

TỔ HỢP LỖI GIỮA MẠNG NƠ-RON NHÂN TẠO LIÊN KẾT CHỨC NĂNG VÀ CHUỖI FOURIER MỞ RỘNG CHO HỆ THỐNG KIỂM SOÁT TIẾNG ỒN CHỦ ĐỘNG

CONVEX COMBINATION OF FUNCTIONAL LINK ARTIFICIAL NEURAL NETWORKS AND GENERALIZED FOURIER SERIES FOR ACTIVE NOISE CONTROL SYSTEM

Lê Đình Công*, Nguyễn Phúc Ngọc

Viện Kỹ thuật và Công nghệ, Trường Đại học Vinh¹

*Tác giả liên hệ: ldcong@vinhuni.edu.vn

(Nhận bài: 13/8/2022; Chấp nhận đăng: 25/10/2022)

Tóm tắt - Trong nghiên cứu này, nhóm tác giả đề xuất bộ điều khiển mới cho ứng dụng kiểm soát tiếng ồn chủ động (ANC: active noise control) dựa trên tổ hợp lỗi giữa mạng nơ-ron nhân tạo liên kết chức năng FLANN (Functional Link Artificial Neural Networks) và chuỗi Fourier mở rộng EMF (Even Mirror Fourier), và được gọi tên là C-FLANN-EMF (Convex FLANN-EMF). Bộ điều khiển C-FLANN-EMF kết hợp thích nghi các lỗi ra của các bộ lọc thành phần dựa trên thuật toán gradient ngẫu nhiên và hàm phi tuyến số mũ (exponential function) để tối thiểu nhiễu dư. Do đó, nó có thể khắc phục được các nhược điểm của các bộ điều khiển FLANN và EMF, khi tính phi tuyến tồn tại trong các thành phần của hệ thống kiểm soát tiếng ồn chủ động là một tiên nghiệm chưa biết. Nhiều kết quả mô phỏng cũng đã chỉ ra rằng, đặc tính khử tiếng ồn của bộ điều khiển C-FLANN-EMF đề xuất là hiệu quả hơn các bộ điều khiển thành phần FLANN và EMF trong các kịch bản phi tuyến khác nhau của hệ thống ANC.

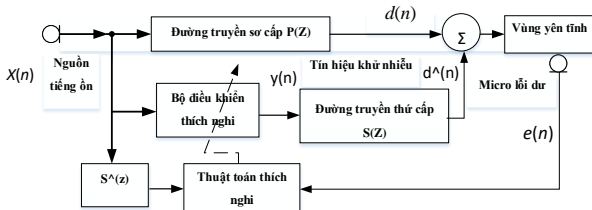
Từ khóa - Kiểm soát tiếng ồn chủ động; FLANN; EMF; Tổ hợp lỗi; bộ điều khiển phi tuyến.

Abstract - In this study, we propose a novel controller for active noise control (ANC) application based on convex combination of Functional Link Artificial Neural Networks (FLANN) and Even Mirror Fourier (EMF) filters, and is named Convex-FLANN-EMF (C-FLANN-EMF). The C-FLANN-EMF controller adaptively combines the outputs of the component filters using the random gradient algorithm and the nonlinear exponential function to minimize residual noise. Therefore, it can overcome the disadvantages of the FLANN and EMF controllers, when the nonlinearity that exists in the components of the active noise control system is an unknown priori. Many simulation results have shown that the noise cancellation performance of the proposed C-FLANN-EMF controller is more effective than the FLANN and EMF component controllers in different nonlinear scenarios of the ANC system.

Key words - Active noise control; FLANN; EMF; Convex combination; Nonlinear controller.

1. Giới thiệu

Để giảm tiếng ồn trong miền tần số thấp (nhỏ hơn 500Hz), hệ thống ANC là một giải pháp hữu hiệu cả về mặt kỹ thuật và kinh tế [1-2]. Hình 1 minh họa một hệ thống ANC đơn kênh. Trong hệ thống này, ANC sử dụng một bộ điều khiển thích nghi để tạo ra nguồn tiếng ồn thứ cấp. Nguồn tiếng ồn tạo ra này có cùng biên độ nhưng lệch pha 180 độ so với nguồn tiếng ồn không mong muốn và do đó chúng có thể triệt tiêu lẫn nhau. Các tham số của bộ điều khiển thích nghi được cập nhật dựa trên tiếng ồn dư. Hệ thống ANC sẽ tối ưu khi tiếng ồn dư giảm về không.



Hình 1. Cấu trúc hệ thống ANC sử dụng thuật toán Fx-LMS

Hệ thống ANC tuyến tính sử dụng các bộ điều khiển FIR cùng thuật toán Fx-LMS [1, 2] và các biến thể của chúng đã được áp dụng trong nhiều hệ thống thực tế [1, 2]. Tuy nhiên, vì các hệ thống này không tính đến ảnh hưởng phi tuyến tồn tại trong nguồn tiếng ồn (ví dụ, như các tiếng ồn phát sinh từ gió của quạt có thể được xem như là một hệ

động học phi tuyến) [3] hoặc méo phi tuyến tại điểm khử tiếng ồn (ví dụ khi nguồn tiếng ồn được lan truyền qua ống dẫn bị nén quá cao) hoặc méo phi tuyến tại secondary path (ví dụ sự lão hóa của các linh kiện điện tử) nên đặc tính của các hệ thống này bị suy giảm thậm chí mất ổn định [4]. Để vượt qua vấn đề méo phi tuyến tồn tại trong các hệ thống ANC thực tế, nhiều bộ điều khiển phi tuyến đã được phát triển [5]. Nội trội trong đó có thể phân làm hai lớp cơ bản: Lớp thứ nhất dựa trên mạng nơ-ron, ví dụ bộ điều khiển dùng mạng nơ-ron truyền thẳng đa lớp MLNN (multilayer neural networks) [5-8] và bộ điều khiển dùng mạng nơ-ron mờ (Fuzzy neural networks) [9]; Lớp thứ hai dựa trên hàm tuyến tính trong tham số LIP (Linear-in-parameter), ví dụ như FLANN [3, 10], Volterra [4, 5], EMF [11-13]. Ưu điểm của các bộ điều khiển dựa trên LIP đó là độ phức tạp tính toán thấp, thực thi phần cứng đơn giản. Do đó, nghiên cứu phát triển cũng như triển khai ứng dụng các hệ thống ANC dựa trên LIP đang được nhiều học giả trên thế giới đặc biệt quan tâm [3, 4, 10-13].

Như được chỉ ra trong [3], thì FLANN chỉ có khả năng mở rộng phi tuyến của tín hiệu đầu vào tại cùng một thời điểm tức thời. Hay nói cách khác hàm mở rộng của nó thiếu các số hạng chéo (tích của tín hiệu vào/ ra với bản thể của chúng) do vậy nó chỉ giải quyết tốt cho những trường hợp tính phi tuyến tồn tại trong hệ thống ANC là yếu. Trong khi đó, hàm mở rộng EMF [11-13] cũng dựa trên các hàm cơ bản lượng giác

¹ Institute of Engineering and Technology, Vinh University (Le Dinh Cong, Nguyen Phuc Ngoc)

(trigonometric) như FLANN, nhưng khác với FLANN đó là các hàm cơ bản của EMF thoả mãn tất cả các yêu cầu của định lý Stote-Weierstrass [13]. Hệ thống ANC dựa trên EMF có thể xử lý hiệu quả cho các trường hợp chứa đựng tính phi tuyến có nhớ (memory nonlinearity). Đối với trường hợp nguồn tiếng ồn là một quá trình hỗn loạn (chaotic), thì đặc tính của hệ thống ANC dựa trên EMF có thể bị suy giảm vì hàm mở rộng của nó thiếu các thành phần tuyến tính.

Mặt khác, chúng ta cũng hiểu rằng, tính phi tuyến tồn tại trong hệ thống ANC là một tiên nghiệm chưa biết, do đó sẽ khó khăn trong việc lựa chọn mô hình phi tuyến hợp lý cho hệ thống. Được lấy cảm hứng bởi các phương pháp trong [14-18], nhóm tác giả đề xuất một bộ điều khiển mới, dựa trên tổ hợp lỗi của hàm mở rộng FLANN và EMF, trong nghiên cứu này. Bộ điều khiển mới được tên gọi là Convex-FLANN-EMF (C-FLANN-EMF). Dựa trên tổ hợp lỗi các lỗi ra của các bộ lọc thành phần và các tham số trộn được điều chỉnh trực tiếp bởi các quy luật thích nghi phi tuyến, đặc tính ra của bộ điều khiển C-FLANN-EMF đã cho thấy là tốt hơn các bộ điều khiển thành phần, và đặc biệt, bộ điều khiển đề xuất đạt được đặc tính tốt trong mọi môi trường phi tuyến. Nhiều kết quả mô phỏng đã được tiến hành để minh họa cho đặc tính của bộ điều khiển đề xuất.

2. Đề xuất bộ điều khiển C-FLANN-EMF cho hệ thống ANC phi tuyến

2.1. Cấu trúc

Tuỳ vào bản chất của tính phi tuyến trong hệ thống ANC mà các bộ điều khiển FLANN và EMF đạt được đặc tính khử tiếng ồn khác nhau. Đối với các hệ thống ANC chưa đựng tính phi tuyến có nhớ thì dùng bộ điều khiển EMF là hiệu quả. Trái lại, trong trường hợp nguồn nhiễu tham chiếu là một quá trình hỗn loạn, thì hệ thống ANC sử dụng FLANN lại làm tốt hơn khi dựa trên EMF. Để đưa ra một cấu trúc tổng hợp cho bộ điều khiển của hệ thống ANC, trong phần này nhóm tác giả đề xuất một bộ điều khiển mới dựa trên tổ hợp lỗi của hai bộ điều khiển FLANN và EMF. Bộ điều khiển C-FLANN-EMF đạt được đặc tính tốt nhất của các bộ lọc thành phần nhờ vào cấu trúc tổ hợp lỗi và tham số trộn thích nghi. Sau mỗi lần lặp, một giá trị thích hợp của tham số trộn sẽ quyết định lối ra của bộ điều khiển C-FLANN-EMF để có thể rút ra các tính chất tốt của từng bộ lọc thành phần. Hơn nữa, tham số trộn này được được thích nghi dựa trên quy luật phi tuyến hàm mũ (exponential function), nên khả năng xử lý phi tuyến của C-FLANN-EMF có thể được cải thiện thêm. Hình 2 minh họa một cấu trúc tổ hợp lỗi của hai bộ lọc dựa trên FLANN và EMF.

Giả sử gọi $X(n)$ là vector tín hiệu vào

$$X(n) = [x(n), x(n-1), \dots, x(n-K+1)]^T \quad (1)$$

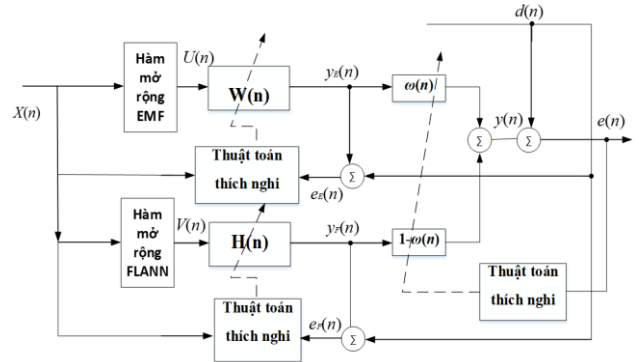
với K là chiều dài nhớ.

Vector tín hiệu vào $X(n)$ có thể được biểu diễn mở rộng thành vector $U(n)$ bởi hàm mở rộng EMF [13], như sau:

$$U(n) = [U_1^T(n), U_2^T(n), \dots, U_P^T(n)]^T \\ = [u_1(n), u_2(n), \dots, u_L(n)]^T \quad (2)$$

ở đây $U_1(n); U_2(n); \dots; U_P(n)$ là vector mở rộng của hàm EMF bậc 0 và bậc 1; bậc 2; ... ; bậc P , tương ứng. $u_1(n); u_2(n); \dots; u_L(n)$ là các phân tử được mở rộng.

$L = \frac{(K+P)!}{K!P!}$ là chiều dài nhớ của tín hiệu được ở rộng. Về mặt lý thuyết thì hàm mở rộng EMF có thể được mở rộng với bậc và chiều dài nhớ là vô hạn. Tuy nhiên, nên chú ý rằng các trọng số lọc của bộ lọc phi tuyến sử dụng hàm mở rộng này cũng tăng theo cấp số mũ khi bậc hoặc chiều dài nhớ tăng. Do đó, để phù hợp với các ứng dụng trong thực tế, chỉ những EMF bậc 2 hoặc bậc 3 là được sử dụng. Trong nghiên cứu này nhóm tác giả chọn EMF bậc 2 để đạt được một khả năng xử lý phi tuyến hiệu quả trong hệ thống ANC.



Hình 2. Minh họa tổ hợp lỗi của hai bộ lọc EMF và FLANN

Theo cách này, có thể biểu diễn bậc 0 và bậc 1 của hàm mở rộng EMF cùng với chiều dài $L_1 = K + 1$ như là:

$$U_1(n) = [1, \sin(\frac{\pi}{2}x(n)), \sin(\frac{\pi}{2}x(n-1)), \dots, \sin(\frac{\pi}{2}x(n-K+1))]^T \quad (3)$$

Hàm mở rộng bậc 2, $U_2(n) = [U_{21}^T(n), U_{22}^T(n)]^T$ cùng với chiều dài $L_2 = K + K(K-1)/2$, được biểu diễn như sau

$$U_{21}(n) = [\cos(\pi x(n)), \cos(\pi x(n-1)), \dots, \cos(\pi x(n-K+1))]^T \quad (4)$$

Cho $i=0:K-1; j=i:K-1$; và nếu $i \neq j$ thì

$$U_{22}(n) = [\sin(\frac{\pi}{2}x(n-i))\sin(\frac{\pi}{2}x(n-j))]^T \quad (5)$$

Do đó, chúng ta có thể viết lối ra của bộ lọc EMF bậc 2 phi tuyến như là,

$$y_E(n) = W^T(n)U(n) \quad (6)$$

ở đây $U(n) = [U_1^T(n), U_2^T(n)]^T$, và $W(n) = [W_1^T(n), W_2^T(n)]^T$ là các hệ số lọc tương ứng với hàm mở rộng EMF bậc 1 và bậc 2

Tương tự, bằng cách tham khảo [3], ta có biểu diễn của hàm mở rộng dựa trên FLANN như sau:

$$V_F(n) = [V_1^T(n), V_2^T(n), \dots, V_{(2P+1)}^T(n)]^T \\ = [v_1(n), v_2(n), \dots, v_L(n)]^T \quad (7)$$

ở đây

$$V_1(n) = [x(n), x(n-1), \dots, x(n-K+1)]^T \quad (8)$$

$$V_2(n) = [\sin(\pi x(n)), \sin(\pi x(n-1)), \dots, \sin(\pi x(n-K+1))]^T \quad (9)$$

$$V_3(n) = [\cos(\pi x(n)), \cos(\pi x(n-1)), \dots, \cos(\pi x(n-K+1))]^T \quad (10)$$

∴

$$V_{2P}(n) = [\sin(2P\pi x(n)), \sin(2P\pi x(n-1)), \dots, \sin(2P\pi x(n-K+1))]^T \quad (11)$$

$$V_{(2P+1)}(n) = [\cos[(2P+1)\pi x(n)], \cos[(2P+1)\pi x(n-1)] \dots, \cos[(2P+1)\pi x(n-K+1)]]^T \quad (12)$$

với P là bậc của hàm mở rộng của FLANN, và $L = K(2P+1)$ là chiều dài nhớ của hàm mở rộng. Từ đó, ta viết lỗi ra của bộ lọc FLANN như là

$$y_F(n) = H^T(n)V(n) \quad (13)$$

ở đây $V(n) = [V_1^T(n), V_2^T(n), \dots, V_{2P+1}^T(n)]^T$, và $(n) = [H_1^T(n), H_2^T(n), \dots, H_{2P+1}^T(n)]^T$ là các hệ số lọc tương ứng với hàm mở rộng FLANN bậc 1, 2 và bậc 3. Trong nghiên cứu này nhóm tác giả chọn bậc 2 cho hàm mở rộng EMF, và bậc 3 cho FLANN để có sự tương đương về cấu trúc (nghĩa là xấp xỉ về số lượng trọng số).

Do đó, Lỗi ra của bộ điều khiển C-FLANN-EMF được tổ hợp lỗi giữa hai hàm mở rộng FLANN và EMF có thể biểu diễn là,

$$y(n) = \omega(n)y_E(n) + (1-\omega(n))y_F(n) \\ = \omega(n)W^T(n)U(n) + (1-\omega(n))H^T(n)V(n) \quad (14)$$

ở đây $\omega(n)$ là tham số trộn thích nghi. Để cải thiện đặc tính, tham số trộn này được điều chỉnh thích nghi theo quy luật phi tuyến [14]. Tham khảo từ [14], biểu diễn tham số trộn $\omega(n)$ theo quy luật thích nghi phi tuyến sau,

$$\omega(n) = \frac{1}{1 + e^{-\beta(n)}} \quad (15)$$

ở đây, tham số $\beta(n)$ được tính thích nghi theo phương pháp giảm gradient. Để tránh vấn đề mất thích nghi khi $\omega(n)$ quá gần giá trị giới hạn 0 và 1, theo [15], chúng ta chọn $\beta(n)$ nằm trong [-4,4].

2.2. Thuật toán thích nghi Fx-LMS

Như được chỉ ra trong [14], cấu trúc tổ hợp lỗi chỉ sử dụng lỗi dư toàn bộ để điều chỉnh thích nghi tham số trộn $\omega(n)$, còn các trọng số $W(n)$ và $H(n)$ của các bộ lọc thành phần được thích nghi dựa trên lỗi dư thành phần của chính nó. Gọi $e(n)$ là công suất nhiễu dư của cấu trúc tổ hợp, ta có thể định nghĩa hàm chi phí cho bộ điều khiển C-FLANN-EMF như sau,

$$\xi(n) = E(e^2(n)) \quad (16)$$

với $E(\cdot)$ biểu thị toán tử kỳ vọng. Công suất nhiễu dư $e(n)$ được xác định bởi hiệu của nhiễu đo tại đường dẫn sơ cấp $d(n)$ và lỗi ra của đường dẫn thứ cấp $\hat{d}(n)$ (xem Hình 1),

$$e(n) = d(n) - \hat{d}(n) \quad (17)$$

Theo nguyên lý của hệ thống ANC, tín hiệu ra của bộ điều khiển sẽ được lọc qua ước lượng của đường dẫn thứ cấp để tạo tín hiệu khử tiếng ồn $\hat{d}(n)$, do đó ta viết lại phương trình (5) thành,

$$e(n) = d(n) - S(n) * y(n) = d(n) - S(n) * \{\omega(n)W^T(n)U(n) + (1-\omega(n))H^T(n)V(n)\} \quad (18)$$

ở đây $S(n)$ là đáp ứng xung của hàm truyền đường dẫn thứ cấp, $*$ biểu thị phép toán tích chập.

Tham số trộn được tính theo (6) thông qua việc cập nhật thích nghi $\beta(n)$ theo phương trình sau,

$$\beta(n+1) = \beta(n) - \frac{1}{2} \frac{\alpha}{\delta(n)} \nabla_{\beta(n)} \xi(n) = \beta(n) - \frac{1}{2} \frac{\alpha}{\delta(n)} \frac{\partial \{e^2(n)\}}{\partial \beta(n)} \\ = \beta(n) - \frac{\alpha}{\delta(n)} e(n) \{S(n) * [y_E(n) - y_F(n)]\} \frac{e^{-\beta(n)}}{[1 + e^{-\beta(n)}]^2} \\ = \beta(n) - \frac{\alpha}{\delta(n)} e(n) [y'_E(n) - y'_F(n)] \omega(n) [1 - \omega(n)] \quad (19)$$

ở đây, $\nabla_{\beta(n)} \xi(n)$ là gradient của hàm chi phí $\xi(n)$ đối với tham số $\beta(n)$; α là bước học của thuật toán, nó điều khiển tốc độ thay đổi của $\beta(n)$; $y'_E(n)$ và $y'_F(n)$ là các tín hiệu được lọc qua đường dẫn thứ cấp của hai tín hiệu ra thành phần. Để việc lựa α không bị ảnh hưởng bởi tỉ số tín hiệu trên nhiễu (SNR: signal-to-noise-ratio), tham khảo [14] nhóm tác giả sử dụng một ước lượng $\delta(n)$ để thay cho giá trị tức thời $[y'_E(n) - y'_F(n)]^2$, và $\delta(n)$ được tính bởi,

$$\delta(n) = 0,99\delta(n) + (1-0,99)[y'_E(n) - y'_F(n)]^2 \quad (20)$$

Để cập nhật các vectơ trọng số $W(n)$ chúng ta sử dụng phương pháp giảm gradient dựa trên tối thiểu hoá hàm chi phí $\xi_E(n) = E(e_E^2(n))$, với $e_E(n) = d(n) - S(n) * y_E(n)$. Tương tự, cập nhật các vectơ trọng số $H(n)$ bằng việc tối thiểu hoá hàm chi phí $\xi_F(n) = E(e_F^2(n))$, với $e_F(n) = d(n) - S(n) * y_F(n)$. Với mục đích tối thiểu các hàm chi phí thành phần $\xi_E(n)$ và $\xi_F(n)$, vectơ trọng số $W(n)$ và $H(n)$ được điều chỉnh theo phương trình cập nhật như sau

$$W(n+1) = W(n) - \frac{1}{2} \mu \nabla_{W(n)} \xi_E(n) \quad (21)$$

$$H(n+1) = H(n) - \frac{1}{2} \eta \nabla_{H(n)} \xi_F(n) \quad (22)$$

với $\nabla_{W(n)} \xi_E(n)$ là gradient của hàm chi phí $\xi_E(n)$ đối với các trọng số $W(n)$ và $\nabla_{W(n)} \xi_F(n)$ là gradient của hàm chi phí $\xi_F(n)$ đối với các trọng số $H(n)$; μ và η là các tham số học, điều khiển tốc độ học và tốc độ hội tụ của thuật toán. Lần lượt tính các gradient này ta có,

$$\nabla_{W(n)} \xi_E(n) = \frac{\partial \xi_E(n)}{\partial W(n)} = -2e_E(n) \frac{\partial (S(n) * y_E(n))}{W(n)} = \\ -2e_E(n) \frac{\partial (S(n) * [W^T(n)U(n)])}{W(n)} = \\ -2e_E(n) (S(n) * U(n)) = -2e_E(n) U_f(n) \quad (23)$$

$$\nabla_{H(n)} \xi_F(n) = \frac{\partial \xi_F(n)}{\partial H(n)} = -2e_F(n) \frac{\partial (S(n) * y_F(n))}{H(n)} = \\ -2e_F(n) \frac{\partial (S(n) * [H^T(n)V(n)])}{H(n)} = \\ -2e_F(n) (S(n) * V(n)) = -2e_F(n) V_f(n) \quad (24)$$

ở đây $U_f(n)$ và $V_f(n)$ là tín hiệu mở rộng $U(n)$ và $V(n)$ được lọc qua đường dẫn thứ cấp.

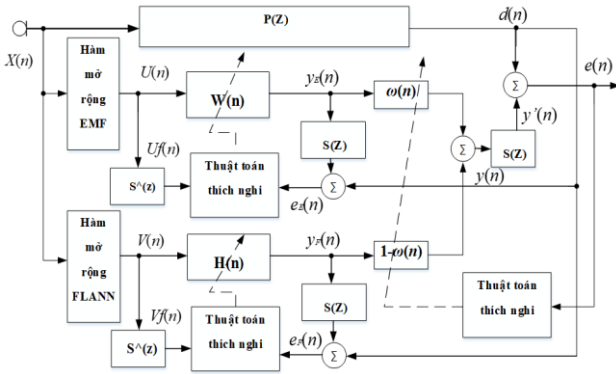
Thay vào các phương trình (21) và (22), ta có

$$W(n+1) = W(n) + \mu e_E(n) U_f(n) \quad (25)$$

$$H(n+1) = H(n) + \eta e_F(n) V_f(n) \quad (26)$$

Hình 3 minh họa thiết kế của hệ thống ANC dựa trên bộ

điều khiển C-FLANN-EMF sử dụng thuật toán Fx-LMS.



Hình 3. Hệ thống ANC dựa trên bộ điều khiển C-FLANN-EMF

3. Mô phỏng tính toán

Trong phần này, nhóm tác giả sẽ so sánh đặc tính của hệ thống ANC dựa trên bộ điều khiển C-FLANN-EMF được đề xuất và các hệ thống ANC dựa trên các bộ điều khiển FLANN, EMF và VFLANN [16] cho các kịch bản khác nhau của tín hiệu phi tuyến. Trong tất cả các mô phỏng, tham số chiều dài nhớ L của tất cả các bộ điều khiển đều được chọn bằng 10, bậc của FLANN được thiết lập bằng 3, bậc của EMF và Volterra được thiết lập bằng 2. Ở đây nhóm tác giả chọn bậc của FLANN, Volterra và EMF như vậy để có sự tương đương về độ phức tạp tính toán (cụ thể FLANN có số lượng trong số là 70, trong khi của EMF và Volterra là 66). Để so sánh đặc tính các bộ điều khiển, nhóm tác giả sử dụng lỗi bình phương trung bình được chuẩn hoá NMSE (normalized mean square error) đạt được bởi các bộ điều khiển thích nghi trên số lần lặp, giá trị của NMSE được tính bởi công thức,

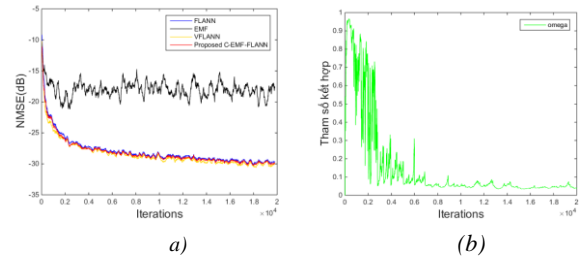
$$NMSE = 10 \log_{10} \left[\frac{E\{e^2(n)\}}{\delta_d^2} \right] \quad (27)$$

ở đây δ_d^2 là công suất của nhiễu đường truyền sơ cấp, $e(n)$ lỗi dư tại thời điểm thứ n . Trong mỗi thí nghiệm, giá trị NMSE được ước lượng trung bình sau 100 lần chạy để đạt được đặc tính hội tụ.

Thí nghiệm 1: Trong thí nghiệm này, nhóm tác giả giả định nguồn tiếng ồn là một âm thanh phát ra từ quạt gió, như được chỉ ra trong các công trình [3, 4] thì nguồn tiếng ồn này có thể được mô hình như là một quá trình hỗn loạn (chaotic) phi tuyến bởi phương trình đệ quy sau,

$$x(n+1) = \gamma x(n)\{1 - x(n)\} \quad (28)$$

ở đây $\gamma = 4$ và $x(0) = 0.9$. Thường người ta chuẩn hoá nguồn tiếng ồn phi tuyến này để có đơn vị bằng 1. Đường dẫn sơ cấp được giả định có hàm truyền $P(z) = z^{-5} - 0.3z^{-6} + 0.2z^{-7}$, đường dẫn thứ cấp là một mô hình pha tối thiểu (minimum - phase) $S(z) = z^{-2} + 0.5z^{-3}$. Tham số học của các bộ điều khiển được chọn như sau: $\mu_F = 0.0008$ cho FLANN, $\mu_E = 0.009$ cho EMF, $\mu_V = 0.00008$ cho VFLANN, $\mu_F = 0.0008$, $\mu_E = 0.008$ và $\rho = 0.9$ cho C-FLANN-EMF. Hình 4a mô tả kết quả NMSE của các bộ điều khiển FLANN, EMF, VFLANN và C-FLANN-EMF. Hình 4b minh hoạ sự thích nghi của các tham số tổ hợp cho kịch bản của thí nghiệm 1.



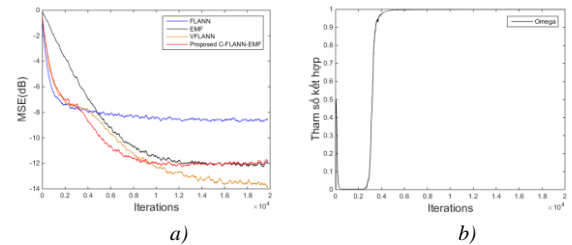
Hình 4. A) So sánh đặc tính của các bộ điều khiển khi tín hiệu tham chiếu chứa đựng tính phi tuyến, b) minh hoạ sự biến đổi của tham số tổ hợp trong bộ điều khiển C-FLANN-EMF

Như được chỉ ra trong Hình 4, dễ thấy bộ điều khiển FLANN làm tốt hơn bộ điều khiển EMF trong trường hợp nguồn tiếng ồn có bản chất như một quá trình hỗn loạn (chaotic). Lí do cho điều này có lẽ do hàm mở rộng EMF thiếu các thành phần cho tín hiệu vào tuyến tính. Trong khi đó, bộ điều khiển C-FLANN-EMF và VFLANN đạt được cải thiện nhẹ về đặc tính hội tụ so với FLANN, nhờ vào tham số tổ hợp lỗi.

Thí nghiệm 2: Trong thí nghiệm này, nguồn nhiễu tham chiếu là một quá trình nhiễu trắng, đường dẫn sơ cấp và đường dẫn thứ cấp có quan hệ vào ra được mô tả lần lượt như sau [10]:

$$d(n) = x(n) + 0.8x(n-1) + 0.3x(n-2) + 0.4x(n-3) - 0.8x(n)x(n) + 0.9x(n)x(n-2) + 0.7x(n)x(n-3) \quad (29)$$

$$\hat{d}(n) = y(n) + 0.35y(n-1) + 0.09y(n-2) - 0.5y(n)y(n-1) + 0.4y(n)y(n-2) \quad (30)$$



Hình 5. A) So sánh đặc tính của các bộ điều khiển khi đường dẫn sơ cấp và đường dẫn thứ cấp chứa đựng méo phi tuyến, B) minh hoạ sự biến đổi của tham số tổ hợp trong bộ điều khiển C-FLANN-EMF

Tham số học của các bộ điều khiển được thiết lập: $\mu_F = 0.001$ cho FLANN, $\mu_E = 0.0004$ cho EMF, $\mu_V = 0.0005$ cho VFLANN; $\mu_F = 0.001$, $\mu_E = 0.0004$ và $\rho = 0.9$ cho C-FLANN-EMF. Hình 5 minh hoạ các kết quả khi đường dẫn sơ cấp và thứ cấp chứa đựng méo phi tuyến. Rõ ràng bộ điều khiển được đề xuất đạt được đặc khử tiếng ồn tốt hơn các bộ điều khiển thành phần FLANN và EMF. Trong trường hợp này, bộ điều khiển EMF đạt được đặc tính vượt trội so với FLANN. Nguyên do cho vấn đề này đó là hàm mở rộng FLANN thiếu các số hạng chéo, dẫn đến nó không thể mô hình đủ tốt cho kịch bản tính phi tuyến như trong thí nghiệm 2. Tuy nhiên, so với VFLANN thì C-FLANN-EMF đạt được đặc tính kém hơn, điều này có thể do hàm mở rộng Volterra mô hình hiệu quả cho tình huống này hơn EMF.

Thí nghiệm 3: Trong thí nghiệm này, nhóm tác giả sử dụng kịch bản nhiễu đường truyền sơ cấp tại điểm khử được mô hình bởi một tính phi tuyến mạnh đa thức bậc 3 như sau:

$$d(n) = u(n-2) + 0.8u^2(n-2) - 0.4u^3(n-2) \quad (31)$$

$$u(n) = x(n) * t(n)$$

ở đây, $x(n)$ là tín hiệu vào tham chiếu, được mô hình như một dạng sóng sin, có tần số 500Hz tại tốc độ lấy mẫu

8000 mẫu/ giây, $x(n) = \sqrt{2} \sin(\frac{2\pi 500n}{8000})$, và $t(n)$ là đáp

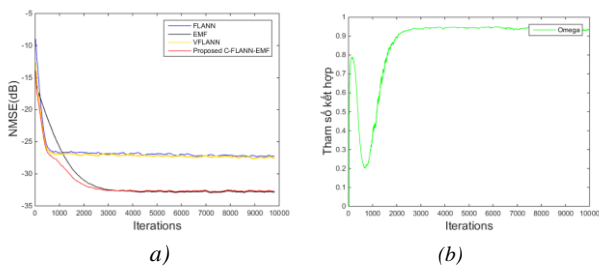
ứng xung của hàm truyền $T(z) = z^{-3} - 0.3z^{-4} + 0.2z^{-5}$.

Hàm truyền của đường dẫn sơ cấp có pha tối thiểu (minimum phase), $S(z) = z^{-2} + 0.5z^{-3}$. Hình 6 minh hoạ

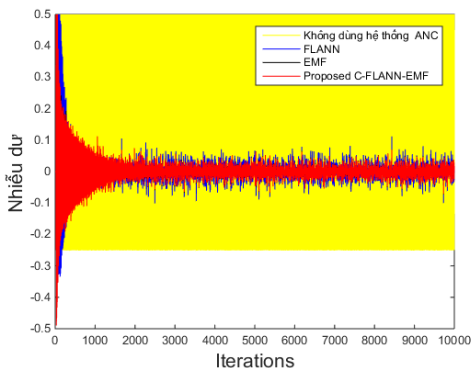
đồ thị các giá trị NMSE của các bộ điều khiển và tham số tổ hợp cho trường hợp của kịch bản phi tuyến trong thí nghiệm 3. Hình 7 minh hoạ tiếng ồn cho trường hợp không

dùng hệ thống ANC và trường hợp dùng hệ thống ANC với các bộ điều khiển FLANN, EMF và C-FLANN-EMF. Từ Hình 6a và Hình 7 dễ dàng thấy đặc tính bộ điều khiển

C-FLANN-EMF là tốt nhất, nó đạt được hội tụ nhanh của FLANN, VFLANN và trạng thái ổn định của EMF.



Hình 6. a) So sánh đặc tính của các bộ điều khiển và b) sự biến đổi của tham số trộn trong kịch bản thí nghiệm 3



Hình 7. Minh hoạ nhiễu dư khi không dùng hệ thống ANC và có sử dụng hệ thống ANC phi tuyến dựa trên các bộ điều khiển FLANN, EMF và C-FLANN-EMF

Tóm lại: Trong kịch bản thí nghiệm 1, tính phi tuyến chứa đựng trong nguồn nhiễu tham chiếu, nên hệ thống ANC dựa trên FLANN là hiệu quả hơn hệ thống dựa trên EMF. Trong kịch bản thí nghiệm 2 và 3, thì hệ thống ANC dựa trên EMF là hiệu quả hơn hệ thống dựa trên FLANN. Bộ điều khiển đề xuất không chỉ khắc phục được vấn đề của bộ điều khiển FLANN và EMF mà còn đạt được đặc tính hội tụ tốt hơn trong các kịch bản phi tuyến khác nhau của hệ thống ANC.

4. Kết luận

Trong bài báo này, nhóm tác giả đã đề xuất bộ điều khiển C-FLANN-EMF cho hệ thống ANC phi tuyến dựa trên tổ hợp lỗi của hai bộ điều khiển FLANN và EMF. Các

trọng số của bộ điều khiển đề xuất được cập nhật tuân theo thuật toán gradient ngẫu nhiên. Hơn nữa, bộ điều khiển C-FLANN-EMF sử dụng hàm phi tuyến số mũ (exponential function) để tính toán tham số trộn, nên đặc tính khử tiếng ồn được cải thiện. Hệ thống ANC dựa trên bộ điều khiển C-FLANN-EMF đề xuất đặc biệt phù hợp khi tính phi tuyến tồn tại trong các thành phần của hệ thống ANC là chưa biết và biến đổi theo thời gian. Nhiều kết quả mô phỏng trong các kịch bản khác nhau của hệ thống ANC phi tuyến đã cho thấy tính hiệu quả của phương pháp đề xuất.

Lời cảm ơn: Các tác giả cảm ơn đề tài cấp Bộ mã số B2021-TDV-03 do Bộ Giáo dục và Đào tạo tài trợ.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] S. M. Kuo, D. R. Morgan, "Active noise control: A tutorial review", *Proc. IEEE*, Vol 87, pp. 943–973, 1999.
- [2] N. V. George, G. Panda, "Advances in active noise control: a survey, with emphasis on recent nonlinear techniques", *Signal Process*, 93 (2), pp. 363–77, 2013.
- [3] D. P. Das, G. Panda G, "Active mitigation of nonlinear noise processes using a novel filtered-s LMS algorithm" *IEEE Trans Speech Audio Process*, 12(3): 313–22, 2004.
- [4] L. Tan, J. Jiang, "Adaptive volterra filters for active control of nonlinear noise processes", *IEEE Trans Signal Process*, 49(8), p p. 1667–76, 2001.
- [5] L. Lu, K. L. Yin, R. C. Lamare, Z. Zheng, Y. Yu, X. Yang, B. Chen, "A survey on active noise control in the past decade–Part II: Nonlinear systems", *Signal Proces*, 181, pp. 1-16, 2021.
- [6] H.V. Tuan, N.H. Phuong, N.N. Long, "Adaptive neural network for feedback active noise control system", *Journal of Science & Technology Development – Vietnam National University Ho Chi Minh City*, 12, pp. 86-92, 2009.
- [7] N. L. Thai, X. Wu, J. Na, Y. Guo, N. T. Trung, P. X. Le, "Adaptive variable step-size neural controller for nonlinear feedback active noise control systems", *Applied Acoustics*, 116, pp. 337-347, 2017.
- [8] M. C. Huynh, C. Y. Chang, "A novel adaptive neural controller for narrowband active noise control systems", *8th NAFOSTED Conference on Information and Computer Science (NICS), Hanoi, Vietnam*, 2021.
- [9] V. T. Huynh, H. N. Duong, "A fuzzy neural network feedback active noise controller", *The 10th International Conference on Control, Automation, Robotics and Vision, ICARCV 2008, Hanoi*, 2008.
- [10] D. C. Le, J. S. Zhang, Y.J. Pang, "A bilinear functional link artificial neural network filter for nonlinear active noise control and its stability condition", *Appl Acoust.* 132, pp. 19–25, 2018.
- [11] D. C Le, J. S Zhang, J Zhang, "Low-complexity even mirror fourier adaptive filter for nonlinear active noise control," *Appl Acoust.* 197, 108914, 2022.
- [12] V. Patel, N. V. George, "Partial update even mirror fourier nonlinear filters for active noise control", in *23rd European Signal Processing Conference (EUSIPCO)*, pp. 295-299, 2015.
- [13] A. Carini and G.L. Sicuranza, "Fourier nonlinear filters", *IEEE Trans. Signal Processing*, 94, pp. 183-194, 2014.
- [14] M. Ferrer, M. Diego, A. Gonzalez A, "Convex combination filtered-x algorithms for active noise control systems", *IEEE Trans Audio Speech Lang Process* 21(1), pp. 156–167, 2013.
- [15] D. C. Le, J. Zhang, Y. Pang, "A novel pipelined neural FIR architecture for nonlinear adaptive filter", *Neurocomputing*, 440, pp. 220–229, 2021.
- [16] N. V. George, A. Gonzalez, "Convex combination of nonlinear adaptive filters for active noise control", *Appl Acoust*, 76, p157–161, 2014.
- [17] Y. Cheng, C. Li, S. Chen, P. Ge, Y. Cao, "Active control of impulsive noise based on a modified convex combination algorithm", *Appl Acoust*, 186, 108438, 2022.
- [18] B. F. Fernando, C. M. Max, S. P. Guierme, "Improved active noise control algorithm based on the convex combination method" *Journal of the Brazilian Society of Mechanical Sciences and Engineering*, 43 (163), 2021.