

# 一种自适应数字助听器声反馈消除算法

唐 燕,张玲华

(南京邮电大学 通信与信息工程学院,江苏 南京 210003)

**摘 要:**鉴于声反馈冲击响应具有稀疏性,文中提出把 IPNLMS 算法应用于数字助听器声反馈消除,可以获得比 NLMS 算法更快的收敛速度。与固定步长 NLMS 算法一样,其收敛速度和稳态失调是一对矛盾的需求。文中提出一种新的变步长 IPNLMS 算法,该算法依据滤波器梯度调节 IPNLMS 算法的全局步长,步长随滤波器系数梯度的减小而减小,有效解决了收敛性能和稳态误差的矛盾。相比其他变步长算法,受噪声影响小,收敛过程稳定,适用于数字助听器声反馈消除。仿真实验说明本算法应用于数字助听器的声反馈消除性能比传统 NLMS 算法优异许多。

**关键词:**稀疏性;自适应滤波;变步长;滤波器系数的梯度;声反馈消除

中图分类号:TP912.3

文献标识码:A

文章编号:1673-629X(2013)05-0209-04

doi:10.3969/j.issn.1673-629X.2013.05.054

## An Algorithm for Adaptive and Digital Hearing Aid Acoustic Feedback Cancellation

TANG Yan,ZHANG Ling-hua

(College of Communication and Information Engineering,Nanjing University of Posts and Telecommunication,  
Nanjing 210003,China)

**Abstract:** Due to feedback impulse response is sparse, put forward the IPNLMS algorithm used in the digital hearing aid acoustic feedback cancellation, which could get faster convergence speed than NLMS. The requirements of fast convergence and low steady-state misalignment are conflict as same as the NLMS. Propose a novel variable step-size algorithm which regulates step size in accordance with filter weight gradient, and a decrease in the gradient of the filter weights causes the step size decrease. The algorithm solves the contradiction between fast convergence and low steady-state misalignment. Compared with other algorithms, it is insensitive to noise and suitable for digital hearing aids acoustic feedback cancellation. The experiments show that the proposed algorithm achieves more excellent performance than traditional NLMS for acoustic feedback cancellation.

**Key words:** sparse; adaptive filtering; variable step-size; filter weight gradient; acoustic feedback cancellation

## 0 引 言

声反馈指声源经助听器处理放大输出,经过一定路径返回,被麦克风拾取重新变成输入信号,不断被放大输出再放大再输出,造成高强度的振荡,形成啸叫,引起系统不稳定,使得系统最大稳定增益受到限制。连续的自适应声反馈消除通过自适应算法估计声反馈信号,再从输入信号中减去,适合消除频率不固定的啸叫。经学者的研究,自适应反馈消除能提高系统稳定增益至 6~10dB<sup>[1]</sup>,效果卓著。传统的 LMS 算法<sup>[2]</sup>或 NLMS 算法<sup>[3]</sup>具有较低的计算复杂度和较好的收敛性

能,广泛应用于声反馈消除系统中。但是收敛速度与稳态失调是一对矛盾关系,收敛速度的快慢对应啸叫反应的快慢;稳态失调反映的是对声反馈的消除程度。因此,有学者通过前置滤波器滤除输入信号中不可能产生自激振荡的频率部分,提高了算法性能<sup>[4]</sup>。最小二乘算法(RLS)<sup>[5]</sup>和次梯度投影算法(APSM)<sup>[6]</sup>虽能获得更快的收敛速度,但其计算复杂度较高,功耗较大,应用较少。

这些算法均未考虑反馈路径的特点。助听器反馈路径具有稀疏性,即大部分的系数值为 0 或者很小,仅小部分系数具有显著的值,典型的助听器声反馈路径如图 1 所示<sup>[7]</sup>。Proportionate NLMS 算法利用这种稀疏性,引入一个控制矩阵  $G(n)$ ,给大系数较大的步长,给小系数较小的步长,以此来加快大系数的收敛速度,从而加快滤波器整体收敛速度。相同步长下,比 NLMS 算法具有更快的收敛速度。IPNLMS 算法<sup>[8]</sup>拥

收稿日期:2012-08-18;修回日期:2012-11-23

基金项目:江苏高校优势学科建设工程资助项目(PAPD)

作者简介:唐 燕(1989-),女,江西抚州人,硕士研究生,研究方向为数字助听器核心算法;张玲华,博士生导师,研究方向为智能语音信号处理。

有计算量少、实现简单且性能较好的特点,因此,文中将 IPNLMS 算法应用于助听器声反馈消除系统中。

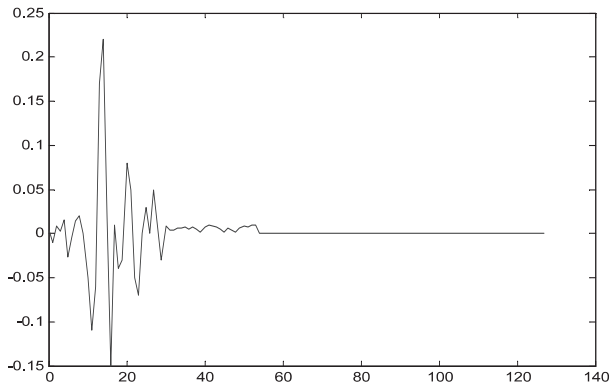


图 1 典型助听器反馈路径

但是与 NLMS 一样,同样受限于收敛速度和稳态失调的矛盾关系而需折中选取全局步长。由文献[9]分析可知,稳态失调量和步长控制矩阵  $\mathbf{G}(n)$  无关,而由全局步长参数  $\mu$  调节。解决这个问题一个有效方法就是变步长。目前的变步长算法主要是建立步长与误差信号的关系来控制步长<sup>[10,11]</sup>,这类算法步长直接由误差决定,很容易受到噪声的影响。在声反馈消除系统中,干扰噪声为环境噪声和目标语音之和,语音是一种短时平稳信号,只在 10~20ms 内是平稳的,同时,环境噪声也是时变的,因此,这类算法应用在数字助听器中会使收敛过程不稳定。文中依据滤波器系数的梯度来衡量收敛速度,在算法尚未收敛到稳态邻域时,滤波器系数会以较大的速度向最优值收敛,梯度比较大,随着迭代次数增加,梯度逐渐减小,对步长的控制是基于滤波器系数的梯度的大小。仿真实验表明该算法的有效性以及在使用实际语音输入时,能获得比其他变步长算法更好的性能。

## 1 助听器自适应声反馈消除系统描述

图 2 给出了数字助听器声反馈消除模型,其中  $s(n)$  是需要放大处理的目标语音与环境噪声之和,  $y(n)$  是反馈信号,  $d(n)$  是麦克风拾取的全部信号。  $G(z)$  是前向放大路径,  $x(n)$  为  $e(n)$  通过  $G(z)$  系统的输出,为滤波器的输入信号,  $u(n)$  是  $x(n)$  经扬声器数模转换的输出信号。  $F(z)$  是待估计的真实反馈

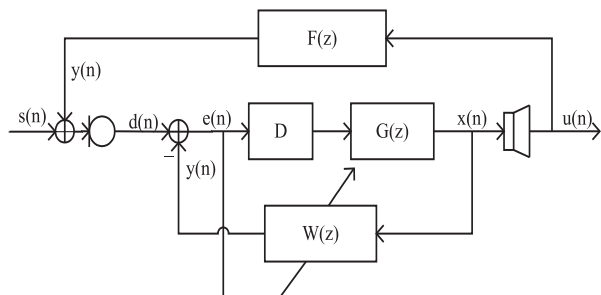


图 2 数字助听器声反馈消除模型

路径,  $W(z)$  是估计的反馈路径。  $\hat{y}(n)$  是估计的反馈信号,  $e(n)$  是  $d(n)$  减去估计的反馈信号的残差,放大器真正的输入。增加前向路径延时  $D$  是为了降低声源和扬声器输出信号的相关性,减少估计偏差,一般取 1ms<sup>[6]</sup>。

一般的,反馈路径用一个  $M$  阶有限冲击响应滤波器  $\mathbf{w}(n)$  来模拟反馈路径,自适应滤波器输出信号  $\hat{y}(n) = \mathbf{w}^T(n) * \mathbf{x}(n)$ ,其中  $\mathbf{x}(n)$  是长度为  $M$  的输入信号向量,前向路径真正的输入信号为:

$$e(n) = d(n) - \hat{y}(n) = d(n) - \mathbf{w}^T(n) * \mathbf{x}(n) \quad (1)$$

其中  $d(n) = s(n) + f(n)$  是自适应滤波器的期望信号,干扰信号即为非平稳的  $s(n)$ 。定义系统函数为  $C(z)$ ,则  $C(z) = \frac{G(z)}{1 - G(z)(F(z) - \hat{F}(z))}$ ,当估计无偏差时,即  $F(z) = \hat{F}(z)$ ,  $C(z) = G(z)$ 。当  $|G(e^{j\omega})(F(e^{j\omega}) - \hat{F}(e^{j\omega}))| > 1$  并且其相位为  $2\pi$  的整数倍时,系统将变得不稳定,引起系统振荡,当振荡剧烈的时候,系统将产生啸叫。声反馈消除的目的就是为了使  $G(z)(F(z) - \hat{F}(z))$  尽可能得小,也就是使  $\hat{F}(z)$  尽可能地逼近真实值  $F(z)$ 。

$\mathbf{w}(n)$  可用不同的自适应算法进行逼近反馈路径。传统的声反馈系统主要用 LMS 算法或者 NLMS 算法,LMS 权系数更新方程如式(2):

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \frac{\mu}{2} \frac{\partial e^2(n)}{\partial \mathbf{w}(n)} = \mathbf{w}(n) + \mu e(n) \mathbf{x}(n) \quad (2)$$

其中  $\mu$  是固定步长,决定算法的收敛速度和稳态失调,满足:  $0 < \mu \leq 1/\lambda_{\max}$ ,  $\lambda_{\max}$  是输入信号序列自相关矩阵  $\mathbf{R}_{xx}$  的最大特征值。NLMS 是一种归一化最小均方算法,它使得算法在输入信号较大的情况下避免梯度噪声放大的干扰,因而对输入信号为语音信号时有更好的收敛性能。其权值更新方程如式(3):

$$\mathbf{w}(n) = \mathbf{w}(n-1) + \frac{\mu e(n) \mathbf{x}(n)}{\mathbf{x}^T(n) \mathbf{x}(n)} \quad (3)$$

PNLMS 算法根据脉冲响应的稀疏性,在 NLMS 算法上进行改进,其滤波器系数的更新方程可以被描述为式(4)<sup>[9]</sup>:

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \mu \frac{\mathbf{G}(n) \mathbf{x}(n) e(n)}{\mathbf{x}^T(n) \mathbf{G}(n) \mathbf{x}(n) + \delta} \quad (4)$$

$$\mathbf{G}(n) = \text{diag}\{g_0(n), g_1(n), \dots, g_{N-1}(n)\} \quad (5)$$

其中  $\mu$  是全局步长参数;  $\delta$  是正则化参数以防止输入信号值极小时分母过小,避免出现不收敛的情况。步长控制矩阵  $\mathbf{G}(n)$  是一个对角矩阵,其对角线上的系数  $g_n(n)$  控制各个滤波器系数的迭代步长。不同的 PNLMS 算法有不同的控制矩阵。IPNLMS 算法的控制矩阵中对角线上的值由式(6)给出:

$$g_n(t) = \frac{1 - \beta}{N} + \frac{\beta |w_n(t)|}{\sum_{i=0}^{N-1} |w_i(t)| + \varepsilon}, 0 \leq \beta < 1 \quad (6)$$

$\beta$  的取值可以依据声反馈冲击响应的先验知识进行选取,当其稀疏性较强,也就是有显著值的系数少,选取较大的值,稀疏性较弱,可以选取较小的值。

2 变步长的 IPNLMS 算法

式(2)中,  $\frac{\partial e^2(n)}{\partial \mathbf{w}(n)} = -2e(n)\mathbf{x}(n)$  称为 LMS 算法滤波器系数的梯度向量。初始状态时,算法梯度值较大,滤波器系数会以较大的速度向维纳解收敛,迭代次数增加,梯度逐渐减小,滤波器系数的梯度可以直接表征算法的收敛程度<sup>[12]</sup>,于是文中提出一种新的变步长算法:

$$\begin{aligned} \mu'(n+1) &= \alpha\mu(n) + \gamma m_{\text{avg}}(n) \\ \mu(n+1) &= \begin{cases} \mu_{\text{max}}, & \text{if } \mu(n) > \mu_{\text{max}} \\ \mu_{\text{min}}, & \text{if } \mu(n) < \mu_{\text{min}} \\ \mu'(n+1), & \text{else} \end{cases} \end{aligned} \quad (7)$$

其中  $\alpha$  为遗忘因子,  $0 < \alpha < 1$ ,一般选择接近 1 的数,以获得最大可能的收敛速度;参数  $\gamma > 0$ ,用来控制算法的失调收敛时间。设置步长上限,避免出现不收敛的情况;同时为了避免步长太小而不能跟踪系统变化,设定一个步长下限。此算法与 VSS 算法相似<sup>[10]</sup>,不同的是步长的调整依据滤波器系数平均梯度  $m_{\text{avg}}$  而不是误差  $e(n)$ ,提高了算法抗干扰能力,其中  $m_{\text{avg}}(n)$  为滤波器系数的平均梯度,定义平均梯度为:

$$m_{\text{avg}}(n) = \sum_{i=0}^N \lambda(i) m(n-i) = \sum_{i=0}^N \exp(-i) m(n-i) \quad (8)$$

这个窗函数通过遗忘因子  $\lambda(i) = \exp(-i)$  对过去  $N$  个梯度  $m(n), m(n-1), \dots, m(n-N+1)$  做非线性加权,越是过去的梯度信息对当前的平均梯度作用越小,通过加权计算得出平均梯度。这样做是因为噪声的存在,使得每次迭代后的瞬时梯度值不能准确反映当前的收敛程度,定义窗函数来平滑噪声带来的干扰。

这里的  $\mathbf{m}(n)$  为上一次迭代后滤波器系数的近似梯度,因为 IPNLMS 算法不需要直接计算梯度,若是直接用梯度计算,反而会增加额外的计算量。本算法中用上一次迭代后滤波器系数增量的绝对值的最大值近似表示整体梯度,定义为:

$$\begin{aligned} \mathbf{M}(n) &= \text{abs}\left(\mu(n-1) \frac{\mathbf{G}(n-1)\mathbf{x}(n-1)e(n-1)}{\mathbf{x}^T(n-1)\mathbf{G}(n-1)\mathbf{x}(n-1) + \delta}\right) \\ &= [m_1(n-1), m_2(n-1), \dots, m_N(n-1)]^T \\ \mathbf{m}(n) &= \max\{[m_1(n), m_2(n), \dots, m_N(n)]^T\} \end{aligned} \quad (9)$$

$m_i(n)$  为  $n-1$  时刻第  $i$  个滤波器系数增量的绝对

值,  $\mathbf{m}(n)$  即为向量中的最大值。

文中算法利用滤波器系数权值增量的最大值近似估计梯度值,再通过遗忘因子对过去  $N$  个梯度加权得到平均梯度,以此反映滤波器系数的整体收敛程度,算法根据平均梯度调节步长。一般情况下,算法随迭代次数增加,趋向收敛,平均梯度逐渐减小,步长随之减小。若未知系统突变,则平均梯度也突然增大,步长也相应增大,能快速跟踪系统变化。滤波器系数的梯度主要由滤波器系数和待识别系统之间的距离决定,因此受观测噪声影响很小,并通过加窗来平滑噪声,进一步减小对梯度计算的影响,算法在噪声变化大的情况下也能表现好的稳定性。

3 仿真实验和结果分析

为了衡量算法性能,定义滤波器归一化失准系数 (Misalignment),其表达式为:

$$\text{misalignment} = 10 * \log_{10}\left(\frac{\|\mathbf{f} - \hat{\mathbf{w}}\|^2}{\|\mathbf{f}\|^2}\right) \quad (10)$$

这里  $\hat{\mathbf{w}}$  和  $\mathbf{f}$  分别为估计的滤波器系数和真实的反馈路径脉冲响应系数,  $\|\bullet\|$  为范数算子。归一化失准系数值越小,说明估计的反馈路径越逼近真实值。实验中,均采用图 1 中 128 阶脉冲响应值作为真实反馈路径。首先,用方差为 1 的高斯随机信号做输入,加入高斯白噪声,信噪比为 30dB,试验用 20 次平均值作为实验结果,实验中比较了步长为 0.25 和 1 的 IPNLMS 算法, VSS-IPNLMS 算法、文中的变步长 IPNLMS 算法(文中用 PRO-IPNLMS 表示)的性能。实验中,调节最佳参数,其中 VSS-IPNLMS 中,  $\alpha = 0.98, \gamma = 2.3$ , PRO-IPNLMS 中,  $\alpha = 0.99, \gamma = 1.2, \beta = 0, N = 10, \mu_{\text{max}}$  均为 1,  $\mu_{\text{min}}$  均为 0.05。在第 4000 个迭代点处,脉冲响应向右移动 10 个点,开始 10 个点补零,观测相关算法的跟踪速度。图 3 给出了上述几种算法的学习曲线。

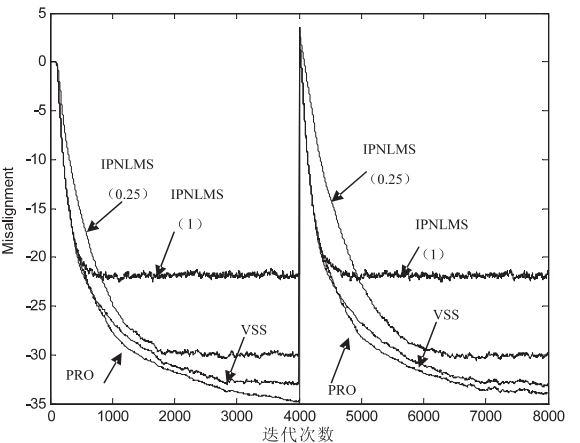


图 3 白噪声输入时相关算法的学习曲线

如图 3 显示, VSS 算法与文中提出的算法性能均比固定步长优异,其收敛速度和跟踪速度与步长为 1

的固定步长相当,而稳态失调比步长为 0.25 还小。相比于 VSS 算法,文中提出的算法无论在收敛速度还是稳态失调上都有改善。实验验证了算法的理论可行性。

第二组实验采用语音库中一段采样频率为 16k,约 12000 个点的真实语音信号做输入,对助听器声反馈消除系统进行仿真。仿真实验中响度补偿  $G$  采用固定增益 10,延时  $D$  取 16 个采样点,也就是 1ms 延时。图 4 中给出了步长为 1 的 NLMS 算法和 IPNLMS 算法,以及文中提出的变步长 IPNLMS 算法。

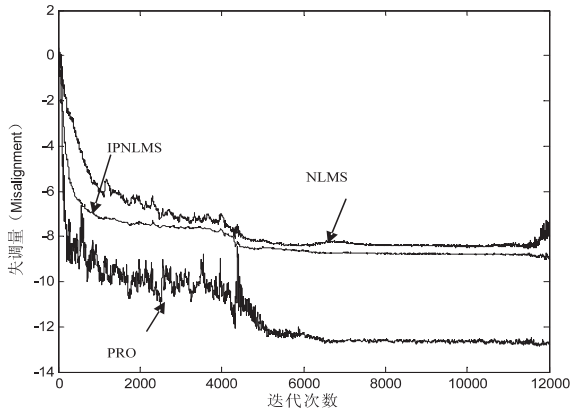


图 4 相关算法应用于声反馈消除时的性能比较

可以看出,相同步长的 IPNLMS 算法收敛速度虽然与传统的 NLMS 算法稳态失调相当,但是初始收敛速度明显提高。而文中提出的变步长算法不仅比 IPNLMS 算法的初始收敛速度有所提高,稳态失调量改善约 5dB,与文献[6]性能相当,但是计算量更小。因此,文中算法在实际输入语音时,性能也相对更好。

## 4 结束语

鉴于数字助听器声反馈脉冲响应的稀疏性,文中提出用 IPNLMS 算法来获得比 NLMS 算法更快的收敛速度。为了解决收敛速度和稳态失调的矛盾关系,文中根据滤波器系数梯度来实现变步长。仿真表明新的变步长算法具有较快的收敛速度与跟踪速度,同时稳态失调小。以实际语音作为输入的数字助听器声反馈消除系统中,本算法不仅比传统 NLMS 算法有更加优异的性能,而且比固定步长 IPNLMS 算法性能提高较

多,相比 VSS,本算法依据滤波器系数梯度调节步长,不易受到干扰噪声影响而使步长变化太大,收敛过程更加稳定,算法鲁棒性较好,适用于数字助听器声反馈消除。

## 参考文献:

- [1] Bustamante D K, Worrall T L. Measurement and adaptive suppression of acoustic feedback in hearing aids[C]//ICASSP-89. [s. l.]:[s. n.], 1989:2017-2020.
- [2] 李 贤,蒋一宁.用于助听器声反馈抑制的 LMS 自适应滤波技术[J]. 听力学及言语疾病杂志,2007,15(2):151-154.
- [3] 王振力,张雄伟.基于去相关 NLMS 算法的自适应回波抵消[J]. 应用科学学报,2006,24(1):21-24.
- [4] 吴兆胜,黑 勇.应用于助听器的带限 NLMS 反馈抑制算法及硬件实现[J]. 微电子学与计算机,2011,28(3):157-160.
- [5] Spriet A, Proudler I, Moonen M. Adaptive feedback cancellation in hearing aids with linear prediction of the desired signal[J]. IEEE Trans. on Signal Process., 2005, 53(10):3749-3763.
- [6] 王青云,赵 力,乔 杰,等.基于加权次梯度投影算法的数字助听器自适应声反馈抑制[J]. 信号处理,2009,25(4):519-525.
- [7] Siqueira M G, Alwan A. Steady-state analysis of continuous adaptation in acoustic feedback reduction systems for hearing-aids[J]. IEEE Trans. on Speech Audio Process., 2000, 8(4):443-453.
- [8] Benesty J, Gay S L. An improved PNLMS algorithm[C]//Proc. of IEEE International Conference on Acoustic, Speech and Signal Processing. Orlando, USA:[s. n.], 2002:1881-1884.
- [9] Duttweiler D L. Proportionate normalized least mean-squared adaptation in echo cancelers[J]. IEEE Trans on Speech Audio Processing, 2000, 8(5):508-518.
- [10] Kwong R H, Johnston E W. A variable step size LMS algorithm[J]. IEEE Trans on Signal Proc., 1992, 40(7):1633-1642.
- [11] 高 鹰,谢胜利.一种变步长 LMS 自适应滤波算法及分析[J]. 电子学报,2001,29(8):1094-1097.
- [12] 谷源涛,唐 昆.新的变步长归一化最小均方算法[J]. 清华大学学报(自然科学版),2002,42(1):15-18.

(上接第 208 页)

- 运用[J]. 电力建设,2003(4):55-59.
- [7] 刘清虎.纯电动汽车整车能量建模与仿真分析[D].长沙:湖南大学,2003.
- [8] 王 婷.混合动力电动汽车控制策略的优化研究[D].北京:北京交通大学,2009.
- [9] Le C C. Fuzzy logic in control systems[J]. IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics, 1990, 20(2):68-75.

- [10] 邹积勇.电动汽车控制策略研究[D].天津:天津大学,2007.
- [11] Lee Hyeoun-Dong. Fuzzy-logic-based Torque Control Strategy for Parallel-type Hybrid Electric Vehicle[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1998, 45(4):98-105.
- [12] 张 翔,赵 韩,钱立军,等.电动汽车仿真软件 ADVISOR[J]. 汽车研究与开发,2003(4):14-16.



# 一种自适应数字助听器声反馈消除算法

作者: [唐燕](#), [张玲华](#)  
作者单位: [南京邮电大学 通信与信息工程学院, 江苏 南京 210003](#)  
刊名: [计算机技术与发展](#)  
英文刊名: [Computer Technology and Development](#)  
年, 卷(期): 2013(5)

本文链接: [http://d.g.wanfangdata.com.cn/Periodical\\_wjfz201305056.aspx](http://d.g.wanfangdata.com.cn/Periodical_wjfz201305056.aspx)