

# 实际 AANC 系统误差通道建模的分析

张瑞华<sup>1</sup>, 欧阳缮<sup>2</sup>, 周德新<sup>2</sup>, 刘庆华<sup>2</sup>

(1. 浙江万里学院 DSP 重点实验室, 浙江宁波 315100; 2. 桂林电子工业学院通信与信息工程系, 广西桂林, 541004)

**摘 要:** 以滤波-XLMS(FILMS)算法为代表的多种 AANC 算法用到了误差通道模型来实现对输入参考信号的滤波, 而对误差通道建模的准确与否直接影响到算法的实际效果. 本文分析了两种不同建模方式对 FILMS 算法收敛性的影响, 并提出了实际 AANC 系统误差通道的一种建模方法. 对实测数据的建模结果表明, 该建模方法更符合实际.

**关键词:** 自适应有源噪声控制; 滤波 XLMS 算法; 收敛性分析; 建模

**中图分类号:** TP301.6 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2004) 01-0055-04

## Analysis of Error Path Modeling Method for Practical AANC System

ZHANG Rui-hua<sup>1</sup>, OUYANG Shan<sup>2</sup>, ZHOU De-xin<sup>2</sup>, LIU Qing-hua<sup>2</sup>

(1. DSP laboratory, Zhejiang Wanli University, Ningbo, Zhejiang 315100, China;

2. Dept. of Communication and Information Engineering, Guilin University of Electronic Technology, Guilin, Guangxi 541004, China)

**Abstract:** Most Filtered-XLMS based AANC algorithms employ an error path model to filter the input reference signals. The effectiveness of AANC algorithm for practical applications suffers in general from the inaccuracy of error path modeling. After the effect of two different modeling methods on the convergence of FILMS algorithm is analyzed, a more accurate method of error path modeling of a practical AANC system is presented. The modeling results for practically measured data show the effectiveness of the proposed modeling method.

**Key words:** adaptive active noise control (AANC); filtered-XLMS algorithm; convergence analysis; modeling

## 1 引言

FILMS(Filtered Least Mean Square)算法自 B. Widrow 提出以来, 由于继承了 LMS 算法的优点——运算简单和数值稳健, 因而在 AANC(Adaptive Active Noise Control) 领域得到广泛的应用. 为克服其降噪量小、收敛慢的缺点, 人们又提出了 Modified Filtered-X LMS(MFX-LMS)算法<sup>[1]</sup>, 基于最小二乘(RLS)原理的滤波-XRLS算法<sup>[2]</sup>, 基于子带分解的SBDLMS算法<sup>[3]</sup>等, 这些算法普遍用到了误差通道模型. 对 FILMS 算法来说, 要使算法稳定, 必须保证误差通道模型与实际通道的相位误差在 90 度以内; 而对 MFX-LMS 算法, 要满足相差在 60 度以内<sup>[4]</sup>, 幅度误差在准确值的一半以内<sup>[5]</sup>. 因此, 准确的误差通道建模是实际应用 AANC 的关键因素.

人们在对 AANC 系统进行算法仿真和性能分析时, 为分析方便常常将误差通道等效为一 FIR 滤波器, 用一般的 LMS 算法对误差通道建模. 在误差通道特性相对稳定的场合, 采用离线建模, 即运行 AANC 算法以前, 先对误差通道建模, AANC 算法开始后, 停止建模算法的运行. 在误差通道随时间变化的场合, 采用在线建模, 即建模算法和 AANC 算法同时运行, 建模算法跟踪误差通道传输特性的变化, 以确保 AANC 算法能

稳健工作. 由于误差通道建模在 AANC 中的重要地位, 迄今已提出了多种离线和在线建模方法<sup>[1,6,7]</sup>. 然而几乎所有的方法都把误差传声器到 A/D 转换器之间的传输函数  $H_e$  看作误差通道的一部分, 但实际上通过仔细分析可以发现, 传输函数  $H_e$  并不属于误差通道. 这是因为误差通道传输函数是指从处理器输出到误差传声器之间的部分, 而  $H_e$  表示的是从误差传声器到误差 A/D 之间的部分. 因此, 这些建模方法所得的误差通道模型就不是正确的模型, 也就必然影响到实际 AANC 系统的运行效果. 为此, 本文分别讨论了误差通道模型包括和不包括  $H_e$  两种情况下对实际 AANC 系统性能的影响, 并提出了一种实际 AANC 系统的建模方法. 最后, 给出了对一实际硬件系统的实测数据所得到的测试结果.

## 2 AANC 系统模型分析

为便于比较, 图 1 先给出了经典的 FILMS 算法<sup>[2]</sup>框图. 图中,  $H_p$  是参考传声器到误差传声器之间的传输函数, 是未知的;  $W(n)$  是 FILMS 算法中的自适应滤波器系数向量;  $H_s$  是从  $W(n)$  输出到误差传声器之间的传输函数, 建模问题就是围绕  $H_s$  进行的;  $\hat{H}_s$  是对  $H_s$  的估计, 是建模所得的结果, 估计足够精确时可认为  $\hat{H}_s = H_s$ .

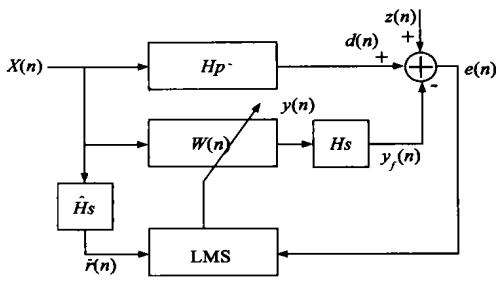


图1 理想 AANC 系统模型

定义:

$$X(n) = [x(n), \dots, x(n-N+1)]^T;$$

参考信号矢量

$$\bar{r}(n) = [r(n), \dots, r(n-N+1)]^T;$$

滤波参考信号矢量

$d(n)$ : 欲抵消的初级噪声信号

$z(n)$ : 与任何其它信号不相关的加性白噪声, 功率为  $\sigma_z^2$ 。根据

FLMS 算法结构, 可以得到整个算法步骤:

$$y(n) = W^T(n)X(n) \quad (1)$$

$$e(n) = d(n) - y(n) * H_s \quad (2)$$

$$W(n+1) = W(n) + 2ue(n)\bar{r}(n) \quad (3)$$

$$\bar{r}(n) = X(n) * H_s \quad (4)$$

当  $n \rightarrow \infty$  时自适应滤波器系数收敛于其最优值:

$W_{opt} = R_r^{-1}P_{dr}$ , 其中

$$R_r = E[\bar{r}(n)\bar{r}^T(n)] \quad (5)$$

$$P_{dr} = E[d(n)\bar{r}(n)] \quad (6)$$

由图 1 可见,  $X(n)$  及  $e(n)$  均为直接取得, 并没有考虑实际电路中放大器、抗混迭滤波器和 A/D 转换器的影响, 而这部分的传输函数在实际应用中是不能忽略的, 下面讨论这部分传输函数对 AANC 系统性能的影响。

情况一  $H_s = H_s$ , 即误差通道模型不包括  $H_e$  部分的情况如图 2 所示, 图中  $H_i$  是从参考传声器到参考 A/D 输出之间的传输函数,  $H_e$  是从误差传声器到误差 A/D 之间的传输函数, 实际中二者往往做得一致, 即  $H_i = H_e$ , 而且都具有延迟和低通性质。

由图 2 的结构:

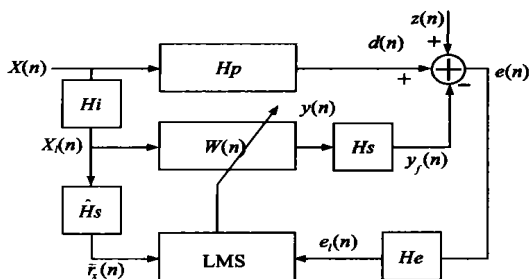


图2 实际 AANC 系统模型

$$X_i(n) = X(n) * H_i, e_i(n) = e(n) * H_e$$

$$y(n) = W^T(n)X_i(n) \quad (7)$$

$$y_f(n) = y(n) * H_s \quad (8)$$

$$\begin{aligned} e(n) &= d(n) - y_f(n) = d(n) - W^T(n)X(n) * H_i * H_s \\ &= d(n) - W^T(n)\bar{r}_x(n) \end{aligned} \quad (9)$$

其中

$$\bar{r}_x(n) = X(n) * H_i * H_s = X(n) * H_e * H_s \quad (10)$$

目标函数由求  $E[e^2(n)] = \min$ , 转换为求  $E[e_i^2(n)] = \min$ , 则:

$$\begin{aligned} e_i^2(n) &= [e(n) * H_e]^T [e(n) * H_e] = H_e^T * e^2(n) * H_e \\ &= H_e^T * (d^2(n) + W^T(n)\bar{r}_x(n)\bar{r}_x^T(n)W(n) \\ &\quad - 2d(n)\bar{r}_x^T(n)W(n)) * H_e \end{aligned} \quad (11)$$

对式(11)取数学期望:

$$\begin{aligned} E[e_i^2(n)] &= H_e^T * E[d^2(n)] * H_e + W^T(n)E[\bar{r}_e(n)\bar{r}_e^T(n)] \\ &\quad * W(n) - 2E[d(n)\bar{r}_e^T(n)]W(n) \\ &= H_e^T * E[d^2(n)] * H_e + W^T(n)R_{ee}W(n) \\ &\quad - 2P_{de}^T W(n) \end{aligned} \quad (12)$$

其中:

$$R_{ee} = E[\bar{r}_e(n)\bar{r}_e^T(n)] \quad (13)$$

$$P_{de} = E[d(n)\bar{r}_e(n)] \quad (14)$$

$$\bar{r}_e(n) = \bar{r}_x(n) * H_e \quad (15)$$

对式(12)求梯度并令:

$$\nabla E[e_i^2(n)] = 2R_{ee}W(n) - 2P_{de} = 0 \quad (16)$$

则  $W(n)$  对应的最优解  $W_{opt}$  为:

$$W_{opt} = R_{ee}^{-1}P_{de} \quad (17)$$

若以平方误差代替均方误差, 则由式(11)可以得到权矢量的 LMS 递推关系式:

$$W(n+1) = W(n) + 2ue_l(n)\bar{r}_e(n) \quad (18)$$

对式(18)取数学期望

$$\begin{aligned} E[W(n+1)] &= E[W(n)] + 2uE[e_l(n)\bar{r}_e(n)] \\ &= E[W(n)] + 2uE[(d(n) - W^T(n)\bar{r}_e(n)) \\ &\quad * H_e\bar{r}_e(n)] \\ &= E[W(n)] + 2uP_{de} - 2uR_{ee}E[W(n)] \\ &= (I - 2uR_{ee})E[W(n)] + 2uR_{ee}W_{opt} \end{aligned} \quad (19)$$

根据文献[8]的有关结论可知, 随着迭代次数的增多,  $W(n)$  的期望值将趋近于最优值, 这说明尽管加上了  $H_i$  和  $H_e$  的影响, 只要满足  $H_s = H_s$ , 算法仍然可以收敛到最优解。

情况二  $H_s = H_s * H_e$ , 即误差通道模型包括  $H_e$  的情况这种情况相当于式(18)中  $\bar{r}_e(n)$  变成  $\bar{r}_{ee}(n)$ :

$$\bar{r}_{ee}(n) = \bar{r}_e(n) * H_e \quad (20)$$

此时式(18)变为:

$$W(n+1) = W(n) + 2ue_l(n)\bar{r}_{ee}(n) \quad (21)$$

对式(21)取数学期望:

$$\begin{aligned} E[W(n+1)] &= E[W(n)] + 2uE[e_l(n)\bar{r}_{ee}(n)] \\ &= (I - 2uR_{ee} * H_e)E[W(n)] + 2uR_{ee} * H_eW_{opt} \end{aligned} \quad (22)$$

比较式(19)和式(21), 可见式(21)的收敛性能与  $H_e$  有关, 由于这部分与实际硬件如放大电路、A/D 等有关, 是目前 AANC 算法所未考虑的, 从而导致了算法性能严重下降, 而且, 当  $H_e$  的影响大到使  $H_s$  和  $H_s$  之间的相差超过  $90^\circ$  时, 算法将发散<sup>[4,5]</sup>。

### 3 建模方法讨论

考虑图 3(a) 的 AANC 系统,  $r$  为参考传声器,  $e$  为误差传声器,  $sp$  为次级声源,  $amp$  为各自的放大电路. 为简便起见,  $A/D$  通路的抗混迭滤波器和  $D/A$  通路的重建滤波器均未画出. 对误差通道进行建模就是要从信号处理器输出到误差传声器输入之间的传输函数  $H_s = H_d * S$  识别出来. 最典型的离线建模简化框图如图 3(b) 所示, 可见自适应算法收敛后所得到的模型为:  $H_s = H_d * S * H_e$ , 而不是所希望的  $H_s = H_d * S$ , 这是实际 AANC 系统的性能不如理想情况的重要原因之一.

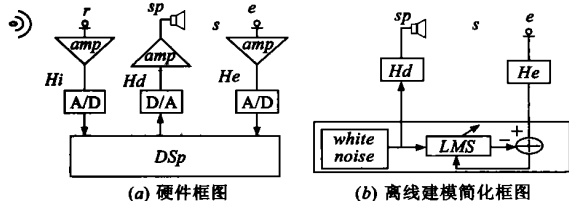


图 3 实际 AANC 系统原理框图

根据以上分析, 本文提出实际 AANC 系统的一种建模方法(如图 4 所示).  $H_{ss}$  为从次级通道  $amp$  输出到误差传声器输出之间的总传输函数;  $H_i$  为从参考传声器到参考  $A/D$  输出之间的传输函数, 一般有  $H_i = H_e$ ;  $amp$  为增益  $1/A \ll 1$  的放大器,  $A$  可以在设计时确定(之所以这么选择, 是因为  $D/A$  的输出为伏特量级, 而参考传声器的输出为毫伏量级, 为在建模时使用  $H_i$  又不使  $H_i$  中的放大器饱和, 所以先将  $D/A$  的输出衰减, 再分别送入  $H_{ss}$  和  $H_i$  通路). 由于  $H_i = H_e$ , 建模算法收敛时所得到的滤波器系数即是对  $H_{ss}$  的估计, 结果再乘以  $A$  得到:  $H_s = A * H_{ss}$ ,  $H_s$  就是不含  $H_e$  的对误差通道的良好估计(这里忽略了  $D/A$  的影响), 这样可以保证权矢量将是均方收敛的.

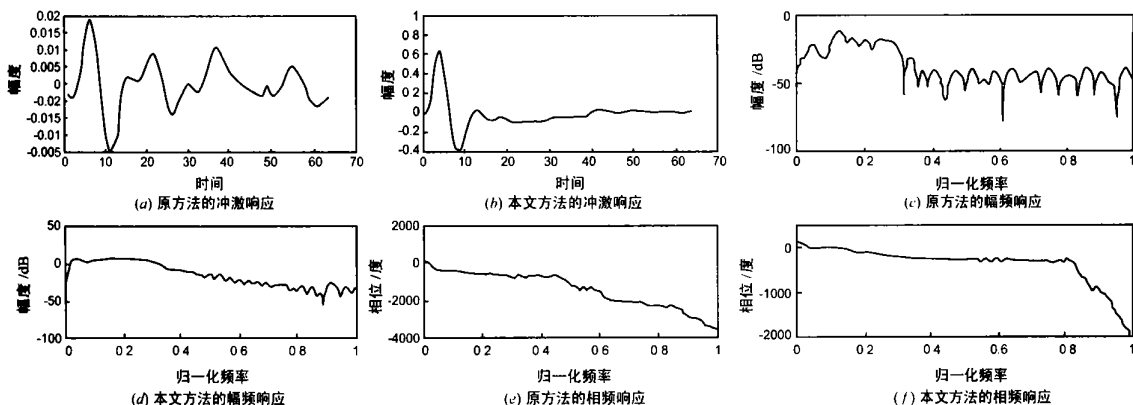


图 5 两种建模方法对一组实测数据的建模结果的比较

### 5 结束语

对误差通道的准确建模是 AANC 算法中的关键步骤, 现有的建模方式均把从误差传声器到  $A/D$  之间的传输函数看作误差通道模型的一部分, 在实际情况下是不恰当的. 在分析

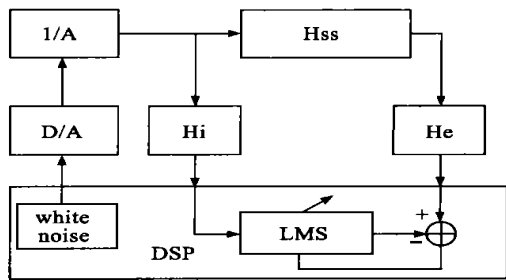


图 4 本文提出的实际 AANC 系统建模框图

### 4 实验结果

为验证所讨论的两种不同建模方法对 AANC 系统性能的影响, 我们对一基于 TMS320C32 DSP 的自适应有源降噪耳罩做了实际测量. 测量环境如下: 耳罩处于密闭状态, 次级源(扬声器)距误差传声器 1.5 cm, 参考传声器在耳罩外, 距误差传声器 5 cm, 抽样速率 10 kHz, 测量工作在普通房间进行. 我们首先就图 3(b) 和图 4 两种不同的建模方式对误差通道进行建模, 分别记录所得结果. 此外还要有一个初级通道模型, 为此, 我们在耳罩外侧正前方约 0.5 m 处放置一噪声源, 对初级通道  $H_p$  进行建模, 得到初级通道模型. 以上各种建模算法均运行 5 秒钟, 滤波器阶数均取 64. 图 5 给出了两种误差通道建模方式得到的传输函数的冲激响应.

图 5(a) 是包括  $H_e$  的结果, 图 5(b) 不包括  $H_e$ . 可见二者不仅幅度差异很大, 而且前者脉冲响应的第一个峰值要比后者滞后两个单位, 这意味着  $H_s$  中  $H_e$  的引入直接导致了幅频响应和相频响应的变化(如(c)~(f)所示), 得到了错误的建模结果. 我们分别就以上结果对一宽带噪声进行算法仿真, 可以看到两种建模方式对 AANC 系统性能的影响: 当采用图 5(b) 的结果时, 降噪效果达到 18.5 dB; 而当采用图 5(a) 的结果时, 没有明显降噪效果.

了实际 AANC 系统误差通道传输函数对算法收敛性影响后, 提出了一种更为准确的建模方式, 对实测数据建模结果验证了模型的正确性, 这对一些类似控制系统的工程实现也是有借鉴意义的.

## 参考文献:

- [ 1 ] M Rupp, A H Sayed. Modified fxlms algorithms with improved [ A ]. Performance Convergence 29<sup>th</sup> Asilomar Conf [ C ]. Signals, Systems, Computers Los Alamitos, California, USA, 1995, 2: 125- 127.
- [ 2 ] 陈克安, 马远良. 自适应有源噪声控制 [ M ]. 西安: 西北工业大学出版社, 1993.
- [ 3 ] 赵文. 自适应有源噪声控制算法研究 [ D ]. 桂林: 桂林电子工业学院硕士论文, 1999.
- [ 4 ] J Elliott, P A Nelson. Active noise control [ J ]. IEEE Signal Processing Magazine, October 1993, 10( 4 ): 12- 35.
- [ 5 ] Paulo A C Lopes, Moisés S. Piedade effects of secondary path modeling errors on the modified FX\_ LMS algorithm for active noise control [ A ]. IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing [ C ]. ICASSP, Salt Lake City, UT, USA, 2001, 5: 3213- 3216.
- [ 6 ] Kuo, Dipa Vijayan. A secondary path modeling technique for active noise control systems [ J ]. IEEE Trans. Speech Audio Processing, July 1997, 5: 374- 377.
- [ 7 ] Zhang, Huilanm, Wee Ser. An improved secondary path modeling method for active noise control systems [ J ]. IEEE Signal Processing Letters, April 2000, 7( 4 ): 73- 75.
- [ 8 ] 姚天任, 孙洪. 现代数字信号处理 [ M ]. 武汉: 华中理工大学出版社, 1999.

## 作者简介:



张瑞华 男, 1973 年生于山东, 2003 年获桂林电子工业学院信号与信息处理硕士学位, 主要从事自适应滤波、自适应有源噪声控制等工作. zrh3000@hotmail.com.



欧阳缙 男, 1960 年生于江西, 教授, 1992 年与 2000 年分别获西安电子科技大学信号与信息处理硕士、博士学位, 主要从事自适应滤波、通信信号处理、雷达信号处理、神经网络等研究工作, 曾先后获省部级科技进步奖两次, 在 IEEE 有关汇刊等国内外著名期刊上发表学术论文 20 多篇.