

应用于助听器的带限 NLMS 反馈抑制算法及硬件实现

吴兆胜, 黑 勇, 袁 甲, 于增辉, 陈黎明, 乔树山

(中国科学院 微电子研究所, 北京 100029)

摘 要: 文中提出了一种应用于数字助听器的基于前置高通滤波的带限 NLMS (Band-limited Normalized Least-Mean-Square) 自适应反馈抑制算法. 与传统 NLMS 算法相比, 该算法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. 仿真结果表明, 在降低系统失准系数 (WEVN), 提高收敛稳定性和提升反馈信号抑制比 (SFR) 等方面都有显著改善. 此外, 文中给出了该算法的硬件实现架构. 在系统 1MHz 工作频率条件下, 该模块后仿功耗仅为 $127\mu\text{W}$.

关键词: 自适应反馈抑制; 带限 NLMS 算法; 助听器

中图分类号: TN64

文献标识码: A

文章编号: 1000-7180(2011)03-0157-04

Algorithm Research and Hardware Realization of Band-limited NLMS for Hearing Aid

WU Zhao-sheng, HEI Yong, YUAN Jia, YU Zeng-hui,

CHEN Li-ming, QIAO Shu-shan

(Institute of Microelectronics of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100029, China)

Abstract: A new band-limited Normalized Least-Mean-Square adaptive feedback suppression algorithm based on high-pass pre-filtering for hearing aid applications has been developed. Compared with the traditional wideband NLMS algorithm, the proposed algorithm provides higher efficiency by filtering out the unwanted frequency bands where the oscillation frequencies are not located. There are significant improvements of WEVN reduction, convergence stability and SFR through simulations. The details of hardware design of the algorithm have also been analyzed. The post-simulation power dissipation is only $127\mu\text{W}$ with a system clock frequency of 1MHz.

Key words: adaptive feedback suppression; band-limited NLMS algorithm; hearing aid

1 引言

数字助听器广泛应用于听力受损人群, 以提高他们的语音听觉灵敏度. 但是, 在实际的助听器放大系统中 (如图 1 所示), 语音放大电路和外界环境中的反馈路径同时存在于语音处理系统. 麦克风采集外界语音信号进入助听器内部经过数字 DSP 放大, 由扬声器输出后经传播又再次从麦克风进入系统, 经过反复放大可能导致输出信号发生自激振荡 (即“啸叫”). 外界反馈路径的存在, 限制了助听器最大稳定增益.

自激振荡通常发生在系统相移为 2π 的整数倍

且增益大于 1 的频点处, 这些频点称为自激振荡频率点. 目前抑制自激振荡最有效的方法是自适应反馈抑制, 主要思想是估计外界反馈路径产生的声反馈信号, 然后将其在输入信号中减去.

基于助听器低功耗和低运算复杂度的要求, 目前实际助听器中最常用的反馈抑制算法是最小均方误差 (LMS) 算法^[1] 及其归一化 (NLMS) 算法^[2]. 但是这类算法在处理相关性很强的语音信号时, 反馈抑制的性能和稳定性较差. 因此, 文中对传统 NLMS 算法进行改进, 提出一种基于前置高通滤波的带限 NLMS 自适应滤波算法. 该算法通过前置高通滤波器滤除模块输入信号中非必要的频率成分,

降低其对反馈抑制效果的影响,从而提高收敛速度和减少算法失调。

2 传统 NLMS 算法和带限 NLMS 滤波算法比较

2.1 传统 NLMS 算法描述

如图 1 所示,实际的助听器系统主要由麦克风, A/D, 数字信号处理部分(DSP), D/A 和扬声器等组成。 $s(n)$ 为外界信号(一般为语音信号), $u(n)$ 为输出信号, $v(n)$ 为输出 $u(n)$ 经外界反馈回路回到输入端的泄漏信号, $v(n) + s(n)$ 构成助听器的实际输入信号。在 DSP 内部, $y(n)$ 为反馈抑制模块的输出, $e(n) = v(n) + s(n) - y(n)$ 构成前向通路的输入信号。因此,自适应反馈抑制的关键在于估计信号 $y(n)$ 能否及时有效地跟踪外界声反馈信号 $v(n)$ 。

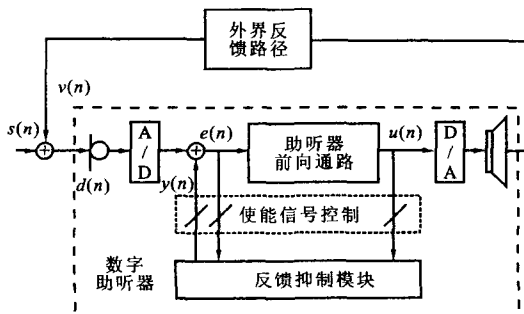


图 1 数字助听器系统框图

图 2(a) 为传统 NLMS 反馈抑制算法结构框图。 Δ 为可调样点延时,用于跟踪外界反馈路径冲激响应的变化;助听器输出 $u(n)$ 的延时信号 $x(n) = u(n - \Delta)$ 和差值信号 $e(n)$ 共同控制自适应滤波器系数 $\vec{W}(n+1)$ 的变化,然后通过 $\vec{W}(n+1)$ 对 $x(n+1)$ 进行滤波操作实现对外界反馈路径的模拟跟踪。

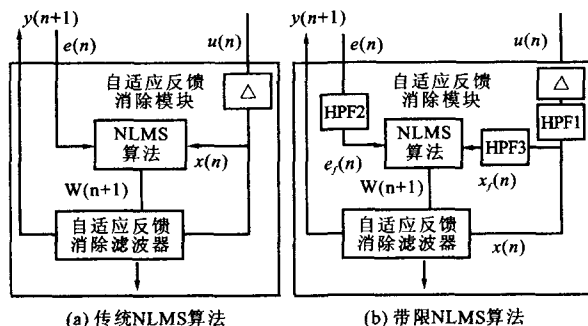


图 2 两种算法比较

2.2 带限 NLMS 算法提出和性能分析

传统 NLMS 反馈抑制算法以外部声源 $s(n)$ 作为反馈回路估计的干扰信号,采用归一化最小均方误差函数作为成本函数进行处理。由于 $s(n)$ 不是白

信号,在反馈回路估计中会引入较大的偏差,影响反馈抑制的效果。

需要注意的是,反馈抑制的目的是为了抑制助听器中可能发生的自激振荡,因此滤波器只需准确的预测可能发生振荡的频率点附近的反馈路径特性,进行抑制。根据 Nyquist 准则,自激振荡只可能会发生在满足条件的一定数量频率点附近。对于助听器,自激振荡主要会发生在较高增益的频率区域。对于普通听力残障病人而言,听力损失主要在高频部分,他们所配戴的助听器可能的自激振荡点主要在高频部分,一般在 2.2kHz 以上^[3]。

对于语音信号,其能量主要集中在低频部分^[3]。传统的自适应反馈抑制方法作用于整个语音频域,不可避免带来输入信号低频部分的噪音。基于此,文中提出一种带限的 NLMS 算法,其主要思想:将反馈抑制模块输入信号 $(u(n), e(n))$ 中不可能发生啸叫的低频部分在输入端滤除,然后进行 NLMS 自适应调整。由于带限信号 $(u_f(n), e_f(n))$ 的能量小于原始信号,因此自适应模块能够更好的跟踪自激振荡频率点的变化,提高收敛速度。同时,由于误差信号的能量减小,该算法带来的失调也显著小于传统算法。下面给出算法的详细描述。

如图 2(b) 所示,自适应滤波器长度为 N ;

自适应步长为控制步长: $\mu_f(n)$;

N 阶系数向量:

$$\vec{W}(n) = [w_0(n), w_1(n), \dots, w_{N-1}(n)]^T;$$

N 阶系数调整输入基准信号向量:

$$\vec{X}_f(n) = [x_f(n), x_f(n-1), \dots, x_f(n-N+1)]^T;$$

N 阶滤波器输入信号向量:

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

参考误差信号: $e_f(n)$ 。其中, $x(n)$ 、 $e_f(n)$ 、 $x_f(n)$ 是滤波器 HPF1、HPF2、HPF3 的输出结果。

该算法实现过程如下:

① 初始化向量 $\vec{W}(n)$, $\vec{X}_f(n)$ 和 $\vec{X}(n)$;

② 每一个采样周期接收一对新的输入采样值 $\{u(n), d(n)\}$, 得到

$$x(n) = \text{HPF1}(u(n - \Delta)) \quad (1)$$

$$x_f(n) = \text{HPF3}(x(n)) \quad (2)$$

分别在向量 $\vec{X}(n)$ 和 $\vec{X}_f(n)$ 中移动 $x(n)$

和 $x_f(n)$;

③ 计算自适应滤波器的输出信号 $y(n)$:

$$y(n) = \vec{W}(n)^T * \vec{X}(n) \quad (3)$$

④ 计算误差信号:

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (4)$$

$$e_f(n) = \text{HPF2}(e(n)) \quad (5)$$

⑤ 计算能量估计值 $p_f(n)$:

$$p_f(n) = (1 - \lambda)p_f(n-1) + x_f^2(n) + e_f^2(n) \quad (6)$$

通过能量估计值,计算归一化步长 $\mu_f(n)$:

$$\mu_f(n) = \begin{cases} \frac{C}{N\lambda p_f(n)}, & \text{如果 } p_f(n) \geq \partial \\ \frac{C}{N\lambda \partial}, & \text{如果 } p_f(n) < \partial \end{cases} \quad (7)$$

⑥ 更新自适应滤波器系数:

$$\vec{W}(n+1) = \vec{W}(n) + \mu_f(n)e_f(n)\vec{X}_f(n) \quad (8)$$

接下来重复步骤 ②。

在这里,HPF() 为对信号的高通滤波操作;(1- λ) 为遗忘因子,C 为自适应变化步长控制常数, ∂ 是为防止 $p_f(n)$ 分母过小导致 $\mu_f(n)$ 发散而设置的保护性小数值常数。

从式(6)、(7) 看出,文中提出的带限 NLMS 算法步长 $\mu_f(n)$ 是由 $(u_f(n), e_f(n))$ 的能量和决定,而传统 NLMS 算法步长取决于 $(u(n), e(n))$ 的能量和。在相同参数条件下,传统 NLMS 算法的步长被信号低频部分的能量限制而明显小于文中算法的步长,从而限制收敛速度。

3 仿真结果对比

文中对传统 NLMS 和带限 NLMS 两种反馈抑制算法进行性能的仿真比较。助听器主体模型采用多通道分离和在每个通道上进行音量自适应增益控制,反馈抑制模块自适应滤波器长度为 64。实验中使用长度为 64 的 FIR 滤波器模拟 ITE 助听器的典型反馈路径^[4]。图 3 为其冲激响应。

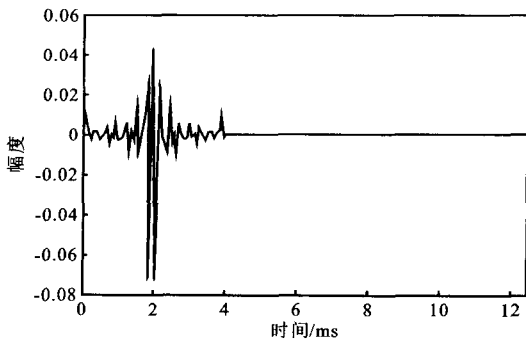


图3 反馈路径的冲激响应

实验输入语音为实际环境中录制的采样率为 16kHz 带噪声语音,图 4 为原始输入语音和各种条件下输出语音时域上的对比。

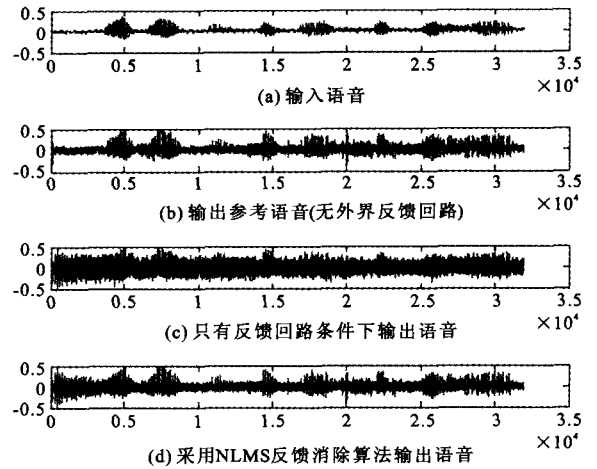


图4 语音波形时域对比

文中对两种反馈抑制算法进行三项性能指标评价:第一项是滤波器失准系数(Weight Error Vector Norm, WEVN),其定义为:

$$\text{WEVN} = 10 \times \log_{10} \left\{ \frac{\|\vec{W}(n) - \vec{f}\|^2}{\|\vec{f}\|^2} \right\} \quad (9)$$

其中, $\vec{f}$ 和 $\vec{W}(n)$ 分别为实际反馈路径和估计路径的系数向量。该项指标反映了系统的失调程度。当助听器系统输入前 32000 样点为图 5 输入语音片断,后 16000 样点为静音时,仿真对比如图 5 所示。

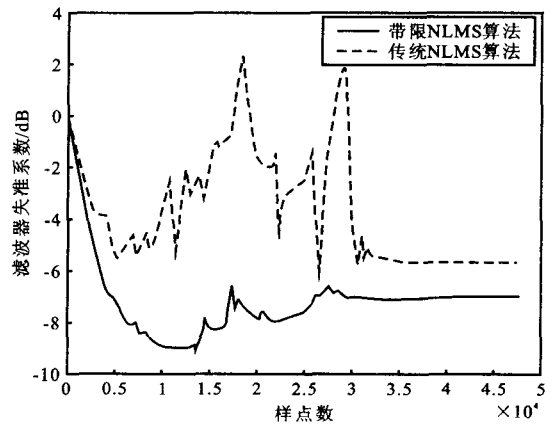


图5 系统失准系数

仿真结果显示,无论外界为语音输入还是静音环境下,带限 NLMS 算法都要比传统 NLMS 算法取得更稳定的收敛性能和更小的失准系数。对于语音输入,带限算法比传统算法的系统失准系数平均降低 6dB;对于静音输入,平均降低 2dB。而且,在语音输入条件下,带限算法的系统失准系数变化要比传统算法稳定得多,具有较好的鲁棒性。

第二项指标是反馈抑制系统工作条件下,助听器 DSP 前向通路输入信号 $e(n)$ 与理想输入信号 $s(n)$ 差值的平均功率谱密度(Power Spectral Density)

ty, PSD) 比较. 该指标反映不同反馈抑制算法对输入信号不同频率成分的影响.

从图 6 比较可以看到, 传统 NLMS 算法在低频部分引入的差值 PSD 比带限算法高出 10~25dB; 在中高频段二者的差值 PSD 相当. 这说明, 带限算法对语音信号低频部分的保护要远好于传统算法.

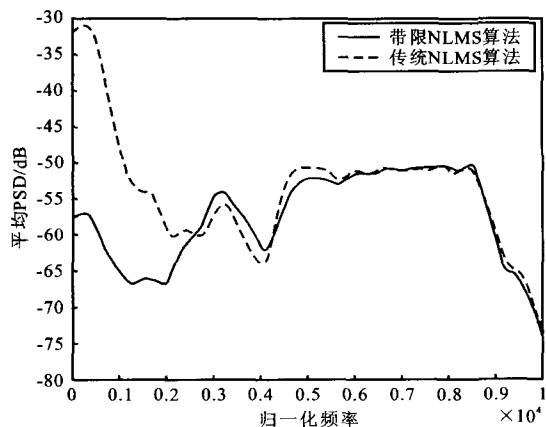


图 6 差值信号平均 PSD 比较

第三项指标是反馈信号抑制比 (Signal-to-Feedback-Ratio, SFR), 计算公式为:

$$\text{SFR} = 10 \times \log_{10} \left(\frac{\sum_{n=1}^{\text{Len}} s(n)^2}{\sum_{n=1}^{\text{Len}} (e(n) - s(n))^2} \right) \quad (10)$$

该指标反映反馈抑制算法对反馈信号的抑制程度.

本次实验取 2s 音频片断, Len=32000. 通过计算, 传统 NLMS 算法 SFR=10.2831; 而文中提出的带限 NLMS 算法 SFR=21.56563, 提升了 11 个 dB. 该算法在抑制反馈信号方面好于传统算法.

4 带限 NLMS 算法的硬件架构

文中提出的带限 NLMS 算法, 性能较传统算法

有很大提高; 但是, 算法中存在大量的乘除运算, 直接实现占用硬件资源和功耗都很大, 因此需要对算法化简, 使之更适合硬件实现.

(1) 所有常数都置为 2 的 n 次幂, 将系数乘除法转化为加减法运算; 滤波器长度取 $N = 2F$; 遗忘因子 $(1 - \lambda) = 1 - 2^{(-J)}$, J 一般取 4~7; 步长变化速度控制常数 $C = 2^{(-K)}$, K 一般取 6~10; 保护性小数数值 $\vartheta = 2^{(-P)}$, P 值视实际情况取.

(2) 对变量操作进行简化, 这里引入两个运算符: $QM(\log_2 x)$, 其意义为: 对于定点化数 x , 查找其最高非零位, 记下所在位置; $SIGN(x)$: 当 x 最高位为 0, 结果为 x ; 否则, 取 x 的补码. 下面对算法中表达式进行化简:

式(6)中误差信号 $e_f[n]$ 相对于输入基准信号 $x_f[n]$ 很小, 简化为

$$e_f^2[n] \approx \text{SIGN}(e_f[n]) \cdot 2^{(QM(\log_2 |e_f[n]|))} \quad (11)$$

式(7)有:

$$p_f(n) \approx 2^{(QM(\log_2(p_f(n))))} \quad (12)$$

式(8)有:

$$\mu_f(n) e_f(n) \vec{X}_f(n) \approx \text{SIGN}(e_f(n)) \cdot 2^{(QM(\log_2(|e_f(n)|)))} \mu_f(n) \vec{X}_f(n) \quad (13)$$

不考虑常数与变量的乘除运算, 对于带限 NLMS 算法系数自适应调整式(7)~(9), 通过简化表达式, 每进入一个采样点的运算量(不考虑原算法中加减运算)由原算法中的 $(2 + 2N)$ 次乘运算和 1 次除运算降为 1 次乘法运算和一些查找最高非零位及加减运算. 图 7 给出整个算法实现的硬件结构框图.

文中提出的带限 NLMS 反馈抑制模块作为助听器系统芯片的一部分, 目前已经在 smic 130nm 工艺下流片. 在系统工作频率为 1MHz 条件下, 该模块后仿功耗仅为 127 μ W.

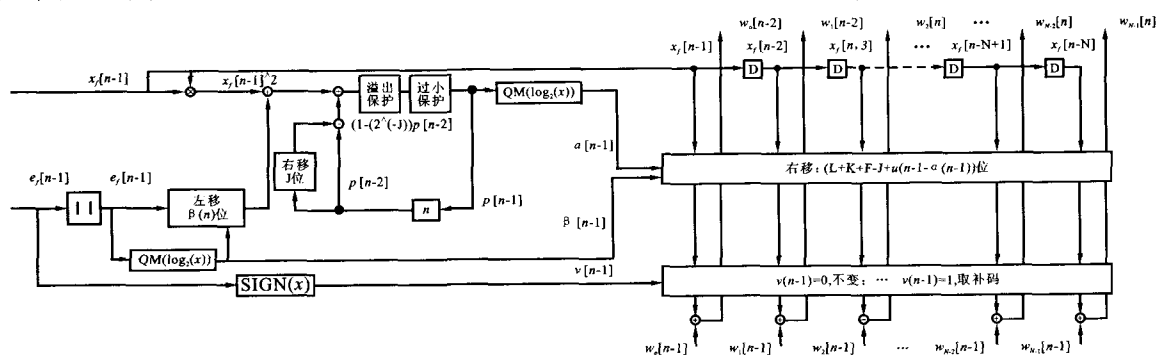
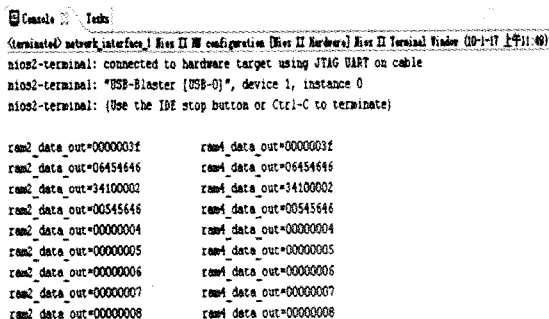


图 7 带限 NLMS 算法硬件实现架构框图

储 32 位数据信息。

软件设计部分:通过在 Nios II IDE 上编写软件程序,实现对各个存储器读写使能及读写地址的配置。最终的测试结果见图 8。从测试结果可以看出,文中设计的网络适配器能够将不同工作频率的 IP 核所要发送的数据正确的适配到 300MHz 时钟频率的 NoC 网络中,同时正确的接收来自网络中的数据,将其解包后发送给 IP 核。



```

(terminated) network interface, Nios II HW configuration (Nios II Terminal Window (00-1-17 上午11:46))
nios2-terminal: connected to hardware target using JTAG UART on cable
nios2-terminal: "USB-Blaetter (USB-0)", device 1, instance 0
nios2-terminal: (Use the IDE stop button or Ctrl-C to terminate)

ram2_data_out=0000003f      ram4_data_out=0000003f
ram2_data_out=06454646      ram4_data_out=06454646
ram2_data_out=34100002      ram4_data_out=34100002
ram2_data_out=00545646      ram4_data_out=00545646
ram2_data_out=00000004      ram4_data_out=00000004
ram2_data_out=00000005      ram4_data_out=00000005
ram2_data_out=00000006      ram4_data_out=00000006
ram2_data_out=00000007      ram4_data_out=00000007
ram2_data_out=00000008      ram4_data_out=00000008
  
```

图 8 Nios II IDE 测试结果

5 结束语

文中针对片上互连网络设计了一种通用的网络适配器,该网络适配器能够同步 NoC 网络与 IP 核之间的时序,将 IP 核所要发送的数据按照 NoC 网络中包格式的要求进行打包,并将其适配到网络中。此外,对所发送数据包的长度没有任何限制。最后,所设计的电路在 Altera 的 stratixIII 系列 FPGA 板上得到了验证。验证结果表明:在 300MHz 的时钟

频率下,此网络适配器能够完成正常的打包,发包过程,以及同步不同时钟网络的功能。

参考文献:

- [1] Salminen E, Kulmala A, HML Inen T D Survey of network-on-chip proposals [J]. White Paper, OCP-IP, 2008(3): 1-12.
- [2] Ascia G, Catania V, Palesi M. Multi-objective mapping for mesh-based NoC architectures[C]// Proceedings of international conference on Hardware software Codesign and System Synthesis New York, USA: IEEE, 2004: 182-187.
- [3] 丁帅, 吴宁, 葛芬, 等. 片上网络路由单元的系统级建模研究[J]. 微电子学与计算机, 2009, 26(1): 93-96.
- [4] Bjerregaard T, Mahadevan S. A survey of research and practices of network-on-chip[J]. ACM Computing Surveys (CSUR). 2006, 38(1): 1.
- [5] 姚放吾. 微机接口技术[J]. 南昌航空工业学院学报: 社会科学版. 2001, 3(004): 71-73.
- [6] 胡向峰, 王黎明. 基于 SOPC 技术的高速数据采集系统的设计[J]. 微电子学与计算机, 2009, 26(6): 62-65.

作者简介:

山蕊女, (1986-), 硕士研究生. 研究方向为 VLSI 系统与计算机辅助设计.

蒋林男, (1970-), 教授, 硕士生导师. 研究方向为 VLSI 系统与计算机辅助设计.

李平男, (1987-), 硕士研究生. 研究方向为 VLSI 系统与计算机辅助设计.

(上接第 160 页)

5 结束语

文中针对传统 NLMS 反馈抑制算法在语音处理方面性能较差的问题, 提出了一种应用于助听器的带限 NLMS 算法。通过仿真, 该算法在降低系统失准系数、提高收敛稳定性和提升反馈信号抑制比等方面都有显著改善; 同时对该算法进行硬件实现上的简化, 显著降低了算法运算量和硬件资源消耗。

参考文献:

- [1] MartinezLeira A, Vican-Bueno R, GilPita R, et al. Acoustic feedback reduction based on FIR and IIR adaptive filters in ITE digital hearing aids[J]. ICALIP, 2008: 1442-1448.
- [2] Chankawee A, Tangsangiumvisai N. On the improvement of acoustic feedback cancellation in hearing aid

devices [C]// The 47th IEEE International Midwest Symposium on Circuits and Systems. Hiroshima Japan: IEEE, 2004: 17-20.

- [3] Chi H F, Gao S X, Soli S D, et al. Band-limited feedback cancellation with a modified filtered-X LMS algorithm for hearing aids [J]. Speech Communication, 2003, 39: 147-161.

- [4] Vican Bueno R, Martinez Leira A, Gil Pita R, et al. Modified LMS-based feedback-reduction subsystems in digital hearing aids based on WOLA filter bank [J]. IEEE Instrumentation and Measurement, 2009, 58(9): 3177-3190.

作者简介:

吴兆胜男, (1986-), 硕士研究生. 研究方向为低功耗数字助听器算法和芯片设计.

黑勇男, (1974-), 研究员. 研究方向为可重构数字信号处理器、低功耗数字基带芯片.