

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2210570

一种低复杂度快速收敛的窄带主动噪声控制系统*

祝文昭¹, 罗磊², 张夏²

(1. 燕山大学河北省测试计量技术及仪器重点实验室 秦皇岛 066004; 2. 重庆大学光电技术及系统教育部重点实验室 重庆 400044)

摘要:传统窄带主动噪声控制(ANC)系统的计算负荷与窄带噪声频带数量正相关,而且其收敛速度和降噪效果存在此消彼长的关系。为解决以上问题,首先基于滤波误差技术简化窄带ANC模型,使系统计算量与窄带噪声频带数量相互独立。然后通过自适应混合参数将两个简化的窄带ANC系统进行并行凸组合,其中一个系统拥有最快的收敛速度,另一个系统拥有较低的稳态误差。提出的系统不仅降低了传统窄带ANC系统的计算复杂度,而且在不牺牲降噪性能的情况下提升了系统收敛速度。实验结果表明,提出系统在不牺牲稳态误差的基础上,收敛时间缩短了78%,有效提升了系统收敛性能。

关键词:主动噪声控制;时变多频;低复杂度;收敛特性;稳态误差

中图分类号: TB535 TH86 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510·40

Novel low-complexity and fast-convergence narrowband active noise control system

Zhu Wenzhao¹, Luo Lei², Zhang Xia²

(1. Key Lab of Measurement Technology and Instrumentation of Hebei Province, Yanshan University, Qinhuangdao 066004, China;
2. Key Laboratory of Optoelectronic Technology and Systems, Ministry of Education, Chongqing University, Chongqing 400044, China)

Abstract: The calculation load of the traditional narrowband active noise control (ANC) system is positively correlated with the number of narrowband frequencies. Its convergence speed and noise reduction effect have the trade-off relationship. To solve the aforementioned problems, this article firstly simplifies the narrowband ANC model based on the filtered-error technology, which makes the system calculation independent of the number of narrowband frequencies. Then, an adaptive mixture parameter combines two simplified narrowband ANC systems to make up a parallel convex combination structure. One system has the fastest convergence speed, and the other system has lower steady-state error. It not only reduces the computational complexity of the traditional narrowband ANC system, but also improves its convergence speed without sacrificing noise reduction result. Experimental results show that the proposed system shortens the convergence time by 78% without sacrificing the steady-state error, which effectively improves the system convergence performance.

Keywords: active noise control; time-varying multi-frequency; low complexity; convergence characteristics; steady-state error

0 引言

离散线谱信号通常由旋转设备产生,普遍存在于工业和军事应用中,具有时变、多频窄带特性,如不同飞行状态下的直升机舱内噪声信号,其有效窄带噪声频带数量在10个以上,且噪声信号能量随飞行状态不断变

化^[1-2]。针对窄带噪声信号,目前最流行的降噪方法为经典窄带主动噪声控制(active noise control, ANC)系统。通过非声学传感器采集旋转设备转速计算频率,然后利用正弦信号发生器产生正、余弦输入组成并行独立控制结构进行降噪,具有响应快、频率特性明显、噪声抑制效果好、系统稳定性高等优点。为时变多频窄带噪声主动控制提供了良好的理论基础。窄带ANC系统通过正、余

收稿日期:2022-10-15 Received Date: 2022-10-15

* 基金项目:国家自然科学基金(12004058)、中国博士后科学基金(2020M673128)、重庆市博士后科学基金(cstc2020jcyj-bshX0044)项目资助

弦并行结构实现幅值和相位的自适应调整,与基于有限脉冲响应(finite impulse response, FIR)滤波器的 ANC 系统^[3-4]相比,数学模型简单,更便于理论分析。详细的理论分析可以预先提供 ANC 系统的收敛边界、瞬态特性以及稳态特性等信息,为进一步优化系统性能提供指导。因此经典窄带 ANC 系统逐渐成为了国内外学者研究的热点^[5-10]。

旋转设备产生的窄带噪声具有明显的时变特性,如转速变化引起的频率信息变化。为保证窄带 ANC 系统在非平稳噪声环境呈现优秀的降噪性能,迫切需要窄带 ANC 系统具有快速的收敛速度,实现及时追踪的目的。但是这种方法不能以牺牲系统降噪效果为代价,否则实用价值不大。目前解决该问题最流行的方法是采用变步长理论^[11-14]。通过与误差信号相关的函数表征或者计算系统步长参数,使得步长随着系统误差不断变化。变步长技术在一定程度上缓和了 ANC 系统收敛速度和稳态误差间的矛盾,但是却无法从根本上解决该问题。相较于系统采用较大步长和较小步长,变步长算法的收敛速度和稳态误差都不是最优。

经典窄带 ANC 系统是一种与频率数量相关的并行结构,每个频率都需要经过两次次级路径估计计算。随着窄带噪声频带数量的增加,系统的计算负荷将成倍增加,不利于 ANC 系统的实时降噪。针对该问题,目前解决方式主要有两种:1)利用带通滤波器组对参考信号进行预处理,从而达到减少次级滤波估计模块数量的要求^[10];2)选用无次级路径估计技术^[15-16]。方法1消除了窄带噪声频带数量与次级滤波估计模块数量的倍数关系,但是仍旧需要两个次级滤波估计模块,而且增加了带通滤波器组的计算,该部分计算量与频率数量相关。在多频窄带噪声环境下,这种方式降低系统复杂度的能力有限,无法满足实际应用需求。方法2应对时变次级路径能力有限,而且无次级路径估计技术需要更加复杂的自适应控制算法补偿实际次级路径的影响,因此计算效率较低。

综上所述,针对旋转设备引起的时变、多频窄带噪声,窄带 ANC 系统主要面临两个问题:1)多频引起的系统计算量成倍增加;2)系统收敛速度与降噪效果间的此消彼长。目前针对这两个问题,并无有效可行的解决方案。针对这一现状,本文将首先分析窄带 ANC 系统误差信号、窄带噪声频带数量和次级路径估计数量间的关系,构建新型窄带 ANC 结构,消除窄带噪声频带数量与次级路径估计数量间的倍数关系。然后利用自适应凸组合技术开发并行窄带 ANC 方法,有效解决了窄带 ANC 系统收敛速度和稳态误差间的此消彼长矛盾,使其快速高效应对非平稳噪声环境,增强其复杂环境的适应性和实用性。

1 经典窄带 ANC 系统及其存在的问题

1.1 经典窄带 ANC 系统

经典窄带 ANC 系统的数学模型如图 1 所示,以频率信息作为输入,由正、余弦并行结构组成。 $S(z)$ 表示真实次级路径,其脉冲响应系数为 $s(n) = [s_0, s_1, \dots, s_M]$,其中 M 为真实次级路径滤波器阶数。 $\hat{S}(z)$ 表示次级路径估计,其脉冲响应系数为 $\hat{s}(n) = [\hat{s}_0, \hat{s}_1, \dots, \hat{s}_{\hat{M}}]$,其中 \hat{M} 为次级路径估计滤波器阶数。

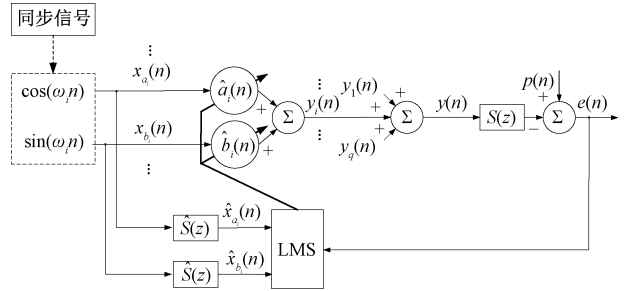


图1 经典窄带 ANC 数学模型(第 i 个频率)

Fig. 1 Typical narrowband ANC model (the i -th narrowband frequency)

定义式(1)和(2)为参考输入,其中 $i = 1, 2, \dots, q$, q 是目标信号的窄带噪声频带数量, $\{\omega_i\}_{i=1}^q$ 为窄带频率值。

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

$$x_{b_i}(n) = \sin(\omega_i n) \quad (2)$$

此时,任意窄带初级噪声 $p(n)$ 可以用正、余弦并行结构表示为:

$$p(n) = \sum_{i=1}^q [a_i x_{a_i}(n) + b_i x_{b_i}(n)] + v_p(n) \quad (3)$$

其中, $\{a_i, b_i\}_{i=1}^q$ 为目标信号中正余弦分量对应的离散傅里叶系数(discrete Fourier coefficients, DFC), $v_p(n)$ 表示背景噪声,常用均值为0、方差为 σ_p^2 的高斯白噪声表示。

定义 $y(n)$ 为次级输出,表示为:

$$y(n) = \sum_{i=1}^q y_i(n) = \sum_{i=1}^q [\hat{a}_i(n) x_{a_i}(n) + \hat{b}_i(n) x_{b_i}(n)] \quad (4)$$

其中, $\{\hat{a}_i(n), \hat{b}_i(n)\}_{i=1}^q$ 表示估计的 DFC。定义代价函数为:

$$J(n) = E[e^2(n)] = E\left[\left(p(n) - \sum_{m=0}^M s_m y(n-m)\right)^2\right] \quad (5)$$

式中: $e(n)$ 为残余误差; $E[\cdot]$ 表示期望操作。利用最小均方(least mean square, LMS)算法可以近似得到 DFC 估

计递归计算公式如下:

$$\hat{a}_i(n+1) = \hat{a}_i(n) - \frac{\mu}{2} \nabla \hat{a}_i \quad (6)$$

$$\hat{b}_i(n+1) = \hat{b}_i(n) - \frac{\mu}{2} \nabla \hat{b}_i \quad (7)$$

式中: μ 为步长,用于平衡系统收敛速度和稳态误差的大小。假设次级路径估计精度高,即 $\hat{s}(n) \approx s(n)$, $\nabla \hat{a}_i$ 和 $\nabla \hat{b}_i$ 可以表示为:

$$\nabla \hat{a}_i = \frac{\partial J(n)}{\partial \hat{a}_i(n)} = -2e(n) \sum_{m=0}^{\hat{M}} \hat{s}_m x_{a_i}(n-m) \quad (8)$$

$$\nabla \hat{b}_i = \frac{\partial J(n)}{\partial \hat{b}_i(n)} = -2e(n) \sum_{m=0}^{\hat{M}} \hat{s}_m x_{b_i}(n-m) \quad (9)$$

1.2 计算复杂度分析

由图1可知,单频窄带 ANC 系统的正、余弦分量分别需要经过次级路径估计。当目标信号包含多个窄带频率时,次级路径估计引起的计算量将成倍增加,这无疑会限制窄带 ANC 系统对多频窄带噪声的降噪效率,甚至使其失效。

由式(8)和(9)可知,在经典窄带 ANC 系统中,每个窄带频率需要两个次级路径估计模块 $\hat{s}(n)$ 进行滤波。当窄带噪声频带数量为 q ,次级路径估计滤波引起的计算量包含 $2q(\hat{M}+1)$ 个乘法操作和 $2q\hat{M}$ 个加法操作。显然次级路径估计滤波计算复杂度与窄带噪声频带数量 q 和次级路径估计长度 \hat{M} 成正比。这意味着窄带噪声频带数量越多、次级路径估计滤波器长度越长,经典窄带 ANC 系统的计算复杂度越高。因此如何解除这种比例关系是降低经典窄带 ANC 系统计算复杂度的关键。

1.3 系统收敛速度与稳态误差的此消彼长问题

由文献[17]可知,经典窄带 ANC 系统的均方稳态误差可以表示为:

$$E[e^2(\infty)] = \frac{2\sigma_p^2}{2 - \mu\Theta} \quad (10)$$

其中, Θ 为只与次级路径 $s(n)$ 和次级路径估计 $\hat{s}(n)$ 相关的函数,对于确定系统,当 $\hat{s}(n)$ 估计准确时, σ_p^2 和 Θ 都是常数。因此随着步长 μ 在 $[0, 2/\Theta]$ 范围内增加,均方稳态误差 $E[e^2(\infty)]$ 也随之增大。众所周知,步长 μ 表征着 ANC 系统的收敛性能。在收敛边界内,步长 μ 越大,系统收敛速度越快,反之越小。

由以上分析可知,在经典窄带 ANC 系统中,当步长 μ 较大时,经典窄带 ANC 系统收敛速度较快,最终降噪的稳态误差就相对较大;当步长 μ 较小时,经典窄带 ANC 系统收敛速度较慢,最终降噪的稳态误差就相对较小。显然,较快的收敛速度和较小的稳态误差存在此消彼长的关系。

旋转设备的转速具有时变性,这要求窄带 ANC 系统具有快速的收敛速度来应对这种突发的噪声环境变化,但是却不能以牺牲降噪效果为代价。变步长理论的出现一定程度上缓解了收敛速度和稳态误差间的矛盾关系,但两者依然存在较强的依赖关系。此外,变步长理论必须考虑窄带噪声频带特性的影响,使得变步长算法的复杂度与窄带噪声频带数量正相关,增加了系统的计算负荷,不利于实际应用。因此如何在有限计算量的情况下,使窄带 ANC 系统同时具有最快收敛速度和较低稳态误差是解决该问题的关键。

2 低复杂度最优收敛窄带 ANC 系统

为有效解决经典窄带 ANC 系统的上述问题,本文首先基于滤波误差结构简化了窄带 ANC 模型,并利用误差分离技术进一步提升系统降噪性能,然后采用凸组合技术设计了最优收敛窄带 ANC 系统,不仅拥有较低的计算量,而且有效解决了窄带 ANC 系统收敛速度与稳态误差间此消彼长的问题。

2.1 基于滤波误差结构的低复杂度窄带 ANC 系统

参考文献[18],利用滤波误差技术,式(8)和(9)可以修改为:

$$\nabla \hat{a}_i = -2 \sum_{j=0}^{\hat{M}} e(k-j) \hat{s}_{\hat{M}-j} x_{a_i}(k-\hat{M}) \quad (11)$$

$$\nabla \hat{b}_i = -2 \sum_{j=0}^{\hat{M}} e(k-j) \hat{s}_{\hat{M}-j} x_{b_i}(k-\hat{M}) \quad (12)$$

当输入信号变化缓慢且采样率较高时,假设 $e(n) \approx e(k)$, $x_{a_i}(n) \approx x_{a_i}(k)$, $x_{b_i}(n) \approx x_{b_i}(k)$ 。定义式(13)为滤波误差信号:

$$e_f(n) = \sum_{j=0}^{\hat{M}} \hat{s}_{\hat{M}-j} e(n-j) \quad (13)$$

将式(11)~(13)代入式(6)和(7)得到 DFC 估计新的更新公式为:

$$\hat{a}_i(n+1) = \hat{a}_i(n) + \mu_i e_f(n) x_{a_i}(n-\hat{M}) \quad (14)$$

$$\hat{b}_i(n+1) = \hat{b}_i(n) + \mu_i e_f(n) x_{b_i}(n-\hat{M}) \quad (15)$$

在线性 ANC 系统中, $e_f(n)$ 是不同目标频率误差信号的线性组合,可以表示为:

$$e_f(n) = \sum_{i=1}^q e_{f,i}(n) + \varphi(n) \quad (16)$$

式中: $\varphi(n)$ 为背景噪声 $v_p(n)$ 引起的滤波误差分量; $e_{f,i}(n)$ 为每个窄带频率对应的滤波误差信号, $i=1, 2, \dots, q$ 。每个频率滤波误差 $e_{f,i}(n)$ 可以近似利用总滤波误差 $e_f(n)$ 通过如下带通滤波器 (bandpass filtering, BPF) 组进行提取,带通滤波器的数量为 q 。

$$e_{f,i}(n) = -\rho c_i e_{f,i}(n-1) - \rho^2 e_{f,i}(n-2) + (\rho-1)c_i e_f(n-1) + (\rho^2-1)e_f(n-2) \quad (17)$$

其中, $c_i = -2\cos(\omega_i)$, $\rho \in (0, 1)$ 为极半径。

经过上述推导,改进的窄带 ANC 系统如图 2 所示,其中 $\beta = \hat{M}$, $c(n) = [\hat{s}_M \hat{s}_{M-1} \cdots \hat{s}_0]$, BPF_{*i*} 表示第 *i* 个带通滤波器。由图 2 可知,整个窄带 ANC 系统只需要对误差信号进行一个滤波计算,与目标信号的窄带噪声频带数量无关,滤波器长度与次级路径估计相同,消除了计算量与窄带噪声频带数量间的正相关关系。

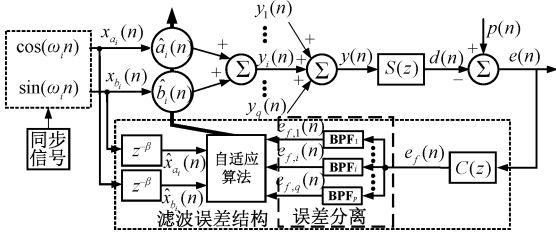


图 2 改进的低复杂度窄带 ANC 系统

Fig. 2 The improved low-complexity narrowband ANC system

2.2 自适应凸组合并行窄带 ANC 系统

由式(10)可知,经典窄带 ANC 系统的收敛速度和稳态误差是一对矛盾量,存在此消彼长的关系。同一个窄带 ANC 系统难以同时保持较快的收敛速度和较低的稳态误差。为此,本文研发了自适应凸组合并行窄带 ANC 系统,如图 3 所示。利用混合参数对双系统的优势进行互补,类似于“软开关”,可以根据噪声环境使系统自适应地工作在不同状态以谋求优势最大化。凸组合的双系统结构都如图 2 所示,一个系统采用最大步长,拥有最优初始收敛速度,另一个系统采用较小步长,拥有较低稳态误差。在自适应凸组合系统中,每个子系统独立工作,因此可以采用两个核实现 ANC 降噪,提高实时系统计算效率。

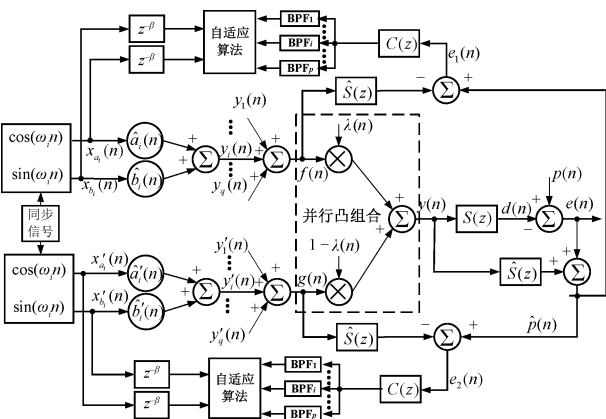


图 3 自适应凸组合并行窄带 ANC 系统

Fig. 3 The adaptive convex combination parallel narrowband ANC system

在提出的自适应凸组合并行窄带 ANC 系统中,最终的次级输出为两个子系统次级输出的组合,表示为:

$$y(n) = \lambda(n)f(n) + (1 - \lambda(n))g(n) \quad (18)$$

式中: $f(n)$ 为较快收敛子系统的次级输出; $g(n)$ 为较低稳态误差子系统的次级输出; $\lambda(n)$ 为 $[0, 1]$ 的自适应参数。

$$\lambda(n) = \frac{1}{1 + e^{-\alpha(n)}} \quad (19)$$

由式(19)可知,当 $\lambda(n)$ 趋近于 1 时,最终的次级输出为较快收敛子系统的次级输出,当 $\lambda(n)$ 趋近于 0 时,最终的次级输出为较低稳态误差系统的次级输出。

2.3 参数 $\alpha(n)$ 更新策略改进

由式(19)可知,混合参数 $\lambda(n)$ 受控于参数 $\alpha(n)$ 。通常参数 $\alpha(n)$ 可以直接采用 LMS 方法进行更新:

$$\alpha(n+1) = \alpha(n) + \mu_\alpha e(n) [e_1(n) - \quad (20)$$

$$e_2(n)] \lambda(n) [1 - \lambda(n)]$$

式中: $e_1(n)$ 和 $e_2(n)$ 分别表示两个子系统对应的误差信号。参数 $\alpha(n)$ 的收敛速度决定混合参数 $\lambda(n)$ 的响应速度,快速响应的 $\lambda(n)$ 可以保证两个独立系统的迅速过渡,因此需要加快参数 $\alpha(n)$ 的收敛过程。归一化最小均方(normalized LMS, NLMS)算法是一种常见的改进 LMS 方法,可以加快传统 LMS 算法的收敛速度。但是 NLMS 算法采用一个常数归一化因子,通常取值较小。这种方法限制了 NLMS 方法在收敛性能上的进一步提升。为进一步加快参数 $\alpha(n)$ 收敛,本文在 NLMS 算法的基础上进行改进,充分保证 $\alpha(n)$ 对总体误差信号 $e(n)$ 和独立误差信号 $e_1(n)$ 、 $e_2(n)$ 的敏感性。新型 NLMS 算法计算参数 $\alpha(n)$ 的过程如下:

$$\alpha(n+1) = \alpha(n) + \mu_\alpha \frac{e(n) [e_1(n) - e_2(n)] \lambda(n) [1 - \lambda(n)]}{s(n) + f(e_1(n), e_2(n))} \quad (21)$$

其中:

$$s(n) = \frac{\exp(-\tau \|e_1(n) - e_2(n)\|^2)}{\tau} \quad (22)$$

$$f(e_1(n), e_2(n)) = \|e_1(n) - e_2(n)\|^2 \quad (23)$$

$$e_1(n) = \hat{p}(n) - \sum_{m=0}^M \hat{s}_m f(n-m) \quad (24)$$

$$e_2(n) = \hat{p}(n) - \sum_{m=0}^M \hat{s}_m g(n-m) \quad (25)$$

参数 $\tau \in (0, \infty)$, 用于动态调节归一化分母 $s(n)$ 和 $f(e_1(n), e_2(n))$ 间的比重,通常选择 $\tau = 1000$ 。当 $\|e_1(n) - e_2(n)\|^2$ 减小时, $s(n)$ 也随之变小, $\|e_1(n) - e_2(n)\|^2$ 增大时, $s(n)$ 逐渐趋近于常数 $1/\tau$ 。这样可以 根据噪声环境动态调整 $s(n)$ 在分母中的比重,提高归一化精度。 $\mu_\alpha \in (0, \infty)$ 表示步长。

3 仿真实验

通过以上分析可知,本文提出的快速收敛窄带 ANC 系统不仅可以减少经典窄带 ANC 系统的计算复杂度,而且解决了收敛速度与稳态误差间的此消彼长问题。为说明提出方法的有效性,进行仿真对比验证。结果采用系统的均方误差(mean square error, MSE)进行评价,表示为 $\phi_{\text{MSE}} = 10 \lg \{E[e^2(n)]\}$ 。

仿真中,目标信号的窄带噪声频带数量为 $q = 3$,采样频率为 1 000 Hz,窄带频率和幅值存在突变现象。在 10 s 前,窄带频率为 $\omega = [0.1\pi, 0.2\pi, 0.3\pi]$,相应的 DFC 为 $a = [2, 1, 0.5], b = [-1, -0.5, 0.1]$ 。在 10 s 后,窄带频率变为 $\omega = [0.08\pi, 0.15\pi, 0.25\pi]$,相应的 DFC 变为 $-a$ 和 $-b$ 。附加噪声的方差为 $\sigma_p^2 = 0.33$ 。带通滤波器组的极半径为 $\rho = 0.985$ 。初级路径和次级路径采用截止频率为 0.4π ,阶数分别为 40 和 20 的低通滤波器。次级路径估计长度为 $\hat{M} = 20$ 。其他步长参数设置如表 1 所示,其中 μ_1 为快速收敛子系统的步长,接近于滤波误差 ANC 系统的最大收敛步长,表征了该系统的最快收敛速度,可以通过文献[18]收敛上界条件近似计算得到。 μ_2 为较低稳态误差子系统的步长。文献[11]的变步长(variable step-size, VSS)系统在该仿真用于进行对比,变步长相关参数设置如表 1 所示,与文献[11]设置一致。

表 1 仿真步长参数设置及各系统降噪效果

Table 1 Parameter setting of step sizes and de-noising performance of each system in simulation

系统	收敛时间/s	稳态误差/dB
快速收敛子系统 $\mu_1 = 0.1$	0.09	-8.30
低稳态误差子系统 $\mu_2 = 0.01$	0.78	-9.65
提出系统 $\mu_\alpha = 10$	0.09	-9.65
经典系统 $\mu = 0.02$	0.47	-9.46
文献[11]变步长系统 $\xi_i = 0.999, \eta_i = 0.0001$	0.25	-9.55

仿真结果如图 4 所示,其中图 4(a)为快速收敛子系统降噪结果,图 4(b)为较低稳态误差子系统降噪结果,图 4(c)为提出系统降噪结果,图 4(d)为混合参数 $\lambda(n)$ 的学习曲线,图 4(e)为经典系统的降噪结果,图 4(f)为文献[11]变步长系统的降噪结果。对比图 4(a)~(c)可知,当噪声环境发生突变时,快速收敛子系统 0.09 s 后进入稳态过程,比较低稳态误差子系统追踪速度快,但是最终的稳态误差较大,为 -8.30 dB,而提出的自适应凸组合并行窄带 ANC 系统却同时拥有快速收敛子系统的追踪速度和较低稳态误差子系统的稳态误差,0.09 s 进入稳

态,最终稳态误差为 -9.65 dB。这一现象可以通过观察混合参数 $\lambda(n)$ 的学习曲线进行解释,在 0.4 s 之前, $\lambda(n)$ 的取值接近于 1,然后迅速变化至接近 0,当非平稳突变发生时又迅速回归至 1,在 0.7 s 后再次接近于 0,整个过程是自适应变化的。由式(19)可知,当 $\lambda(n)$ 接近于 1 时,提出系统的次级输出以快速收敛子系统的次级输出为主,而当 $\lambda(n)$ 接近于 0 时,提出系统的次级输出以较低稳态误差子系统的次级输出为主。这使得提出系统在非平稳噪声出现时,在不牺牲降噪效果的前提下可以取得最优的收敛速度。

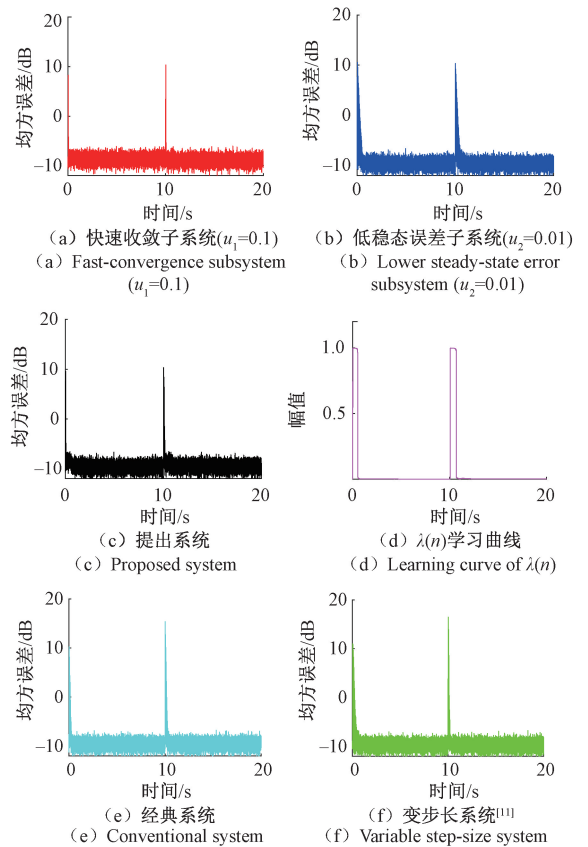


图 4 非平稳窄带信号降噪效果

Fig. 4 Noise reduction effect of non-stationary narrowband signal

对比图 4(e)和(f)可知,变步长系统在噪声环境突变时,收敛时间比经典系统少 0.22 s,最终稳态误差也比经典系统小 0.09 dB,确实缓和了稳态误差和收敛速度的此消彼长问题。但是与提出系统(图 4(c))相比,提出系统的收敛速度和最终降噪效果都优于变步长系统。

4 实验验证

为验证提出系统的有效性,搭建风机主动噪声控制平台进行实验测试,实验搭建示意图和实物图分别如图 5 和 6 所示,其中,计算机和 dSPACE 组成实时控制系

统。误差麦克风采集降噪后的残余误差,通过 AD 模块作为反馈量输入至控制系统。控制系统输出经过 DA 模块驱动扬声器发出次级声音。参考麦克风用于采集风机噪声,通过频谱计算得到风机噪声的窄带频率,如图 7(a)所示,风机噪声窄带频率为 229.5 Hz,在整个风机运行过程中窄带频率基本保持不变,如图 7(b)所示。因此在该系统中,离线计算风机噪声窄带频率值。扬声器和误差麦克风间的声学路径为次级路径,其估计滤波器长度为 128,频率响应特性如图 8 所示。系统采样频率为 1 000 Hz。

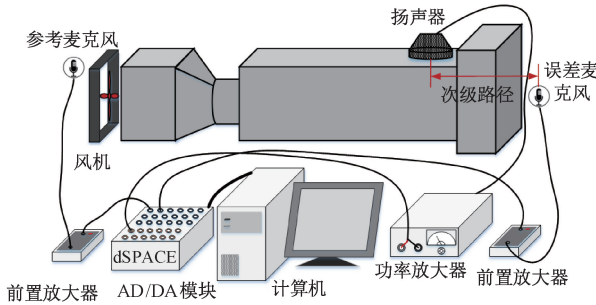


图 5 风机主动噪声控制平台连接示意图
Fig.5 Schematic diagram of active noise control for fan

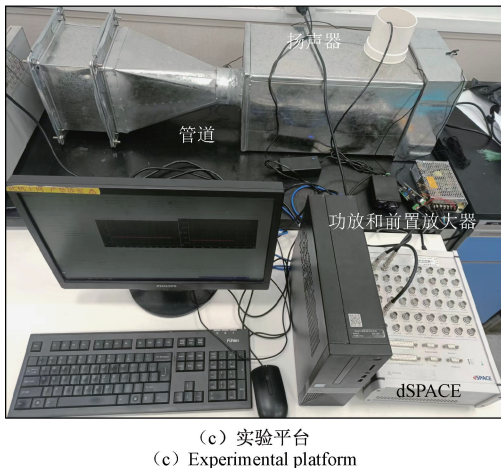
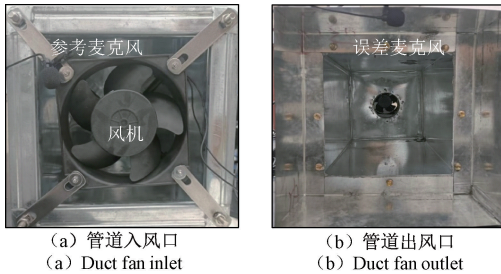


图 6 风机主动噪声控制平台实物

Fig.6 Physical picture of active noise control for fan

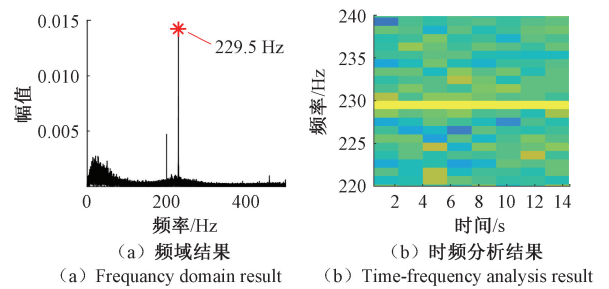
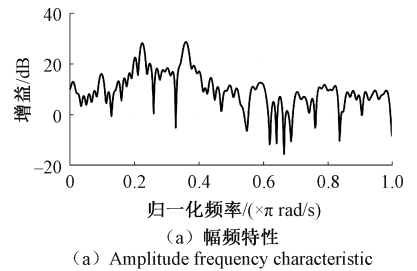
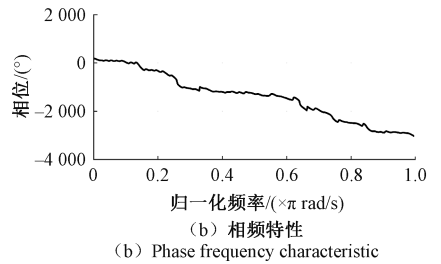


图 7 风机噪声时频特性

Fig.7 Time-frequency characteristics of fan noise



(a) Amplitude frequency characteristic



(b) Phase frequency characteristic

图 8 次级路径估计频率响应

Fig.8 Frequency response of secondary path estimation

曲线,图 9(b)为较低稳态误差子系统残余误差收敛曲线,图 9(c)为提出系统残余误差收敛曲线,图 9(d)为自适应参数 $\lambda(n)$ 的学习曲线。快速收敛子系统在 0.12 s 后达到稳态,稳态残余误差方差为 0.78×10^{-5} ,较低稳态误差子系统在 1.57 s 后达到稳态,稳态残余误差方差为 1.80×10^{-6} ,而提出的系统在 0.12 s 后达到稳态,稳态残余误差方差为 1.80×10^{-6} ,在不牺牲稳态误差的基础上,收敛时间缩短了 78%。这充分证明提出系统可以同时具备最优收敛和较小稳态误差的特性。

表 2 实验步长参数设置及各系统降噪效果

Table 2 Parameter setting of step sizes and de-noising performance of each system in experiment

系统	收敛时间/s	稳态方差
快速收敛子系统 $\mu_1 = 0.09$	0.12	0.78×10^{-5}
低稳态误差子系统 $\mu_2 = 0.03$	1.57	1.80×10^{-6}
提出系统 $\mu_\alpha = 38$	0.12	1.80×10^{-6}

实验中,步长参数设置如表 2 所示。实验降噪效果如图 9 所示。图 9(a)为快速收敛子系统残余误差收敛

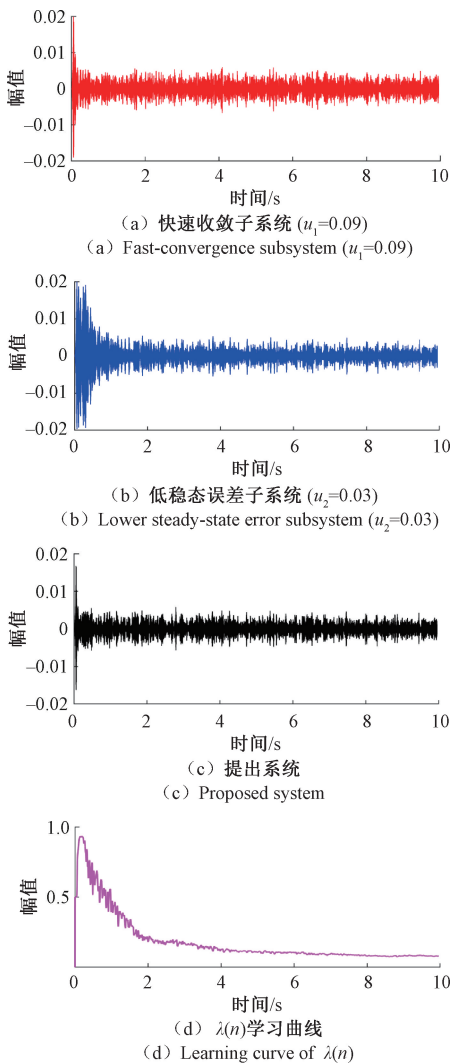


图9 风机噪声主动噪声控制结果

Fig.9 Active noise control result of fan noise

观察图9(d)可知, $\lambda(n)$ 在 0.35 s 之前其值接近于 1, 此时快速收敛子系统起主导作用。在 0.35 s 之后, $\lambda(n)$ 值逐渐变化接近于 0, 此时较低稳态误差子系统逐渐起主导作用。整个趋势与图 9(c) 的降噪结果一致。与仿真相比, 实验中两个子系统的过渡相对比较缓慢, 这是因为实验中背景噪声更加复杂, 两个子系统的稳态误差浮动较大, 且相差较小, 需要较长时间进行判断。

5 结 论

本文针对传统窄带主动噪声控制系统在降低旋转设备产生的时变、多频离散谱噪声时面临的计算复杂度过重和收敛速度与降噪结果间的此消彼长问题开展研究, 提出了基于滤波误差和自适应凸组合技术的快速收敛窄

带 ANC 系统。该系统不仅降低了传统方法的计算量, 而且在不牺牲降噪结果的情况下实现窄带 ANC 系统的快速收敛。非平稳的降噪仿真研究和基于通风管道的风机主动噪声控制实验都对提出的系统进行了验证, 结果表明提出系统可以在较低的稳态误差情况下获得最优收敛性能, 与理论分析一致, 证明了其有效性。

参考文献

- [1] 刘福华, 余忠烜. 某型直升机舱内噪声测试技术研究与分析[J]. 测控技术, 2014, 33(S): 1-3,9.
LIU F H, YU ZH X. Research and analysis of noise measurement technology in the cabin of a certain type of helicopter [J]. Measurement and Control Technology, 2014, 33(S): 1-3,9.
- [2] 殷鹏, 黄斌根, 刘忠超. 直升机舱内噪声特性分析[J]. 直升机技术, 2019(4): 28-31.
YIN P, HUANG B G, LIU ZH CH. Analysis of noise characteristics in helicopter cabin[J]. Helicopter Technology, 2019(4): 28-31.
- [3] 廖彦剑, 罗洪艳. 近头区域自动追踪的主动噪声控制系统研究[J]. 电子测量与仪器学报, 2011, 25(8): 676-681.
LIAO Y J, LUO H Y. Design of a novel auto-position tracking near head space active noise control system[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2011, 25(8): 676-681.
- [4] 聂永红, 程军圣, 张亢, 等. 基于 EMD 与响度的有源噪声控制系统[J]. 仪器仪表学报, 2012, 33(4): 801-808.
NIE Y H, CHENG J SH, ZHANG K, et al. Active noise control system based on EMD and loudness [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2012, 33(4): 801-808.
- [5] HAN R, WU M, LIU F, et al. A narrowband active noise control system with a frequency estimator based on Bayesian inference[J]. Journal of Sound and Vibration, 2019, 455:299-311.
- [6] 孙金玮, 孙琳, 刘剑, 等. 一种含次级通道在线辨识的窄带主动噪声控制系统[J]. 仪器仪表学报, 2011, 32(2): 252-257.
SUN J W, SUN L, LIU J, et al. A narrowband active noise control system with on-line identification of secondary channels [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2011, 32(2): 252-257.
- [7] 罗磊, 孙金玮, 黄博妍, 等. 一种应对窄带非线性主动噪声控制的混合结构[J]. 电子学报, 2017, 45(8): 1801-1809.
LUO L, SUN J W, HUANG B Y, et al. A hybrid structure coping with narrow-band nonlinear active noise

- control[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2017, 45(8): 1801-1809.
- [8] GONG C, WU M, GUO J F, et al. Multichannel narrowband active noise control system with a frequency estimator based on DFT coefficients[J]. *Journal of Sound and Vibration*, 2022, 521: 116660.
- [9] CHEN W, LU C H, WILLIAMS H, et al. Development and experimental verification of a new computationally efficient parallel narrowband active noise control system[J]. *Applied Acoustics*, 2022, 187: 108510.
- [10] AKHAR M T. Narrowband feedback active noise control systems with secondary path modeling using gain-controlled additive random noise[J]. *Digital Signal Pro-cessing: A Review Journal*, 2021, 111: 102976.
- [11] HUANG B, XIAO Y, WEI G. A variable step-size FXLMS algorithm for narrowband active noise control[J]. *IEEE Transactions on Audio, Speech and Language Processing*, 2013, 21(2): 301-312.
- [12] ZHU W Z, LUO L, CHRISTENSEN M G, et al. A new feedforward hybrid active control system for attenuating multi-frequency noise with bursty interference[J]. *Mechanical Systems and Signal Processing*, 2020, 144: 106859.
- [13] WANG L, CHEN K A, XU J. A narrowband active noise control system with a frequency estimator [J]. *IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences*, 2021(9): 1284-1292.
- [14] MA Y, XIAO Y, MA L, et al. Statistical analysis of narrowband active noise control using a simplified variable step-size FXLMS algorithm [J]. *Signal Processing*, 2021, 183: 1-14.
- [15] ZHOU D, DEBRUNNER V. A new active noise control algorithm that requires no secondary path identification based on the SPR property[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2007, 55(5): 1719-1729.
- [16] MONDAL K, DAS S, ABU A B H A, et al. All-pass filtered x least mean square algorithm for narrowband

active noise control[J]. *Applied Acoustics*, 2018, 142: 1-10.

- [17] XIAO Y, IKUTA A, MA L, et al. Stochastic analysis of the FXLMS-based narrowband active noise control system[J]. *IEEE Transactions on Audio, Speech and Language Processing*, 2008, 16(5): 1000-1014.
- [18] ZHU W Z, LUO L, XIE A, et al. A novel FELMS-based narrowband active noise control system and its convergence analysis [J]. *Applied Acoustics*, 2019, 156: 229-245.

作者简介



祝文昭, 2013 年于东北林业大学获得学士学位, 2016 年于哈尔滨工程大学获得硕士学位, 2021 年于哈尔滨工业大学获得博士学位, 现为燕山大学讲师, 主要研究方向为阵列信号处理、主动噪声控制。

E-mail: wenzhaozhu@ysu.edu.cn

Zhu Wenzhao received his B.Sc. degree from Northeast Forestry University in 2013, M.Sc. degree from Harbin Engineering University in 2016, and Ph.D. degree from Harbin Institute of Technology in 2021. He is currently a lecture at Yanshan University. His main research interests include array signal processing, active noise control.



罗磊(通信作者), 2012 年于沈阳工业大学获得学士学位, 分别在 2014 年和 2019 年于哈尔滨工业大学获得硕士学位和博士学位, 现为重庆大学讲师, 主要研究方向为自适应信号处理、主动噪声振动控制。

E-mail: llei@cqu.edu.cn

Luo Lei (Corresponding author) received his B.Sc. degree from Shenyang University of Technology in 2012, M.Sc. degree and Ph.D. degree both from Harbin Institute of Technology in 2014 and 2019, respectively. He is currently a lecture at Chongqing University. His main research interests include adaptive signal processing, active noise and vibration control.