

# 基于 PL-EPLL 的未知时变窄带噪声有源控制方法

刘锦春<sup>1</sup>, 张春辉<sup>2</sup>, 沈惠杰<sup>3</sup>, 袁 建<sup>4</sup>

(1. 福州大学机械工程及自动化学院, 福建福州 350108; 2. 海军研究院, 北京 100161,  
3. 海军工程大学, 湖北武汉, 430033; 4. 山东理工大学交通与车辆工程学院, 山东淄博 266018)

**摘 要:** 针对船舶动力机械装置未知时变窄带噪声的有源控制问题, 基于锁相环信号跟踪生成原理, 通过在锁相环中引入次级通道执行机构, 推导了新的未知时变窄带噪声有源控制方法. 首先, 通过 EPLL (Enhanced Phase Locked Loop) 环节中引入次级通道, 形成基于 EPLL 的未知时变窄带噪声有源控制方法; 其次, 通过近似分析得到其等效线性差分方程, 研究了窄带噪声信号幅值和次级通道特性对算法收敛性能的影响; 再次, 通过引入幅值归一化和次级通道归一化改进措施, 提出了基于 Pseudolinear (PL)-EPLL 的窄带噪声控制方法. 相比原方法, 改进算法幅值、频率/相位收敛方程的收敛特性与窄带噪声信号幅值和次级通道特性无关, 对不同强度分量的多频窄带噪声控制, 具有较为一致的收敛速度. 最后, 通过仿真分析, 验证所提出方法的有效性.

**关键词:** 噪声抵消; 锁相环; 时变; 窄带噪声

**中图分类号:** TP273+.2

**文献标识码:** A

**文章编号:** 0372-2112 (2020)06-1140-09

**电子学报 URL:** <http://www.ejournal.org.cn>

**DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2020.06.014

## PL-EPLL Based Active Control Algorithm for Unknown and Time-Varying Narrowband Noise

LIU Jin-chun<sup>1</sup>, ZHANG Chun-hui<sup>2</sup>, SHEN Hui-jie<sup>3</sup>, YUAN Jian<sup>4</sup>

(1. School of Mechanical Engineering and Automation, Fuzhou University, Fuzhou, Fujian 350108, China;  
2. Naval Academy, Beijing 100161, China; 3. Naval University of Engineering, Wuhan, Hubei 430033, China;  
4. School of Transportation and Vehicle Engineering, Shandong University of Technology, Zibo, Shandong 266018, China)

**Abstract:** To tackle the problem of active cancellation of unknown and time-varying narrowband signal caused by the ship power engineering equipment, an active noise control algorithm for suppressing unknown and time-varying narrowband noise is proposed based on the concept of signal tracking and generation in the phase locked loop (PLL). Firstly, with the introduction of secondary path in the enhanced phase locked loop (EPLL), an active algorithm is developed; secondly, with the approximation analysis, the differential equation of the EPLL-based algorithm is carried out to derive its performance relationship with the input signal amplitude and the secondary path. With normalizing of amplitude and secondary path, an improved pseudolinear (PL)-EPLL based active noise algorithm is derived. Compared to the EPLL-based algorithm, the convergence performance of the estimated amplitude, frequency/phase equation is independent with the amplitude of unknown narrowband signal and secondary path. Besides, the convergence performance is consistent when the noise source is composed of multi-frequency sinusoidal with different signal noise ratio. Finally, simulations conducted validate the effectiveness of the proposed PL-EPLL based active noise control.

**Key words:** noise cancellation; phase locked loop; time-varying; narrowband noise

### 1 引言

船舶机械设备柴油机、海水泵、滑油泵等动力机械装置产生的辐射噪声, 能量集中窄带分布, 具有明显的

线谱特征, 这些窄带噪声不仅影响船舶的声隐身性能, 而且引发了各类工程噪声问题, 对船舶工作人员的工作环境造成影响<sup>[1,2]</sup>. 针对这类问题, 有源噪声控制 (active noise control) 可以在被动消声方法的基础进一步改

善控制效果<sup>[1-3]</sup>.

这类工况波动变化的动力装置引发的窄带噪声常常具有时变非稳态特性,其幅值、频率缓慢变化.其中,转速易测量的设备,可通过非声学传感器获得振动噪声源频率.如 Kuo<sup>[4,5]</sup>和赵洪亮<sup>[6]</sup>通过余弦/正弦信号函数方法对两路参考信号进行递推生成.安峰岩等人采用基于径向基函数神经网络控制器,对磁悬浮作动器大出力情形下的窄带问题进行了非线性控制,补偿了磁悬浮作动器的时变非线性,仍需频率已知<sup>[7]</sup>.而对难以测量转速的设备,有源控制中耦合通道的存在通常导致无法通过传感器直接获得精确参考信号.此时,由于频率失调(frequency mismatch)存在,有可能导致系统性能变差<sup>[8,9]</sup>.采用间接方法估计拟合的窄带信号频率,然后采用频率已知的传统控制算法是其中一类解决方法<sup>[10-13]</sup>.频率估计方法的好坏很大程度上影响这类算法的跟踪抑制效果.此外,Xiao 等人针对目标噪声频率固定、且与参考信号存在频率偏差情形,在传统窄带自适应滤波控制算法中,引入频率补偿环节,发展多个并行子系统的多频窄带噪声控制方法<sup>[9,14-19]</sup>.文献[18]完善了文献[17]的参考信号生成环节,改善了系统鲁棒性和估计精度.若参考信号可测时,文献[19]在文献[15]中引入参考声学传感器,进行陷波器频率估计,可加快算法收敛.上述方法从不同角度阐述了未知时变窄带噪声有源控制问题.

锁相环常用于未知时变谐波信号幅值、相位、频率的估计和信号生成<sup>[20-24]</sup>.EPLL(Enhanced PLL)虽然克服了传统 PLL 存在的倍频波动问题,但仍存在传统 PLL 结构的高度非线性耦合问题,频率估计的暂态响应速度显著地受窄带信号幅值大小影响<sup>[20-24]</sup>.就此,文献[24]通过在 EPLL 的频率估计中引入幅值归一化,提出了伪线性(pseudolinear) PL-EPLL 方法,克服了 EPLL 方法收敛速度受制于未知信号幅值的缺点.以此研究为基础,本文针对未知时变窄带线谱噪声有源控制问题,试图从锁相环结构中,考虑次级通道传递函数,研究基于 EPLL 和基于 PL-EPLL 的有源控制算法.首先,通过在 EPLL 结构中引入次级通道,设计窄带噪声有源控制算法;然后,通过展开近似差分方程分析,得到幅值、频率估计环节与窄带噪声源信号和次级通道的相互关系,并就此分析结果,提出了改进措施,得到基于 PL-EPLL 的有源控制方法;最后,通过仿真分析,比较两者的性能差异,验证分析结果.

## 2 传统 PLL 算法

### 2.1 EPLL 算法

针对传统 PLL 估计中存在倍频误差的缺点,文献[20~22]提出 EPLL 结构,如图 1 所示.在该结构中,需

要估计的窄带信号  $d(t)$  为

$$d(t) = A_0 \sin[\varphi_0(t)] + v(t) \quad (1)$$

式中,相位  $\varphi_0(t) = \omega_0 t + \delta_0(t)$ ,  $A_0$  为幅值、 $\omega_0(t)$  为频率、 $\delta_0(t)$  为相角、 $v(t)$  为背景干扰噪声(均值为零的高斯白噪声,方差为  $\sigma_v^2$ ). 设估计参数空间为  $\theta(t) = [\hat{A}(t) \hat{\omega}(t) \hat{\delta}(t)]^T$ ,  $\hat{A}(t)$ 、 $\hat{\delta}(t)$ 、 $\hat{\omega}(t)$  分别为幅值、频率、相角的相应估计值. 估计相位为  $\hat{\varphi}(t) = \hat{\omega}t + \hat{\delta}(t)$ . 令性能函数为

$$J(\theta(t), t) = \frac{1}{2} e^2(\theta(t), t), e(\theta(t), t) = d(t) - y(t) \quad (2)$$

式中,跟踪生成的信号为  $y = \hat{A}(t) \sin[\hat{\varphi}(t)]$ . EPLL 锁相环算法为

$$\frac{d\theta(t)}{dt} = -\mu \frac{\partial J(\theta(t), t)}{\partial \theta(t)} \quad (3)$$

式中,  $\mu$  是步长因子组成的矩阵,用以调整算法收敛速度. 由频率/相位关系  $\hat{\varphi}(t) = \hat{\omega}(t)t + \hat{\delta}(t)$ , 方程式(3)可以推导得到如下 EPLL 算法

$$\dot{\hat{A}}(t) = \mu_1 e(t) \sin[\hat{\varphi}(t)] \quad (4)$$

$$\dot{\hat{\omega}}(t) = \mu_2 e(t) \cos[\hat{\varphi}(t)] \quad (5)$$

$$\dot{\hat{\varphi}}(t) = \hat{\omega}(t) + \mu_3 e(t) \cos[\hat{\varphi}(t)] \quad (6)$$

其中,  $\mu_1$ 、 $\mu_2$ 、 $\mu_3$  为相应的步长参数.

### 2.2 PL-EPLL 算法

针对 EPLL 收敛性能容易受到窄带信号幅值影响这一不足, Karimi 等通过引入幅值归一化方法,使算法收敛速度与未知窄带信号幅值的相关性降低,形成了 PL-EPLL 算法<sup>[24]</sup>

$$\dot{\hat{A}}(t) = \mu_1 e(t) \sin[\hat{\varphi}(t)] \quad (7)$$

$$\dot{\hat{\omega}}(t) = \mu_2 \frac{e(t)}{\hat{A}} \cos[\hat{\varphi}(t)] \quad (8)$$

$$\dot{\hat{\varphi}}(t) = \hat{\omega}(t) + \mu_3 \frac{e(t)}{\hat{A}} \cos[\hat{\varphi}(t)] \quad (9)$$

其中,  $\mu_1$ 、 $\mu_2$ 、 $\mu_3$  为步长参数. 算法如图 1 所示,图中虚线框中为传统 PLL 结构,  $\otimes$  表示乘法运算,  $\int$  表示积分运算,  $\omega^0$  表示频率初值.

## 3 窄带噪声有源控制方法

上述算法可认为次级通道传递特性为 1 的自适应窄带有源噪声控制算法. 在此基础上,我们研究了相应的有源噪声控制算法.

### 3.1 基于 EPLL 窄带噪声有源控制方法

在时变窄带噪声有源控制中,需要执行机构输出次级源噪声. 因而,在 EPLL 结构中,考虑执行机构

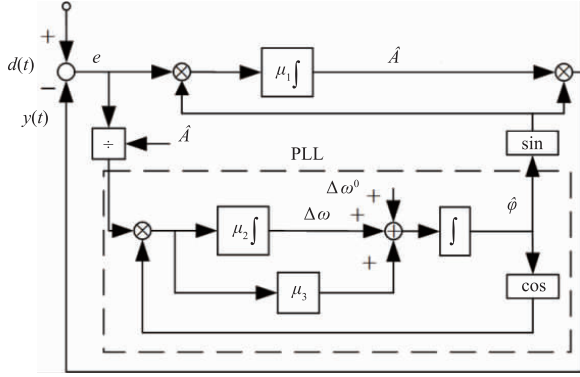


图1 PL-EPLL算法结构<sup>[24]</sup>

$S(\theta)$ , 如图 2(a) 所示. 设窄带信号频率缓慢变化时, 次级源输出信号  $y(t)$  为

$$y(t) = S(\theta) * x(t) = \hat{A}(t) (S(\theta) * \sin[\hat{\varphi}(t)]) \quad (10)$$

式中,  $*$  为卷积运算符号,  $x(t) = \hat{A}(t) \sin[\hat{\varphi}(t)]$  为控制信号,  $S(\theta)$  为次级通道. 令性能函数为

$$J(\theta(t), t) = \frac{1}{2} e^2, e = d(t) - y \quad (11)$$

式中,  $e$  为误差信号. 由  $\frac{d\theta(t)}{dt} = -\mu_e \frac{\partial J(\theta(t), t)}{\partial \theta(t)}$  ( $\theta(t) = [\hat{A}(t) \quad \hat{\omega}(t) \quad \hat{\delta}(t)]^T$ ), 则可推导得相应的基于 EPLL 的有源控制算法

$$\dot{\hat{A}}(t) = \mu_1 e(t) [\hat{S}(\theta) * \sin[\hat{\varphi}(t)]] \quad (12)$$

$$\dot{\hat{\omega}}(t) = \mu_2 e(t) \hat{A}(t) [\hat{S}(\theta) * \cos[\hat{\varphi}(t)]] \quad (13)$$

$$\dot{\hat{\delta}}(t) = \mu_3 e(t) \hat{A}(t) [\hat{S}(\theta) * \cos[\hat{\varphi}(t)]] \quad (14)$$

式中,  $\hat{S}(\theta)$  为次级通道估计模型,  $*$  表示卷积运算,  $\mu_1, \mu_2, \mu_3$  为调整收敛速度的步长参数. 为了便于计算, 在式(13)、(14)中采用与文献[20]相似处理方法, 将其  $\mu_2 \hat{A}(t), \mu_3 \hat{A}(t)$  简化为  $\mu_2, \mu_3$ ; 由  $\frac{d\hat{\varphi}}{dt} = \hat{\omega} + \frac{d\hat{\delta}}{dt}$ , 可将式(13)、(14)重新表示为

$$\dot{\hat{\omega}}(t) = \mu_2 e(t) (\hat{S}(\theta) * \cos[\hat{\varphi}(t)]) \quad (15)$$

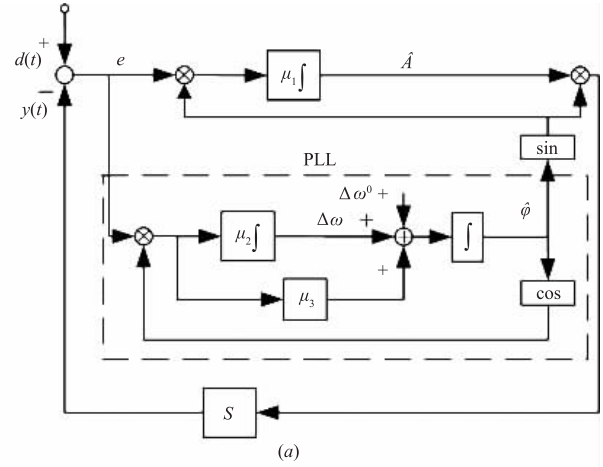
$$\dot{\hat{\varphi}}(t) = \hat{\omega}(t) + \mu_3 e(t) (\hat{S}(\theta) * \cos[\hat{\varphi}(t)]) \quad (16)$$

则式(10)、(12)、(15)、(16)构成了基于 EPLL 的窄带噪声有源控制算法, 如图 2(b) 所示.

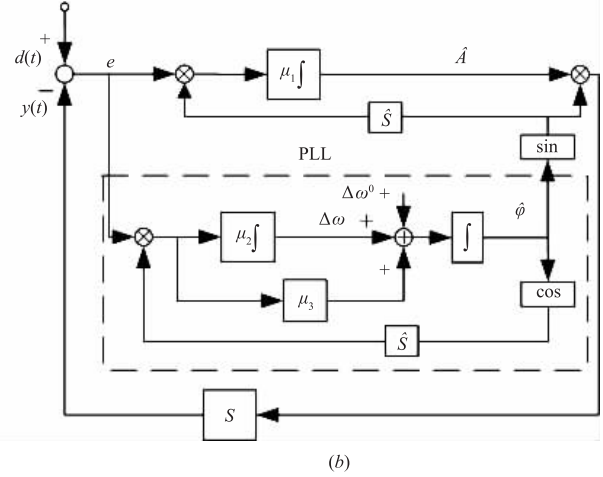
### 3.2 性能分析

为了分析上述算法性能, 这里将采用文献[24]中相同思路, 通过分析基于 EPLL 有源控制算法的线性差分方程, 指出未知窄带噪声源信号幅值和次级通道特性对该算法幅值、频率/相位方程收敛特性的影响. 然后通过引入幅值归一化和次级通道归一化方法, 得到基于 PL-EPLL 的窄带噪声有源控制算法.

设次级通道在频率  $\hat{\omega}$  的响应为  $S(j\hat{\omega})$ , 次级通道估计模型在频率  $\hat{\omega}$  的响应为  $\hat{S}(j\hat{\omega})$ , 有



(a)



(b)

图2 基于EPLL的有源噪声控制算法

$$\hat{S}(j\hat{\omega}) * \sin[\hat{\varphi}(t)] = |\hat{S}(j\hat{\omega})| \sin([\hat{\varphi}(t)] + \phi)$$

$$\hat{S}(j\hat{\omega}) * \cos[\hat{\varphi}(t)] = |\hat{S}(j\hat{\omega})| \cos([\hat{\varphi}(t)] + \phi)$$

其中,  $|\hat{S}(j\hat{\omega})|, \phi$  分别为  $\hat{S}(j\hat{\omega})$  的幅值和相位. 因而,

$$\begin{bmatrix} \hat{S}(\theta) * \sin[\hat{\varphi}(t)] \\ \hat{S}(\theta) * \cos[\hat{\varphi}(t)] \end{bmatrix} = \hat{\mathcal{S}} \begin{bmatrix} \sin[\hat{\varphi}(t)] \\ \cos[\hat{\varphi}(t)] \end{bmatrix}, \hat{\mathcal{S}} = \begin{bmatrix} \hat{S}_R & \hat{S}_I \\ -\hat{S}_I & \hat{S}_R \end{bmatrix} \quad (17)$$

其中,  $\hat{S}_R, \hat{S}_I$  分别表示  $\hat{S}(j\hat{\omega})$  的实部和虚部. 算法(式(12)、(15)、(16))可重新表示为

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{A}}(t) \\ \dot{\hat{\omega}}(t) \end{bmatrix} = \mathcal{X} \hat{\mathcal{S}} \begin{bmatrix} e(t) \sin[\hat{\varphi}(t)] \\ e(t) \cos[\hat{\varphi}(t)] \end{bmatrix}, \mathcal{X} = \begin{bmatrix} \mu_1 & 0 \\ 0 & \mu_2 \hat{A} \end{bmatrix} \quad (18)$$

$$y = \hat{A}(t) (S_R \sin[\hat{\varphi}(t)] + S_I \cos[\hat{\varphi}(t)]) \quad (19)$$

$$\dot{\hat{\varphi}}(t) = [\hat{\omega}(t)] + \mu_3 e(t) (\hat{S}(\theta) * \cos[\hat{\varphi}(t)]) \quad (20)$$

其中,  $S_R, S_I$  分别表示  $S(j\omega)$  的实部和虚部. 设在理想条件下, 算法收敛  $\hat{\omega} \rightarrow \omega_0$ . 现将  $d$  重新表示为  $d =$

$S(j\omega_0) * (A_0 \sin \varphi_0)$  ( $\varphi_0(t) = \omega_0 t + \delta_0$ ). 这里为了表示方便, 仍然将信号幅值相位标注为  $A_0$ 、 $\varphi_0$ . 为了便于近似分析, 现引入如下假设<sup>[25]</sup>:

(1) 估计频率  $\hat{\omega}$  接近于频率  $\omega_0$  时, 次级通道估计模型在频率  $\hat{\omega}$  的响应  $\hat{S}(j\hat{\omega})$  可近似为  $S(j\omega_0)$ ; (2)  $\hat{A}(t)$ 、 $\hat{\omega}$  变化缓慢, 次级通道在控制输入  $x(t)$  的响应可用频率  $\omega_0$  的稳态响应来表示.

将  $e = d - y$  代入, 有

$$e \begin{bmatrix} \sin[\hat{\varphi}(t)] \\ \cos[\hat{\varphi}(t)] \end{bmatrix} = (A_0 [S_R \sin[\varphi_0(t)] + S_1 \cos[\varphi_0(t)]] - \hat{A} [\hat{S}_R \sin[\hat{\varphi}(t)] + \hat{S}_1 \cos[\hat{\varphi}(t)]] \begin{bmatrix} \sin \hat{\varphi} \\ \cos \hat{\varphi} \end{bmatrix} \quad (21)$$

其中,

$$\begin{aligned} & (A_0 S_R \sin[\varphi_0(t)] - \hat{A} \hat{S}_R \sin[\hat{\varphi}(t)]) \sin \hat{\varphi} \\ & \approx \frac{1}{2} S_R (-A_0 [\cos(\varphi_0 + \hat{\varphi}) - \cos(\varphi_0 - \hat{\varphi})] - \hat{A} (1 - \cos(2\hat{\varphi}))) \\ & \approx \frac{1}{2} S_R (0 + A_0 - \hat{A}) \end{aligned} \quad (22)$$

在上式中, 将高频分量  $\cos(\varphi_0 + \hat{\varphi})$ 、 $\cos(2\hat{\varphi})$  近似为 0<sup>[25]</sup>. 同理, 由(21)可得

$$\hat{S} \begin{bmatrix} e(t) \sin[\hat{\varphi}(t)] \\ e(t) \cos[\hat{\varphi}(t)] \end{bmatrix} \approx \hat{S} S^T \begin{bmatrix} \bar{A} \\ A_0 \tilde{\varphi} \end{bmatrix} / 2 \approx |\hat{S}|^2 \frac{I}{2} \begin{bmatrix} \bar{A} \\ A_0 \tilde{\varphi} \end{bmatrix} \quad (23)$$

其中,  $\bar{A} = A_0 - \hat{A}$ ,  $\tilde{\varphi} = \varphi_0 - \hat{\varphi}$ ,  $I$  为单位矩阵,  $|S|$  为次级通道的模,  $|\hat{S}|^2 = (\hat{S}_R^2 + \hat{S}_1^2)$ . 因而, 基于 EPLL 的有源控制算法对应的线性差分方程为

$$\dot{\hat{A}}(t) = -\frac{1}{2} \mu_1 |\hat{S}|^2 \bar{A} \quad (24)$$

$$\dot{\tilde{\omega}}(t) = -\frac{1}{2} \mu_2 A_0 |\hat{S}|^2 \tilde{\varphi} \quad (25)$$

$$\dot{\tilde{\varphi}}(t) = \tilde{\omega}(t) - \mu_3 \frac{1}{2} A_0 |\hat{S}|^2 \tilde{\varphi} \quad (26)$$

从式(24)~(26)可知:

(1) 幅值差分方程是一个闭环反馈环路, 与频率/相位估计环节完全解耦. 幅值动态差分方程仅仅与步长系数  $\mu_1$  和次级通道特性相关, 而与窄带信号幅值不相关. 幅值估计环节为一阶动态方程, 时间常数为  $\frac{1}{2} \mu_1 |\hat{S}|^2$ , 因而幅值的收敛特性受到次级通道频率响应函数特性的影响;

(2) 频率/相位更新方程都是一个动态反馈方程, 均与窄带信号幅值和次级通道频率响应特性相关.

式(25)、(26)联立, 可得频率/相位动态特征方程为

$$s^2 + \frac{\mu_3 A_0^2 |S|^2}{2} s + \frac{\mu_2 A_0^2 |S|^2}{2} = 0 \quad (27)$$

从上式可知, 频率/相位动态方程收敛特性与式(27)特征根相关, 收敛特性受到窄带信号幅值和次级通道特性幅值的影响. 窄带噪声信号幅值、频率变化(相应的次级通道变化), 式(27)的特征根随着发生变化, 因而该有源控制方法对不同强度分量的多频窄带信号进行控制时, 各分量收敛速度快慢不一; 由式(24)可知, 在频率收敛时, 次级通道传递特性变化时, 幅值收敛速度也随之变化.

### 3.3 基于 PL-EPLL 窄带噪声有源控制方法

为了排除这些影响, 现引入归一化因子, 可得基于 PL-EPLL 的窄带噪声有源控制算法为

$$\dot{\hat{A}}(t) = \mu_1 e(t) [\hat{S}(\theta) * \sin[\hat{\varphi}(t)]] / \hat{A}_{c1} \quad (28)$$

$$\dot{\tilde{\omega}}(t) = \mu_2 e(t) (\hat{S}(\theta) * \cos[\hat{\varphi}(t)]) / \hat{A}_{c2} \quad (29)$$

$$\dot{\tilde{\varphi}}(t) = \tilde{\omega}(t) + \mu_3 e(t) \hat{S}(\theta) * \cos[\hat{\varphi}(t)] / \hat{A}_{c2} \quad (30)$$

其中, 幅值归一化因子、次级通道频率响应归一化因子分别为  $\hat{A}_{c1}(t) = |\hat{S}|^2$ 、 $\hat{A}_{c2} = \hat{A}(|\hat{S}|^2)$ , 如图 3 所示. 相应解耦后的线性差分方程为

$$\dot{\bar{A}}(t) = -\frac{1}{2} \mu_1 \bar{A} \quad (31)$$

$$\dot{\tilde{\omega}}(t) = -\frac{1}{2} \mu_2 \tilde{\varphi} \quad (32)$$

$$\dot{\tilde{\varphi}}(t) = \tilde{\omega}(t) - \mu_3 \frac{1}{2} \tilde{\varphi} \quad (33)$$

相应幅值收敛特征方程和频率/相位更新特征方程为

$$\lambda + \frac{1}{2} \mu_1 = 0 \quad (34)$$

$$s^2 + \frac{\mu_3}{2} s + \frac{\mu_2}{2} = 0 \quad (35)$$

此时, 幅值、相位频率更新线性差分方程均与窄带信号幅值、次级通道特性无关. 因而, 改进后的方法在多频窄

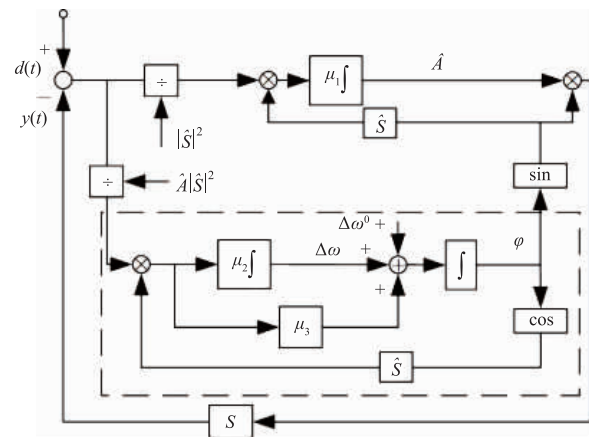


图3 基于 PL-EPLL 的窄带有源噪声控制算法

带信号控制时,对幅值不同的各个频率分量具有一致的收敛速度;在同频时,次级通道特性变化对幅值收敛影响较小.注意到在该算法中引入了归一化因子.当估计值  $\hat{A}^2, \hat{A}^2 |\hat{S}|^2$  幅值很小(接近于0)时,很容易由于分母为0引起数值错误.为解决这个问题,将原归一化因子重新改为  $\hat{A}_{c1}(t) = \delta + |\hat{S}|^2, \hat{A}_{c2} = \delta + \hat{A}^2 |\hat{S}|^2$  ( $\delta$  为大于0常数).

### 3.4 多频实现

基于 PL-EPLL 的有源噪声控制算法多频实现形式如图 4(a) 所示,与文献[5,16]多频控制并联实现形式类似,第  $i$  个频率分量控制结构用以控制第  $i$  个频率分量噪声信号,框图  $H_i(s)$  如图 4(b) 虚线框图所示. 并联控制时,控制信号为次级源各个频率分量控制信号输出之和.

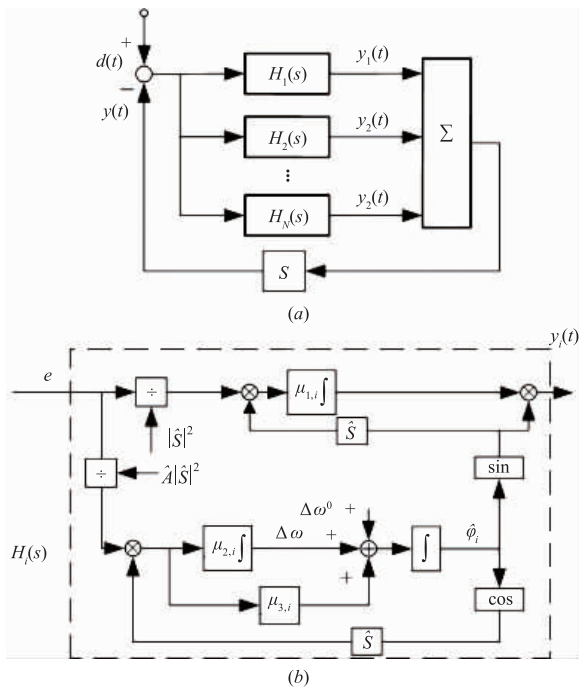


图4 基于PL-EPLL的多频有源噪声控制算法

## 4 算法性能仿真分析

为检验上述算法的性能差异,验证分析结果,开展如下仿真. 仿真1~仿真4中背景噪声  $v$  的方差为0.0006,估计频率  $f = f_s \hat{\omega} / (2\pi)$ ,  $f_s$  为采样频率.

**仿真1** 令次级通道特性为1,比较单频噪声源幅值(强度)变化对两种算法性能的影响. 参考信号频率初值为90Hz,幅值初值  $\hat{A}(0)$  为  $0.3A_0$ . 步长为  $\mu_1 = 5 \times 10^{-3}, \mu_2 = 2 \times 10^{-4}, \mu_3 = 200$ . 噪声源频率前10s为100Hz,在10s变化为90Hz,在20s变化为100Hz,  $A_0$  先后为1,0.6,0.3时,两种算法频率  $f(f = f_s \cdot \hat{\omega} / (2\pi))$  收

敛结果如图5(a)、5(b)所示. 图5(a)表示基于 EPLL 的有源噪声控制算法在不同幅值下的频率曲线;而图5(b)表示改进算法的频率收敛曲线. 由图5(a)可知,原基于 EPLL 的有源控制算法频率收敛速度受噪声源幅值的影响,在小幅值情况下,频率收敛速度较慢;而改进算法则无此缺陷,如图5(b)所示.

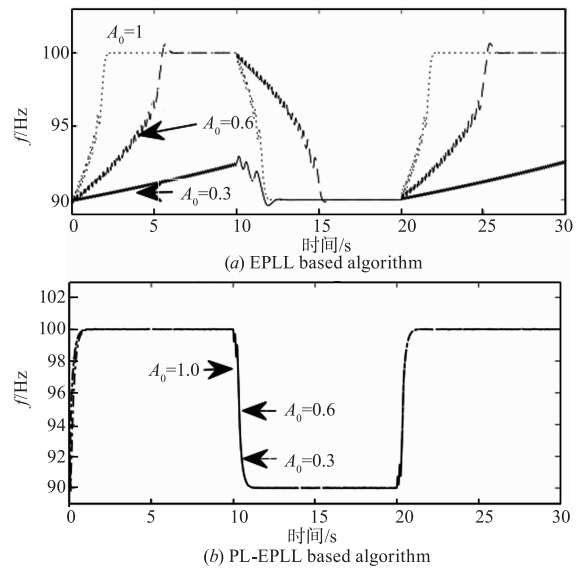


图5 不同幅值下的频率收敛结果

**仿真2** 令噪声源信号频率和幅值  $A_0$  保持不变,比较次级通道特性变化对两种算法性能的影响. 窄带噪声频率为100Hz;参考信号频率初值为90Hz,幅值初值  $\hat{A}(0)$  为  $0.3A_0$ . 步长参数为  $\mu_1 = 5 \times 10^{-3}, \mu_2 = 2 \times 10^{-4}, \mu_3 = 200$ . 在前10s,次级通道及其估计模型为低通滤波器 FIR1(10,0.4)<sup>[17]</sup>;在10s时,次级通道及其估计模型变为  $0.2 \times \text{FIR1}(10,0.4)$ . 两种算法幅值  $\hat{A}$ 、频率  $f$ 、误差信号  $e$  收敛结果如图6所示. 从估计频率  $f$  曲线可知,在频率已经收敛并保持不变的情况下,相比原算法,改进后的算法能够随着次级通道特性变化,较快调整控制输出幅值,有效抑制噪声.

**仿真3** 令噪声源频率100Hz、幅值  $A_0$  保持不变,

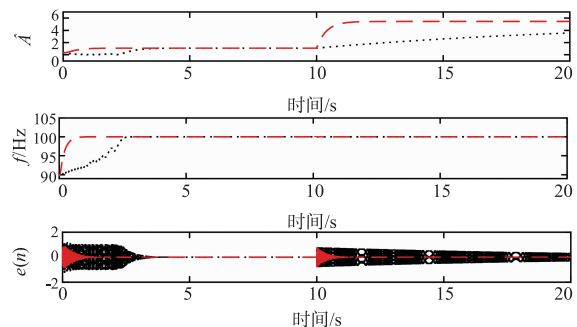


图6 次级通道变化时,两种算法跟踪控制性能 (黑色虚线: EPLL based algorithm, 红色实线: PL-EPLL based algorithm)

比较噪声源频率变化对两种算法性能的影响. 参考信号频率初值分别 90Hz, 幅值初值  $\hat{A}(0)$  为  $0.3A_0$ . 步长参数与前一仿真一致. 次级通道及其估计模型为低通滤波器 FIR1(10,0.4). 两种算法的估计幅值  $\hat{A}$ 、估计频率  $f$  及误差信号  $e$  收敛结果如图 7 所示. 从图 7 知, 相比基 EPLL 的控制算法, 改进算法能够更快的跟踪窄带噪声源频率, 实现噪声抑制.

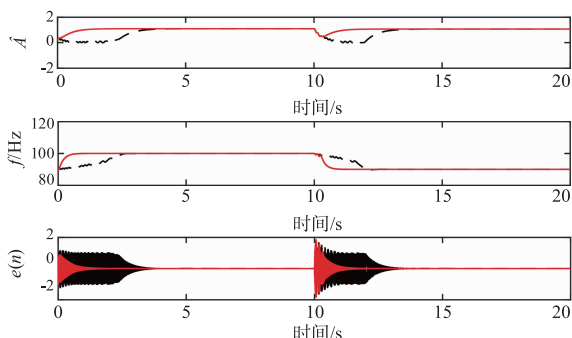
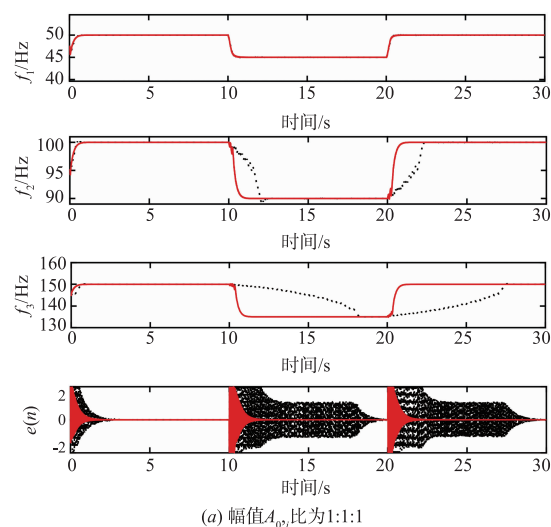


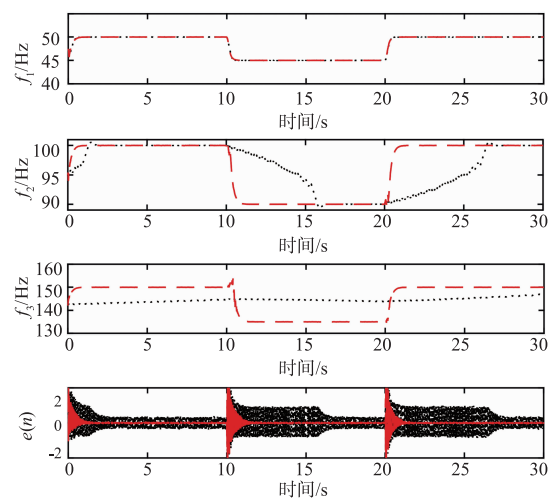
图7 噪声源频率变化时, 两种算法跟踪控制性能  
(黑色虚线: EPLL based algorithm,  
红色实线: PL-EPLL based algorithm)

**仿真 4** 为检验两种算法多频窄带噪声控制性能差异, 令噪声源由频率  $f_{i,0}$  ( $\omega_{i,0} = 2\pi f_{i,0}/f_s$ ) 为 50Hz、100Hz、150Hz 构成. 参考信号频率初值  $f_i(0)$  分别 47.5Hz、95Hz、142.5Hz, 采样频率为  $f_s = 1000$ Hz. 步长为  $\mu_{1,i} = 5 \times 10^{-3}$ ,  $\mu_{2,i} = 2 \times 10^{-4}$ ,  $\mu_{3,i} = 200$  ( $i = 1, 2, 3$ ). 频率初值  $\hat{\omega}_i(0) = 0.95\omega_{i,0}$ , 幅值初值  $\hat{A}(i,0) = 0.3A_{0,i}$  ( $i = 1, 2, 3$ ), 控制算法 ( $\delta_i = 0.00$ ,  $i = 1, 2, 3$ ), 次级通道及其估计模型函数为低通滤波器 FIR1(10,0.4). 整个过程中次级通道传递函数保持不变. 目标窄带噪声各频率分量强度相同时 (幅值  $A_{0,i}$  比为 1:1:1), 各频率分量跟踪收敛结果和残余误差信号  $e(n)$  如图 8(a) 所示; 目标窄带噪声各频率分量强度存在差异时 (幅值比例为 1:0.6:0.3), 收敛结果如图 8(b) 所示. 从图 8(a) 各频率收敛结果可知, 在各频率分量强度相同时, 由于次级通道幅值特性随着频率升高而减小, 因而基于 EPLL 的有源噪声控制算法在高频时收敛较慢; 而次级通道幅值特性对基于 PL-EPLL 的有源噪声控制算法影响较小, 因而各频率分量收敛速度接近一致. 从图 8(a)、图 8(b) 的频率收敛结果 (对比  $f_2$ 、 $f_3$ ) 可以对比看出, 高频分量强度越低, 基于 EPLL 的有源噪声控制算法收敛速度越慢, 而基于 PL-EPLL 的有源噪声控制算法收敛速度几乎没有变化, 各频率分量的收敛速度几乎保持一致. 从图 8(a)、图 8(b) 误差信号  $e$  收敛结果可知, 相比基于 EPLL 的有源噪声控制算法, 基于 PL-EPLL 的有源噪声控制算法抑制效果几乎不受到噪声源各分量强度差异影响.

为了进一步研究所提出方法的抗干扰能力, 保持



(a) 幅值  $A_{0,i}$  比为 1:1:1



(b) 幅值  $A_{0,i}$  比为 1:1.0:0.3

图8 两种算法的多频有源噪声控制性能  
(黑色虚线: EPLL based algorithm,  
红色实线: PL-EPLL based algorithm)

窄带信号幅值不变, 开展了不同信噪比条件下基于 EPLL 和基于 PL-EPLL 的有源噪声控制算法跟踪控制性能对比研究 - 定义窄带噪声控制系统的信噪比 SNR (Signal-Noise Ratio) =  $10\log_{10}E[d^2(n)/\sigma_v^2]$  ( $E[\cdot]$  表示期望运算). 令 SNR 分别为 -10dB、-3dB、3dB、10dB, 其他设置参数与仿真 2 中参数一致.

所提出基于 EPLL 和 LP-EPLL 的窄带有源噪声控制算法在不同信噪比条件下的跟踪控制收敛性能分别如图 9(a)~9(d) 所示. 从图 9 中可以看出在不同信噪比条件下, 所提出的基于 EPLL 和基于 PL-EPLL 的有源噪声控制方法均能够收敛到目标噪声源信号的频率值, 具有相对较强的抗干扰能力. 背景噪声越大, 估计幅值  $\hat{A}$  波动越剧烈. 不同信噪比条件下, 相比基于 EPLL 的有源噪声控制算法, 所提出的 PL-EPLL 控制算法跟踪控制的优良性能能够保持.

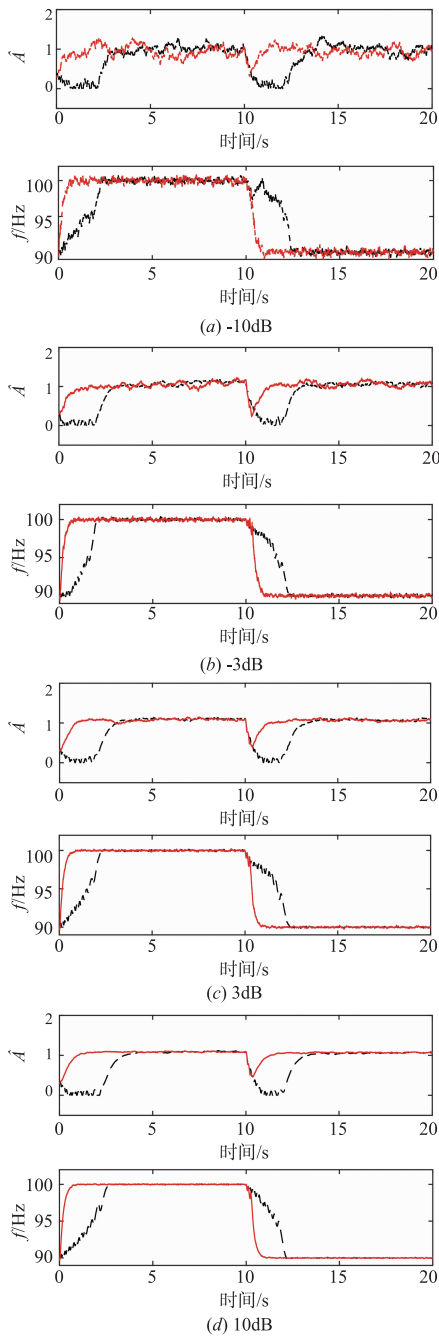


图9 不同信噪比条件下,两种算法的跟踪控制性能  
(黑色虚线: EPLL based algorithm,  
红色实线: PL-EPLL based algorithm)

**仿真 5** 为进一步检测该方法对快速变化的噪声源信号的控制效果,比较了基于 EPLL 有源噪声控制算法及其改进结构的有源噪声控制算法对快速变化噪声源信号的跟踪控制性能。

(1) 噪声源信号前 10s 频率为 100Hz,第 5s 开始按线性扫频变化,在 15s 变化为 85Hz. 窄带噪声源信号频率变化情况具体(图 10(a)中蓝色虚线)为

$$f_0 = \begin{cases} 100, & t \leq 5s \\ 100 - 1.5(t - 5), & 5s < t \leq 15s \\ 85, & t > 15s \end{cases}$$

从图 10(a)中可以看出,该方法能够跟踪线性扫频快速变化的噪声源信号,抑制目标窄带信号。

(2) 噪声源信号前 10s 频率为 100Hz,第 5s 频率开始按正弦变化,为调频窄带信号,在 15s 变化为 100Hz,如图 10(b)所示. 窄带噪声源信号频率变化规律(图 10(b)中蓝色虚线)为

$$f_0 = \begin{cases} 100, & t \leq 5s \\ 100 - 5\sin(0.2\pi)(t - 5), & 5s < t \leq 15s \\ 95, & t > 15s \end{cases}$$

从图 10(b)中可以看出,该方法对于快速变化的窄带噪声信号可以实现跟踪控制,其抑制目标窄带噪声性能能够保持. 但从第 5s 开始,当目标噪声源信号频率按正弦快速变化时候,跟踪过程存在着跟踪频率偏差,如图 10(b)频率跟踪所示. 但由于其跟踪偏差较小,因此对有源噪声控制性能无较大影响. 当目标窄带噪声源信号变化加快,有源噪声控制算法频率跟踪随着偏

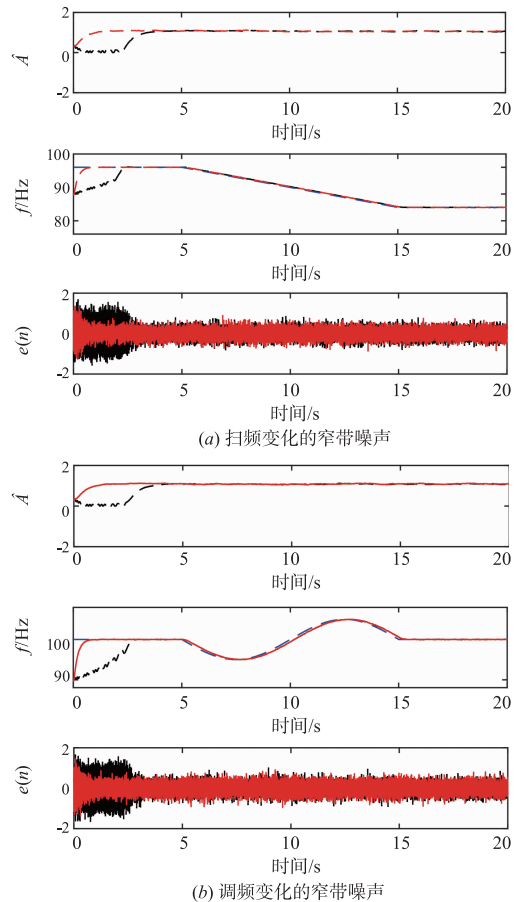


图10 快速变化的窄带噪声有源控制性能  
(黑色虚线: EPLL based algorithm,  
红色实线: PL-EPLL based algorithm;  
蓝色虚线: 实际噪声源频率)

差增大. 这将引起其性能恶化. 频率跟踪偏差的影响机理及其改进策略将在后续研究中进行.

## 5 结论

本文在两种锁相环结构的基础上, 提出两种时变未知窄带噪声的有源控制方法. 基于 EPLL 的有源控制方法, 计算方便, 但其收敛性能受到窄带噪声源信号强度和次级通道特性的影响, 使得参数调节较为困难, 特别在多频控制时, 调整参数较为繁琐. 该方法主要应用在工况较为稳定, 倍频噪声较少的噪声源设备, 而基于 PL-EPLL 的有源噪声控制算法虽然计算量增加, 但其参数调节则较为简单, 收敛速度受噪声源幅值和次级通道特性变化的影响较小, 因而对多频窄带控制时可以保持一致的收敛性能. 其收敛性能可通过差分方程对应特征根来近似分析. 所提出的方法在信噪比较低情况下仍能保持较强的跟踪性能, 对快速变化的窄带噪声有一定跟踪控制效果. 该方法对较快变化的噪声源信号跟踪控制性能存在一定的跟踪偏差, 下一步将对此开展深入研究, 探索其跟踪调整机制.

## 参考文献

- [1] ZHU Shi-jian, He Lin. Vibration Control of Onboard Machinery[M]. Beijing: National Defense Press, 2006.
- [2] Hansen, C H, Scott D Snyder, Xiaojun Qiu, et al. Active-Control of noise and Vibration[M]. Boca Raton, FL: Taylor & Francis, 2013.
- [3] 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 Lei, SUN Jin-wei, HUANG Bo-yan, et al. A novel hybrid structure for narrowband nonlinear active noise control [J]. Acta Electronica Sinica, 2017, 45(8): 1801 - 1809. (in Chinese).
- [4] Kuo S M, Nallabolu S P. Analysis and correction of frequency error in electronic mufflers using narrowband active noise control[A]. IEEE International Conference on Control Applications, Part of IEEE Multi-conference on Systems and Control [C]. Piscataway, New Jersey: IEEE Press, 2007. 1353 - 1358.
- [5] Kuo, S M, D Morgan. Active Noise Control Systems: Algorithms and DSP Implementations[M]. New York: Wiley, 1995.
- [6] 赵洪亮. 选频有源噪声控制系统控制算法的理论与实验研究[D]. 北京: 中国科学院, 2004. ZHAO Hong-liang. Theoretical and Experimental Research on Active Noise Control System Based on Frequency-Selective Filter [D]. Beijing: Chinese Academy of Sciences, 2004. (in Chinese).
- [7] 安峰岩. 低频线谱振动的自适应主动控制理论和实验研究[D]. 北京: 中国科学院, 2012. AN Feng-yan, Theoretical and Experimental Research on Adaptive Active Vibration Control of Low Frequency Line Spectral Disturbances [D]. Beijing: Chinese Academy of Sciences, 2012. (in Chinese).
- [8] Hyeon-Jin J, Tae-Gyu C, Kuo S M. Analysis of frequency mismatch in narrowband active noise control [J]. IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing, 2010, 18(6): 1632 - 1642.
- [9] 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.
- [10] Rong Han, Ming Wu, Feng Liu, et al. A narrowband active noise system with a frequency estimator based on Bayesian inference[J]. Journal of Sound and Vibration, 2019, 455: 299 - 311.
- [11] Wang Han, Sun Hong-ling, Sun Yun-ping, et al. A narrowband active noise control system with a frequency estimator based on parallel notch filter [J]. Signal Processing, 2019, 154: 108 - 119.
- [12] 张志谊, 王俊芳, 周建鹏, 等. 基于跟踪滤波的自适应噪声控制[J]. 噪声与冲击, 2009, 28(2): 64 - 67. ZHANG Zhi-yi, Wang Jun-fang, Zhou Jian-peng, et al. Adaptive vibration control with tracking filters [J]. Journal of Vibration and Shock, 2009, 28(2): 64 - 67. (in Chinese)
- [13] Hyeon-Jin J, Tae-Gyu C, Sungwook Y, et al. A narrowband active noise control system with frequency corrector [J]. IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing, 2011, 19(4): 990 - 1002.
- [14] 黄博妍, 常琳, 马亚平, 等. 一种应对非平稳频率失调的窄带主动噪声控制系统 [J]. 自动化学报, 2015, 41(1): 186 - 193. HUANG Bo-yan, CHANG Lin, MA Ya-pin, et al. A new narrowband ANC system against nonstationary frequency mismatch [J]. Acta Automatica Sinica, 2015, 41(1): 186 - 193. (in Chinese)
- [15] 孙金玮, 刘剑, 肖业贵, 等. 前馈型窄带主动噪声控制系统性能提高的方法 [P]. 中国专利: 201010296429. 7 2011-2-16.
- [16] Xiao Yg, Ikuta akira, Shimizu nobuaki, et al. Narrow bandwidth active noise control method and narrow bandwidth active noise control device [P]. Japan: 2011081411A, 2011-4-21.
- [17] Xiao Yg, Ma L, KhoTasani K, et al. A new robust narrowband active noise control system in the presence of frequency mismatch [J]. IEEE Transaction on Audio, Speech, and Language Processing, 2006, 14(6): 2189 - 2200.

- [18] 刘锦春,何其伟,朱石坚,等. 一种反馈式自适应振动控制方法研究[J]. 振动冲击,2016,35,16:135-141,169.  
LIU Jin-chun HE Qi-wei, ZHU Shi-jian, et al. Research on an adaptive feedback vibration control algorithm[J]. Journal of vibration and shock, 2016, 35, 16: 135 - 141, 169. (in Chinese) .
- [19] 温良,黄博妍,肖业贵,等. 基于 IIR 陷波器应对频率失调的窄带 ANC 系统新结构[J]. 电子学报,2015,43(1):130-134.  
WEN Liang, HUANG Bo-yan, XIAO Ye-gui, et al. New structure for dealing with frequency mismatch of narrow-band ANC system based on IIR notch filter [J]. Acta Electronica Sinica, 2015, 43(1): 130 - 134. (in Chinese) .
- [20] Karimi-Ghartemani M, Ziarani A K. Performance characterization of a nonlinear system as both an adaptive notch filter and a phase-locked loop[J]. International Journal of Adaptive Control Signal Process, 2004, 18(1): 23 - 534
- [21] Mc Namara D M, Ziarani A K, Ortmeyer T H. A new technique of measurement of nonstationary harmonics [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2007, 22(1): 387 - 395
- [22] M Karimi-Ghartemani. A distortion-free phase-locked loop system for FACTS and power electronic controllers[J]. Electric Power Systems Research, 2007, 77(8): 1095 - 1100.
- [23] 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) .
- [24] Karimi-Ghartemani M. Linear and pseudolinear enhanced phase-locked loop (EPLL) structures[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(3): 1464 - 1474.
- [25] M Bodson, S Douglas. Adaptive algorithms for the rejection of sinusoidal disturbances with unknown frequency [J]. Automatica, 1997, 33(12): 2213 - 2221.

#### 作者简介



刘锦春(通信作者) 男,1987年生于福建福安. 海军工程大学博士. 研究方向为舰艇动力装置振动噪声控制.  
E-mail:jinchunliu1988@sina.com



张春辉 男,1988年生于陕西. 海军研究院工程师,研究方向为舰艇爆炸与冲击防护控制技术.