

一种应对窄带非线性 主动噪声控制的混合结构

罗 磊, 孙金玮, 黄博妍, 白宗龙

(哈尔滨工业大学电气工程及自动化学院, 黑龙江哈尔滨 150001)

摘 要: 分析参考信号为窄带信号、初级路径为非线性路径、次级路径为非最小相位系统的主动噪声控制(ANC)的初级噪声特性, 探究有限脉冲响应(FIR)反馈预测结构和前馈函数链接神经网络(FLANN)结构的消噪原理, 并探讨其各自的优势及局限性. 通过分析总结, 本文提出 FLANN-FIR 混合结构 ANC 系统, 该系统对 FIR 反馈预测结构和前馈 FLANN 结构进行优势互补, 不仅可以消除可预测部分噪声, 对不可预测部分噪声一样具有抑制作用. 仿真表明, 在不同信噪比参考信号和不同非线性初级路径下, 提出的混合结构都具有良好的稳态误差和收敛速度.

关键词: 窄带主动噪声控制; 非线性路径; 非最小相位; 函数链接神经网络; 反馈预测

中图分类号: TP273+.2 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2017)08-1801-09

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

DOI: 10.3969/j.issn.0372-2112.2017.08.001

A Novel Hybrid Structure for Narrowband Nonlinear Active Noise Control

LUO Lei, SUN Jin-wei, HUANG Bo-yan, BAI Zong-long

(School of Electrical Engineering and Automation, Harbin Institute of Technology, Harbin, Heilongjiang 150001, China)

Abstract: Analyzing the primary noise of an ANC system which contains narrowband reference signal, nonlinear primary path and non-minimum phase secondary path, and exploring the feedback structure based on FIR filter and the feedforward structure based on FLANN filter. By discussing the advantage and the disadvantage of these two structures, we proposed a new hybrid structure in this paper. Proposed FLANN-FIR structure composites the advantages of feedforward and feedback structures, not only the predictable noise can be reduced, but also the unpredictable noise can still be suppressed. Simulations under the cases of different signal noise ratio and different nonlinear primary path demonstrate that proposed hybrid structure performs best on the convergence rate and steady-state property.

Key words: narrowband active noise control; nonlinear path; non-minimum phase; functional link artificial neural network; feedback prediction

1 引言

主动噪声控制(Active Noise Control, ANC)系统是基于声波相消干涉原理的电声学装置, 通过产生一个与待处理噪声幅度相同、相位相反的声音信号进行叠加达到降噪甚至消噪的目的^[1]. 由于 ANC 潜在的商业应用价值以及高速信号处理的优势^[2], 极大促进了 ANC 控制算法的研究, 其中基于线性有限脉冲响应(FIR)滤波器结构的滤波-X 最小均方误差(Filter-X Least Mean Square, FXLMS)算法得到了最广泛的应用.

ANC 根据被处理噪声的频率特性分为宽带 ANC 和窄带 ANC, 其中窄带 ANC 技术应用的更加广泛, 因为生活中常见的噪声大部分都具有窄带特性, 如风扇、切割机、电机、柴油机等^[3,4]. 这些机械产生的窄带噪声都可以通过正弦函数叠加的方式表现出来, 在线性的传输路径中每个正弦分量的傅里叶系数都可以通过 FXLMS 算法进行调整. 但是在实际的 ANC 系统应用中, 信号的传输路径可能具有非线性或非最小相位特性, 此时, 这种线性的控制算法不再适用, 窄带噪声的控制效果也会变差, 甚至失效^[5,6].

为了解决 ANC 的非线性问题,许多优秀的非线性控制结构被提了出来,其中最典型的是基于函数链接人工神经网络(Functional Link Artificial Neural Network, FLANN)的(Filter-S Least Mean Square, FSLMS)算法和沃尔泰拉 FXLMS(Volterra FXLMS, VFXLMS)算法^[7-10]. 在非线 ANC(Nonlinear ANC, NANC)领域中,这两种算法是应用最广泛的. 与 VFXLMS 算法比较, FSLMS 算法更适合应用于噪声能量较大的情况下,而且在计算量上, FSLMS 算法更有优势,因此更加吸引研究者的注意. 近几年,许多研究者对 FLANN 结构的 FLSMS 算法进行了不断探究^[11-13],进一步简化了其计算量,并应用到更多的 NANC 环境中,如多通道 NANC 系统. 为此本文首次探究了 FLANN 结构的 FSLMS 算法消除非线性噪声的原理,并对其局限性进行了理论分析,为本文提出的结构奠定了理论基础.

本文针对参考信号为窄带信号,初级路径为非线性路径,次级路径为非最小相位特性的 ANC 系统进行研究,首先对该条件下的初级噪声进行理论分析,发现初级噪声仍具有窄带特性,是一个近似周期的信号,这种近似程度取决于窄带信号与宽带信号的信噪比,当该信噪比较大时,这种近似程度高,当该信噪比较小时,这种近似程度低. 周期信号都可以进行线性预测,为此本文探究 FIR 反馈预测结构解决该非线性噪声的可能性,经过分析,该预测结构可以成功解决可预测的窄带部分噪声,但是对不可预测的宽带部分噪声没有消噪效果. 因此在窄带信号与宽带信号的信噪比小时, FIR 反馈预测结构的 ANC 系统消噪效果就会变差. 之后本文对 FLANN 结构消除窄带非线性噪声的原理进行研究,得出: FLANN 结构对这种初级噪声中的线性部分消噪效果明显,但是对非线性部分的消噪效果并不非常理想(初级噪声的线性部分和非线性部分都含有窄带噪声和宽带噪声),这是因为 FLANN 结构的非线性拓展部分的权重系数存在一定的倍数关系,这种关系在权重更新时始终不能达到一种最优解,进而造成非线性部分的系数始终存在误差,使得非线性部分消噪效果不理想. 结合以上分析,本文提出一种 FLANN-FIR 混合结构,该结构综合了前馈 FLANN 结构和 FIR 反馈预测结构的优点,对窄带非线性 ANC(Narrowband NANC, NNANC)初级噪声中的线性部分和非线性部分或者可预测部分和不可预测部分都具有消噪效果,提高了 NNANC 系统的降噪能力,同时也提高了系统的收敛速度和追踪能力.

2 NNANC 初级噪声分析及预测

2.1 NNANC 初级噪声特性分析

在窄带主动噪声控制系统中,参考信号一般为机

械旋转时产生的噪声,通常利用实时的信号传感器(如加速度计)采集并计算得到:

$$x(n) = x_s(n) + v_x(n) \quad (1)$$

$$x_s(n) = \sum_{i=1}^q [a_i \cos(\omega_i(n)) + b_i \sin(\omega_i(n))] \quad (2)$$

其中 $(\omega_q \geq \omega_{q-1} \geq \dots \geq \omega_2 \geq \omega_1)$, q 是参考信号包含的频率个数, $\{a_i, b_i\}_{i=1}^q$ 是各个频率 $\{\omega_i\}_{i=1}^q$ 相对应的傅里叶系数, $v_x(n)$ 为附加的白噪声或有色噪声.

在 ANC 系统中,初级路径一般都是连续的函数,因此总是可以通过泰勒级数将其展开,所以初级路径一般表示为:

$$\begin{aligned} p(n) &= \sum_{t=1}^T (c_{t,0}x(n) + c_{t,1}x(n-1) + \dots + c_{t,m}x(n-m))^t \\ &= \sum_{t=1}^T \left[\sum_{i_1=0}^t \sum_{i_2=0}^{t-i_1} \dots \sum_{i_m=0}^{t-i_1-i_2-\dots-i_{m-1}} \left(\frac{t!}{t_m!(t-t_1)! \dots (t_{m-1}-t_m)!} \right) \right. \\ &\quad \left. (c_{t,0}x(n))^{t-t_1} (c_{t,1}x(n-1))^{t_1-t_2} \dots (c_{t,m}x(n-m))^{t_m} \right] \quad (3) \end{aligned}$$

其中 T 为初级路径的阶数,当 $T=1$ 时,初级路径是线性的,否则为非线性的(本文中 $T>1$).

将公式(1)代入函数 $(\cdot)^k (k>1)$ 中

$$\begin{aligned} (x(n))^k &= (x_s(n) + v_x(n))^k \\ &= (x_s(n))^k + \varphi(n) \quad (4) \end{aligned}$$

$$\varphi(n) = \sum_{j=1}^k \frac{k!}{j!(k-j)!} (x_s(n))^{k-j} (v_x(n))^j \quad (5)$$

当 $q=1, k=2$ 时

$$\begin{aligned} (x_s(n))^2 &= [a_1 \cos(\omega_1(n)) + b_1 \sin(\omega_1(n))]^2 \\ &= \frac{a_1^2 + b_1^2}{2} + \frac{a_1^2 - b_1^2}{2} \cos(2\omega_1(n)) \\ &\quad + a_1 b_1 \sin(2\omega_1(n)) \quad (6) \end{aligned}$$

当 $q=1, k=3$ 时

$$\begin{aligned} (x_s(n))^3 &= [a_1 \cos(\omega_1(n)) + b_1 \sin(\omega_1(n))]^3 \\ &= \frac{3a_1^3 + 3a_1 b_1^2}{4} \cos(\omega_1(n)) \\ &\quad + \frac{3b_1^3 + 3a_1^2 b_1}{4} \sin(\omega_1(n)) \\ &\quad + \frac{a_1^3 - 3a_1 b_1^2}{4} \cos(3\omega_1(n)) \\ &\quad + \frac{3a_1^2 b_1 - b_1^3}{4} \sin(3\omega_1(n)) \quad (7) \end{aligned}$$

因此进一步推论得到,当 $q=1$ 时

$$\begin{aligned} (x_s(n))^k &= \alpha(n) + \sum_{j=1}^J (l_{j,a} \cos(d_j \omega_1(n)) \\ &\quad + l_{j,b} \sin(d_j \omega_1(n))) \quad (8) \end{aligned}$$

其中 $\alpha(n)$ 为常数项, $J = U \{ |d_j| \leq k, |d_j| \neq 0 \}$, $\{l_{j,a}, l_{j,b}\}_{j=1}^J$ 为各分量的傅里叶系数.

同理得当 $q>1$ 时

$$(x_s(n))^k = \beta(n) + \sum_{j=1}^J (l'_{j,a} \cos(d_{j,1}\omega_1(n) + d_{j,2}\omega_2(n) + \dots + d_{j,q}\omega_q(n)) + l'_{j,b} \sin(d_{j,1}\omega_1(n) + d_{j,2}\omega_2(n) + \dots + d_{j,q}\omega_q(n))) \quad (9)$$

其中 $\beta(n)$ 为常数项, $J' = U \{ \sum_{i=1}^q |d_{j,i}| \leq k, \sum_{i=1}^q |d_{j,i}| \neq 0 \}$, $\{l'_{j,a}, l'_{j,b}\}_{j=1}^J$ 为各分量的傅里叶系数.

将式(9)代入式(3)中,并进一步化简得:

$$p(n) = \sum_{j=1}^J (g_{j,a} \cos(\lambda_{j,1}\omega_1(n) + \lambda_{j,2}\omega_2(n) + \dots + \lambda_{j,q}\omega_q(n)) + g_{j,b} \sin(\lambda_{j,1}\omega_1(n) + \lambda_{j,2}\omega_2(n) + \dots + \lambda_{j,q}\omega_q(n))) + \gamma_p(n) + \psi(n) \quad (10)$$

其中 $\gamma_p(n)$ 为常数项, $\psi(n)$ 为附加噪声 $v_x(n)$ 的函数. 常数项 $\gamma_p(n)$ 在信号中为直流信号,该信号不能通过空气媒介传播,因此真实的初级噪声不包含该直流成分.

通过以上分析可知:窄带信号经过非线性初级路径后仍为窄带信号,只是其频率成分更加丰富.

2.2 NNANC 初级噪声的线性预测

窄带信号都具有周期特性,是可以进行线性预测,而且其预测精度很高.利用线性预测技术对 NNANC 的初级噪声进行预测.

$$p(n) = \sum_{j=0}^L a_{L,j} p(n-1-j) + e(n) \quad (11)$$

其中 $\{a_{L,j}\}_{j=0}^L$ 为线性预测系数, $e(n)$ 为估计误差. 因为初级噪声不能直接获得,所以一般用其估计值 $d(n)$ 来代替,此时上式可以表示为:

$$p(n) = \sum_{j=0}^L a_{L,j} d(n-1-j) + e(n) \quad (12)$$

$$d(n-1) = e(n-1) + \sum_{m=0}^{\hat{M}} \hat{s}_m y_f(n-1-m) \quad (13)$$

其中 $\{\hat{s}_m\}_{m=0}^{\hat{M}}$ 为次级路径估计 $\hat{s}(n)$ 的系数, \hat{M} 为其阶数, $y_f(n)$ 为次级扬声器产生的声音.

当真实次级路径 $s(n)$ 为线性函数时,线性预测系数可以表示为:

$$a_{L,j} = \sum_{m=0}^M s_m w_i \{ m+i=j \mid 0 \leq m \leq M, 0 \leq i \leq N_F, 0 \leq j \leq L \} \quad (14)$$

将式(14)代入到式(12)得:

$$p(n) = \sum_{m=0}^M s_m \left\{ \sum_{i=0}^{N_F} w_i d(n-1-i-m) \right\} + e(n) \quad (15)$$

其中 $\{s_m\}_{m=0}^M$ 为真实路径 $s(n)$ 的系数, M 为其阶数.

从上式可知,存在一组最佳 $w_{opt}(n) = \{w_i\}_{i=0}^{N_F}$ 使得 $e(n) \rightarrow 0$. 利用最陡下降法获取 $\{w_i\}_{i=0}^{N_F}$ 的递推公式得:

$$w_i(n+1) = w_i(n) - \mu_F \nabla_w, \quad 0 \leq i \leq N_F \quad (16)$$

其中 μ_F 为收敛因子,一般取误差样本的平方 $e^2(n)$ 为梯度估计函数,即

$$\nabla_w = \frac{1}{2} \frac{\partial e^2(n)}{\partial w_i(n)} = -e(n) \sum_{m=0}^M s_m d(n-1-i-m) \quad (17)$$

此时式(16)可进一步写成:

$$w_i(n+1) = w_i(n) + \mu_F e(n) \sum_{m=0}^M s_m d(n-1-i-m) \quad (18)$$

由于真实次级路径 $s(n) = [s_0 \ s_1 \ \dots \ s_M]$ 无法直接获得,所以利用其估计 $\hat{s}(n) = [\hat{s}_0 \ \hat{s}_1 \ \dots \ \hat{s}_M]$ 代替,同时将式(13)代入上式,得:

$$w_i(n+1) = w_i(n) + \mu_F e(n) \sum_{m=0}^{\hat{M}} \hat{s}_m \left[e(n-1-i-m) + \sum_{j=0}^M \hat{s}_j y_f(n-1-i-j-m) \right] \quad (19)$$

假设线性预测的最佳系数为 $\{a_{Lopt,i}\}_{i=0}^L$, 通过式(14)可知,最佳的 $\{w_{opt,i}\}_{i=0}^{N_F}$ 可表示为如下(这里用 $\hat{s}(n)$ 来代替 $s(n)$), 一般 $N_F \geq \hat{M}$.

$$\begin{cases} \hat{s}_0 w_{opt,0} = a_{Lopt,0} \\ \hat{s}_0 w_{opt,1} + \hat{s}_1 w_{opt,0} = a_{Lopt,1} \\ \vdots \\ \hat{s}_0 w_{opt,N_F} + \hat{s}_1 w_{opt,N_F-1} + \dots + \hat{s}_{\hat{M}} w_{opt,N_F-\hat{M}} = a_{Lopt,N_F} \\ \vdots \\ \hat{s}_{\hat{M}} w_{opt,N_F} = a_{Lopt,L} \end{cases} \quad (20)$$

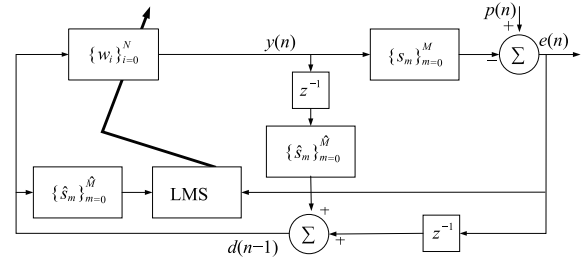


图1 FIR反馈预测ANC系统

通过以上分析可知:当次级路径为最小相位系统时,非线性窄带主动噪声控制的初级噪声可以利用线性预测的方法进行消噪,整个过程是一个初级噪声预测的反馈过程,该过程的结构图如图1所示.但是同时可以看出,这种反馈预测的方法只对可预测的窄带分量有效果,而对无法预测的宽带噪声,几乎没有抑制作用.

3 前馈 FLANN 结构分析

FLANN 结构是一种典型的前馈非线性主动噪声控制结构,由于结构简单、计算量小而被广泛应用.

FLANN 的结构框图如图 2 所示. 对输入信号进行三角函数型非线性拓展.

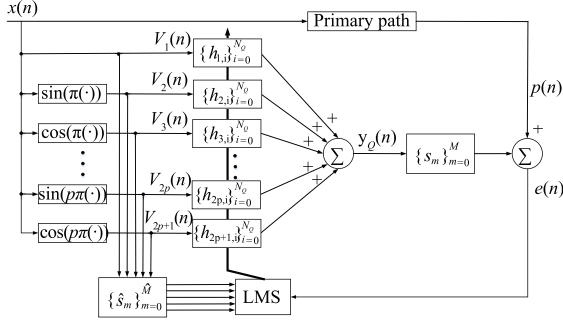


图2 前馈FLANN结构ANC系统

$$\begin{aligned} V_1(n) &= [x(n), x(n-1), \dots, x(n-N_Q)] \\ &\vdots \\ V_{2p}(n) &= [\sin(P\pi x(n)), \sin(P\pi x(n-1)), \dots, \\ &\quad \sin(P\pi x(n-N_Q))] \\ V_{2p+1}(n) &= [\cos(P\pi x(n)), \cos(P\pi x(n-1)), \dots, \\ &\quad \cos(P\pi x(n-N_Q))] \end{aligned} \quad (21)$$

其中 P 为非线性的拓展阶数, $N_Q + 1$ 为 FLANN 输入神经元的个数. 将拓展的结果利用线性滤波器组进行处理, 每组滤波器处理后的结果为 $\{y_i(n)\}_{i=1}^{2P+1}$. 则控制器总的输出为:

$$\begin{aligned} y_Q(n) &= \sum_{p=1}^{2P+1} y_p(n) \\ &= \sum_{p=1}^{2P+1} H_p(n) [V_p(n)]^T \\ &= \sum_{j=0}^{N_Q} h_{1,j} x(n-j) \\ &\quad + \sum_{p=1}^P \sum_{j=0}^{N_Q} [h_{2p,j} \sin(px(n-j)) \\ &\quad + h_{2p+1,j} \cos(px(n-j))] \end{aligned} \quad (22)$$

从上式可以看出, 等式右边第一项为线性控制, 第二项为非线性控制. 由三角函数的麦克劳林展开得:

$$\cos(x(n)) = 1 - \frac{(x(n))^2}{2!} + \frac{(x(n))^4}{4!} - \frac{(x(n))^6}{6!} + \dots \quad (23)$$

$$\sin(x(n)) = x(n) - \frac{(x(n))^3}{3!} + \frac{(x(n))^5}{5!} - \frac{(x(n))^7}{7!} - \dots \quad (24)$$

因此公式(22)非线性控制部分可进一步写成:

$$\begin{aligned} &\sum_{p=1}^P \sum_{j=0}^{N_Q} [h_{2p,j} \sin(px(n-j)) + h_{2p+1,j} \cos(px(n-j))] \\ &= \sum_{p=1}^P \sum_{j=0}^{N_Q} \left\{ h_{2p,j} \left[(px(n-j)) - \frac{1}{3!} (px(n-j))^3 \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \frac{1}{5!} (px(n-j))^5 - \dots \right] \right\} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &+ h_{2p+1,j} \left[1 - \frac{1}{2!} (px(n-j))^2 + \frac{1}{4!} (px(n-j))^4 - \dots \right] \Big\} \\ &= \sum_{p=1}^P \sum_{j=0}^{N_Q} \left\{ h_{2p+1,j} + h_{2p,j} px(n-j) - \frac{h_{2p+1,j} p^2}{2!} (x(n-j))^2 \right. \\ &\quad \left. - \frac{h_{2p,j} p^3}{3!} (x(n-j))^3 + \frac{h_{2p+1,j} p^4}{4!} (x(n-j))^4 \right. \\ &\quad \left. + \frac{h_{2p,j} p^5}{5!} (x(n-j))^5 - \dots \right\} \end{aligned} \quad (25)$$

将公式(25)代入等式(22), 此时次级噪声可以表示为:

$$\begin{aligned} &\sum_{m=0}^M s_m y_Q(n-m) \\ &= \sum_{m=0}^M \left\{ \sum_{j=0}^{N_Q} s_m h_{1,j} x(n-j-m) \right. \\ &\quad + \sum_{p=1}^P \sum_{j=0}^{N_Q} \left[s_m h_{2p+1,j} + s_m h_{2p,j} px(n-j-m) \right. \\ &\quad \left. - \frac{s_m h_{2p+1,j} p^2}{2!} (x(n-j-m))^2 \right. \\ &\quad \left. - \frac{s_m h_{2p,j} p^3}{3!} (x(n-j-m))^3 \right. \\ &\quad \left. + \frac{s_m h_{2p+1,j} p^4}{4!} (x(n-j-m))^4 \right. \\ &\quad \left. + \frac{s_m h_{2p,j} p^5}{5!} (x(n-j-m))^5 - \dots \right\} \end{aligned} \quad (26)$$

对比观察次级噪声公式(26)和非线性初级噪声(3), 基于 FLANN 结构的 ANC 系统产生的次级噪声和非线性初级噪声有类似的表达式, 可以用来消除非线性初级噪声. FLANN 结构中次级噪声的线性部分的系数是独立的, 因此在逼近非线性初级噪声中线性部分的系数时可以达到较高的精度. 但是 FLANN 结构中次级噪声的非线性部分的系数不是相互独立的, 其偶次项与偶次项之间以及奇次项与奇次项之间存在一定的倍数关系, 而这种倍数关系在实际的非线性初级噪声中是不一定存在的, 因此 FLANN 结构产生的次级噪声的非线性部分的系数无法精确逼近非线性初级噪声中非线性部分的系数, 这使得 FLANN 结构在消除非线性初级噪声的非线性部分时效果不佳.

4 混合 NNANC 结构

通过以上分析可知, FIR 反馈预测结构的 ANC 系统对可预测的窄带信号消噪效果明显, 但是对不能预测的宽带信号基本没有消噪效果. 而基于 FLANN 结构的 ANC 系统对初级噪声中线性部分(包含部分窄带噪声和部分宽带噪声)可以很好进行消噪, 对其中的非线性部分(包含部分窄带噪声和部分宽带噪声)也具有一定的消噪效果, 但是却没有线性部分消噪效果明显. 因此本文考虑将前馈 FLANN 结构的 ANC 和 FIR 反馈预测结构的 ANC 进行有效结合, 得到混合 FLANN-FIR 的

结构,其框图如图 3 所示.这时,非线性初级噪声中的窄带噪声以及宽带噪声产生的线性部分都可以达到高精度的消噪效果,同时宽带噪声产生的非线性部分也可以得到一定的降噪.

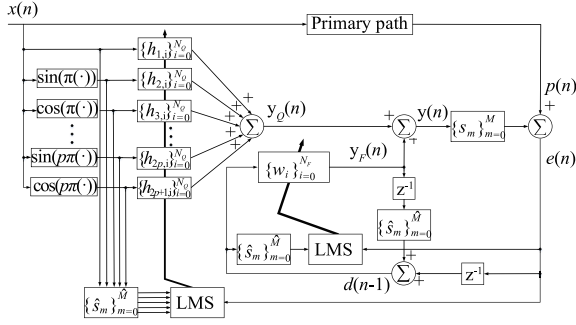


图3 FLANN-FIR混合ANC系统

混合系统的残余误差表示为:

$$e(n) = p(n) - \sum_{m=0}^M s_m y(n) \quad (27)$$

$$\begin{aligned} y(n) &= y_F(n) + y_Q(n) \\ &= \sum_{p=1}^P \sum_{j=0}^{N_Q} h_{2p+1,j} x(n-j) + \sum_{j=0}^{N_Q} w_j d(n-1-j) \\ &\quad + \left[\sum_{j=0}^{N_Q} h_{1,j} x(n-j) + \sum_{p=1}^P \sum_{j=0}^{N_Q} h_{2p,j} p x(n-j) \right] \\ &\quad + \sum_{p=1}^P \sum_{j=0}^{N_Q} \left[-\frac{h_{2p+1,j}^2 p^2}{2!} (x(n-j))^2 - \frac{h_{2p,j}^3 p^3}{3!} (x(n-j))^3 \right. \\ &\quad \left. + \frac{h_{2p+1,j}^4 p^4}{4!} (x(n-j))^4 + \frac{h_{2p,j}^5 p^5}{5!} (x(n-j))^5 - \dots \right] \end{aligned} \quad (28)$$

其中 $y_F(n)$ 为线性预测反馈结构的输出信号, $y_Q(n)$ 为非线性前馈结构的输出信号.

观察公式(28)可知:

(1) 等式右边第一项为常数项,产生直流信号,但是实际初级噪声不包含直流信号,因此该项没有实际意义.

(2) 第二项为反馈结构的线性预测部分,用来消除初级噪声中可预测的噪声(窄带噪声).

(3) 第三项为前馈结构的线性输出,用来消除初级噪声中的线性噪声.

(4) 第四项为前馈结构的非线性部分,这部分用来抑制初级噪声中的非线性噪声.

在前馈结构中,线性控制器组的权重同样利用 LMS 算法对其进行更新.

$$\begin{aligned} \{h_{i,j}\}_{i=1}^{2P+1}(n+1) &= \{h_{i,j}\}_{i=1}^{2P+1}(n) \\ &\quad - \frac{\{\mu_{Q,i}\}_{i=1}^{2P+1} \frac{\partial e^2(n)}{\partial \{h_{i,j}\}_{i=1}^{2P+1}(n)}}{2} \\ (0 \leq j \leq N_Q) \end{aligned} \quad (29)$$

为便于系统更加容易实现,令步长 $\mu_Q = \{\mu_{Q,i}\}_{i=1}^{2P+1}$, 即拓展后的各部分使用同一步长.化简后可得:

$$\begin{cases} h_{1,j}(n+1) = h_{1,j}(n) + \mu_{Q,1} e(n) \sum_{m=0}^M \hat{s}_m x(n-m-j) \\ \{h_{2p,j}\}_{p=1}^P(n+1) = \{h_{2p,j}\}_{p=1}^P(n) \\ \quad + \{\mu_{Q,2p}\}_{p=1}^P e(n) \sum_{p=1}^P \sum_{m=0}^M \hat{s}_m \sin(p\pi x(n-m-j)) \\ \{h_{2p+1,j}\}_{p=1}^P(n+1) = \{h_{2p+1,j}\}_{p=1}^P(n) \\ \quad + \{\mu_{Q,2p+1}\}_{p=1}^P e(n) \sum_{p=1}^P \sum_{m=0}^M \hat{s}_m \cos(p\pi x(n-m-j)) \end{cases} \quad (30)$$

5 仿真

通过以上分析可知,提出的 FLANN-FIR 混合 ANC 结构消除窄带非线性噪声具有一定的优势,为了进一步验证,在不同初级路径与不同信噪比的参考噪声环境下,将提出算法与前馈 FLANN 算法($P=1$)、基于线性预测的 FIR 反馈 ANC 结构进行对比.为了方便比较,这里采用了移动平滑处理后的归一化均方误差进行评价,归一化均方误差表示为 $NMSE = 10 \log_{10} \{E[e^2(n)]\} / \sigma_p^2$,其中 σ_p^2 为初级噪声的方差.在仿真中,各个算法 NMSE 的最终取值都为 40 次独立运算的平均值,信号的采样频率都为 $f_s = 2000\text{Hz}$,次级路径都为非最小相位的 FIR 滤波器^[14-16],其表达式为:

$$S(z) = z^{-2} + 1.5z^{-3} - z^{-4} \quad (31)$$

次级路径估计通过离线训练的方式获得,训练的信号为白噪声,次级路径阶数为 $M=15$,最终取 40 次独立训练稳态时的均值作为次级路径估计的系数.

5.1 仿真 1

在该仿真过程中,参考信号的频率为 $\omega_1 = 0.1\pi$ (100Hz), $\omega_2 = 0.2\pi$ (200Hz), $\omega_3 = 0.3\pi$ (300Hz),各频率的傅里叶系数为 $a_1 = 2, b_1 = -1, a_2 = 1, b_2 = -0.5, a_3 = 0.5, b_3 = 0.1$.初级路径的传递函数为:

$$\begin{aligned} p(n) &= x(n-3) - 0.3x(n-4) \\ &\quad + 0.2x(n-5) + 0.8x^2(n-5) \end{aligned} \quad (32)$$

信噪比为 20dB、40dB 时,各结构控制器的阶数都为 20,步长的设置如表 1 所示.20dB 和 40dB 的仿真结果分别如图 4 和图 5 所示,其中图 4(a)和图 5(a)为消噪后各结构残余误差信号的功率谱密度,图 4(b)和图 5(b)为各结构 NMSE 的比较图.观察图 4(a)和 5(a)功率谱密度图可以看出:初级噪声中包含的窄带分量有 100Hz、200Hz、300Hz、400Hz、500Hz 以及 600Hz. FLANN 结构在 100Hz - 300Hz 区间的消噪效果明显,同时其他窄带频率处也有一些降噪作用,但是效果不佳. FIR 反馈预测结构在各个窄带分量上消噪作用明显,但是窄带分量以外部分基本

没有降噪作用. 而提出的 FLANN-FIR 混合结构综合这两种结构的优点, 在整个信号频带范围内都有一定的降噪作用, 而且消噪效果更好. 这充分证明了本文分析部分的正确性, 更加确定了提出混合结构的消噪优势. 由 NMSE 比较可知, 提出混合结构不仅降噪效果好而且收敛速度快. 当信噪比为 20dB 时, 提出混合结构能成功降噪 17.5dB, 而 FLANN 结构和 FIR 反馈预测结构分别为 15.8dB 和 16.3dB; 当信噪比为 40dB 时, 提出混合结构能成功降噪 37.5dB, 而 FLANN 结构和 FIR 反馈预测结构分别为 32.2dB 和 34.0dB.

表 1 仿真一中各结构步长参数设置

信噪比	结构	参数值
20dB	FLANN	$\mu_Q = 0.0006$
	FIR	$\mu_F = 0.00001$
	FLANN-FIR	$\mu_Q = 0.0006, \mu_F = 0.00001$
40dB	FLANN	$\mu_Q = 0.0006$
	FIR	$\mu_F = 0.00006$
	FLANN-FIR	$\mu_Q = 0.0006, \mu_F = 0.00006$

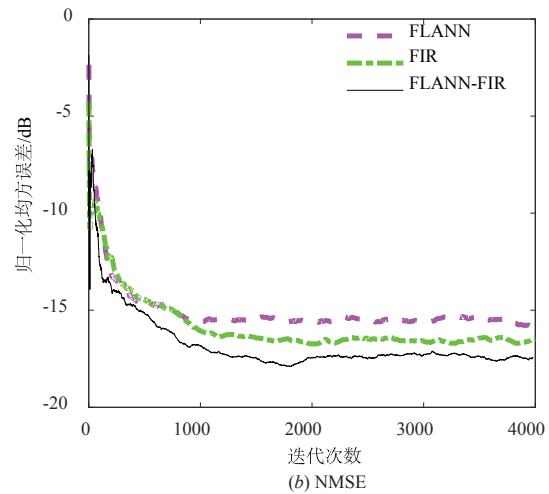
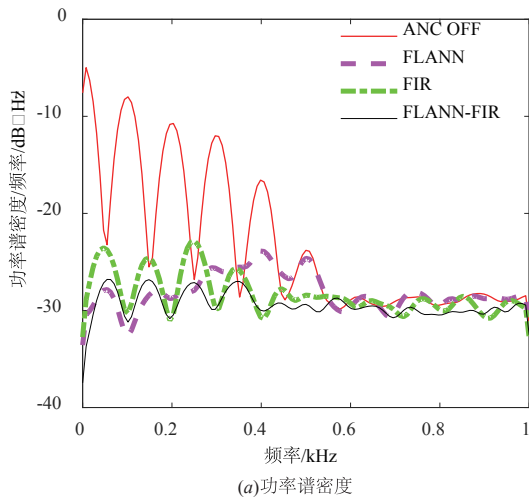


图4 20dB二阶非线性初级路径消噪效果

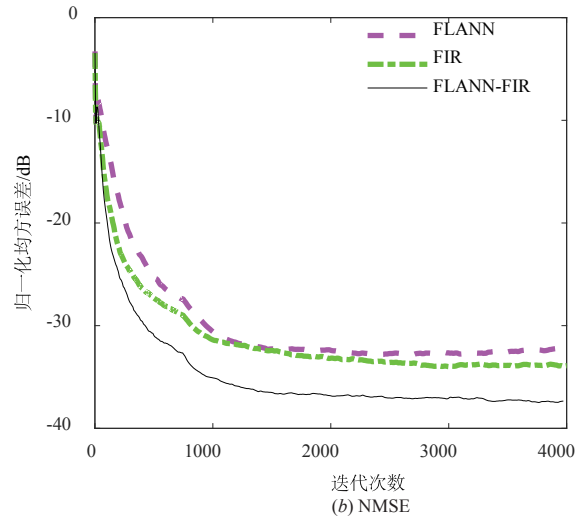
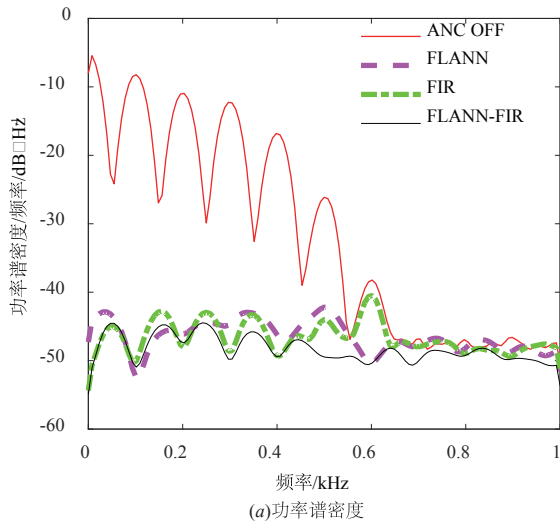


图5 40dB二阶非线性初级路径消噪效果

5.2 仿真 2

在该仿真中, 参考信号与仿真一中一样, 初级路径选取高阶非线性函数.

$$\begin{aligned}
 p(n) = & x(n) + 0.8x(n-1) + 0.3x(n-2) \\
 & + 0.4x(n-3) - 0.8x(n)x(n-1) \\
 & + 0.9x(n)x(n-2) + 0.7x(n)
 \end{aligned}$$

$$\cdot x(n-2)x(n-3) \tag{33}$$

本次仿真中, 同样在参考信号为 20dB 和 40dB 情况下进行比较. 各结构的控制器的阶数都为 20, 步长参数设置与仿真一中一样. 由于该路径为三阶非线性, 因此初级噪声中包含 9 种窄带频率, 分别为 100Hz、200Hz、300Hz、400Hz、500Hz、600Hz、700Hz、800Hz、

900Hz. 观察功率谱密度图 6(a) 和图 7(a) 同样可以得出与仿真一同样的结论:混合的 FLANN-FIR 结构综合了 FLANN 结构和 FIR 反馈预测结构的优点,不仅对可预测的窄带噪声和不可预测宽带噪声的线性部分消噪效果明显,对宽带噪声的非线性部分同样有一定的抑

制效果. 不同信噪比下,与前馈 FLANN 结构和 FIR 反馈预测结构相比,提出的 FLANN-FIR 混合结构都具有最快的收敛速度和最佳的降噪效果,20dB 信噪比时为 20.2dB,40dB 信噪比时为 38dB.

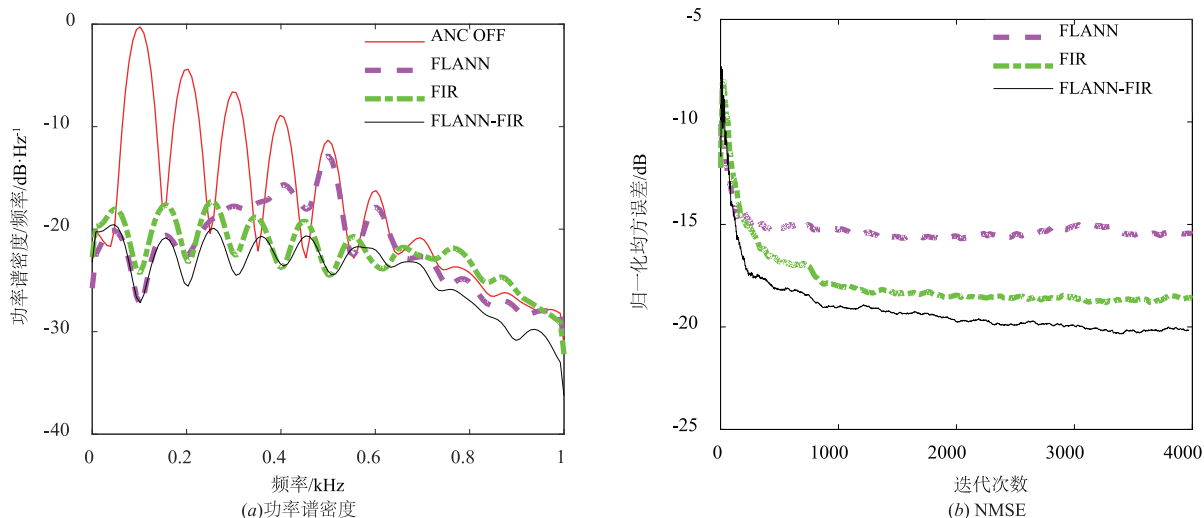


图6 20dB高阶非线性初级路径消噪效果

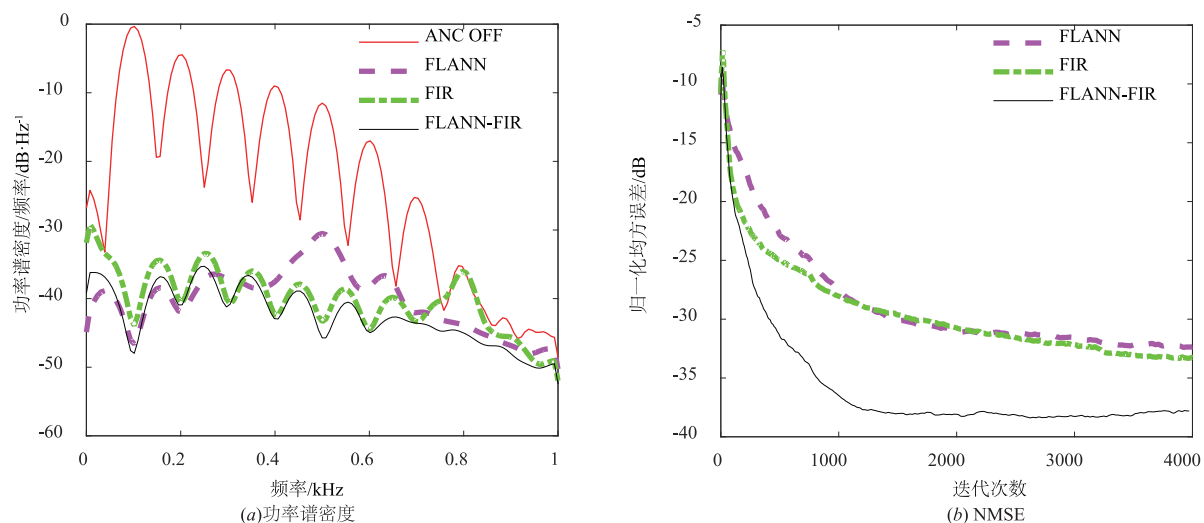


图7 40dB高阶非线性初级路径消噪效果

5.3 仿真3

在实际环境中,参考信号的幅值和频率并不是一直不变的,经常会因为各种干扰产生非平稳的突变现象. 因此在该仿真中,参考信号模拟实际环境中的突变现象,在 1~4000 点时,参考信号的频率及其各频率的傅里叶系数与仿真一中一样,4000 点以后参考信号频率不变,各频率的傅里叶系数变为其各自的相反数,即此时 $a_1 = -2, b_1 = 1, a_2 = -1, b_2 = 0.5, a_3 = -0.5, b_3 = -0.1$. 初级路径的传递函数为一个三阶的多项式模型.

$$p(n) = u(n-2) + 0.08u^2(n-2) - 0.04u^3(n-2) \quad (34)$$

其中 $u(n)$ 是参考信号 $x(n)$ 与函数 $f(n)$ 的卷积结果, $f(n)$ 是传递函数 $F(z)$ 的脉冲响应, $F(z)$ 为:

$$F(z) = z^{-3} - 0.3z^{-4} + 0.2z^{-5} \quad (35)$$

输入信号的信噪比为 40dB,各结构控制器长度也为 20,步长参数设置如表 2 所示. 图 8(a) 和 8(b) 分别显示消噪的残余误差和 NMSE,对比三种结构可以看出,提出的 FLANN-FIR 混合结构具有最快的收敛速度和追踪特性,同时稳态误差也最小.

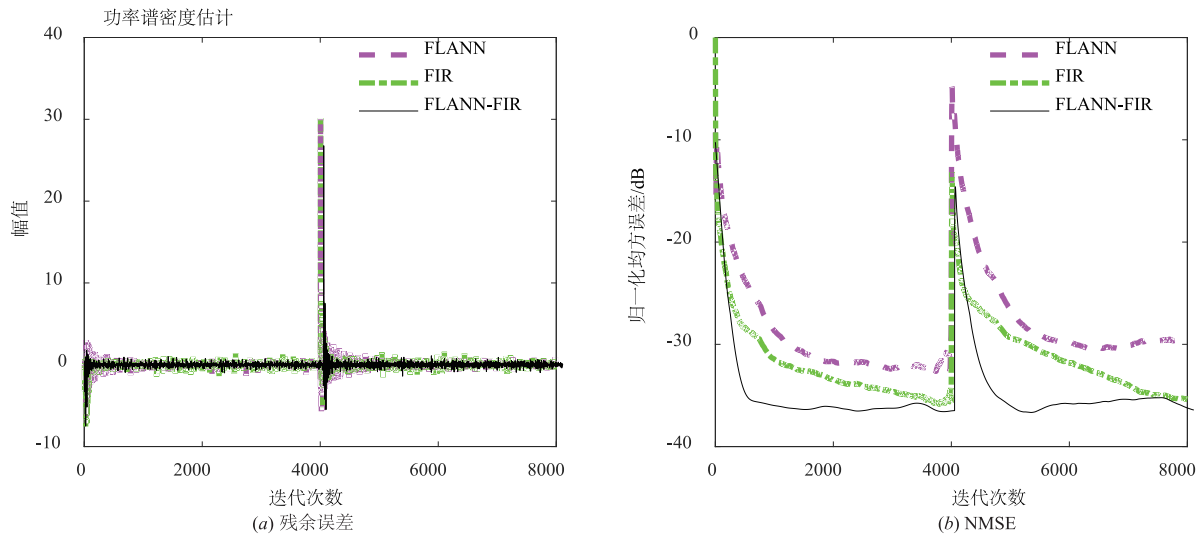


图8 非平稳非线性噪声的消噪效果

表2 仿真3中各结构步长参数设置

信噪比	结构	参数值
40dB	FLANN	$\mu_Q = 0.0003$
	FIR	$\mu_F = 0.0003$
	FLANN-FIR	$\mu_Q = 0.0003, \mu_F = 0.0003$

6 结论

本文主要研究初级路径为非线性的窄带 ANC 系统,通过分析初级噪声的组成分量,发现初级噪声的主要成分具有可预测特性,可以利用 FIR 反馈预测方法进行消噪.但是这种反馈预测方法存在一个弊端,即对初级噪声中不能预测的部分没有消噪效果.为此分析前馈的 FLANN 结构 ANC 系统,发现其对初级噪声中线性部分消噪明显,而且对非线性部分也有一定的抑制作用.因此本文提出一种 FLANN-FIR 混合结构,该结构综合了前馈 FLANN 结构和 FIR 反馈预测结构的优点,对可预测的窄带噪声和不可预测宽带噪声的线性部分都具有明显的消噪作用,而且对宽带噪声的非线性线性部分也有一定的降噪作用,同时提出的 FLANN-FIR 混合系统在收敛速度和追踪性能上也具有明显的优势.

参考文献

- [1] Kuo S M, Morgan D R. Active noise control: a tutorial review [J]. Proceedings of the IEEE, 1999, 87 (6): 943 - 973.
- [2] Xiao Y, Wang J. A new feedforward hybrid active noise control system [J]. IEEE Transactions on Signal Processing Letters, 2011, 18(10): 591 - 594.
- [3] 温良, 黄博妍, 肖业贵, 魏国, 孙金玮. 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): 129 - 134.

Wen Liang, Huang Bo-yan, Xiao Ye-gui, Wei Guo, Sun Jin-wei. New structure for dealing with frequency mismatch of narrowband ANC system based on IIR notch filter [J]. Acta Electronica Sinica, 2015, 43(1): 129 - 134. (in Chinese)

- [4] 姜守达, 薄中, 孙超. 一种用于窄带主动噪声控制系统的性能优化算法 [J]. 电子学报, 2015, 43(12): 2513 - 2517
- Jiang Shou-Da, Bo Zhong, Sun Chao. A performance optimized algorithm for NANC system [J]. Acta Electronica Sinica, 2015, 43(12): 2513 - 2517. (in Chinese)
- [5] Bouchard M, Paillard B, Le D C. Improved training of neural networks for nonlinear active control of sound and vibration [J]. IEEE Transactions on Neural Networks, 1999, 10(2): 391 - 401.
- [6] Strauch P, Mulgrew B. Active control of nonlinear noise processes in a linear duct [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1998, 46(9): 2404 - 2412.
- [7] Lei Luo, Jinwei Sun, Boyan Huang. A novel feedback active noise control for broadband chaotic noise and random noise [J]. Applied Acoustics, 2017, 116(1): 229 - 237.
- [8] Tan L, Jiang J. Adaptive Volterra filters for active control of nonlinear noise processes [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2001, 49(8): 1667 - 1676.
- [9] Das D P, Panda G. Active mitigation of nonlinear noise processes using a novel filtered-s LMS algorithm [J]. IEEE Transactions on Speech Audio Processing, 2004, 12(3): 313 - 322.
- [10] G L Sicuranza, A Carini. Filtered-X affine projection algorithm for multichannel active noise control using second-order Volterra filters [J]. IEEE Signal Processing Letters,

- 2004,11(11):853-857.
- [11] Das D P, Mohapatra S R, Routray A, Basu T K. Filtered-s LMS algorithm for multichannel active control of nonlinear noise processes[J]. IEEE Transactions on Speech Audio Processing, 2006, 14(5):1875-1880.
- [12] Zhao H, Zeng X, Zhang J. Adaptive reduced feedback FLNN filter for active control of nonlinear noise processes[J]. Signal Processing, 2010, 90(3):834-847.
- [13] George N V, Panda G. A robust filtered-s LMS algorithm for nonlinear active noise control[J]. Applied Acoustics, 2012, 73(8):836-841.
- [14] Zhou D Y, Brunner V D. Efficient adaptive nonlinear filters for nonlinear active noise control[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2007, 54(3):669-681.
- [15] Vinal Patel, Nithin V. George. Nonlinear active noise control using spline adaptive filters[J]. Applied Acoustics, 2015, 93(6):38-43.
- [16] Lei Luo, Jinwei Sun, Boyan Huang, Dung Duong Quoc. Efficient combination of feedforward and feedback structures for nonlinear narrowband active noise control[J]. Signal Processing, 2016, 128(6):494-503.

作者简介



罗 磊 男, 哈尔滨工业大学电气工程及自动化学院在读博士研究生. 主要研究方向为信号与信息处理, 主动噪声控制理论.
E-mail: llei@hit.edu.cn



孙金玮(通信作者) 男, 哈尔滨工业大学电气工程及自动化学院教授. 主要研究方向为生物医学传感器, 主动噪声控制理论.
E-mail: jwsun@hit.edu.cn