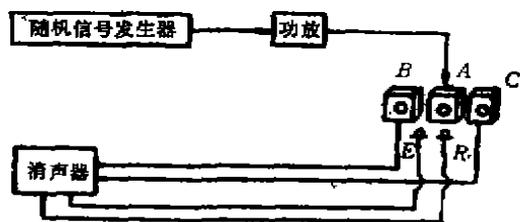
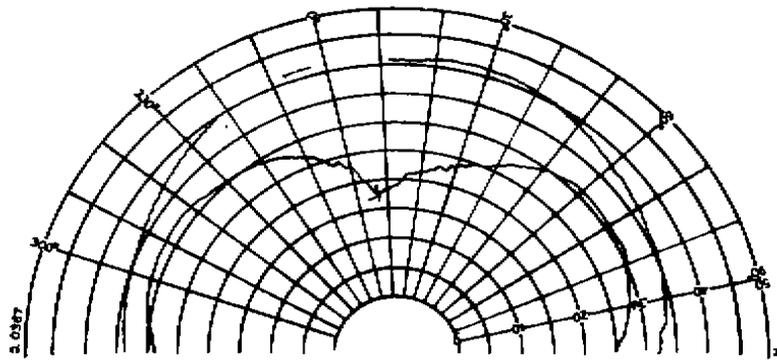
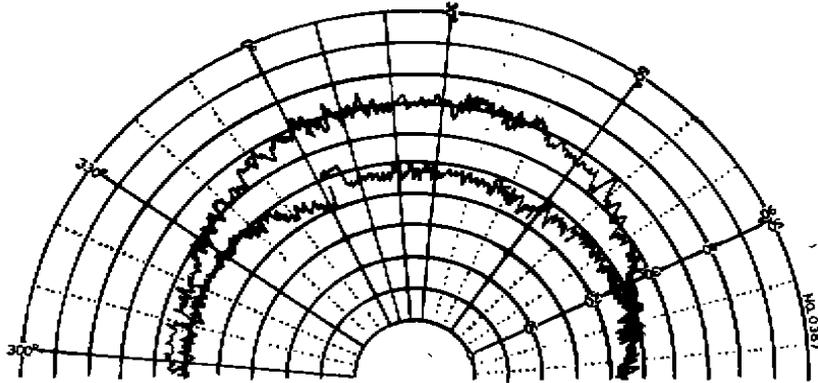


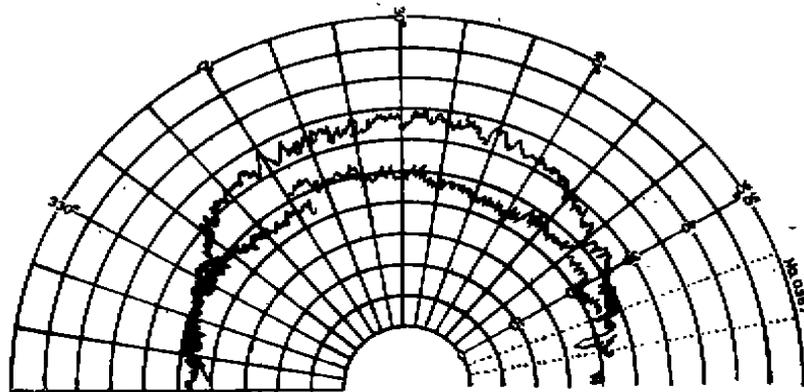
图 4 LSL 有源消声实验连接图



(a) 纯音 $f = 165\text{Hz}$



(b) $f = 170\text{Hz}, \Delta f = 100\text{Hz}$



(c) $f = 194\text{Hz}, \Delta f = 248\text{Hz}$

图 5 消声系统运行前后声压空间分布

图 5(a)、(b)、(c) 分别为初级源噪声信号是纯音、窄带噪声和宽带噪声时，消声系统运行前后声压的空间分布，其中 f 和 Δf 分别表示加在初级源扬声器上信号的中心频率和带宽，PSL 表示消声系统不工作，RSL 表示消声系

统工作。

从图中可以看出，在双次级源布置形式下该消声系统对纯音可获得全空间消声，并且在初级源正前方有 20 dB(A) 以上的降噪量；带宽为 100 Hz 和 248 Hz 的噪声信号也均可达到

10dB(A)—15dB(A) 的降噪量。

五、讨 论

实验结果表明,本消声系统消声带宽可达到 248Hz,且性能稳定、工作可靠。对于实际消声环境中具有更宽频带的噪声源,可以利用本系统进行多路组合,以满足消声要求。另外,经

仿真和实验分析,如能采用更高信号处理速度的芯片象 TMS 320 C30、DSP-WE32 等,将会进一步增加消声带宽和抵消比。

参 考 文 献

- [1] 陈克安等,噪声与振动控制,5(1990年),8—11.
- [2] 龚耀寰,自适应滤波,电子工业出版社,1989年.
- [3] B. Widrow and S. D. Stears, 自适应信号处理,现代通信技术编辑部,1988年.

⑧

声级计 时间计权特性 L_{Aeq} , 测量

25-29

积分声级计的时间计权特性 对测量 L_{Aeq} 影响的分析

张明铎 吴胜举

蒋渭鑫

(陕西师范大学应用声学研究所 西安 710062)

(陕西省物理研究所)

1992年12月10日收到

✓ TB 51

本文针对目前使用积分声级计(或噪声统计分析仪)测量 L_{Aeq} 时所用时间计权特性不一致的现象,从理论和实验两方面分析了由此而对测量结果产生的影响,并指出选择时间计权特性的正确方法。

一、引 言

目前,用来测量 L_{Aeq} 的声级计(无论是积分声级计还是噪声统计分析仪),多是以两次平均的方式给出 L_{Aeq} 的,即先将交流信号经有效值检波器转换成直流信号,再用 RC 电路实现第一次平均,然后对直流信号进行采样和积分运算实现第二次平均,最后给出 L_{Aeq} 。显然,这种声级计(以下简称为 ISLM)的采样值及其给出的 L_{Aeq} 与仪器模拟部分的有效值检波器特性及其时间计权特性有着直接的关系。但是,现行的有关噪声测量的一些标准及方法对测量 L_{Aeq} 时所用时间计权特性的规定不尽一致,本文通过理论分析及实验验证,讨论 ISLM 的时间计权特性对 L_{Aeq} 测量结果的影响,并据此提出时间计权特性的正确选择方法。

二、理论分析

等效连续 A 声级(即 L_{Aeq}),就是在测量期间与经 A 计权的声能平均值所对应的声级,可用下式表示:

$$L_{Aeq} = 10 \lg \left\{ \frac{1}{T} \int_0^T \left[\frac{p_A(t)}{p_{ref}} \right]^2 dt \right\}$$

$$= 10 \lg \left[\frac{1}{T} \int_0^T 10^{0.1L_A(t)} dt \right] \quad (1)$$

式中 T 为测量持续时间; $p_A(t)$, $L_A(t)$ 分别为 t 时刻的瞬时 A 计权声压和声级; p_{ref} 为参考声压 ($2 \times 10^{-5} Pa$)。实际测量中,常常是以等间隔采样的方式给出 L_{Aeq} 的,这时(1)式可改为:

$$L_{Aeq} = 10 \lg \left(\frac{1}{T} \sum_{i=1}^N 10^{0.1L_{A_i} \Delta t} \right)$$

$$= 10 \lg \left(\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N 10^{0.1L_{A_i}} \right) \quad (2)$$

式中 $T = N\Delta t$, N 为采样数, Δt 为采样间隔;