

# 基于 IIR 陷波器应对频率失调的窄带 ANC 系统新结构

温 良<sup>1,2</sup>, 黄博妍<sup>1</sup>, 肖业贵<sup>3</sup>, 魏 国<sup>1</sup>, 孙金玮<sup>1</sup>

(1. 哈尔滨工业大学自动化测试与控制系, 黑龙江哈尔滨 150001; 2. 96361 部队, 青海西宁 810000;  
3. 广岛县立大学, 日本广岛 734-8558)

**摘要:** 窄带主动噪声控制 (ANC) 系统中往往存在频率失调 (FM) 问题, 传统的频率失调补偿 (FMC) 系统能应对一定程度的 FM, 但当噪声信号非平稳或失调量较大时, 系统将无法工作. 针对此问题, 本文提出一种带有频率估计的窄带 ANC 系统新结构, 其采用声学和非声学两路传感器获取参考信号, 引入可变极半径及平滑下降 (PG) 算法构建 IIR 陷波器, 完成参考信号的频率估计, 通过一阶 FIR 滤波器实现幅值和相位的调节. 仿真表明, 在保证合理的稳态误差情况下, 与传统的 FMC 系统相比, 新系统能够应对较大的 FM, 且具有良好的收敛和追踪性能.

**关键词:** 窄带主动噪声控制; 频率失调; 非平稳噪声; IIR 陷波器; 可变极半径

**中图分类号:** TB535      **文献标识码:** A      **文章编号:** 0372-2112 (2015)01-0129-06

**电子学报 URL:** <http://www.ejournal.org.cn>      **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2015.01.020

## New Structure for Dealing with Frequency Mismatch of Narrowband ANC System Based on IIR Notch Filter

WEN Liang<sup>1,2</sup>, HUANG Bo-yan<sup>1</sup>, XIAO Ye-gui<sup>3</sup>, WEI Guo<sup>1</sup>, SUN Jin-wei<sup>1</sup>

(1. Department of Automatic Test and Control, Harbin Institute of Technology, Harbin, Heilongjiang 150001, China; 2. 96361 PLA Troops, Xining, Qinghai 810000, China; 3. Prefectural University of Hiroshima, Hiroshima 734-8558, Japan)

**Abstract:** Since the narrowband active noise control (ANC) system always gives rise to frequency mismatch (FM), the traditional frequency mismatch compensation (FMC) technique can cope with small FM, but is unable to deal with non-stationary noise signals or large FM. In order to solve the above problem, a new ANC structure with a frequency estimator is first introduced, whose inputs are measured by both the acoustic and non-acoustic sensors. The IIR notch filter based on plain gradient (PG) algorithm is employed as the frequency estimator, and the adjustment of amplitude and phase of secondary source is achieved by a first-order FIR filter updated by filtered-x LMS (FXLMS) or RLS (FXRLS) algorithm. Simulations indicated that the new system, in the condition of ensuring reasonable steady-state error, compared with the traditional FMC system, could effectively handle larger FM and revealed fine convergence and tracking performance.

**Key words:** narrowband active noise control; frequency mismatch; non-stationary noise; IIR notch filter; variable pole radius

### 1 引言

在人们的生产、生活中存在着大量的有害噪声, 例如, 由发动机、切割机、排风扇等旋转机械产生的噪声, 会对操作工人造成很大的危害, 该类噪声可以用正弦信号叠加加性噪声来表征, 通过窄带主动噪声控制 (Active Noise Control, ANC) 系统可以有效地降低或消除这些噪声信号<sup>[1,2]</sup>. 在窄带 ANC 系统中, 参考信号通常通过非声学传感器 (转速计、加速度计等) 获取, 实际的传感器存在由老化或疲劳积累造成的误差, 使得参考信号频率

与真实噪声频率不一致, 这种不一致称为频率失调 (FM)<sup>[3]</sup>. FM 的存在会导致系统不稳定或者性能较差<sup>[3-6]</sup>.

Xiao 首次提出了窄带 ANC 系统中存在的 FM 问题, 并对其进行了统计性分析, 在其后续的研究中, 提出了基于 AR 模型的自适应 FIR 滤波器实现 FM 补偿<sup>[3,4,6-8]</sup>, 其原理是通过补偿算法对参考信号的频率进行修正来应对 FM, 而补偿算法中的系数是根据参考信号估计值与系统误差信号进行更新, 其系数更新速度以及精度将对参考信号的提取造成直接影响; Kuo S M

和 Hinamoto Y 针对 FM 问题从复数域进行了一些分析研究,但实际的系统中并没有复数运算的物理实现,同时噪声信号的频率成分一般为多频,使得其研究成果具有一定局限性<sup>[9-11]</sup>;刘剑等对存在 FM 的 FXLMS 算法进行了初步的统计性分析<sup>[12]</sup>.

通过以上提到的 FM 补偿系统仅能对较小的 FM 量进行微调,而当噪声信号为非平稳信号或频率失调量较大时,系统性能将变得很差<sup>[9-12]</sup>.如果通过声学传感器来采集参考信号,其存在声反馈等非目标噪声的干扰,会给系统带来不稳定因素<sup>[2]</sup>,为此,本文提出了采用声学和非声学两路传感器共同提供参考信号的构思,将 FM 的补偿问题转换为频率估计问题,从而提高系统的整体性能,而由于引入声学传感器使得系统经济成本的增加是值得的.

为了给后续的主控制器提供更加准确的参考信号,需要采用一种合适的频率估计策略将两路传感器有机的结合并发挥各自的特点.自适应 IIR 陷波器可以检测、增强、追踪背景噪声中的正弦信号,与 FIR 滤波器相比,IIR 陷波器通常需要更少的滤波系数,使得其在系统参数选取上更加易于操作,其在通信系统、声纳系统、雷达系统等很多领域中都有应用<sup>[13-15]</sup>,因此,本文尝试采用 IIR 陷波器来完成参考信号的提取.目前,IIR 陷波器常用的自适应算法有符号梯度算法(Sign Gradient algorithm, SG)、平滑梯度算法(Plain Gradient algorithm, PG)、归一化梯度算法(Normalized Gradient algorithm, NG)以及递归预测误差算法(Recursive Prediction Error algorithm, RPE)等<sup>[16]</sup>.

针对以上背景,我们提出一种自适应 IIR 陷波器结构的窄带 ANC 系统.在满足 ANC 系统对稳态误差要求的前提下,提高系统的收敛速度和追踪能力尤为重要,因此我们选择效率高、实时性好的 PG 算法作为本系统 IIR 陷波器的核心算法,同时引入可变极半径来完成噪声信号中的多目标频率的实时、准确地估计,实现参考信号的准确提取,进而通过一阶 FIR 滤波器实现幅值相位的调整,提高系统的综合性能.通过大量的仿真试验可以发现,该新结构在参考信号出现 10% 甚至更大的 FM 量时,系统仍能正常工作,而且在应对噪声信号非平稳时,系统表现出了良好的追踪性能和较小的稳态误差,提高了主动噪声控制系统在实际应用中的稳定性.

## 2 传统频率失调补偿系统

Xiao 通过统计方法对存在 FM 的 FIR 型窄带 ANC 系统收敛性能的分析研究发现,为了处理 FM 所带来的追踪问题,系统将产生更大的均方误差<sup>[3]</sup>.为此,其提出一种新的窄带 ANC 系统,可以有效的补偿传统 ANC

系统由于 FM 造成的性能下降,通过一个一阶 FIR 滤波器实现幅值相位的调整,同时对于每个通道采用基于 AR 模型的自适应滤波器实现 FM 补偿.其系统结构如图 1 所示<sup>[6]</sup>.

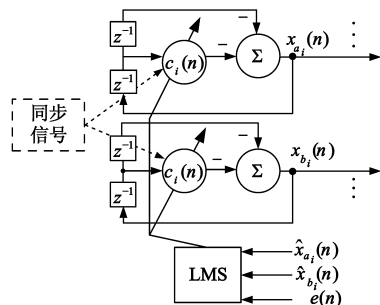


图1 传统频率失调补偿结构

$p(n)$ 、 $y(n)$ 、 $e(n)$ 分别为初级噪声、次级噪声和残余噪声; $S(z)$ 、 $\hat{S}(z)$ 分别为次级通道及其估计; $\{\hat{a}_i(n)$ 、 $\hat{b}_i(n)\}_{i=1}^q$ 为控制滤波器的权值系数,其更新的典型算法包括滤波 X-最小均方(Filtered-X Least Mean Square, FXLMS)算法和滤波 X-递归最小二乘(Filtered-X Recursive Least Square, FXRLS)算法.

第  $i$  个频率通道的参考信号是通过正弦和余弦形式给出,即

$$x_{a_i}(n) = \cos(\omega_i n), x_{b_i}(n) = \sin(\omega_i n) \quad (1)$$

其中, $\omega_i$ 为参考信号频率,通常是由转速计、加速度计等非声学传感器测得的转速、加速度等同步信号,然后通过同步信号与频率之间的线性迭代关系计算得到该频率值<sup>[2]</sup>.

具有正弦特性的初级噪声信号通常可以由下式给出

$$p(n) = \sum_{i=1}^q [a_i \cos(\omega_{i,0} n) + b_i \sin(\omega_{i,0} n)] + v(n) \quad (2)$$

其中, $q$ 为频率个数; $\omega_{i,0}$ 为实际的频率; $\{a_i, b_i\}_{i=1}^q$ 为噪声信号的离散傅里叶系数(DFC), $v(n)$ 为均值为零、方差为 $\sigma^2$ 的高斯白噪声.

理想的情况下 $\omega_i = \omega_{i,0}$ ,然而如前面所述,实际应用中往往存在频率失调(FM),频率失调量定义为:

$$\Delta\omega_i = \frac{\omega_{i,0} - \omega_i}{\omega_{i,0}} \times 100\% \quad (3)$$

从图 1 中可以看到,参考信号是通过一阶的 FIR 滤波器补偿得到的,补偿公式如下:

$$x_{a_i}(n) = -c_i(n)x_{a_i}(n-1) - x_{a_i}(n-2), n \geq 2 \quad (4)$$

$$x_{b_i}(n) = -c_i(n)x_{b_i}(n-1) - x_{b_i}(n-2), n \geq 2 \quad (5)$$

其中,与频率相关的系数 $c_i(n)$ 是通过类似 LMS 算法的式子更新:

$$c_i(n+1) = c_i(n) - \mu_{c_i} e(n) [\hat{a}_i(n) \hat{x}_{a_i}(n-1) + \hat{b}_i(n) \hat{x}_{b_i}(n-1)] \quad (6)$$

该系统的原理是利用最速下降法使目标函数  $e^2(n)$  最小, 参数  $\mu_{c_i}$  是它对应的步长, 初值  $c_i(n)$  设为  $-2\cos\omega_i$ , 该频率补偿算法在一定程度上改善了 FM 对于系统性能的影响. 但是当噪声信号出现非平稳(噪声的幅度突变或 FM 量突变)或失调量较大时, 系统将无法正常工作. 因此, 研究提出更好地应对 FM 的方法对整个系统的性能提高尤其重要.

### 3 窄带 ANC 系统新结构

针对传统的频率补偿系统在误差信号为非平稳信号或失调量较大时, 系统性能将变得很差的问题, 我们提出一种基于自适应 IIR 陷波器的窄带 ANC 系统新结构, 其结构如图 2 所示.

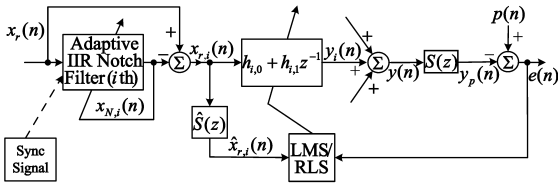


图2 基于自适应IIR陷波器的窄带ANC系统新结构

新结构原理: 首先是将声学传感器获得的信号  $x_r(n)$  作为 IIR 陷波器的输入, 而将非声学传感器获取的信号作为 IIR 陷波器的初值, 经过滤波后得到除第  $i$  个目标信号以外的信号  $x_{N,i}(n)$ , 然后利用加法器同  $x_r(n)$  相减获得第  $i$  个目标信号, 即得到主控制器的参考输入信号  $x_{r,i}(n)$ , 作为后续主控制器的参考输入, 该系统的主控制器部分与传统的系统具有相同的结构.

IIR 陷波滤波器的传递函数为

$$H_{n,i}(z) = \frac{1 + c_i z^{-1} + z^{-2}}{1 + \rho c_i z^{-1} + \rho^2 z^{-2}} \quad (7)$$

其中,  $\rho$  为确保滤波器稳定工作的收缩因子(极半径);  $c_i$  为滤波器的系数, 由目标频率确定, 其初值为  $-2\cos\omega_i$ ;  $\omega_i$  为第  $i$  个陷波器所抑制的正弦波的目标频率. 由 IIR 陷波滤波器可以构造如下带通滤波器:

$$H_{b,i}(z) = 1 - H_{n,i}(z) \quad (8)$$

通过该带通滤波器恢复被陷波器抑制的正弦波信号, 陷波器和带通滤波器的输出分别为:

$$x_{N,i}(n) = -\rho(n)c_i(n)x_{N,i}(n-1) - \rho^2(n)x_{N,i}(n-2) + x_r(n) + c_i(n)x_r(n-1) + x_r(n-2) \quad (9)$$

$$x_{r,i}(n) = x_r(n) - x_{N,i}(n) \quad (10)$$

其中,  $x_{N,i}(n)$  为陷波滤波器的输出;  $x_{r,i}(n)$  为带通滤波器的输出. 陷波滤波器的时间常数是由极半径  $\rho$  决定的.

传统频率补偿结构与新结构的区别如表 1 所示.

表 1 系统结构对比

	目标噪声获取	参考信号提取	频率系数更新
传统结构	非声学传感器	FIR 滤波器	系统误差、参考信号估计值
新结构	声学和非声学传感器	IIR 陷波器	目标噪声信号
优缺点	1) 声学传感器地引入导致系统经济成本有所增加; 2) 两个结构的计算量相当, 并不会给系统带来负担; 3) 新结构利用目标噪声更新频率系数, 避免主控制系统部分对频率估计的干扰.		

下面我们将推导出 IIR 滤波器梯度函数  $s(n)$ , 代价函数定义为  $J(n) = \frac{1}{2} e_{\text{IIR}}^2(n)$ , 其中,  $e_{\text{IIR}}(n)$  是陷波滤波器的输出  $x_{N,i}(n)$ , 则

$$J(n) = \frac{\partial J(n)}{\partial e_{\text{IIR}}(n)} \frac{\partial e_{\text{IIR}}(n)}{\partial c_i(n)} = x_{N,i}(n) [-\rho(n)x_{N,i}(n-1) + x_r(n-1)] \quad (11)$$

$$s(n) = -\rho(n)x_{N,i}(n-1) + x_r(n-1) \quad (12)$$

显然,  $x_{r,i}(n)$  的频率越接近真实值或 IIR 陷波器对频率的估计越准确, 系统的效率就越高, 消噪效果就越好. 同时, 我们在选择算法时, 不仅要考虑频率估计的准确度, 还要考虑算法的追踪性能、计算复杂度和应用成本. 下面为四种典型应用于 IIR 陷波器的自适应梯度算法, 其滤波器的更新公式如下所示<sup>[16]</sup>:

$$c(n+1) = c(n) - \mu_{\text{sg}} \text{sgn}(e_{\text{IIR}}(n)) s(n) \quad (13)$$

$$c(n+1) = c(n) - \mu_{\text{pg}} e_{\text{IIR}}(n) s(n) \quad (14)$$

$$c(n+1) = c(n) - \mu_{\text{lmp}} \text{sgn}(e_{\text{IIR}}(n)) e_{\text{IIR}}^2(n) s(n) \quad (15)$$

$$c(n+1) = c(n) - \mu_{\text{mng}} e_{\text{IIR}}(n) \frac{s(n)}{1 + \epsilon_{\text{mng}} s^2(n)}, \quad \epsilon_{\text{mng}} \geq \mu_{\text{mng}} \quad (16)$$

其中,  $\text{sgn}(\cdot)$  是符号函数,  $s(n)$  为梯度函数,  $\mu$  为滤波器系数的更新步长.

IIR 陷波器所用算法必须能够有效地应对噪声信号中存在的 FM 和非平稳, 为此, 我们在频率失调量为 5% 和 10% 情况下, 对上面 4 种算法进行性能仿真, 仿真过程中引入 DFC 和 FM 量的翻转. 为了方便比较, 使得 4 种算法的稳态误差值相等或相近, 来对比它们的收敛速度和追踪能力, 仿真结果如图 3 所示.

由图 3 可以发现, 当频率失调量为 5% 时, PG、LMP、MNG 三种算法表现出了良好的性能, 且具有相当的收敛速度, 而 SG 算法的性能明显不如其它算法, 当非平稳出现时, PG 算法的追踪速度最快; 在其它参数保持不变的前提下, 当频率失调量为 10% 时, 三种算法的收敛

和追踪速度都有所减慢,PG 算法的稳态误差也有一定地下降,但与 LMP 和 MNG 算法相比,PG 算法始终表现出了很好的收敛性能和追踪能力.在牺牲小量稳态性能的情况下,PG 算法结构简单、计算量小,具有较快的收敛速度和追踪能力,完全可以满足系统要求,成为本系统中自适应 IIR 陷波器的首选算法.

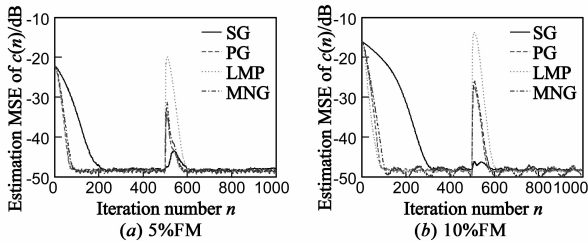


图3 IIR陷波器系数收敛曲线

当噪声信号中仅包含一个目标频率时,固定的极半径  $\rho(n)$  可以很好地保证系统的收敛速度,而当噪声信号包含多个目标频率时,固定的极半径  $\rho(n)$  将使系统无法有效工作,为此,我们引入可变的极半径来保证 IIR 陷波器的收敛速度,它的迭代计算公式如下所示:

$$\rho(n) = \alpha\rho(n-1) + (1-\alpha)\rho_{\max}, \rho(0) = \rho_{\min} \quad (17)$$

其中,  $\alpha$  为定义在  $(0, 1]$  的常数,通常取值接近于 1;  $\rho_{\min}$  为极半径的最小值或初值,通常取 0.9 或 0.95;  $\rho_{\max}$  为极半径的最大值或稳态值,其值通常接近于 1,例如 0.985、0.995 等.

## 4 仿真结果与讨论

为了验证新结构的性能,主控制器分别采用 FXLMS 和 FXRLS 算法来完成幅值相位的调整,分别由传统的补偿方法和 IIR 陷波器来应对频率失调.在实际的应用过程中,系统往往存在噪声信号的幅值跳变、频率跳变等非平稳问题,为了模拟实际的应用情况,在仿真的中间过程引入 FM 量和 DFC 的翻转,全面地考察系统应对 FM 和噪声信号非平稳的能力,仿真的参数设定

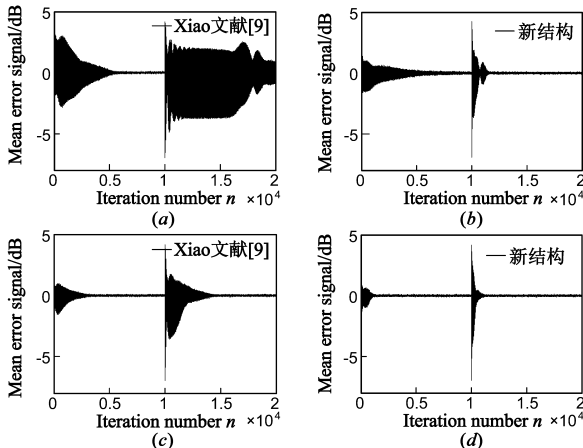


图4 频率失调1%时各系统误差对比

由表 2 给出.

表 2 仿真参数设定

仿真参数名称	参数值	
参考信号频率	$\omega_i = [0.1\pi, 0.2\pi, 0.3\pi]$	
频率失调量	$\Delta\omega = 1\%, 5\%, 10\%$	
实际频率	平稳	$\omega_{i,0} = (1 + \Delta\omega)\omega_i$
	非平稳	$\omega_{i,0} = (1 - \Delta\omega)\omega_i$
DFC	平稳	$a_i = [2.0, 1.0, 0.5], b_i = [-1.0, -0.5, 0.1]$
	非平稳	$a_i = [-2.0, -1.0, -0.5], b_i = [1.0, 0.5, -0.1]$
FXLMS 算法的步长	$\mu_{LMS,i} = [0.0035, 0.0035, 0.0035]$	
FXRLS 算法的系数	$\lambda_{RLS,i} = [0.995, 0.995, 0.995]$	
传统补偿系数步长	$\mu_{c_i} = [0.00001, 0.00005, 0.00015]$	
新系统频率系数步长	$\mu_{c_i} = [0.00003, 0.00005, 0.00010]$	
加性噪声方差	$\sigma^2 = 0.1$	

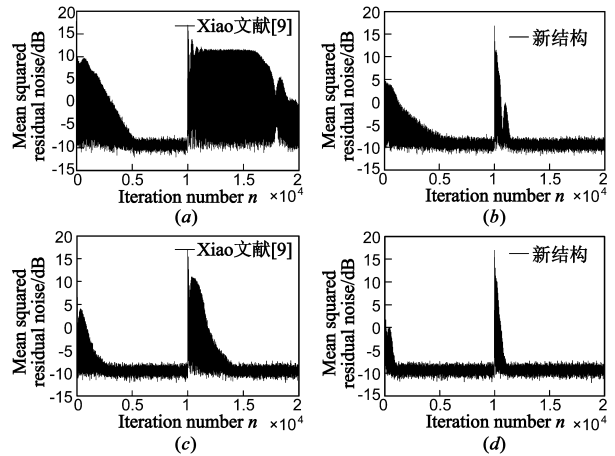


图5 频率失调1%时各系统均方差对比

如图 4 和图 5 所示为频率失调量为 1% 的系统残余误差及其 MSE 收敛曲线.其中图 (a)、(c) 分别为应用传统频率补偿算法后的系统残余误差及 MSE 收敛曲线,对应的图 (b)、(d) 为算法 FXLMS、FXRLS 应用 IIR 陷波器新结构的系统残余误差及均方收敛曲线.类似的,图 6 和图 7 给出了频率失调量 5% 和 10% 时各系统 MSE 收敛曲线.图 8 为在频率失调量为 1%、5% 和 10% 时,应用 IIR 陷波器新结构的频率系数  $c_1(n)$  的收敛曲线.表 3 给出了两种算法的稳态误差值.

从仿真可以得出:

(1) 当频率失调量较小(1%)时,如图 4 和图 5 所示,在平稳情况下,应用 FXLMS、FXRLS 两种算法的传统频率补偿系统均能正常稳定地工作,但非平稳出现时,FXLMS 算法出现迟滞现象,而 FXRLS 算法仍可以快速追踪;而新系统,无论在平稳或非平稳情况下,均显示出了良好的工作状态,FXLMS 算法主控制器的性能得

到了明显提升,而 FXRLS 算法主控制器的收敛和追踪速度也有了一定的提高。

(2)如图 6 所示,当失调量达到 5% 时,传统系统收敛过慢,而应用 FXRLS 算法的新系统的收敛速度有了明显地提高.如图 7 所示,当失调量达到 10% 时,新结构下,FXRLS 算法仍然可以保持稳定工作,充分说明了新的窄带 ANC 系统在应对噪声信号的频率失调问题上具有较大优势。

(3)为了考察系统的稳态性能,表 3 中给出了两种算法运行 100000 点时的稳态误差值,在 50000 点处引入 DFC 和 FM 量的翻转.可以发现无论失调量为 1% 或 5% 时,与传统系统相比,新结构下,FXLMS 算法的稳态性能有所改善,而 FXRLS 算法的稳态误差值始终较小,表明新系统具有良好的稳态性能。

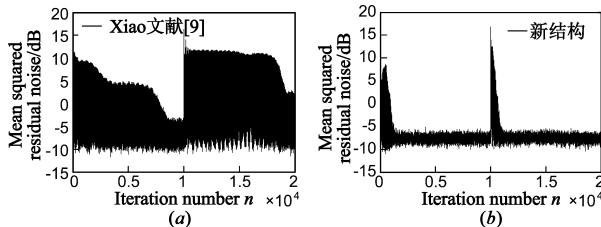


图6 频率失调5%时各系统均方误差对比

表 3 稳态误差比较 (dB)

频率失调量		传统补偿 FXLMS	新结构 FXLMS	传统补偿 FXRLS	新结构 FXRLS
1%	平稳	-8.7435	-8.9838	-9.1331	-9.0373
	非平稳	-9.0948	-9.2472	-9.4119	-9.3079
5%	平稳	-8.6860	-8.9900	-9.1187	-9.0287
	非平稳	-8.8502	-9.2651	-9.4063	-9.3075

(4)以第一个频率系数  $c_1(n)$  为例,图 8 分别给出了 FM 量为 1%、5%、10% 时,新系统频率系数的均方误差收敛曲线,进一步表明,新系统不仅可以有效应对较大的频率失调量,而且具有较快的收敛速度及追踪能力。

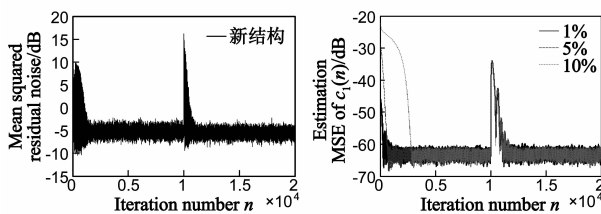


图7 频率偏移10%时新系统均方误差

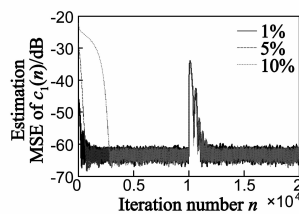


图8 新系统频率参数  $c_1(n)$  的收敛曲线

行研究.首先,介绍了传统的频率失调补偿系统,并探讨了频率失调的存在对系统性能的影响;其次,针对噪声信号非平稳或失调量较大时,传统系统将无法正常工作的问题,提出了一种基于 IIR 陷波器的窄带主动噪声控制系统新结构,其通过声学和非声学两路传感器采集参考信号,并引入可变极半径及 PG 算法构建 IIR 陷波器,实现了参考信号快速、准确地提取.仿真表明,该新结构在参考信号出现 10% 甚至更大的 FM 量时,系统仍能正常工作,而且在应对噪声信号非平稳时,系统表现出了良好的追踪性能和较小的稳态误差,提高了窄带 ANC 系统在实际应用中的稳定性。

## 参考文献

- [1] Huang B, Xiao Y, Sun J, et al. A variable step-size FXLMS algorithm for narrowband active noise control [J]. IEEE Trans Audio, Speech, and Language Processing, 2013, 21(2): 301 - 312.
- [2] Xiao Y, Tadokoro Y, Shida K. Adaptive algorithm based on least mean p-power error criterion for Fourier analysis in additive noise [J]. IEEE Trans Signal Process, 1999, 47(4): 1172 - 1181.
- [3] Xiao Y, Ikuta A, Ma L, et al. Statistical properties of the LMS Fourier analyzer in the presence of frequency mismatch [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2004, 51(12): 2504 - 2515.
- [4] Sakai H, Hinamoto Y. An exact analysis of the LMS algorithm with tonal reference signals in the presence of frequency mismatch [J]. Signal Processing, 2005, 85(6): 1255 - 1262.
- [5] Kuo S M, Puvvala A B. Effects of frequency separation in periodic active noise control systems [J]. IEEE Trans Audio, Speech, and Language Processing, 2006, 14(5): 1857 - 1866.
- [6] Xiao Y, Ma L, Khorasani K, et al. A new robust narrowband active noise control system in the presence of frequency mismatch [J]. IEEE Trans Audio, Speech, and Language Processing, 2006, 14(6): 2189 - 2200.
- [7] Xiao Y, Ma L, Kreidieh W R. Fast RLS Fourier analyzers capable of accommodating frequency mismatch [J]. Signal Processing, 2007, 87(4): 2197 - 2212.
- [8] Xiao Y, Wei H. A feed forward hybrid active noise control system in the presence of sensor error [A]. Proceedings of Control Automation Robotics & Vision (ICARCV) [C]. Guang Zhou, China: IEEE, 2012. 306 - 310.
- [9] Kuo S M, Nallabolu S P. Analysis and correction of frequency error in electronic mufflers using narrowband active noise control [A]. Proceedings of International Conference on Control Applications [C]. Singapore: IEEE, 2007. 1353 - 1358.
- [10] Hinamoto Y, Sakai H. A filtered-X LMS algorithm for sinusoidal reference signals effects of frequency mismatch [J].

## 5 结论

本文主要针对窄带 ANC 系统中的频率失调问题进

IEEE Signal Processing Letters, 2007, 14(4): 259 – 262.

- [11] Jeon H J, Chang T G, Kuo S M. Analysis of frequency mismatch in narrowband active noise control[J]. IEEE Trans Audio, Speech, Language Processing, 2010, 18(6): 1632 – 1642.
- [12] Liu J, Sun J, Xiao Y. Mean-sense behavior of filtered-X LMS algorithm in the presence of frequency mismatch [A]. Proceedings of Intelligent Signal Processing and Communication Systems[C]. Seoul, Korea: IEEE, 2012. 4 – 7.
- [13] 徐红, 李刚, 黄朝耿, 叶丰. 一种设计 IIR 数字滤波器的参数化方法[J]. 电子学报, 2012, 40(4): 847 – 851.  
Xu Hong, Li Gang, Huang Chao-Geng, Ye Feng. A parametric approach to IIR digital filter design[J]. Acta Electronica Sinica, 2012, 40(4): 847 – 851. (in Chinese)
- [14] 储昭碧, 张崇巍, 冯小英. 基于自适应陷波滤波器的频率和幅值估计[J]. 自动化学报, 2010, 36(1): 60 – 66.  
Chu Zhao-Bi, Zhang Chong-Wei, Feng Xiao-Ying. Adaptive notch filter-based frequency and amplitude estimation[J]. Acta Automatica Sinica, 2010, 36(1): 60 – 66. (in Chinese)
- [15] Pei S C, Tseng C C. Adaptive IIR notch filter based on least mean p-power error criterion[J]. IEEE Trans Circuits Syst, 1993, 40(8): 525 – 529.
- [16] Xiao Y, Tadokoro Y, Kobayashi Y. A new memoryless nonlinear gradient algorithm for a second-order adaptive IIR notch filter and its performance analysis[J]. IEEE Trans Circuits Syst II: Analog Digit Signal Process, 1998, 45(4): 462 – 472.

## 作者简介



**温良** 男. 1984年9月出生, 2007年至今任职于中国人民解放军 96361 部队, 哈尔滨工业大学电气工程及自动化学院在读博士研究生. 从事自适应信号处理、主动噪声控制方面的有关研究.

E-mail: lwen@hit.edu.cn



**黄博妍** 女. 1984年出生, 哈尔滨工业大学电气工程及自动化学院讲师. 从事自适应信号处理、语音增强及主动噪声控制方面的有关研究.

E-mail: byhuang@hit.edu.cn



**魏国(通信作者)** 男. 1966年出生, 哈尔滨工业大学电气工程及自动化学院教授. 主要研究方向为传感技术和自适应信号处理.

E-mail: wg-weiguo@yahoo.com.cn