

## 改进的 Haar 子带变换双滤波器自适应算法

文昊翔, 洪远泉, 罗 欢

(韶关学院智能工程学院, 韶关, 512000)

**摘要:** 为提高双滤波器结构(Dual filter structure, DFS)一级滤波器  $W_1(k)$  的收敛速度, 本文提出一种改进的 Haar 子带变换(Partial Haar transform, PHT)算法。新算法先对  $W_1(k)$  的输入信号进行 PHT 变换以压缩滤波器长度; 然后通过优化收敛步长使后验误差最小化以提高收敛速度; 最后通过分时保存、维护算法的归一化因子以降低算法计算复杂度。通过提高  $W_1(k)$  的收敛速度, 新算法可以更少的迭代次数获得稳定的延时估计, 从而提高 DFS 的整体收敛速度。以回声消除为应用背景对新算法进行实验仿真, 实验结果表明新算法性能显著优于其他传统的自适应算法。

**关键词:** 稀疏系统辨识; 双滤波器结构; 自适应算法; Haar 变换; 延时估计

中图分类号: TN929.5

文献标志码: A

### An Improved Partial Haar Dual Filter Adaptive Algorithm

WEN Haoxiang, HONG Yuanquan, LUO Huan

(College of Intelligent Engineering, Shaoguan University, Shaoguan, 512000, China)

**Abstract:** An improved partial Haar transform (PHT) algorithm is proposed in this paper to improve the convergence of the first filter  $W_1(k)$  in the dual filter structure (DFS). In the new algorithm, the  $W_1(k)$  adapts using a PHT version of the input signal to decrease its length. The convergence of  $W_1(k)$  is further improved by optimizing the step size to minimize the a posteriori error. Finally, the normalized factor of the algorithm is calculated and maintained piecewisely to save computation. By increasing the convergence of the  $W_1(k)$ , the proposed algorithm requires less adaptations to achieve a delay estimation of the adaptive system, and the overall convergence of the DFS is eventually improved with the proposed algorithm. The simulation results in the context of echo cancellation indicate that compared with other traditional adaptive algorithms, the proposed algorithm is found to be more efficient in sparse system identification.

**Key words:** sparse system identification; dual filter structure; adaptive algorithm; Haar transform; delay estimate

### 引 言

自适应算法<sup>[1-2]</sup>在系统辨识领域有广泛应用。而在某些系统辨识应用(如回声消除、有源噪声控制), 因系统延时不确定, 导致目标系统的冲激响应(Impulse response, IR)序列通常具有稀疏性<sup>[3]</sup>。即序列虽然包含大量系数, 但其中大部分系数为零值系数或极小值以模拟延时; 真正产生能量的大幅值系数在

时域聚集,且数量只占系数总量极小一部分。

传统的最小均方(Least mean square, LMS)算法与归一化 LMS(Normalized LMS, NLMS)算法不考虑目标系统的稀疏性,用一个长的滤波器辨识 IR 序列。过长的滤波器导致自适应系统收敛速度下降,计算复杂度增加<sup>[4]</sup>。

利用稀疏性可有效解决或部分缓解滤波器过长导致的各种缺陷<sup>[5]</sup>。双滤波器结构(Dual filter structure, DFS)<sup>[6-7]</sup>是其中一种有效的解决方案。它用一级滤波器  $W_1(k)$  以低分辨率辨识目标系统以定位活跃系数位置;然后一个短的二级滤波器  $W_2(k)$  在时域覆盖所有活跃系数,并精确辨识活跃系数。 $W_2(k)$  通过排除大量非活跃系数参与自适应算法以降低滤波器长度。

目前对 DFS 的研究主要针对  $W_1(k)$ ,需解决的问题是:在不降低定位精度的条件下,如何降低  $W_1(k)$  的长度与计算复杂度。传统的解决办法是对  $W_1(k)$  的输入信号进行降采样以降低  $W_1(k)$  长度<sup>[8]</sup>。但降采样将导致信号频谱混叠,高频分量丢失,不利于  $W_1(k)$  定位活跃系数。

传统的 DCT、FFT 变换等将频域局部化而时域信息完全丢失,因此无法应用于时域定位。小波变换<sup>[9]</sup>可以同时兼顾信号的时频特性。Haar 小波作为最基本的小波,具有支撑区间不重叠,计算复杂度低等优良特性。通过求取 Haar 小波与输入信号的内积,可以同时提取信号的时、频信息。Haar 变换为延时估计、自适应辨识稀疏系统提供了新思路<sup>[10]</sup>。

针对回声消除应用,Ho 等<sup>[11]</sup>较早将 Haar 应用于辨识稀疏系统。受此启发,Bershad 等结合 DFS,提出 Haar 子带变换 (Partial Haar transform, PHT)<sup>[12]</sup>算法。PHT 先在某个尺度对  $W_1(k)$  的输入信号进行 PHT 变换以压缩信号长度,然后再进行自适应滤波,并且 Bershad 等从理论上证明  $W_1(k)$  将最终收敛于 IR 序列在该尺度下的 Haar 变换系数。

以 PHT 为基础,Kechichian 等<sup>[13]</sup>引入模糊逻辑判定活跃系数位置;Ribas 等<sup>[14]</sup>则尝试进一步降低算法的计算复杂度。在众多学者的努力下,PHT 已经成为一类自适应辨识稀疏系统的有效算法。

本文提出改进 PHT (Improved-PHT, I-PHT)算法。新算法以 PHT 为基础,通过为  $W_1(k)$  引入时变收敛步长并优化该步长使后验误差最小化以加快  $W_1(k)$  收敛速度;然后通过分时保存、计算  $W_1(k)$  的归一化因子以降低算法的计算复杂度;最后以回声消除为应用背景对新算法进行实验仿真以验证新算法的有效性。

## 1 问题描述与相关工作

### 1.1 自适应系统辨识

目标系统 IR 序列记为  $H = [h_1, h_2, \dots, h_N]^T$ ,其中  $N$  为序列长度。记  $k$  时刻输入信号向量为  $X(k) = [x(k-1), x(k-2), \dots, x(k-N)]^T$ ,向量  $X(k)$  包含最近  $N$  个时刻的输入信号。 $X(k)$  与  $H$  卷积,卷积结果加上背景噪声  $v(k)$  形成系统输出  $d(k)$ 。

$$d(k) = X^T(k)H + v(k) \quad (1)$$

系统辨识需解决的问题为:如何根据  $X(k)$  与  $d(k)$  估计  $H$ 。根据自适应理论,可以用一个 FIR 滤波器  $W(k) = [w_1(k), w_2(k), \dots, w_N(k)]$  以自适应算法更新其系数以逼近、辨识目标系统的 IR 序列。其中 LMS 算法系数更新方程为

$$e(k) = d(k) - W(k)X^T(k) \quad (2)$$

$$W(k+1) = W(k) + \mu e(k)X(k) \quad (3)$$

式中: $\mu$  为收敛因子,用于平衡算法的收敛速度与辨识精度。滤波器  $W(k)$  按自适应算法更新其系数,经过若干次迭代, $W(k)$  将收敛于目标系统的 IR 序列。若记  $E[\cdot]$  为取数学期望,则有

$$\lim_{k \rightarrow \infty} E[W(k)] = H \quad (4)$$

式(4)为基本的自适应理论,与之相关的详细内容可参考文献[1]。

### 1.2 稀疏性与DFS

为保证充分建模,  $W(k)$  的长度必须大于等于  $H$  的长度。但当目标系统具备稀疏性时,若能获得系统的延时估计,只需精确辨识活跃系数即可完成对整个目标系统的自适应辨识。一个典型稀疏系统的 IR 序列如图 1 所示<sup>[6]</sup>。它是电子回声路径的 IR 序列,采样频率 8 kHz。

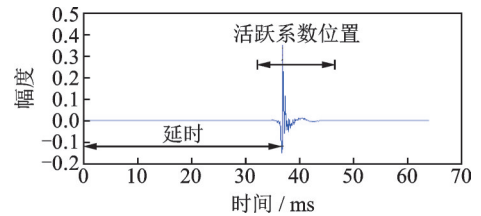


图 1 典型稀疏系统的 IR 序列

Fig.1 Impulse response of typical sparse system

DFS 可利用稀疏性提高算法效率,其原理如图 2<sup>[6]</sup>所示。  $W_1(k)$  以低分辨率辨识目标系统并进行延时估计;然后一个短的  $W_2(k)$  在时域覆盖所有活跃系数,并精确辨识活跃系数。

### 1.3 Haar 子带变换

离散 Haar 小波母函数定义为

$$\psi_{m,0}(t) = \begin{cases} 2^{-m/2} & 0 \leq t \leq 2^m - 1 \\ -2^{-m/2} & 2^m \leq t \leq 2^{m+1} - 1 \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (5)$$

离散 Haar 小波定义为

$$\psi_{m,n}(t) = \psi_{m,0}(t - 2^m n) \quad (6)$$

式中:  $t$  仅取整数值;  $m$  为尺度因子,取值范围  $1 \leq m \leq \log_2 N$ ,  $N$  为输入信号长度,  $m$  越大,对应的 Haar 时间窗越宽,以利于提取信号低频分量,  $m$  越小,则时间窗越窄以提取高频分量;  $n$  为时移因子,通过调整  $n$  平移小波母函数以覆盖不同的时域范围。

为便于阐述,以输入信号长度  $N=8$  为例说明。 Haar 变换矩阵定义如下

$$\psi_3 = 2^{-3/2} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ \sqrt{2} & \sqrt{2} & -\sqrt{2} & -\sqrt{2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \sqrt{2} & \sqrt{2} & -\sqrt{2} & -\sqrt{2} \\ 2 & -2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 2 & -2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 2 & -2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 2 & -2 \end{bmatrix} \quad (7)$$

式中:第 1 列对应  $m=3$ ,与输入信号求内积后提取信号低频分量;第 2、3 列对应  $m=2$ ,分别提取信号时域前半、后半部分频率信息;第 4~7 列对应  $m=1$ ,分别提取信号对应 4 部分的高频分量。

由式(7)可得 Haar 子带变换矩阵定义如下

$$\psi_{3,3} = 2^{-3/2} [1 \ 1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \ -1 \ -1] \quad (8)$$

$$\psi_{3,2} = 2^{-1} \begin{bmatrix} 1 & 1 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & -1 & -1 \end{bmatrix} \quad (9)$$

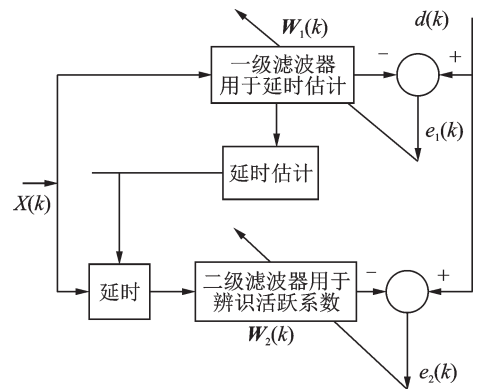


图 2 双滤波器结构

Fig.2 Dual filter structure

$$\boldsymbol{\psi}_{3,1} = 2^{-1/2} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \quad (10)$$

利用 Haar 子带变换, Bershad 等<sup>[12]</sup>提出 PHT 算法,  $\mathbf{W}_1(k)$  在 Haar 域对信号进行自适应滤波, 以降低滤波器长度。系数更新过程为

$$\mathbf{Z}_m(k) = \boldsymbol{\psi}_{M,m} \mathbf{X}(k) \quad (11)$$

$$e_1(k) = d(k) - \mathbf{Z}_m^T(k) \mathbf{W}_1(k) \quad (12)$$

$$\mathbf{W}_1(k+1) = \mathbf{W}_1(k) + \mu_p e_1(k) \mathbf{Z}_m(k) \quad (13)$$

同样以  $N=8$  为例, Haar 尺度因子  $M$  定义为  $M = \log_2 N = 3$ 。当取  $m=3$  时, 按照式(11) PHT 变换的定义, 式(8)的变换矩阵将与输入信号向量  $\mathbf{X}(k)$  进行矩阵相乘,  $\mathbf{W}_1(k)$  长度  $N_1$  压缩为  $N_1=1$ ; 若  $m=2$ , 则  $N_1=2$ ; 若  $m=1$  时, 则  $N_1=4$ 。可得, 式(11)的 PHT 变换可大幅压缩  $\mathbf{W}_1(k)$  的长度。

经 Bershad 等证明<sup>[12]</sup>,  $\mathbf{W}_1(k)$  按式(11—13)进行自适应算法, 收敛后有

$$\lim_{k \rightarrow \infty} E[\mathbf{W}_1(k)] = \mathbf{H}_1 = \boldsymbol{\psi}_{M,m} \mathbf{H} \quad (14)$$

因此 PHT 算法既可压缩  $\mathbf{W}_1(k)$  的长度, 又可以获得与目标系统  $\mathbf{H}$  相关的信息。以  $\mathbf{W}_1(k)$  的信息为基础, 再利用峰值系数位置<sup>[13]</sup>、模糊逻辑<sup>[14]</sup>或移动窗积分法<sup>[15]</sup>即可进行延时估计以定位活跃系数。

式(5—14)为 PHT 算法的基本原理, 与之相关的详细理论推导可参考文献[12]。

## 2 改进 PHT 算法

以 PHT(式(11—13))为基础, 提出 I-PHT 算法提高  $\mathbf{W}_1(k)$  收敛速度。新算法先为 PHT 引入时变收敛步长  $\beta(k)$ , 然后以后验误差最小化为目的优化  $\beta(k)$ 。

### 2.1 推导过程

以式(13)为基础引入时变收敛步长  $\beta(k)$  可得

$$\mathbf{W}_1(k+1) = \mathbf{W}_1(k) + \beta(k) e_1(k) \mathbf{Z}_m(k) \quad (15)$$

自适应算法的先验误差  $e_1(k)$  定义如式(12)。后验误差  $\epsilon_1(k)$  定义为

$$\epsilon_1(k) = d(k) - \mathbf{Z}_m^T(k) \mathbf{W}_1(k+1) \quad (16)$$

新算法目的为求取  $\beta(k)$  最优值, 使式(17)极大化。

$$f(\beta(k)) = e_1^2(k) - \epsilon_1^2(k) \quad (17)$$

其物理意义为在先验误差  $e_1(k)$  确定的条件下, 使后验误差  $\epsilon_1(k)$  能量最小化。以下为化简  $f(\beta(k))$  过程。由式(12)可得

$$e_1^2(k) = d^2(k) - 2d(k) \mathbf{Z}_m^T(k) \mathbf{W}_1(k) + \mathbf{W}_1^T(k) \mathbf{Z}_m(k) \mathbf{Z}_m^T(k) \mathbf{W}_1(k) \quad (18)$$

同理, 由式(16)可得

$$\epsilon_1^2(k) = d^2(k) - 2d(k) \mathbf{Z}_m^T(k) \mathbf{W}_1(k+1) + \mathbf{W}_1^T(k+1) \mathbf{Z}_m(k) \mathbf{Z}_m^T(k) \mathbf{W}_1(k+1) \quad (19)$$

将式(15)代入式(19), 化简、整理后得

$$\begin{aligned} \epsilon_1^2(k) = & d^2(k) - 2d(k) \mathbf{Z}_m^T(k) \mathbf{W}_1(k) + \mathbf{W}_1^T(k) \mathbf{Z}_m(k) \mathbf{Z}_m^T(k) \mathbf{W}_1(k) - \\ & 2\beta(k) e_1^2(k) \mathbf{Z}_m^T(k) \mathbf{Z}_m(k) + e_1^2(k) \beta^2(k) \mathbf{Z}_m^T(k) \mathbf{Z}_m(k) \mathbf{Z}_m^T(k) \mathbf{Z}_m(k) \end{aligned} \quad (20)$$

式(18)与式(20)两式相减可得

$$f(\beta(k)) = e_1^2(k) - \epsilon_1^2(k) = 2\beta(k) e_1^2(k) \mathbf{Z}_m^T(k) \mathbf{Z}_m(k) - e_1^2(k) \beta^2(k) \mathbf{Z}_m^T(k) \mathbf{Z}_m(k) \mathbf{Z}_m^T(k) \mathbf{Z}_m(k) \quad (21)$$

由式(21)可得,  $f(\beta(k))$  是关于变量  $\beta(k)$  的二次函数。对函数  $f(\beta(k))$  关于  $\beta(k)$  求导, 当导数为零时,  $f(\beta(k))$

取得极大值,此时 $\beta(k)$ 即为最优解。即

$$f(\beta(k))=2e_1^2(k)Z_m^T(k)Z_m(k)-2\beta(k)e_1^2(k)Z_m^T(k)Z_m(k)Z_m^T(k)Z_m(k)=0 \quad (22)$$

解得

$$\beta(k)=1/Z_m^T(k)Z_m(k) \quad (23)$$

将式(23)代入式(15)可得

$$W_1(k+1)=W_1(k)+e_1(k)Z_m(k)/[Z_m^T(k)Z_m(k)]$$

再次引入收敛步长 $\mu_i$ 平衡算法收敛速度与稳态失调。最后,新算法的系数更新方程为

$$W_1(k+1)=W_1(k)+\mu_i e_1(k)Z_m(k)/[Z_m^T(k)Z_m(k)] \quad (24)$$

## 2.2 计算复杂度优化

I-PHT(式(24))与PHT(式(13))相比,主要是式(24)的分母 $[Z_m^T(k)Z_m(k)]$ (即归一化因子),引入额外的计算复杂度。

在NLMS算法中,因 $X(k)$ 与 $X(k-1)$ 是简单的线性移位关系,可以利用式(25)快速计算归一化因子。

$$X^T(k)X(k)=X^T(k-1)X(k-1)+x^2(k)-x^2(k-N) \quad (25)$$

但在I-PHT中,因 $Z_m(k)$ 与 $Z_m(k-1)$ 不再满足线性移位关系,因此 $[Z_m^T(k)Z_m(k)]$ 不能直接套用式(25)快速计算获得,需另外寻找新的高效计算方法。

为方便讨论,记 $Z_m(k)=[z_1(k),z_2(k),\dots,z_{N_1}(k)]$ 。定义压缩比为 $r=N/N_1$ ,式中 $N$ 为 $X(k)$ 长度, $N_1$ 为 $Z_m(k)$ 的长度。通过PHT变换(式(11)), $X(k)$ 中相邻的 $r$ 个信号被压缩为 $Z_m(k)$ 中的1个信号。因此虽 $Z_m(k)$ 与 $Z_m(k-1)$ 不再保持线性移位关系,但 $Z_m(k)$ 与 $Z_m(k-r)$ 仍保持线性移位关系。针对该关系,建立向量 $P=[p_1(k),p_2(k),\dots,p_r(k)]$ 。记 $i=1+(k \bmod r)$ ,式中 $\bmod$ 为求余运算。将 $Z_m^T(k)Z_m(k)$ 值保存在 $p_i(k)$ 中,有 $p_i(k)=Z_m^T(k)Z_m(k)$ 。即把算法归一化因子按不同时刻分别保存在向量 $P$ 中,并以 $r$ 为循环。此时有

$$p_i(k)=p_i(k-r)-z_{N_1}^2(k-r)+z_1^2(k) \quad (26)$$

至此,新算法的实现可归纳为按步骤执行式(11,12)与式(27—29)。

$$i=1+(k \bmod r),p_i(k)=p_i(k)+z_1^2(k) \quad (27)$$

$$W_1(k+1)=W_1(k)+\mu e_1(k)Z_m(k)/p_i(k) \quad (28)$$

$$p_i(k)=p_i(k)-z_{N_1}^2(k) \quad (29)$$

与PHT算法相比,I-PHT每次迭代仅额外引入3次加/减法、2次乘法。

## 3 实验仿真

以回声消除为应用背景进行实验仿真以检验新算法的性能。目标系统 $H$ 采用图1所示的实际回声路径,长度为 $N=512$ 。活跃系数定位的判断逻辑采用移动窗积分法<sup>[15]</sup>。

压缩比 $r$ 决定 $W_1(k)$ 的长度 $N_1$ 。若 $r$ 取值过小,则不能有效缩短 $W_1(k)$ 的长度;若 $r$ 取值过大,则分辨率过低,无法有效定位活跃系数。本实验按文献[13]取 $r=4$ ,即 $N_1=128$ 。

实验仿真分两部分进行,实验1检验新算法对 $W_1(k)$ 性能的影响,实验2检验新算法对整个DFS的影响。

### 3.1 实验1

以方差为1的高斯白噪声作为输入信号 $X(k)$ 。 $X(k)$ 与 $H$ 卷积,再以另一高斯白噪声作为背景噪声 $v(k)$ , $X^T(k)H$ 与 $v(k)$ 二者信噪比为20 dB。

实验1主要比较PHT与I-PHT两种算法。对I-PHT, $\mu_i=0.5$ ;对PHT, $\mu_p=\mu_i/E[Z_m^T(k)Z_m(k)]$ 。



其中  $E[Z_m^T(k)Z_m(k)]$  根据输入信号的先验知识统计获得。对  $W_1(k)$  的性能评价采用两个指标:失调与有效定位活跃系数所需迭代次数。

(1)失调,单位为 dB,计算公式为

$$MIS(k) = 10\log_{10}(\|W_1(k) - H_1\|_2^2 / \|H_1\|_2^2) \quad (30)$$

式(30)中  $H_1$  的计算公式为  $H_1 = \psi_{M,m}H$ 。

两算法的  $W_1(k)$  失调曲线如图 3 所示。由图 3 可得, I-PHT 与 PHT 相比,稳态失调相似,但收敛速度有明显提高。

(2)定位活跃系数所需迭代次数。当  $W_2(k)$  开始覆盖目标系统的峰值系数时,可认为  $W_1(k)$  已准确定位活跃系数。由图 4 所展示的实验得,为准确定位活跃系数, PHT 约需 408 次迭代,而 I-PHT 仅需约 101 次迭代。

### 3.2 实验 2

因  $W_1(k)$  仅用于低精度辨识目标系统以定位活跃系数,精确辨识目标系统还需  $W_2(k)$  完成,所以  $W_2(k)$  的性能改善才是整个自适应系统的最终目标,对  $W_2(k)$  性能的评估与  $W_1(k)$  相比,更显重要。

在计算  $W_2(k)$  算法失调时,DFS 需先将短的  $W_2(k)$  在首尾补零扩展至长度为  $N=512$ ,记扩展后的序列为  $W(k)$ ,再按式(31)计算失调。

$$MIS(k) = 10\log_{10}(\|W(k) - H\|_2^2 / \|H\|_2^2) \quad (31)$$

重复实验 1 的参数设置, PHT 与 I-PHT 的  $W_2(k)$  均采用 LMS 算法更新系数,  $W_2(k)$  的长度  $N_2=64$ 。  $\mu=0.077$ 。两算法的  $W_2(k)$  失调曲线如图 4 所示。

结合图 4 与实验 1 可得,因 I-PHT 可使  $W_1(k)$  获得更快的收敛速度,在更短的时间内准确定位活跃系数,所以最终导致  $W_2(k)$  的收敛速度亦有大幅提高。因 PHT 的  $W_1(k)$  约需 400 次迭代才可获得稳定的延时估计,因此其  $W_2(k)$  只有在 400 次迭代之后才进入快速收敛阶段。而 I-PHT 的  $W_2(k)$  仅需约 100 次迭代即进入快速收敛阶段,获得比 PHT 更快的整体收敛速度。

为更好地模拟回声消除系统工作环境,以实际语音信号激励目标系统,并再次进行实验仿真。系统信噪比为 20 dB。为检验算法跟踪能力,在 20 s 时,目标系统 IR 序列整体左移 200 个单位。针对  $W_1(k)$  的收敛步长, I-PHT 设为  $\mu_i=0.1$ ; PHT 设为  $\mu_p = \mu_i / E[Z_m^T(k)Z_m(k)]$ 。  $W_2(k)$  的收敛步长, I-PHT 与 PHT 均统一设为  $\mu=0.03$ 。单滤波器 LMS 算法作为经典的自适应算法亦纳入对比,滤波器长度设为  $N=512$ ,步长设置为  $\mu=0.03/8$ 。其他设置与实验 1 一致。3 种算法的  $W_2(k)$  失调如图 5 所示。

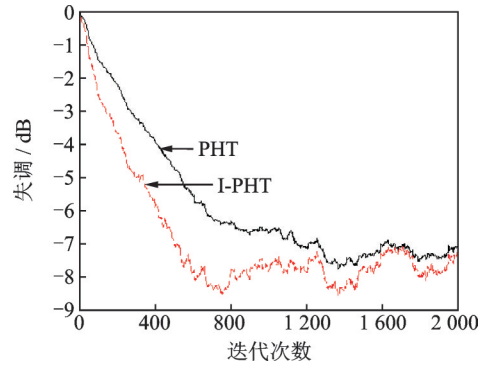


图 3 一级滤波器失调曲线对比

Fig.3 Misalignment curve comparison of the first-order filter

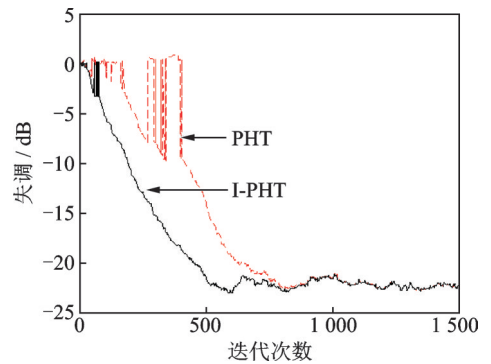


图 4 二级滤波器失调曲线对比

Fig.4 Misalignment curve comparison of two-stage filter

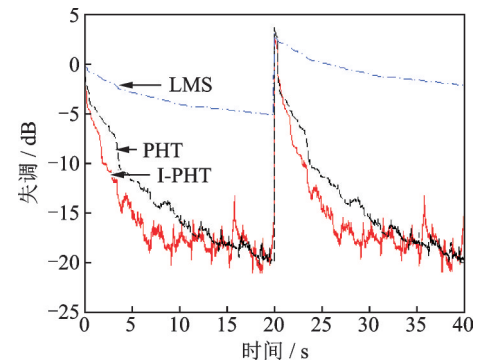


图 5 3 种自适应算法失调曲线对比

Fig.5 Misalignment curve comparison of three adaptive algorithms

由于DFS能有效降低滤波器长度,其 $W_2(k)$ 长度仅为LMS算法 $W(k)$ 长度的1/8。随着滤波器长度的下降,算法的收敛速度迅速提高。由图5得,I-PHT、PHT的收敛速度显著高于LMS算法。

而同为DFS,针对 $W_1(k)$ 而言,I-PHT优于PHT的地方主要有以下3点:

(1) 因I-PHT的 $W_1(k)$ 能更快地定位活跃系数,因此其整体收敛速度明显优于PHT。图3—5可证明该结论。

(2) 实验发现当输入信号是真实语音信号时,I-PHT的 $W_1(k)$ 收敛步长 $\mu_i$ 取值范围大于PHT的 $\mu_p$ 。取 $\mu_i < 0.8$ 仍能保证 $W_1(k)$ 收敛,但I-PHT必须满足 $\mu_p < 0.1/E[Z_m^T(k)Z_m(k)]$ 才能保证 $W_1(k)$ 收敛。因此I-PHT的稳定性高于PHT算法。

(3) I-PHT的步长 $\mu_i$ 取值范围有较清晰的指导值,其理论取值范围为 $0 < \mu_i < 1$ 。当输入信号为高斯噪声时,该理论范围可保证 $W_1(k)$ 收敛;当输入为强相关、非平稳的语音信号时,各种自适应算法的稳定性均会减弱,此时I-PHT的 $\mu_i$ 实验取值范围约为 $0 < \mu_i < 0.8$ 。但PHT算法需先获得 $E[Z_m^T(k)Z_m(k)]$ 的先验知识,才能确定 $\mu_p$ 的取值范围。因此,与PHT算法相比,I-PHT更易于实现。

#### 4 结束语

针对稀疏系统辨识应用,DFS是一类有效的解决方案。它用 $W_1(k)$ 定位活跃系数位置,用一个短的 $W_2(k)$ 精确辨识活跃系数。它通过降低滤波器有效长度,以达到提高收敛速度,降低计算复杂度的目的。

本文主要针对 $W_1(k)$ 进行讨论,提出I-PHT算法。新算法先对 $W_1(k)$ 的输入信号进行PHT变换以压缩信号长度;然后引入时变步长,并以后验误差最小化为目标函数优化时变步长;最后将新算法的归一化因子分时、循环保存到一个向量中,并通过自回归方式维护归一化因子以降低计算复杂度。

以回声消除为应用背景对I-PHT进行实验仿真,仿真结果表明,DFS能有效降低滤波器长度以提高收敛速度。而与PHT相比,I-PHT算法收敛速度与稳定性均有明显提高。

#### 参考文献:

- [1] PAULO S R. 自适应滤波器算法与实现[M]. 刘郁林,景晓军,等译. 北京:电子工业出版社,2014: 52-53.
- [2] 桑树浩,孙振航,陈仁良,等. 基于自适应非结构嵌套网格的旋翼流场模拟[J]. 南京航空航天大学学报,2018,50(4): 528-535.  
SANG Shuhao, SUN Zhenhang, CHEN Renliang, et al. Computing flows around rotor by using time-depended adaptive grid based on unstructured-cartesian overset mesh system[J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2018, 50(4): 528-535.
- [3] MAHAJAN M, KAUR R. A comparative study of acoustic echo cancellation algorithms in sparse impulse response[J]. International Journal of Engineering Research & Applications, 2015, 5(1): 60-63.
- [4] KAR A, CHANDRA M. A novel variable tap-length learning algorithm for low complexity, fast converging stereophonic acoustic echo cancellation[J]. International Journal of Information & Communication Technology, 2014, 6(4):309-325.
- [5] WEN H, YAN S, HONG Y, et al. A partial update adaptive algorithm for sparse system identification[J]. IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing, 2020, 28(1): 240-255.
- [6] 陈国志,乐彦杰,张磊,等. 用于回声消除系统的自适应延时估计算法研究[J]. 科学技术与工程,2015,15(3): 244-249.  
CHEN Guozhi, LE Yanjie, ZHANG Lei, et al. Research on adaptive delay estimation algorithms used for echo cancellation system[J]. Science Technology and Engineering, 2015, 15(3): 244-249.
- [7] 文昊翔,洪远泉,罗欢,等. 应用于双滤波器结构的活跃系数定位算法[J]. 计算机工程,2016,42(7): 310-314.  
WEN Haoxiang, HONG Yuanquan, LUO Huan, et al. Active coefficient locating algorithm for dual-filter structure[J]. Computer Engineering, 2016, 42(7): 310-314.
- [8] WEN H, HONG Y, ZHOU Y, et al. Parallel structure for sparse impulse response using moving window integration[J]. IET Signal Processing, 2017, 11(1): 104-114.

- [9] 丁宁,段景淞,石建,等. 基于声发射砂轮磨损监测系统的研究[J]. 南京航空航天大学学报, 2020, 52(1): 48-52.  
DING Ning, DUAN Jingsong, SHI Jian, et al. Research on grinding wheel wear monitoring system based on acoustic emission [J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, 2020, 52(1): 48-52.
- [10] NOSKOSKI O A, BERMUDEZ J C M, ALMEIDA S J M. Region-based wavelet-packet adaptive algorithm for identification of sparse impulse responses[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2013, 61(13): 3321-3333.
- [11] HO K C, BLUNT S D. Rapid identification of a sparse impulse response using an adaptive algorithm in the Haar domain[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2003, 51(3): 628-638.
- [12] BERSHAD N J, BIST A. Fast coupled adaptation for sparse impulse responses using a partial Haar transform[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2005, 53(3): 966-976.
- [13] KECHICHIAN P, CHAMPAGNE B. An improved partial Haar dual adaptive filter for rapid identification of a sparse echo channel[J]. Signal Processing, 2009, 89(89): 710-723.
- [14] RIBAS C H H, BERMUDEZ J C M, BERSHAD N J. Identification of sparse impulse responses-design and implementation using the partial Haar block wavelet transform[J]. Digital Signal Processing, 2012, 22(6): 1073-1084.
- [15] 文昊翔,洪远泉,罗欢,等. 单滤波器延时估计-局部迭代算法[J]. 信号处理, 2016, 32(3): 321-326.  
WEN Haoxiang, HONG Yuanquan, LUO Huan, et al. Delay estimate-selective partial update algorithm based on single filter structure[J]. Journal of Signal Processing, 2016, 32(3): 321-326.

## 作者简介:



文昊翔(1984-),男,博士,副教授,研究方向:自适应理论、自适应算法、有源降噪、自适应声学处理等,E-mail: xiangxiang\_0@163.com。



洪远泉(1978-),男,博士,高级实验师,研究方向:信号处理、电子技术、无线通信等,E-mail: sdhyq@qq.com。



罗欢(1991-),男,硕士,讲师,研究方向:自适应控制理论、自适应算法等,E-mail: lh525785441@163.com。

(编辑:夏道家)