

文章编号: 1006-1355(2014)05-0022-05

一种用于自适应有源噪声控制的在线次级通道建模方法

陈力, 冯燕

(西北工业大学 电子信息学院, 西安 710072)

摘要:针对前馈式自适应有源降噪系统次级通道在线建模问题, 首先分析比较已有的在线次级通道建模方法, 给出了各自的优缺点。在此基础上提出了一种基于Fx LMS算法的在线次级通道建模方法, 该方法使次级通道建模步长随干扰信号和建模白噪声信号功率自适应更新, 降低了初级噪声对建模的不利影响, 并利用误差信号相关值和初级噪声能量来更新控制滤波器步长, 有效降低了突发随机噪声对系统稳定性的影响。计算机仿真结果表明, 该方法显著提高了次级通道模型的精度和系统收敛速度, 取得更好的降噪效果。

关键词:声学; 有源噪声控制; 功率; 自相关; 次级通道建模

中图分类号: TB535

文献标识码: A

DOI编码: 10.3969/j.issn.1006-1355.2014.05.005

Online Secondary Path Modeling Method for an Adaptive Active Noise Control System

CHEN Li, FENG Yan

(School of Electronic Engineering, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China)

Abstract: Online secondary path modeling for a feedforward adaptive active noise control system is studied. First of all, the existing online secondary path modeling methods are analyzed and compared and their advantages and disadvantages are given. On this basis, a new online secondary path modeling method based on Fx LMS algorithm is proposed. In this method, the step size of modeling filter is updated by the power of the disturbance and the white noise signal, which can reduce the negative impact of the primary noise on the modeling. Furthermore, the step size of the control filter is updated in accordance with the power of primary noise and the correlation value of error signal. And the random noise effect on the stability of the systems is effectively reduced. Computer simulations show that the proposed method can significantly improve the precision and convergence rate of the secondary path model and reach a good noise reduction effect.

Key words: acoustics; active noise control; power; autocorrelation; secondary path modeling

在已有的自适应有源噪声控制算法中, 最具有代表性的为Fx LMS算法。要实现Fx LMS算法首先必须知道次级通道的传递函数, 并对输入信号 $x(n)$ 进行滤波, 如果次级通道模型误差过大, 将会造成降噪效果降低甚至引起系统发散^[1]。

收稿日期: 2013-12-17

作者简介: 陈力(1989-), 男, 陕西省洛南县人, 硕士研究生, 主要研究方向: 自适应有源降噪。

E-mail: chenli_43@163.com

通信作者: 冯燕(1963-), 女, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为目标检测和跟踪、数据压缩、噪声抵消技术、无线传感器网络的信号处理。

目前建模方式可分为离线建模和在线建模两种。对于被控系统参数慢变或近似不变的情况下, 可以采用离线建模, 它能简化控制算法。然而实际的次级通路特性往往是时变的, 为了保证整个算法的稳定性和取得较好的噪声控制效果, 一般采用在线建模的方法, 即在ANC系统运行的同时对次级通路进行实时建模。Eriksson首先提出将随机白噪声作为训练信号的在线次级通道建模方法^[2], 由于建模的激励信号与控制系统信号的相互干扰, 严重影响控制系统的整体性能。针对Eriksson方法的不足, 窦长胜^[3]提出用误差预测滤波器来减少主动控制环节对建模环节的影响, 但没有考虑噪声 $v(n)$ 对控制器权系数 $w(n)$ 的影响。Zhang等^[4-6]提出了一

种包含控制滤波器,建模滤波器以及第3个滤波器的交叉更新的次级通道建模方法,该方法有效地消除了主动控制环节和误差通道建模环节的相互影响,然而由于第3个滤波器的引入加大了ANC系统的设计难度和计算复杂度。Akhtar^[7]避免引入第3个滤波器,将变步长LMS算法用于建模滤波器,相较于其他改进方法取得了基于次级通路在线建模有源控制系统的最佳性能表现,遗憾的是Akhtar的方法忽略了控制滤波器及训练噪声 $v(n)$ 对建模的影响,且算法中步长范围难以控制,不利于实际应用。基于此,本文提出一种基于Fx LMS算法的在线次级通道建模方法,实验表明本文的方法提高了次级通道模型的精度和系统收敛速度,ANC系统降噪量也得到了提升。

1 在线次级通道建模方法

1.1 Eriksson的方法

Eriksson首先提出了一种把随机白噪声作为训练信号次级通道建模方法^[2],系统框图如图1所示。在这个方法中,一个与初级噪声 $x(n)$ 不相关的随机噪声 $v(n)$ 被注入到控制器输出端,在ANC系统的在线运行过程当中引入自适应滤波器 $\hat{S}(z)$ 去估计次级通道 $S(z)$ 。但是由于附加噪声的引入会造成系统中的有源控制过程与次级通路在线建模过程之间相互干扰这将造成整个系统降噪性能大大下降。

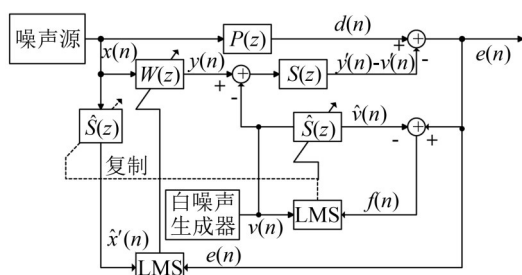


图1 Eriksson's在线次级通道建模方法

1.2 Akhtar的方法

Akhtar提出了一种将变步长LMS(Variable Step Size LMS,简称VSS-LMS)算法引入到建模滤波器的在线建模方法^[7]。该方法最大优点是有效地降低了主动控制环节和误差通道建模环节的相互影响,从而提高了制系统的整体性能,其系统框图如图2所示。

用变步长LMS算法来更新建模滤波器 $\hat{S}(z)$ 步

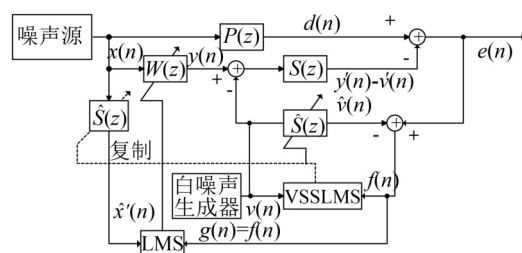


图2 Akhtar的方法

长因子 $\mu_s(n)$,其主要步骤如下:

1) 计算误差信号 $e(n)$ 和 $f(n)$ 的能量

$$\begin{aligned} P_f(n+1) &= \lambda P_f(n) + (1-\lambda)f^2(n) \\ P_e(n+1) &= \lambda P_e(n) + (1-\lambda)e^2(n), 0.9 < \lambda < 1 \end{aligned} \quad (1)$$

2) 计算 $\rho(n)$

$$\begin{aligned} \rho(n) &= \frac{P_f(n)}{P_e(n)} \\ \rho(0) &= 1, \lim_{n \rightarrow \infty} \rho(n) = 0 \end{aligned} \quad (2)$$

3) 最后计算步长因子

$$\mu_s(n) = \rho(n)\mu_{s_{\min}} + (1-\rho(n))\mu_{s_{\max}} \quad (3)$$

式中 $\mu_{s_{\min}}$, $\mu_{s_{\max}}$ 及 λ 都由实验所得。Akhtar的方法提高了建模精度相应的改善了系统性能,但是Akhtar的方法中没有考虑到控制滤波器和建模滤波器之间的相互联系。另外 $\mu_{s_{\min}}$ 和 $\mu_{s_{\max}}$ 需要不断的实验尝试增加了人为干涉因素。

2 本文提出的在线次级通道建模方法

由上面的分析知道,Eriksson在线建模的困难在于用于建模的激励信号与控制系统信号的相互干扰,影响建模的收敛速度,从而恶化了控制系统的整体性能。Akhtar提出的将变步长LMS算法用于次级通道建模,减小控制信号与用于通道特性建模的激励信号的相互干扰,获得了最佳性能表现。但是没有考虑到控制滤波器和白噪声能量等对建模的影响,且算法中的参数不利于实际应用。基于此,本文提出一种改进的变步长LMS(PVSS-LMS)算法用于在线次级通道建模,同时使控制滤波器步长 μ_w 由参考输入以及误差信号的相关值的函数自适应更新(ENLMS),系统框图如图3所示。

由图3知,用于建模滤波器和控制滤波器的误差信号 $g(n)$ 由下式给出

$$g(n) = f(n) = d(n) - x^T(n)w(n) + v(n) - \hat{v}(n) \quad (4)$$

对取Z变换有

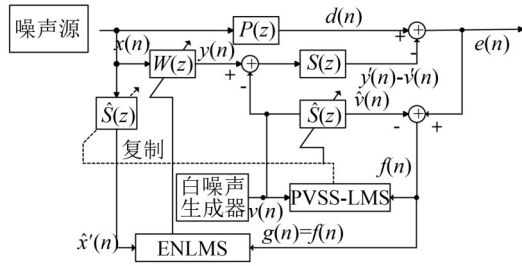


图3 本文提出的在线次级通道建模方法

$$G(z) = F(z) = [P(z) - W(z)S(z)] + [S(z) - \hat{S}(z)]V(z) \quad (5)$$

随着控制滤波器 $W(z)$ 不断收敛, 理想情况下误差信号 $g(n) = f(n) = 0$, 此时控制滤波器 $W(z)$ 收敛到其最佳值

$$W^o(z) = \frac{P(z)}{S(z)} + \left[\frac{S(z) - \hat{S}(z)}{S(z)} \right] \frac{V(z)}{X(z)} \quad (6)$$

由式(6)知, 当且仅当 $\lim_{n \rightarrow \infty} \hat{S}(z) = S(z)$ 时, $W(z)$ 收敛到其理想解 $P(z)/S(z)$, 可见控制滤波器和建模滤波器实际上是相互影响的, 这是本文提出的在线次级通道建模方法的理论基础。

对于建模误差信号 $f(n)$ 包括两部分, $d(n) - y'(n)$ 和 $v(n) - \hat{v}(n)$ 。其中 $d(n) - y'(n)$ 作为建模过程的干扰项, 影响建模滤波器的收敛。刚开始迭代的时候由于干扰项较大, 使得建模滤波器收敛速度比较慢甚至出现不稳定。随着迭代次数的增大干扰项逐渐减小, 理想情况下会趋于零, 同时随机白噪声信号 $v(n)$ 幅度大小会直接影响到建模滤波器的建模精度和收敛速度。因此考虑在迭代开始的时候使用较小的步长收敛 μ_s , 随后迭代次数的增加, 干扰项逐渐减小, 此时用较大的收敛因子, 称之为 PVSS-LMS 算法。考虑下式

$$\rho(n) = \frac{P_v(n) + P_f(n)}{P_x(n) + P_e(n)} \quad (7)$$

其中 $P_v(n)$ 表示白噪声能量, $P_f(n)$ 表示建模干扰能量, $P_x(n)$ 表示参考输入能量, $P_e(n)$ 表示残余误差能量, 由下式估计

$$\begin{aligned} P_v(n+1) &= \lambda P_v(n) + (1-\lambda)v^2(n) \\ P_x(n+1) &= \lambda P_x(n) + (1-\lambda)x^2(n) \end{aligned} \quad (8)$$

其中 λ 为遗忘因子 ($0.9 < \lambda < 1$), 进一步来说 $P_e(n) = P_{[d(n)-y'(n)]} + P_{v(n)}$, $P_f(n) = P_{[d(n)-y'(n)]} + P_{[v(n)-\hat{v}(n)]}$

因此 $\rho(n)$ 可以表示为

$$\rho(n) = \frac{P_{[d(n)-y'(n)]} + P_{[v(n)-\hat{v}(n)]} + P_{v(n)}}{P_{[d(n)-y'(n)]} + P_{v(n)} + P_{x(n)}} \quad (9)$$

初始时候, $y'(n) = 0 \Rightarrow P_{[d(n)-y'(n)]} \gg P_{v(n)}$ 同时 $P_{[d(n)-y'(n)]} \gg P_{[v(n)-\hat{v}(n)]}$, 有 $\rho(n) \approx 1/2$, 当 $n \Rightarrow \infty$, $y'(n) \approx d(n)$, $\hat{v}(n) \approx v(n)$, $P_{x(n)} \gg P_{v(n)}$ 则有 $\rho(n) \approx 0$, 由以上分析有 $0 \leq \rho(n) \leq 0.5$ 且随时间单调递减, 取

$$\mu_s(n) = \mu_s \exp \left[-\frac{\rho(n)}{(\gamma + \rho^3(n))} \right] \quad (10)$$

上式正数 γ 为保证算法快速收敛且同时保证调整误差比较小而设置的阈值, 使得步长因子随着干扰的减小而增大, 减少人为因素对系统的干预。

通常情况下为了避免当参考输入信号 $x(n)$ 增加时, 可能导致的系统不收敛情况, μ_w 被设定在一个很小的值。然而一旦 $x(n)$ 能量减小时, 小的 μ_w 会降低系统降噪量和 $W(z)$ 的收敛速度。因此可以, 当 $x(n)$ 减小时, μ_w 增大, 反之亦然。另一方面, 随着迭代次数增加, 误差信号之间的相关值也会随之缩小, 且误差信号相关值和其它干扰噪声不相关, 这就允许使得 μ_w 和误差信号相关值联系起来, 可以有效避免随机噪声对系统稳定性及性能的影响。因此, 在迭代开始时使用一个较大的 μ_w , 使控制滤波器 $W(z)$ 迅速收敛, 随着迭代次数的增加, 建模滤波器与控制滤波器逐渐收敛, 此时用减小 μ_w , 对系统进行微调, 且当初级噪声发生改变或者通道传递函数发生改变时, 算法能够跟踪这种突变, 并迅速收敛到稳态。

由知

$$d(n) = g(n) + x^T(n)w(n) + \hat{v}(n) - v(n) \quad (11)$$

假设期望信号

$$d(n) = \zeta(n) + x^T(n)w_o \quad (12)$$

式中 $\zeta(n)$ 为期望系统的介入噪声, 假设它是白噪声且与 $x(n)$ 及 $v(n)$ 不相关。 W_o 为最优权系数, 我们定义 $\Delta w = w_o - w(n)$ 表示现在时刻权矢量系数与最佳值之间的差值, $\Delta s = s(n) - \hat{s}(n)$ 表示次级通道估计的误差值由式知

$$g(n) = \zeta(n) + x^T(n)\Delta w + v^T(n)\Delta s \quad (13)$$

$$\begin{aligned} g(n)g(n-1) &= \zeta(n)\zeta(n-1) + \zeta(n)x^T(n-1)\Delta w + \\ &\quad \zeta(n)v^T(n-1)\Delta s + \zeta(n-1)x^T(n)\Delta w + \\ &\quad \Delta w^T x(n)x^T(n-1)\Delta w + x^T(n)\Delta w v^T(n-1)\Delta s + \\ &\quad \zeta(n-1)v^T(n)\Delta s + x^T(n-1)\Delta w v^T(n)\Delta s + \\ &\quad \Delta s^T v(n)v^T(n-1)\Delta s \end{aligned} \quad (14)$$

因为 $\zeta(n)$ 均值为零且与 $x(n)$ 以及 $v(n)$ 不相关

$$\begin{aligned} E[g(n)g(n-1)] &= E[\Delta w^T x(n)x^T(n-1)\Delta w] + \\ &\quad E[\Delta s^T v(n)v^T(n-1)\Delta s] \end{aligned} \quad (15)$$

可见误差信号相关值正比于建模误差及现在时刻权矢量系数与最佳值之间的差值,随着迭代次数的增加,建模滤波器与控制滤波器逐渐收敛,则误差信号相关值随之减小,理想情况下

$$n \rightarrow \infty, \Delta w = 0, \Delta s = 0, \lim_{n \rightarrow \infty} E[g(n)g(n-1)] = 0 \quad (16)$$

定义 $R(m) = E[g(n)g(n-m)]$, 取

$$\mu_w(n) = \mu_w \frac{\sum_{i=1}^M \exp(-i)R(i)}{\beta + r(n)} \quad (17)$$

式中 $1 \leq m \leq M$, M 为窗口长度, $r(n) = \hat{x}^T(n)\hat{x}(n)$, β 为修正因子, 避免当 $r(n)$ 过小导致收敛步长太大而设置的。 $\sum_{i=1}^M \exp(-i)R(i)$ 为相关函数加权值, 利用当前和过去共 M 个误差信息来决定下一步的迭代步长, 并由此来调整滤波器抽头系数, 使其迅速收敛到最优值。这样在迭代开始的使用较大的步长, 从而获得较快的收敛速度, 在系统逐渐趋向稳态的时候, 步长自适应变小, 使得控制更加精确, 称之为 EN LMS 算法。另一方面由知, 使用误差的相关值作为步长因子的控制值, 能够有效避免随机噪声对控制器的干扰。

3 仿真结果与性能评估

下面通过仿真实验来比较本文提出的方法与其它方法的性能。本次实验仿真中, 假设初级通道 $P(z)$ 与次级通道 $S(z)$ 为横向 FIR 滤波器, 长度分别为 32 和 16。

控制滤波器 $W(z)$ 与建模滤波器为 $\hat{S}(z)$ FIR 滤波器, 长度分别为 32 和 16, 且全部初始化为零。本次实验中参数 $\mu_w = 0.0005$, $\mu_s = 0.01$, $\beta = 0.001$, $\lambda = 0.99$, $\gamma = 0.3$, 采样频率为 $F_s = 2$ kHz, 所有实验结果都在相同条件下实现 100 次平均所得。

为了直观反映次级通道建模过程中, 建模滤波器与实际次级通之间的匹配速度与程度, 定义次级通道估计误差值为^[8]

$$\Delta S(\text{dB}) = 10 \log 10 \left\{ \frac{\sum_{i=0}^{L-1} [s_i(n) - \hat{s}_i(n)]^2}{\sum_{i=0}^{L-1} [s_i(n)]^2} \right\} \quad (18)$$

为了表示有源降噪系统运行过程中, 控制滤波器权向量值与最佳值的偏移量, 定义控制滤波器偏移值

$$\Delta W(\text{dB}) = 10 \log 10 \frac{\|w_i - w_o\|^2}{\|w_o\|^2} \quad (19)$$

式中 w_o 表示控制器权向量最佳值。

在有源降噪系统中, 系统的降噪量是一个最为关键的性能表现, 为了表示系统降噪量随时间的关系, 定义降噪量为^[8]

$$R = -10 \log 10 \left(\frac{\sum_{i=1}^n e^2(i)}{\sum_{i=1}^n d^2(i)} \right) \quad (20)$$

3.1 传输通道时不变情况

取参考输入信号

$$x(n) = \sum_{i=1}^4 (A_i \sin(2\pi 100i/F_s)) + \tau(n) \quad (21)$$

式中 $\tau(n)$ 为均匀白噪声, 信噪比 $\text{SNR} = 30$ (dB)。取均值为零方差为 0.05 的高斯白噪声信号作为附加随机噪声进行次级通路在线建模。次级通道建模估计误差 ΔS 和控制滤波器偏移值 ΔW 如图 4 所示, 系统降噪量如图 5 所示。本文的方法相比其它 2 种方法在次级通道建模和 Fx LMS 算法调整精度和收敛速度上都有较大的提升, 同时降噪量也有一定提高。

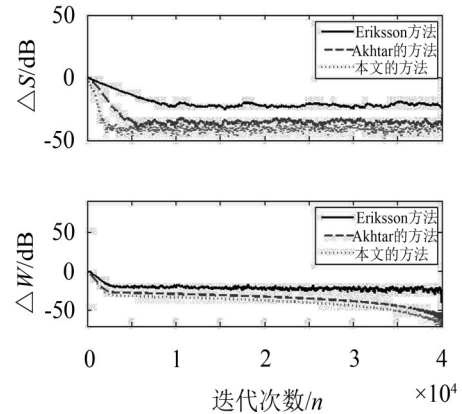


图 4 次级通道估计误差值 ΔS 与控制滤波器偏移值 ΔW

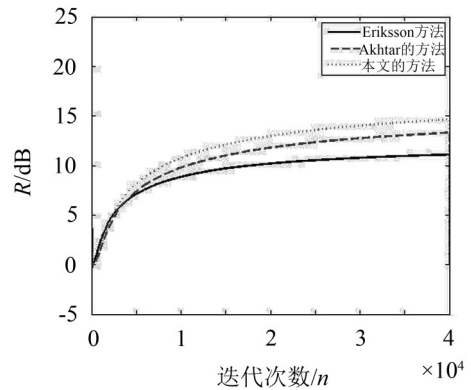


图 5 降噪量

3.2 传输通道发生时变情况

实际情况下初级通道和次级通道往往是随时间

不断变化的,这就要求算法能够自动跟踪这种变换,假设在 $n=20\ 000$ 时通道模型发生了时变。在其它仿真条件不变的情况下,次级通道建模估计误差 ΔS 和控制滤波器偏移值 ΔW 如图6所示,系统降噪量如图7所示。在 $n=20\ 000$ 时刻通道模型发生时变的情况下,本文的方法相比于其它二种方法能够更快更好的使系统恢复到正常状态。通过以上仿真结果看到本文的方法在各个性能方面都有着一定的提升。

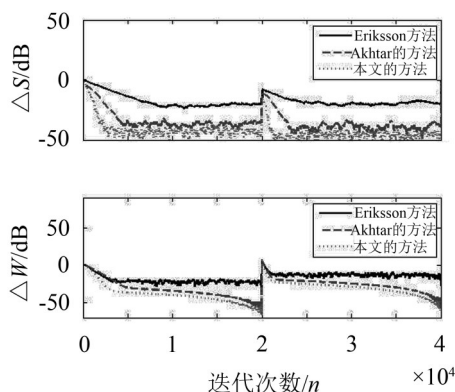


图6 通道模型发生时变时的 ΔS 与 ΔW

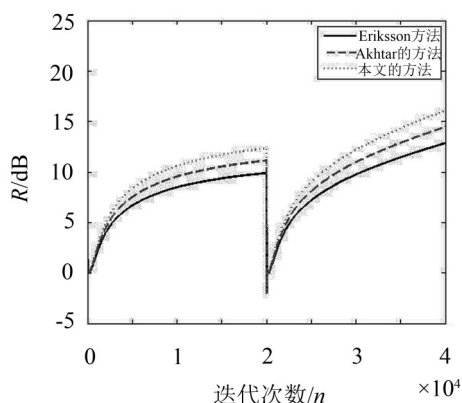


图7 通道模型发生时变时的降噪量

4 结语

在线次级通道建模的方法,显著地提高了次级通道建模精度及系统的收敛速度。由于误差信号相关值加权迭代的作用,使得Fx LMS算法有着更强的

鲁棒性,有效避免了随机噪声对系统稳定性的影响。计算机仿真表明本文方法有着一定的实用性,即使在传输通道发生时变的情况下,系统也能够迅速稳定收敛。

参考文献:

- [1] CHAN Shing-chow, CHU Yi-jing. Performance analysis and design of Fx LMS algorithm in broadband anc system with online secondary-path modeling[J]. *IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing*, 2012, 20(3): 982-993.
- [2] L J Eriksson, M C Allie. Use of random noise for on-line transducer modeling in an adaptive active attenuation system[J]. *Acoustical Society of America*, 1989, 85: 797-802.
- [3] 窦长胜, 冯燕. 一种用于有源降噪耳机系统的次级通道建模技术[J]. *传感器学报*, 2011, 24(2): 233-237.
- [4] M Zhang, H Lan W. Ser. Cross-updated active noise control system with online secondary path modeling[J]. *IEEE Transactions on Speech and Audio Processing*, 2001, 9(5): 598-602.
- [5] 张兆忠. 基于Fx LMS算法的前馈ANC系统设计研究[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2011.
- [6] 朱明刚, 靳国永, 肖友洪, 等. 声振主动控制系统中误差通道的在线辨识问题[J]. *噪声与振动控制*, 2005, 4: 18-22.
- [7] M T. Akhtar, M Abe, M Kawamata. A new variable step size LMS algorithm-based method for improved on line secondary path modeling in active noise control systems [J]. *IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing*, 2006, 14 (2): 720-726.
- [8] Pooya Davari, Hamid Hassanpour. Designing a new robust on line secondary path modeling technique for feedforward active noise control systems[J]. *Signal Processing*, 2009, 89: 1195-1204.