

# VoIP 回声消除器设计及算法研究

李 挥, 林茫茫, 胡海军, 田 欢  
(北京大学深圳研究生院, 广东深圳 518055)

**摘 要:** 本文提出了一种与线性预测编解码器相结合的新声学回声消除器, 由去相关可变步长的 NLMS 自适应算法和基于回声路径失配方差的双端通话检测算法所组成. Matlab 仿真结果表明, 与 Gordy 所提出的回声消除算法相比, 本文提出的算法在双端通话和回声路径改变时判别更准确, 收敛速度更快; 在收敛状态时, ERLE 值平均提高了 15dB, 失调误差平均降低了 10dB, 具备更好的回声消除性能.

**关键词:** 声学回声消除; 双端通话检测; 去相关; 线性预测

**中图分类号:** TN911. 72      **文献标识码:** A      **文章编号:** 0372-2112 (2007) 09-1774-05

## A VoIP Echo Canceller Design and Algorithm Study

LI Hui, LIN Mang-mang, HU Hai-jin, TIAN Huan

(Shenzhen Graduate School, Peking University, Shenzhen, Guangdong 518055, China)

**Abstract:** This paper presents a new acoustic echo canceller combined with the linear predictive speech coders, which includes an adaptive FIR (Finite Impulse Response) filter employing the variable step size de correlation NLMS (Normalized Least Mean Square) algorithm and a double talk detector based on the variance of echo path mismatch. The simulation results conducted by Matlab demonstrate that the proposed algorithms have better echo cancellation performances compared with the echo cancellation algorithms proposed by Gordy. It detects more correctly in both double talk and echo path change, converges faster and achieves an average 15dB higher ERLE and 10dB lower misalignment during convergence.

**Key words:** acoustic echo cancellation (AEC); double talk detection (DTD); de correlation; linear predictive

### 1 引言

VoIP (Voice over Internet Protocol) 是指利用因特网实现语音和各种数据业务集成传输的一种新兴网络技术. 与传统电话相比, VoIP 电话具有通话成本低廉、占用带宽小、能提供各种多媒体服务等优点, 是当今计算机网络和通信领域研究的热点. 由于其基于分组交换技术, IP (Internet Protocol) 网络存在的数据丢包、延迟和抖动造成其服务质量 (Quality of Service, QoS) 得不到保证. 在 VoIP 电话中, 由于听筒扬声器播放出来的声音被话筒拾取后发回远端, 加上网络和数据处理等各种延迟的影响, 使得远端通话者能听到自己的回声, 严重影响了通话的质量. 因此, 控制和消除回声是 VoIP 电话的技术关键.

在 VoIP 电话中, 一般采用声学回声消除器来抵消通话过程中产生的回声, 以提高语音质量. 一个基本的回声消除器包含两部分: 自适应滤波器和双端通话检测器. 自适应滤波器通过自适应地模拟回声路径来消除回

声, 其性能决定着回声消除的效果. 在实际应用中, 自适应滤波器采用最多的是 NLMS 算法及其改进的各种算法, 原因是 NLMS 算法简洁, 复杂度低<sup>[1]</sup>. 但是, NLMS 算法具有一个致命的弱点, 就是当输入信号是象语音等相关性很强的信号时, 算法的收敛速度会显著降低, 从而影响回声消除的质量. 因此, 各种去相关的方法也相应提出<sup>[2-7]</sup>, 有效地提高了 NLMS 算法的收敛速度. Gordy<sup>[1]</sup> 提出了一种与线性预测语音编解码器相结合的去相关方法, 显著降低了传统去相关方法需要不断地计算和更新去相关滤波器系数所带来的额外计算量. 但是, 与 NLMS 算法一样, 它基于输入信号的瞬时能量来计算步长, 必然会带来稳态失调误差的随机波动, 从而会影响算法的性能<sup>[7-10]</sup>.

双端通话检测器通过判断近端语音的存在来控制自适应滤波器的系数更新, 以避免自适应滤波器在 Double-talk 情况时变得发散. 现有的 Double-talk 检测算法可分为三类: 基于能量的检测、基于相关性的检测和基于回声路径的检测. 基于能量的检测算法简单, 复杂

度低,但在低信噪比的情况下误判率高;基于相关性的检测判断较为准确,但其计算复杂度太高;基于回声路径的检测复杂度稍低,但其在回声路径改变时容易误判.其中回声路径冲激响应方差(Variance Impulse Response, VIRE)<sup>[11]</sup>检测算法具有较低的计算复杂度,并且通过遗忘因子的调节避免了对于回声路径改变时的敏感性.但由于其检测过程基于滤波器系数的波动,在自适应滤波器未收敛时,极容易发生误判.并且其检测阈值过小,实际中不易选取.

为了更好地解决上述问题,本文提出了一种归一化去相关的步长控制方法以及一种基于回声路径失配方差的双端通话检测方法,显著地提高了去相关 NLMS 算法的收敛速度并减小了稳态失调误差,有效地提高了检测性能,从而设计了一个与 VoIP 中广泛应用的线性预测语音编解码器相结合的声学回声消除器.

## 2 声学回声消除器

### 2.1 声学回声消除器结构

图1为本文设计的新声学回声消除器结构.解码器接受来自网络端的比特流,解码成远端参考信号 $x(n)$ . $x(n)$ 通过回声路径 $H$ 产生实际回声 $y(n)$ ,与近端语音 $v(n)$ 相叠加后成为近端期望信号 $d(n)$ .自适应滤波器不断地调整系数 $w(n)$ ,以产生估计回声路径 $\hat{H}(n)$ .将估计回声 $\hat{y}(n)$ 从近端信号 $d(n)$ 中减去,得到误差信号 $e(n)$ ,并发送至远端.同时,从解码的过程中可以直接提取短时激励信号 $u(n)$ 和用于对误差信号进行去相关的线性预测系数 $a_i(n)$ .短时激励信号 $u(n)$ 作为 $x(n)$ 的去相关信号, $e_f(n)$ 作为 $e(n)$ 的去相关信号,分别输入到自适应滤波器的 NLMS 控制和步长控制模块以及双端通话检测器中.步长控制模块自适应地控制步长因子, NLMS 控制器控制自适应滤波器的滤波过程.双端通话检测器通过判断 Double-talk 情况的存在,控制自适应滤波器系数和步长的更新.

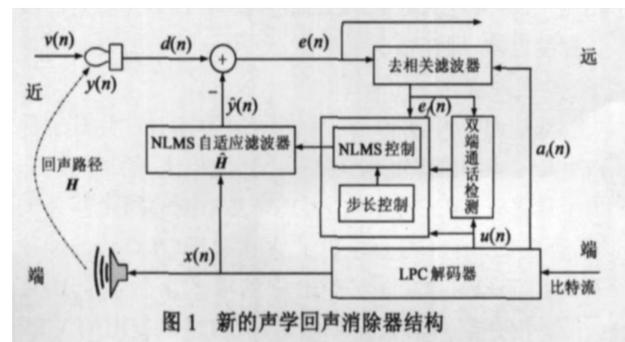


图1 新的声学回声消除器结构

### 2.2 自适应滤波算法及原理

线性预测编码(Linear Predictive Coding, LPC)是最基本的参数编码方式,并由此衍生出各种混合编码模型,是目前绝大部分中低速率编码器的基础. VoIP 中为了

以较低的比特率传输可接受质量的语音,一般采用基于 LPC 原理的语音编码器来满足此需求<sup>[1, 12]</sup>.

传统的去相关 NLMS 算法通常采用 FIR 滤波器对输入信号进行去相关预处理以减弱其相关性,但这种方法在每个采样点都需要不断地计算和更新去相关滤波器系数,去相关系数的计算和去相关预处理给自适应算法带来了巨大的计算量,因而降低了算法性能.

根据语音的线性预测原理, LPC 编码实际上是通过对话音之间的短时相关性和长时相关性进行去相关处理后,得到一组 LPC 系数的过程.因此,通过提取 LPC 编码器解码过程中所产生的 LPC 系数,可以用来对输入信号进行去相关处理,从而避免了传统去相关方法所带来的庞大计算量.

Gordy 据此提出了与 LPC 编解码器相结合的去相关 NLMS(FxNLMS)算法,算法可简要描述如下<sup>[11]</sup>:

$$\mathbf{H}(n+1) = \mathbf{H}(n) + \frac{\mu}{\beta + \mathbf{U}^T(n) \mathbf{U}(n)} e_f(n) \mathbf{U}(n) \quad (1)$$

其中,

$$\mathbf{U}(n) = [u(n), u(n-1), \dots, u(n-N+1)]^T \quad (2)$$

$$e_f(n) = e(n) - \sum_{i=1}^M a_i(n) e(n-i) \quad (3)$$

在式(1)中, $\mu$ 为控制失调的初始步长, $\beta$ 为避免 $\mathbf{U}^T(n) \mathbf{U}(n)$ 过小导致步长值太大而设置的参数.式(3)为对 $e(n)$ 进行去相关预处理, $M$ 为 LPC 合成滤波器阶数,也即去相关滤波器阶数.在 CELP(Code Excited Linear Prediction)编码器中,一般为 10.

与传统的 NLMS 算法相比, FxNLMS 算法的收敛速度有明显的提高,但其对步长因子 $\mu$ 的调节仍不太理想.与 NLMS 算法一样,它基于输入信号的瞬时能量来计算步长,以误差信号的瞬时值代替最陡梯度法中的期望值,必然会带来稳态失调误差的随机波动,影响自适应滤波器的稳定性<sup>[5, 13]</sup>.

因此,通过自适应地控制步长,可以增加 NLMS 算法的稳定性.然而最优步长的选取和输入信号向量的特征值密切相关,尤其是在时变的系统当中很难做到.

为了更好地解决这个问题,可采用梯度下降法<sup>[9, 10, 13]</sup>来控制步长,其原理是:步长的改变和均方误差的梯度成反比例,即:

$$\begin{aligned} \mu(n) &= \mu(n-1) - \frac{\rho}{2} \frac{\partial e^2(n)}{\partial \mu(n-1)} \\ &= \mu(n-1) + \rho e(n) e(n-1) \mathbf{X}(n-1) \mathbf{X}^T(n) \quad (4) \end{aligned}$$

其中, $\rho$ 为控制梯度的较小的正常数.令 $\Phi(n) = e(n) \mathbf{X}(n)$ ,可得

$$\mu(n) = \mu(n-1) + \rho \Phi(n-1) \Phi^T(n) \quad (5)$$

当步长过大时,算法变得不稳定;当步长过小时,其收敛速度变慢.为了使步长在一定范围内取值,可对

其设一上、下限值. 为避免近端语音存在时,  $e(n)$  变大而导致步长变化过快, 此时应停止步长更新.

然而, 可变步长算法的性能仍然受输入信号自相关性的影响, 为了获得更快的收敛速度和更低的失调误差, 可对(4)式中的输入信号  $X(n)$  及  $e(n)$  进行去相关及归一化处理, 可得:

$$J(n) = U(n) / \beta + U^T(n) U(n) \quad (6)$$

上式为对  $U(n)$  进行归一化处理, 令  $G(n) = e_f(n) \cdot J(n)$ , 代入式(5)可得

$$\mu(n) = \mu(n-1) + \rho G(n-1) G^T(n) \quad (7)$$

当  $\mu(n) > \mu_{\max}$  时,  $\mu(n) = \mu_{\max}$ ; 当  $\mu(n) < \mu_{\min}$  时,  $\mu(n) = \mu_{\min}$ .  $\mu_{\max}$  和  $\mu_{\min}$  为  $\mu$  的上下限值.

以  $G(n)$  及式(7)代入式(1), 可得新的可变步长、去相关的 NLMS 算法 (FvNLMS):

$$H(n+1) = H(n) + \mu(n) G(n) \quad (8)$$

### 2.3 双端通话检测算法及原理

回声路径失配即为实际回声路径冲激响应与估计回声路径冲激响应之间的差别, 回声路径失配方差的检测基于与 VIRE 算法相似的检测原理. VIRE 算法简单, 具有非常低的计算量. 但 VIRE 的检测过程基于自适应滤波器系数的波动, 在滤波器未收敛时, 容易发生误检, 从而使得自适应滤波器更加难以收敛, 导致检测错误的恶性循环; 并且其检测阈值太小, 通常在  $10^{-5}$  以下, 在实际中难以选取<sup>[11]</sup>.

仿真表明, 在自适应滤波器未收敛时, 失配系数的波动比滤波器系数的波动更能可靠地反映近端语音的存在对回声消除器性能的影响. 通常使用失配系数最大值的方差来判断近端语音的存在. 如果方差超过阈值, 便认为发生了 Double-talk. 令回声路径的失配  $\Delta h(n) = H - \hat{H}(n)$ , 检测过程如下:

$$Y(n) = \max[\Delta h(n)] \quad (9)$$

$$\bar{Y}(n) = \eta \bar{Y}(n-1) + (1-\eta) \cdot Y(n) \quad (10)$$

$$\xi(n) = \sigma_Y^2(n) = \eta \sigma_Y^2(n-1) + (1-\eta) \cdot [Y(n) - \bar{Y}(n)]^2 \quad (11)$$

其中, 遗忘因子  $\eta \in [0.9, 1)$ . 式(9)求  $\Delta h$  系数的最大值; 式(10)为求  $Y(n)$  的平均值, 式(11)为求  $Y(n)$  的方差.

误差信号可以表示为:

$$e(n) = \Delta h^T(n) X(n) + v(n) \quad (12)$$

求  $X(n)$  和  $e(n)$  之间的互相关系数向量

$$r_{xe} = E[X(n)e(n)] = E^L X(n) X^T(n) \Delta h + X(n)v(n) \\ = R_{XX} \Delta h \quad (13)$$

其中,  $R_{XX} = E[X(n)X^T(n)]$  为  $X(n)$  的自相关矩阵,  $v(n)$  与  $X(n)$  不相关.

由上式可得

$$\Delta h(n) = R_{XX}^{-1} r_{xe} \quad (14)$$

当近端语音  $v(n)$  不存在时,  $\xi(n) < T$ ; 当  $v(n)$  存在时,  $\xi(n) > T$ ,  $T$  为检测阈值. 由于  $\xi(n)$  的计算过程基于回声路径的失配  $\Delta h(n)$ , 而  $\Delta h(n)$  由互相关矢量  $r_{xe}$  和自相关矩阵  $R_{XX}$  计算而来, 回声路径的改变对  $r_{xe}$  和  $R_{XX}$  变化的作用时间很短, 并且影响很小. 仿真结果表明,  $\Delta h(n)$  对回声路径的改变不敏感.

自相关矩阵  $R_{XX}$  及其求逆过程的计算量太大, 实际应用中是不允许的. 当  $X(n)$  为白化(去相关)的信号时, 有  $R_{XX} = \sigma_x^2 I$ ,  $I$  为单位阵<sup>[12]</sup>,  $\sigma_x^2$  为  $X(n)$  的方差. 因此, 通过对  $X(n)$  和  $e(n)$  自适应地去相关, 可以显著降低  $R_{XX}^{-1}$  的计算量. 由上节可知,  $x_f(n) = u(n)$ ,  $e_f(n)$  由式(3)求得.

所以,

$$\Delta h = R_{XX}^{-1} r_{xe} = r_{x_f e_f} / \sigma_{x_f}^2 \quad (15)$$

由式(13)可知, 当  $v(n) = 0$  时,  $r_{x_f e_f}$  中的系数变化较小,  $Y(n)$  的变化较为平缓. 当  $v(n) \neq 0$  时,  $r_{x_f e_f}$  中的系数将剧烈振荡, 使得  $Y(n)$  迅速上升. 因此, 可通过计算在无双端通话时,  $\sigma_Y^2$  的期望值来获得一个近似的阈值  $T$ , 即:  $T = E^L \sigma_Y^2(n) | \mu(n) < \mu_{\max}$ , 这里假设当  $\mu(n) < \mu_{\max}$  时, 近端语音不存在.

对于互相关向量  $r_{x_f e_f}$ , 方差  $\sigma_{x_f}^2$  通常可用遗忘因子  $\lambda$  来估计,  $\lambda \in (0.9, 1)$ . 如下:

$$r_{x_f e_f}(n) = \lambda r_{x_f e_f}(n-1) + (1-\lambda) \cdot X_f(n) e_f(n) \quad (16)$$

$$\sigma_{x_f}^2(n) = \lambda \sigma_{x_f}^2(n-1) + (1-\lambda) \cdot x_f^2(n) \quad (17)$$

### 2.4 算法复杂度分析

新的回声消除算法利用与 LPC 声码器相结合的优点, 通过从解码过程中提取 LPC 系数和短时激励信号, 显著地降低了自适应算法和双端通话检测算法的计算量.

自适应算法部分: 与 Gordy 所提出的 FxNLMS 算法相比<sup>[1]</sup>, 本文提出的 FvNLMS 算法增加了自适应的步长控制模块; 即在每个采样点, 对步长因子的更新增加了  $3N$  次乘法.

双端通话检测部分: 与文[12]中 Gordy 所提出的 FxNCR(去相关的归一化互相关)算法相比, 当采用遗忘因子计算时, 本文提出的 FxEPM(去相关的回声路径失配)算法在每个采样点减少了  $N$  次乘法. 在算法的硬件实现上, FxEPM 避免了 FxNCR 中的求平方根运算, 而且所需的内存空间也大为降低. 与文[11]中提出的 VIRE 算法相比, FxEPM 算法增加了互相关向量的计算过程, 即在每个采样点, 计算量增加了  $N$  次乘法.

若将 FxNLMS 算法与 FxNCR 算法结合起来, 组合成一个完整的回声消除器 (FxNLMS FxNCR), 则本文提出

的回声消除器(FxVsNLMS-FxEPM)在结构上减少了一个去相关滤波器,在运算量上还减少了在每个采样点都需要对期望信号 $d(n)$ 去相关及求其方差的过程。

### 3 仿真结果及分析

#### 3.1 仿真方法

在仿真的过程中,我们结合 ITU-T G. 729 标准<sup>[15]</sup>来实现该算法,并且修改了 G. 729 参考代码以提取短激励信号 $u(n)$ 和 LPC 合成滤波器系数 $a_i(n)$ 。回声路径的冲激响应长度为 $N = 800$ ;步长初值 $\mu = 0.025$ ;阈值 $T = 0.28$ 。各因子 $\rho = 0.01$ ,  $\alpha = 0.01$ ,  $\eta = 0.999$ 。衡量算法性能的参数如下<sup>[11]</sup>。

(1) 回声返回损耗增益值 ERLE(Echo Return Loss Enhancement),反映的是原回声信号与剩余回声残差的比值,也即回声抵消量。ERLE 值越高,表明回声消除性能越好。

$$\text{erlen}(n) = 10 \lg \{ |E| y^2(n) / |E| r^2(n) \} \quad (18)$$

(2) 失调(Misalignment),也称为系统距离(System Distance),反映的是回声消除器中自适应 FIR 滤波器的冲激响应 $H(n)$ 对真实回声路径 $H$ 的逼近程度。失调值 DIST 越低,表明自适应滤波器收敛性能越好。

$$\text{dist}(n) = 10 \lg \{ \|H(n) - H\|^2 / \|H\|^2 \} \quad (19)$$

#### 3.2 仿真结果

仿真所用的语音样本为 Matlab 7.1 中所带的采样率 $f_s = 8000$ ,单声道 16 位的标准语音样本(时长 32s),背景噪声为-60dB 的高斯白噪声,如图 3 所示。图 2 为仿真过程中所用的回声路径冲激响应 $H_1, H_2$ 。算法性能的仿真对比如下:本文所提出的 FxVsNLMS-FxEPM 算法, Gordy 提出的 FxNLMS-FxNCR 算法,以及普通 NLMS-Geigel 算法<sup>[11]</sup>。VIRE 算法因其检测阈值过小,在实际中难以实施<sup>[11]</sup>,故本文没有采用。

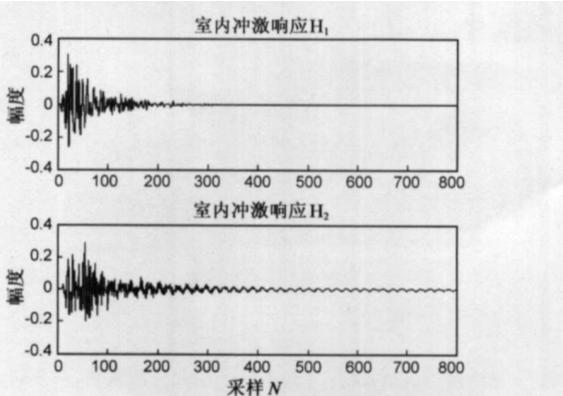


图 2 回声路径冲激响应

图 3 为在 Double-talk 和回声路径改变情况下,各 Double-talk 算法检测的对比图。其中,‘1’表示有 Double-talk 发生,‘0’表示无。在第 16 秒时,回声路由 $H_1$ 变为 $H_2$ ,从图中可以看出,本文所提出的 Double-talk 算法

FxEPM 检测准确,且对回声路径改变不敏感;而 FxNCR 和 Geigel 算法均有较严重的误报和漏报情况发生。

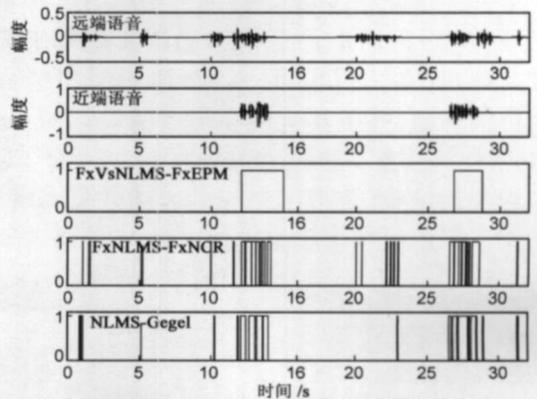


图 3 Double-talk 检测对比图

图 4(a) 为无 Double-talk 发生时,针对回声路径 $H_1$ 仿真所得到的 ERLE 值与失调值对比图。从图中可以看出,本文所提出的 FxVsNLMS 算法在 ERLE 值与失调值方面远优于普通 NLMS 算法以及 FxNLMS 算法。

图 4(b) 为与图 3 相对应的 ERLE 值与失调值对比图,仿真中考虑了 Double-talk 检测的响应时间问题<sup>[12]</sup>。从图中可以看出,本文所提出的回声消除算法 FxVsNLMS-FxEPM 远优于以上两种算法,而 FxNLMS-FxNCR 算法则由于在 Double-talk 时的漏检,而趋于发散,性能差于普通 NLMS-Geigel 算法。

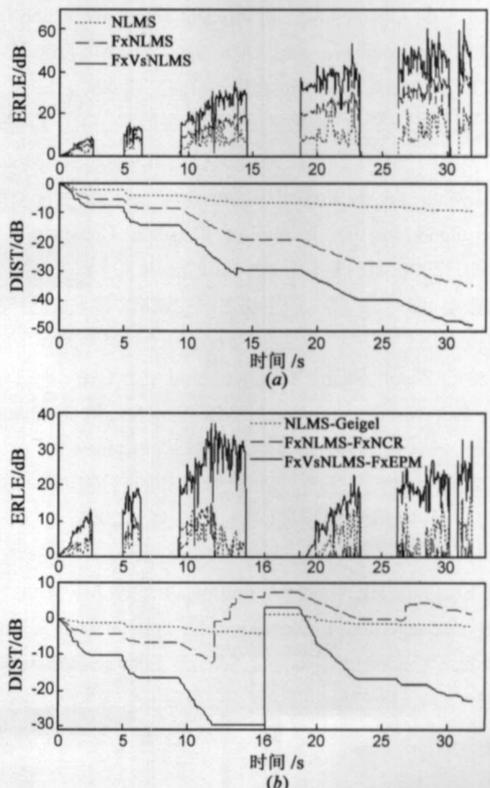


图 4 ERLE 值与失调值对比图

## 4 结论

声学回声消除在 VoIP 语音通信中起着非常重要的作用。针对 VoIP 网络的语音编解码器普遍基于线性预测原理的特点, 本文提出了一种与声码器相结合的新声学回声消除器, 并将其应用在笔者所设计的 Linux 下的 VoIP 软件终端里。在一个开放的语音环境下, 对其进行了双端通话试验, 获得了理想的通话效果。该回声消除器适用于采用线性预测编码技术的 VoIP 语音通信和移动通信终端, 具有较广的应用前景。

### 参考文献:

- [1] Gordy J D, Goubran R A. A combined LPC-based speech coder and filtered X LMS algorithm for acoustic echo cancellation [A]. Proc ICASSP' 04[C]. Montreal: IEEE Press, 2004. 125-128.
- [2] Frenzel R, Hennecks M E. Using prewhitening and stepsize control to improve the performance of the LMS algorithm for acoustic echo compensation[A]. IEEE International Symposium on Circuits and Systems[C]. San Diego: IEEE Press, 1992. 1930-1932.
- [3] Mboup M, Bonnet M, et al. LMS coupled adaptive prediction and system identification: a statistical model and transient mean analysis[J]. IEEE Trans on Signal Processing, 1994, 42(10): 2607-2614.
- [4] Wan E A. Adjoint LMS: an efficient alternative to the filtered X LMS and multiple error LMS algorithm[A]. Proc ICASSP' 96[C]. Atlanta: IEEE Press, 1996. 1813-1846.
- [5] 雷鸣, 唐昆, 等. 一种改进的声回声抵消算法[J]. 清华大学学报(自然科学版), 2001, 41(1): 37-40.  
LEI Ming, TANG Kun, et al. Improved acoustic echo cancellation algorithm [J]. Journal of Tsinghua University (Sci & Tech), 2001, 41(1): 37-40. (in Chinese)
- [6] 王振力, 张雄伟, 等. 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.  
WANG Zhenli, Zhang Xiongwei, et al. Adaptive echo cancellation based on decorrelation NLMS algorithm[J]. Journal of Applied Sciences, 2006, 24(1): 21-24. (in Chinese)
- [7] 李康辉, 何培宇. 一种变步长解相关的自适应声回波对消算法[J]. 四川大学学报(自然科学版), 2003, 40(3): 471-474.  
LI Kanghui, HE Peiyu. A decorrelating NLMS with variable step size algorithm for acoustic echo cancellation[J]. Journal of Sichuan University (Natural Science Edition), 2003, 40(3): 471-474. (in Chinese)
- [8] 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.

GAO Yin, XIE Shengli. A variable step size LMS adaptive filtering algorithm and its analysis[J]. Acta Electronica Sinica, 2001, 29(8): 1094-1097. (in Chinese)

- [9] Mathews V J, Xie Z. A stochastic gradient adaptive filter with gradient adaptive step size[J]. IEEE Trans on Signal Processing, 1993, 41(6): 2075-2087.
- [10] Kushner H J, Yang J. Analysis of adaptive step size SA algorithms for parameter tracking[J]. IEEE Trans on Automatic Control, 1995, 40(8): 1403-1410.
- [11] Ahgren Per. On system identification and acoustic echo cancellation[D]. Sweden: Uppsala University, 2004.
- [12] Gordy J D, Goubran R A. A low-complexity doubletalk detector for acoustic echo cancellers in packet based telephony [A]. IEEE Workshop on Applications of Signal Processing to Audio and Acoustics[C]. New Paltz: IEEE Press, 2005. 74-77.
- [13] Huston Michael. Acoustic echo cancellation using digital signal processing[D]. St Lucia: University of Queensland, 2003.
- [14] Benesty J, Morgan D R, et al. A new class of doubletalk detectors based on cross correlation[J]. IEEE Trans on Speech and Audio Processing, 2000, 8(2): 168-171.
- [15] ITU-T Recommendation of G729, Coding of Speech at 8 kb/s Using Conjugate Structure Algebraic Code Excited Linear Prediction (CS-ACELP)[S].

### 作者简介:



李 挥 男, 1964 年 2 月出生于广东省潮州市。现为北京大学深圳研究生院信息工程学院副教授, 硕士生导师。主要研究方向: 通信系统及芯片设计、宽带交换。在国内外发表学术论文 30 余篇。E-mail: huilihuge@yahoo.com.cn



林茫茫 男, 1982 年 4 月出生于湖南省岳阳市, 硕士研究生。研究方向: VoIP 技术及应用。E-mail: vastlin@163.com

胡海军 男, 1979 年 4 月出生于湖北省浠水县, 硕士研究生。研究方向: 信号处理与芯片设计。

田 欢 男, 1981 年 6 月出生于湖南省益阳市, 硕士研究生。研究方向: 嵌入式软件开发与 VoIP 应用。