

ÁP DỤNG DEEP LEARNING TRONG ĐIỀU KHIỂN BỘ LỌC NGUỒN TÍCH CỰC ĐỂ TĂNG HIỆU QUẢ LỌC HÀI BẬC CAO

Applying Deep Learning in Active Power Filter Control to Enhance High-Order Harmonic Filtering Efficiency

Nguyễn Đức Thịnh¹, Bùi Công Giao²
Hồ Văn Cừ^{2*}, Huỳnh Lê Minh Thiện²

¹Trường Đại học Tài chính - Marketing

²Trường Đại học Sài Gòn

Tóm tắt

Bộ lọc nguồn tích cực đóng vai trò quan trọng trong việc cải thiện chất lượng điện năng bằng cách giảm tổng méo hài và cân bằng công suất tác dụng/phản kháng. Tuy nhiên, các phương pháp điều khiển truyền thống như PID, điều khiển mờ, điều khiển dự báo mô hình gặp hạn chế trong môi trường tải phi tuyến biến động nhanh. Ứng dụng Deep Learning (học sâu) để giúp điều khiển APF tự động học, thích nghi nhanh với sự thay đổi của hệ thống điện, tăng hiệu quả lọc hài bậc cao.

Bài báo này giới thiệu các ứng dụng của Deep Learning trong điều khiển APF, bao gồm nhận diện và phân loại sóng hài, dự đoán dòng bù tối ưu bằng mạng nơ-ron nhân tạo (ANN), và tối ưu hóa chiến lược điều khiển bằng Deep Reinforcement Learning (DRL) và những thách thức khi triển khai Deep Learning vào APF, bao gồm yêu cầu về dữ liệu huấn luyện, khả năng tính toán thời gian thực, và độ tin cậy của mô hình và đề xuất hướng nghiên cứu của Deep Learning trong lĩnh vực lọc nguồn thông minh.

Từ khóa: Bộ lọc nguồn tích cực (APF); Deep Learning; Điều khiển thông minh; Sóng hài; Tổng méo hài (THD); Mạng nơ-ron nhân tạo (ANN); Học tăng cường sâu (DRL).

Abstract

The Active Power Filter (APF) plays a crucial role in improving power quality by reducing Total Harmonic Distortion (THD) and balancing active and reactive power. However, traditional control methods such as PID, Fuzzy Logic Control (FLC), or Model Predictive Control (MPC) often face limitations in nonlinear and rapidly changing load conditions. Recently, Deep Learning has emerged as a powerful approach, enabling APF to automatically learn and adapt to variations in the power system.

This paper introduces applications of Deep Learning in APF control, including harmonic detection and classification, optimal compensation current prediction using Artificial Neural Networks (ANNs), and control strategy optimization via Deep Reinforcement Learning (DRL). Additionally, it discusses challenges in implementing Deep Learning in APF, such as training data requirements, real-time computational capabilities, and model reliability. Finally, the paper proposes potential research directions to enhance the effectiveness of Deep Learning in this field.

Keywords: Active Power Filter (APF); Deep Learning; Intelligent Control; Harmonics; Total Harmonic Distortion (THD); Artificial Neural Network (ANN); Deep Reinforcement Learning (DRL).

*Tác giả liên hệ: cuuhovan@sgu.edu.vn

1. Giới thiệu

Trong các hệ thống điện hiện đại, sự gia tăng của các tải phi tuyến như biến tần, thiết bị điện tử công suất cao và động cơ điện làm cho chất lượng điện năng bị suy giảm nghiêm trọng. Một trong những vấn đề lớn nhất là sự xuất hiện của sóng hài, gây ra tổn hao năng lượng, ảnh hưởng đến tuổi thọ thiết bị và làm mất ổn định hệ thống điện. Bộ lọc nguồn tích cực (APF) đã được phát triển để giải quyết vấn đề này bằng cách bù sóng hài và điều chỉnh hệ số công suất trong thời gian thực.

Các phương pháp điều khiển APF truyền thống như PID, đơn giản nhưng khó tối ưu khi hệ thống điện biến động [1]; điều khiển mờ (Fuzzy Logic Control) tốt hơn PID nhưng phụ thuộc nhiều vào phần cứng [2]; điều khiển dự báo mô hình (MPC) rất tốt nhưng đòi hỏi tính toán phức tạp [3]. Các phương pháp điều khiển bộ lọc nguồn tích cực (APF) truyền thống [4-6] đều có những ưu điểm nhất định nhưng còn nhiều hạn chế khi áp dụng trong môi trường tải phi tuyến và biến động nhanh.

Các nghiên cứu của Åström và Hägglund [7] chỉ ra rằng bộ điều khiển PID không đáp ứng với các hệ thống phi tuyến thay đổi theo thời gian. Nghiên cứu của Li và Gatland [8] khẳng định điều khiển mờ không đảm bảo hiệu suất và độ tin cậy cao. Nghiên cứu của Camacho và Bordons [9] về MPC có hiệu suất cao nhưng chi phí tính toán lớn, hạn chế khả năng áp dụng thực tế. Do đó, cần phát triển các phương pháp điều khiển thông minh Deep Learning, nhằm giúp APF tự động học và thích nghi nhanh với sự thay đổi của hệ thống điện, từ đó nâng cao hiệu suất lọc sóng hài và chất lượng điện năng. Deep Learning (học sâu) có khả năng tự học từ dữ liệu và đưa ra quyết định tối ưu mà không cần dựa vào mô hình toán học chi tiết và có thể thích ứng linh hoạt với các thay đổi trong hệ thống điện, giúp nâng cao hiệu suất lọc sóng hài và ổn định chất lượng điện năng.

Ưu điểm vượt trội của Deep Learning trong APF là nhờ kỹ thuật nhận diện và phân loại sóng hài bằng mạng nơ-ron tích chập (CNN) [10], để xác định chính xác nguồn sóng hài trong hệ thống điện, cải thiện hiệu quả lọc và nâng cao khả năng thích ứng của APF và dự đoán dòng điện bù tối ưu bằng mạng LSTM/ANN [11], [12] để tăng khả năng phân tích dữ liệu chuỗi thời gian, giúp dự báo dòng điện bù một cách chính xác, trong khi ANN hỗ trợ xác định giá trị bù tối ưu dựa trên dữ liệu vận hành hệ thống; Tối ưu hóa điều khiển APF bằng Deep Reinforcement Learning (DRL) [13] sẽ cho phép APF học sâu dữ liệu từ môi trường thực tế và tối ưu hóa chiến lược điều khiển theo thời gian thực, giúp nâng cao hiệu suất lọc sóng hài khi tải biến động nhanh và rộng.

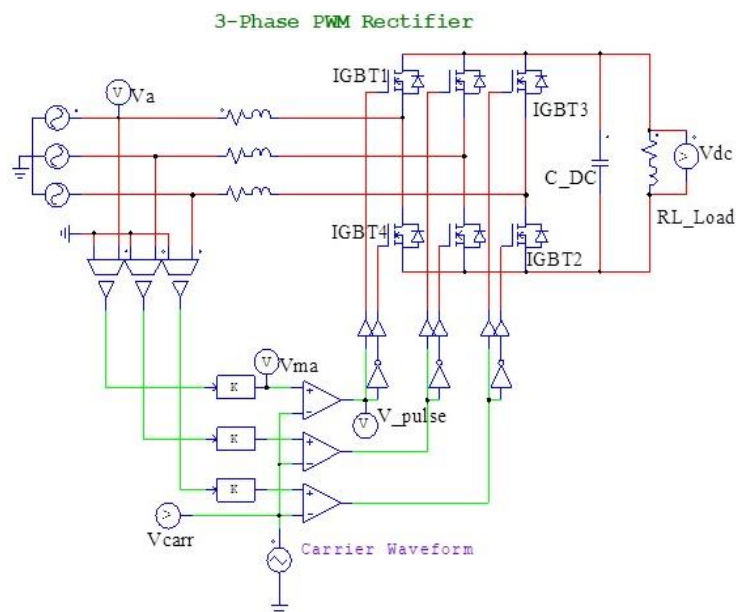
2. Tổng quan về bộ lọc nguồn tích cực và các phương pháp điều khiển truyền thống

2.1. Chỉnh lưu và nghịch lưu điều khiển 6 khóa bán dẫn IGBT

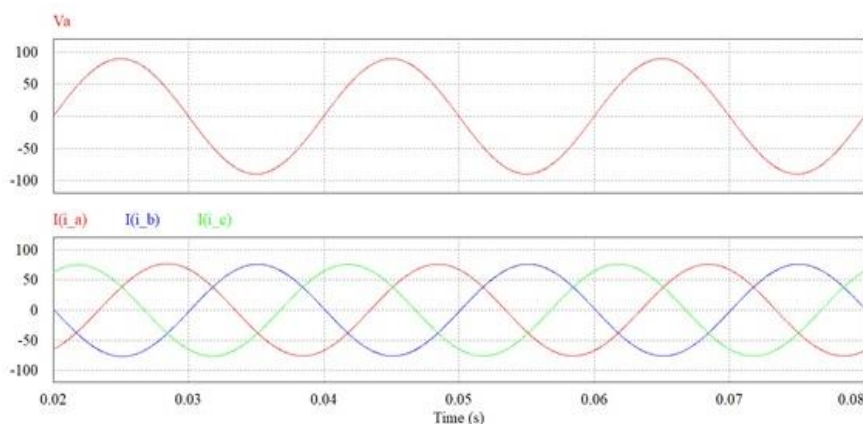
Chỉnh lưu và nghịch lưu là điều khiển 6 khóa bán dẫn IGBT còn gọi là bộ chỉnh lưu tích cực hai bậc và bộ nghịch lưu 2 bậc 3 pha, cả hai dùng một cấu trúc mạch nguyên lý, chỉ khác là nếu đầu vào điện một chiều (DC) thì đầu ra sẽ là nguồn xoay chiều (AC) 3 pha, và ngược lại, nếu đưa vào điện áp xoay chiều 3 pha thì đầu ra sẽ là nguồn một chiều với cùng một bộ điều khiển, Hình 1. Như vậy, bản chất của chỉnh lưu và nghịch lưu là một quá trình

thuận nghịch có thể sử dụng trên cùng một mạch nguyên lý [14]. Dạng sóng ở ngõ ra của bộ nghịch lưu tạo ra nguồn điện xoay chiều, đưa vào tín hiệu một chiều và tham chiếu bằng sóng hài để tạo ra sóng hài tương đương, là giải pháp chính để tạo ra bộ lọc sóng hài bậc cao.

Nguyên lý chung của bộ nghịch lưu như hình 1: dòng xoay chiều đầu vào có thể được điều chỉnh bằng một dòng tham chiếu dạng sóng sin; điện áp đầu cuối của bộ chỉnh lưu tích cực và dòng xoay chiều đầu vào có thể được điều khiển để đạt được hệ số công suất bằng một. Điện áp bù DC thường được điều chỉnh ở giá trị không đổi, với đáp ứng chuyển tiếp động học nhanh, nên cần lựa chọn tần số chuyển mạch điều biến của bộ chỉnh lưu tích cực và băng thông của bộ điều khiển thích ứng nhanh. Mạch chỉnh lưu tích cực có thể được điều khiển để ngăn chặn các cộng hưởng không mong muốn giữa các bộ lọc và phần còn lại của hệ thống phân phối điện. Bộ chỉnh lưu tích cực hai mức có thể đạt được dòng công suất theo hai chiều. Do đó, nó được sử dụng cho các ứng dụng có đổi chiều công suất [15].

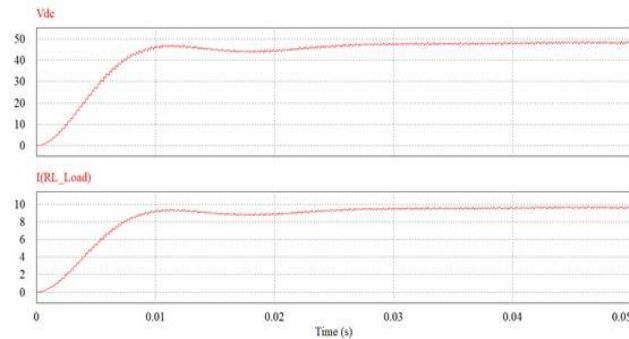


Hình 1. Mô hình bộ biến đổi công suất hai bậc

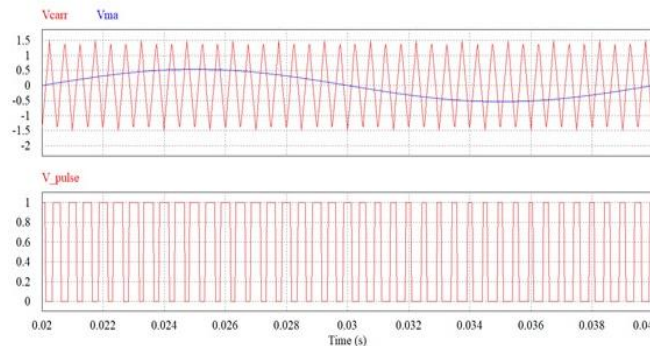


Hình 2. Dạng sóng điện áp và dòng điện nguồn phía chỉnh lưu

Các dạng sóng điện áp, dòng điện tạo xung kích được thể hiện trên Hình 2, hình 3 và Hình 4. Trong đó, V_{carr} là sóng mang tam giác tần số 2 kHz, V_{ma} là sóng sine điều chế pha (a), V_{pulse} là tín hiệu điều khiển IGBT pha (a), V_{dc} là điện áp chỉnh lưu, $I(RL_Load)$ là dòng điện trên tải DC.



Hình 3. Dạng sóng điện áp và dòng điện ngõ ra phía chỉnh lưu



Hình 4. Nguyên lý tạo xung PWM kích cho khóa bán dẫn

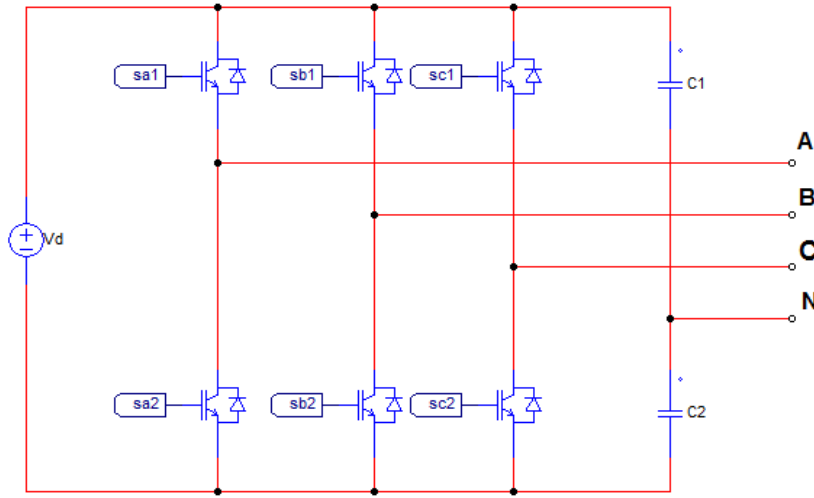
Khi có xung kích các khóa bán dẫn theo chu trình 6 bước lặp lại, điện áp thuận nghịch được tạo ra theo bảng sau:

Bảng 1. Điện áp thuận nghịch do bộ Inverter tạo ra

Trạng thái đóng ngắt (Switching states)						Input (V) $\Leftrightarrow$ Output(V)	Trạng thái các khóa trong Chu kỳ
Sj_1	Sj_2	Sj_3	Sj_4	Sj_5	Sj_6		
1	0	0	0	1	1	$V_{AN} = V_{CN} = V_d/3$ $V_{BN} = -(2V_d/3)$	I: khóa 5,6 và 1: ON
1	1	0	0	0	1	$V_{CN} = V_{BN} - V_d/3$ $V_{AN} = 2V_d/3$	II: khóa 6,1 và 2: ON
1	1	1	0	0	0	$V_{AN} = V_{BN} = V_d/3$ $V_{CN} = -(2V_d/3)$	III: khóa 1,2 và 3: ON
0	1	1	1	0	0	$V_{BN} = V_{CN} - V_d/3$ $V_{BN} = -2V_d/3$	IV: khóa 2,3 và 4: ON
0	0	1	1	1	0	$V_{AN} = V_{BN} - V_d/3$ $V_{CN} = -(2V_d/3)$	V: khóa 3,4 và 5: ON
0	0	0	1	1	1	$V_{BN} = V_{AN} - V_d/3$ $V_{CN} = 2V_d/3$	VI: khóa 4,5 và 6: ON

Nguồn gốc của bộ biến đổi công suất 3 pha 2 bậc dựa trên mạch nghịch lưu cầu 1 pha (còn gọi là mạch 1 pha cầu H) để suy ra bộ biến đổi công suất 3 pha 2 bậc được cấu thành từ 6 IGBT và 6 diode mắc đối song, mạch nghịch lưu 3 pha 2 bậc trên hình 5 có mô hình giải tích với giả thiết nguồn ba pha đối xứng như hình 5 và thỏa mãn hệ thức:

$$U_{an} + U_{bn} + U_{cn} = 0 \quad (1)$$



Hình 5. Mạch nghịch lưu 3 pha 2 bậc

Nguồn áp U được phân chia làm hai nửa bằng nhau với điểm nút phân thể O , gọi N là điểm nút của nguồn ba pha dạng sao. Điện áp pha nguồn U_{an} , U_{bn} , U_{cn} được xác định theo:

$$\begin{aligned} U_{an} &= U_{a0} - U_{n0} \\ U_{bn} &= U_{b0} - U_{n0} \\ U_{cn} &= U_{c0} - U_{n0} \end{aligned} \quad (2)$$

Điện áp U_{a0} , U_{b0} , U_{c0} được gọi là các điện áp pha-tâm nguồn của các pha a, b, c và U_{n0} được gọi là điện áp tâm tải-tâm nguồn, được xác định theo:

$$\frac{U_{a0} + U_{b0} + U_{c0}}{3} = U_{n0} \quad (3)$$

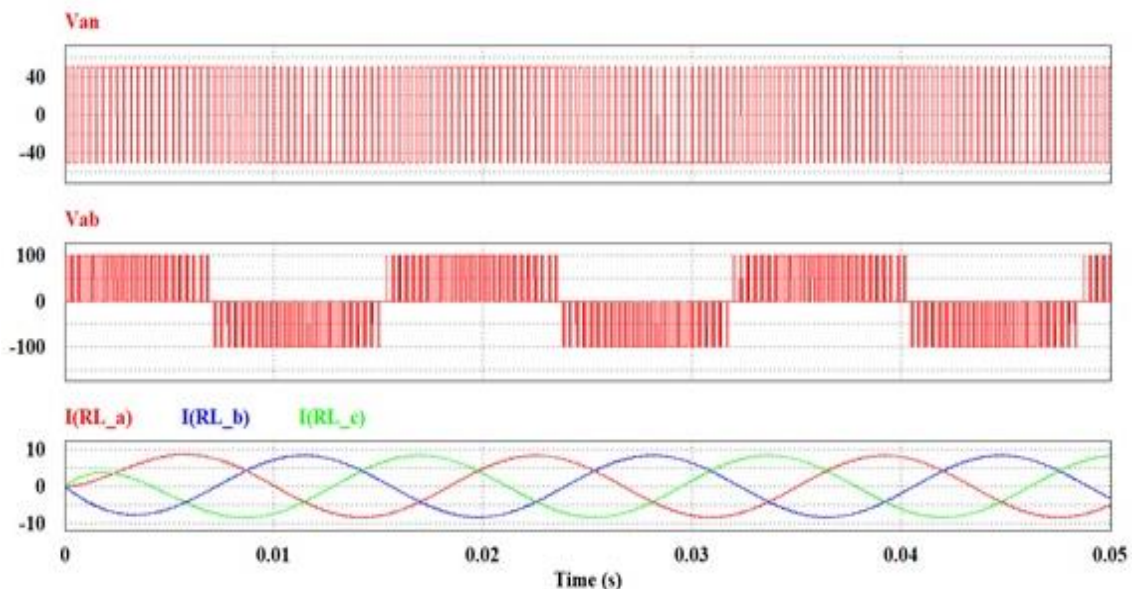
Khi đó điện áp pha tải và điện áp dây phía nghịch lưu được tính theo công thức:

$$\begin{aligned} \frac{2U_{a0} - U_{b0} - U_{c0}}{3} &= U_{an} \\ \frac{2U_{b0} - U_{a0} - U_{c0}}{3} &= U_{bn} \\ \frac{2U_{c0} - U_{b0} - U_{a0}}{3} &= U_{cn} \end{aligned} \quad (4)$$

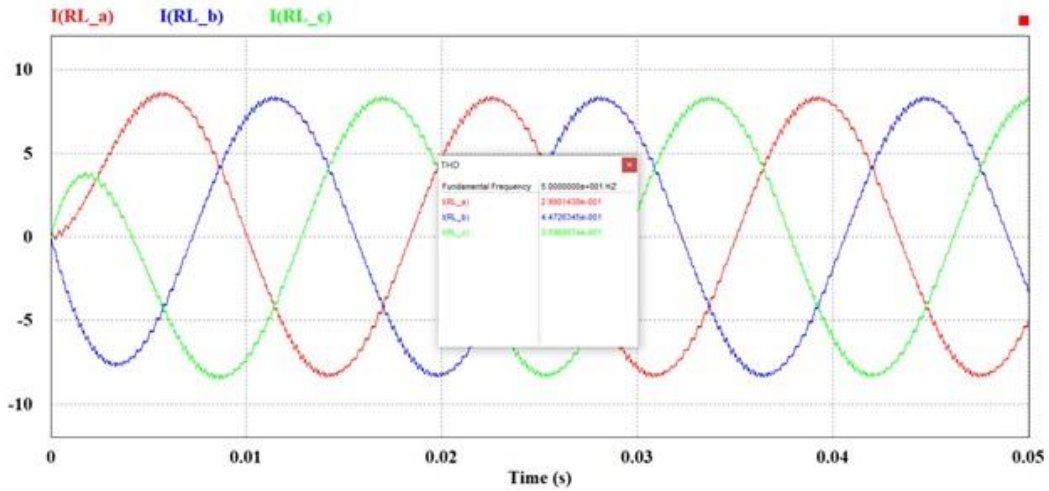
Trong đó: $U_{a0} - U_{b0} = U_{ab}$; $U_{b0} - U_{c0} = U_{bc}$; $U_{c0} - U_{a0} = U_{ca}$. Như vậy, ta có thể xác định được các điện áp pha tải, điện áp dây và do đó cả dòng điện tải cũng như dòng điện pha thông qua điện áp pha – tâm nguồn U_{a0} , U_{b0} , U_{c0} . Các điện áp này lại được xác định thông qua trạng thái đóng cắt của các khóa trong các nhánh pha. S_a và S_a' với pha a. Nếu biểu diễn trạng thái kích dẫn của linh kiện là 1 và trạng thái kích ngắt là 0 thì phương trình biểu diễn trạng thái kích của các linh kiện trong các nhánh pha của mạch nghịch lưu 3 pha 2 bậc là: $S_a + S_a' = 1$; $S_b + S_b' = 1$; $S_c + S_c' = 1$. Điện áp pha tâm nguồn của một pha sẽ có giá trị $+VDC/2$ hoặc $-VDC/2$ tùy thuộc vào khóa chuyển mạch S_x hay S_x' được kích đóng. Vì vậy, có thể tính được điện áp pha-tâm nguồn, điện áp pha tải và điện áp dây của mạch nghịch lưu theo nguồn cung cấp VDC và trạng thái kích của các khóa công suất.

Bộ chỉnh lưu/nghịch lưu chứa 2 khóa bán dẫn (IGBT) trên mỗi nhánh pha tải. Chúng được gọi chung là chỉnh lưu/nghịch lưu áp 2 bậc (two-level), được áp dụng trong phạm vi công suất vừa và nhỏ [10]. Khái niệm hai bậc xuất phát từ quá trình điện áp giữa đầu một pha tải đến một điểm điện thế chuẩn trên mạch DC (điểm 0 - pole to phase voltage) thay đổi giữa hai bậc giá trị khác nhau, ví dụ, khi chọn điểm có điện thế chuẩn là tâm nguồn DC thì điện áp từ pha tải đến tâm nguồn thay đổi giữa $(+VDC/2)$ và $(-VDC/2)$ trong quá trình đóng ngắt các linh kiện. Bộ chỉnh lưu/nghịch lưu áp 2 bậc có nhược điểm là tạo điện áp cung cấp cho cuộn dây động cơ với độ dốc (dV/dt) khá lớn và gây ra một số vấn đề khó khăn bởi tồn tại trạng thái khác không của tổng điện thế từ các pha đến tâm nguồn DC (common-mode voltage - điện áp U_{n0}) [16].

Dạng sóng điện áp nghịch lưu như Hình 6 và Hình 7 mô tả điện áp pha (a) gồm điện áp pha V_{an} , điện áp dây V_{ab} và dòng điện tải 3 pha i_{RLa} , i_{RLb} và i_{RLc} . Chỉ số méo hài dòng điện tải các pha a , b , c lần lượt là 2,9%, 4,5% và 3,1%.



Hình 6. Dạng sóng điện áp dây V_{ab} , điện áp pha a (V_{an}) và dòng điện 3 pha



Hình 7. Dạng sóng dòng điện và chỉ số méo hài THD của dòng điện các pha

Giải pháp thiết kế các bộ chỉnh lưu/nghịch lưu áp đa bậc tích cực để giải quyết các hạn chế của bộ nghịch lưu áp 2 bậc và nâng cao khả năng của những hệ thống hai bậc về mặt chất lượng và công suất.

Theo đó, như thể hiện trên Hình 1 và Hình 5 cho thấy trên cùng một cấu trúc điện tử và cùng một giải pháp điều khiển, nếu được cấp nguồn DC thì mạch sẽ tạo ra điện áp 3 pha nghịch lưu hai bậc, lúc này mạch có như nắn như một bộ chỉnh lưu; nếu được cấp nguồn sin 3 pha 50 Hz thì mạch sẽ tạo ra điện áp DC, các giá trị điện áp được cấp vào và được tạo ra tuân thủ các công thức (2), (3), và (4). Khi đó, các giá trị điện áp và dòng điện được tính toán theo các công thức sau:

- Trị hiệu dụng:

$$V_{L2L,rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v_0^2 dt} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_d = 0.816 V_d \quad (5)$$

- Phân tích Fourier

$$\begin{aligned} v_{AB}(t) &= \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_d}{n\pi} \sin \frac{n\pi}{2} \sin \frac{n\pi}{3} \sin \left(n\omega t + \frac{n\pi}{6} \right) = \\ &= \frac{2\sqrt{3}V_d}{\pi} \left[\sin \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right) - \frac{1}{5} \sin \left(5\omega t + \frac{5\pi}{6} \right) - \frac{1}{7} \sin \left(7\omega t + \frac{7\pi}{6} \right) + \dots \right] \end{aligned} \quad (6)$$

- Trị hiệu dụng của thành phần hài cơ bản

$$V_{AB1,rms} = \frac{2\sqrt{3}V_d}{\pi} / \sqrt{2} = \frac{\sqrt{6}V_d}{\pi} = 0.78V_d$$

- Trị hiệu dụng của thành phần hài bậc 3 và bậc 9

$$V_{AB3,rms} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{4V_d}{3\pi} \sin \frac{3\pi}{3} = 0$$

$$V_{AB9,rms} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{4V_d}{9\pi} \sin \frac{9\pi}{3} = 0$$

- Trị hiệu dụng của thành phần hài bậc 5

$$V_{AB5,rms} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{4V_d}{5\pi} \sin \frac{5\pi}{3} = 0.156V_d$$

Các giá trị điện áp pha:

- Trị hiệu dụng:

$$V_{p,rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v_0^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\left(\frac{V_d}{3} \right)^2 \frac{\pi}{3} + \left(\frac{2V_d}{3} \right)^2 \frac{\pi}{3} + \left(\frac{V_d}{3} \right)^2 \frac{\pi}{3} \right]} = \sqrt{\frac{2}{9}} V_d$$

$$\Rightarrow V_{p,rms} = 0.471V_d = \frac{V_{L2L,rms}}{\sqrt{3}}$$

- Phân tích Fourier

$$v_{AN}(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{8V_d}{3n\pi} \sin \frac{n\pi}{2} \sin \frac{n\pi}{3} \cos \frac{n\pi}{6} \sin n\omega t =$$

$$= \frac{2V_d}{\pi} \left(\sin \omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \dots \right) \quad (7)$$

- Trị hiệu dụng của thành phần hài cơ bản

$$V_{AN1,rms} = \frac{2V_d}{\pi} / \sqrt{2} = \frac{\sqrt{2}V_d}{\pi} = 0.45V_d$$

- Trị hiệu dụng của thành phần hài bậc 3

$$V_{AN3,rms} = 0, V_{AN9,rms} = 0$$

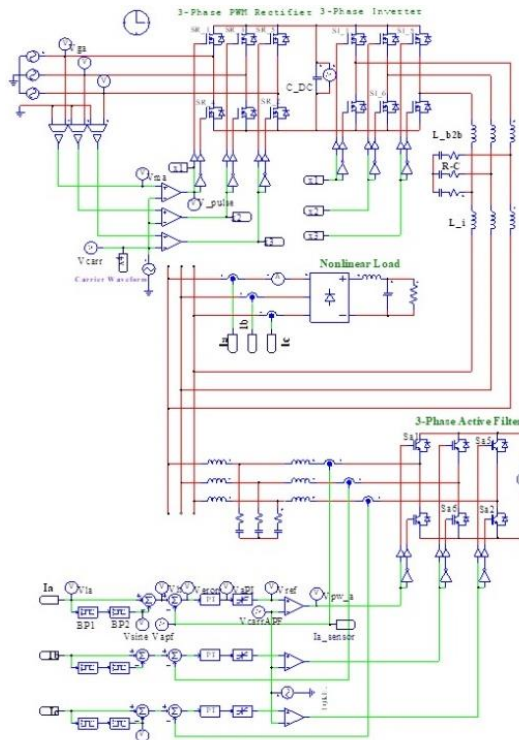
- Trị hiệu dụng của thành phần hài bậc 5

$$V_{AN5,rms} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{2V_d}{5\pi} = 0.09V_d$$

Từ các phân tích và giải tích mạch điện của bộ chuyển đổi công suất ba pha 6 van bán dẫn, chúng ta có thể xác định rõ các thành phần sóng hài bậc cao xuất hiện trong dòng điện và điện áp ngõ ra. Việc tính toán các hàm điều hòa để đánh giá mức độ ảnh hưởng của sóng hài đến chất lượng điện năng là cơ sở để thiết kế các phương pháp lọc thông minh. Giải pháp áp dụng Deep Learning vào kỹ thuật lọc hài trong hệ thống Back-to-Back để giảm thiểu nhiễu sóng hài và cải thiện hiệu suất tổng thể của hệ thống, tối ưu hóa khả năng triệt tiêu sóng hài trong hệ thống Back-to-Back [17].

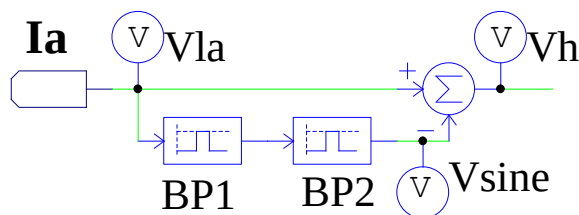
2.2. Ứng dụng lọc hài cho hệ thống Back-to-Back truyền thống

Lọc nguồn tích cực áp dụng cho hệ thống Back-to-Back, cấu hình như Hình 8, với đặc tính là: Nguồn phát ba pha sine 50 Hz, 380 V, méo hài THD = 0%. Cảm biến áp trích áp đưa vào làm tham chiếu để tạo xung điều khiển cho bộ chỉnh lưu và bộ nghịch lưu sine PWM. Bộ chỉnh lưu và bộ nghịch lưu làm việc thuận nghịch DC-AC 3 pha và 3 pha AC-DC. Bộ lọc tích cực APF có chung nguyên lý hoạt động với bộ nghịch lưu, trong đó, tham chiếu của bộ lọc là sóng hài trên hệ thống, nên hài trên hệ thống được triệt tiêu. Để bộ lọc tích cực thực hiện đúng vai trò của mình, hai hệ thống cảm biến dòng được đưa vào hệ thống: một bộ đặt tại tải để trích lấy hài phát sinh do tải; một bộ đặt tại ngõ ra của bộ lọc tích cực.



Hình 8. Lọc hài trong hệ thống Back – to – Back

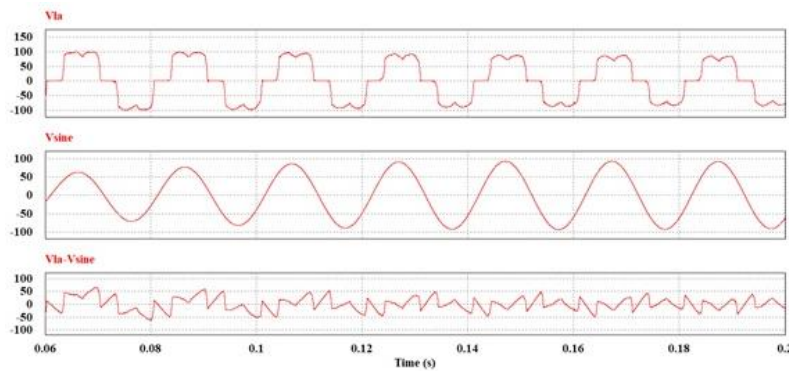
Dòng điện này thông qua cảm biến được đưa về mạch lọc thông dải (Band-Pass Filter) tại tần số trung tâm 50 Hz, dải rộng 10 Hz để trích lấy hài cơ bản là tín hiệu sine chuẩn 50 Hz (V_{sine}). Tín hiệu dòng điện trên tải (V_{la}) với độ méo hài cao trừ đi tín hiệu sine chuẩn (V_{sine}) này, kết quả sẽ tạo ra tín hiệu hài (V_h) sinh ra do tải phi tuyến. Hình 9.



Hình 9. Nguyên lý trích hài bậc cao

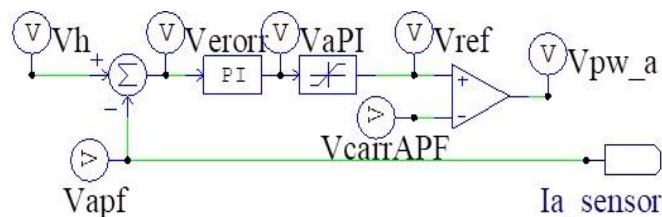
Trong đó: $V_h = V_{la} - V_{sine}$, là sóng hài bậc h bất kỳ.

Khi đó các dạng sóng tín hiệu như sau, Hình 10:



Hình 10. Dạng sóng tải phi tuyến V_{la} , nguồn V_{sine} và hài V_h .

Khi có được V_h , tín hiệu hài tổng hợp, thì V_h sẽ được so sánh với sóng mang tam giác để tạo ra PWM điều khiển các khóa bán dẫn của bộ lọc tích cực, và điều này làm cho bộ lọc tạo ra tín hiệu “ $-V_h$ ” để triệt tiêu hài bậc cao sinh ra do tải. Hình 11.



Hình 11. Nguyên lý tạo xung điều khiển cho các IGBT nhánh pha a

Mục tiêu của bộ lọc tích cực là tạo ra được V_h để triệt tiêu hài trên lưới Back-to-Back, nên V_{error} phải đạt cực trị min với giải pháp sử dụng bộ điều khiển PI. Ngõ ra xử lý của bộ PI chính là tạo xung điều khiển cho bộ lọc sao cho bộ lọc tạo ra V_{apf} tiệm cận đến V_h .

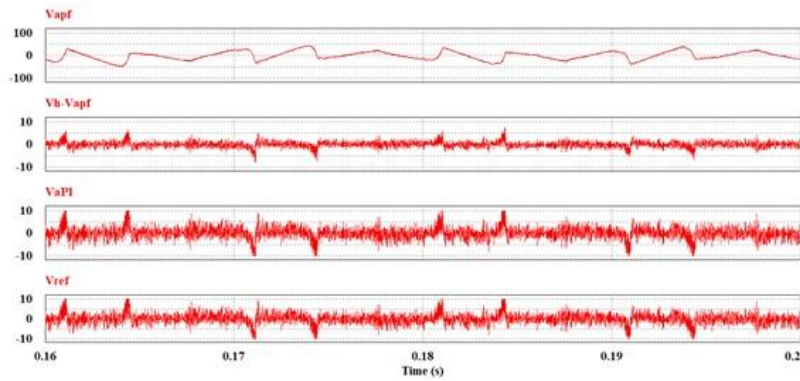
Trong đó, đối với khâu PI thì phương trình vòng điều khiển điện áp như công thức (8). Ảnh hưởng của các thông số trong bộ điều khiển được trình bày như Bảng 1.

$$1 + \left(k_p + \frac{k_i}{s} \right) \frac{\Re[V_s + L_c I_{co} s - 2I_{co} R_c]}{C_{dc} V_{dco} s} = 0 \quad (8)$$

Bảng 2. Ảnh hưởng của việc tăng các thông số độ lợi của bộ điều khiển PI

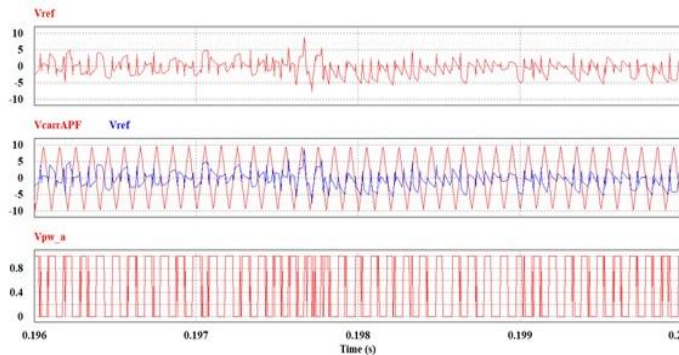
Độ lợi	Thời gian tăng	Độ vọt lố	Thời gian xác lập	Sao số xác lập
K_p	Giảm	Tăng	Ít thay đổi	Giảm
K_i	Giảm	Tăng	Tăng	Triệt tiêu

Các tín hiệu bộ lọc tạo ra gồm điện áp hài V_{apf} , điện áp sai biệt giữa hài và bộ lọc $V_h - V_{apf}$, áp điều khiển pha a tạo ra do khâu PI, và tín hiệu tham chiếu, được mô tả trong Hình 12, như sau:



Hình 12. Nguyên lý trích lấy hài bậc cao áp dụng bộ điều khiển PI

Tín hiệu tham chiếu V_{ref} này sẽ được so sánh với sóng mang V_{carr} để tạo ra tín hiệu điều khiển (V_{pw_a} , V_{pw_b} , V_{pw_c}) để điều khiển các khóa bán dẫn (Sa1, Sa3, Sa5, Sa4, Sa6, Sa2) của bộ lọc tích cực (Hình 13).



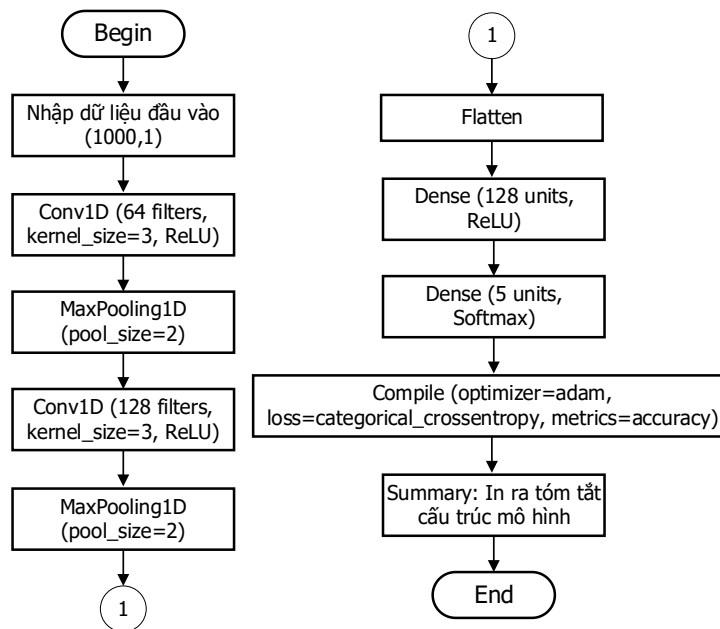
Hình 13. Tạo xung điều khiển các khóa bán dẫn

Các phương pháp điều khiển PI/PID, điều khiển tối ưu, điều khiển dự báo mô hình (MPC), hoặc điều khiển mờ (Fuzzy Logic) đã được áp dụng rộng rãi trong bộ lọc công suất chủ động (APF) để giúp APF phát hiện và bù sóng hài, cải thiện hệ số công suất, đồng thời nâng cao chất lượng điện năng của hệ thống. Tuy nhiên, các phương pháp điều khiển này còn hạn chế về hiệu suất chưa tối ưu trong môi trường phi tuyến, tải thay đổi nhanh và không dự đoán được xu hướng thay đổi sóng hài, dẫn đến hiệu quả bù không ổn định.

Để khắc phục những hạn chế này, ứng dụng Deep Learning (Học sâu), vào APF để tăng khả năng học sâu, thích nghi nhanh với các đặc tính phi tuyến phức tạp, giúp APF hoạt động hiệu quả hơn, tối ưu quá trình bù sóng hài và nâng cao chất lượng điện năng.

3. Áp dụng Deep Learning vào bộ lọc tích cực APF

Phương pháp Deep Learning phổ biến trong APF là nhận diện và phân loại sóng hài bằng mạng nơ-ron tích chập (CNN). APF cần xác định chính xác tần số, biên độ và pha của sóng hài trong dòng tải để tạo ra dòng bù phù hợp. Mạng nơ-ron tích chập (CNN) có khả năng trích xuất đặc trưng tự động từ dạng sóng điện áp/dòng điện, giúp nhận diện sóng hài chính xác hơn và phản ứng nhanh hơn như lưu đồ sau:



Hình 14. Lưu đồ xây dựng CNN cho APF

Diễn giải lưu đồ:

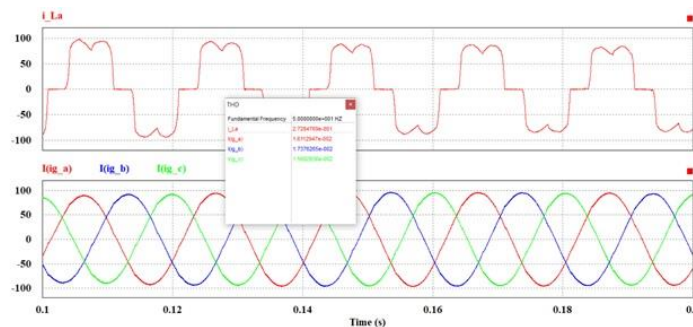
- **Bắt đầu:** Khởi đầu quá trình xây dựng và biên dịch mô hình.
- **Nhập dữ liệu đầu vào (1000, 1):** Mô hình nhận dữ liệu đầu vào có kích thước (1000, 1), nghĩa là 1000 điểm dữ liệu với 1 kênh.
- **Conv1D (64 filters, kernel_size=3, ReLU):** Lớp Convolution 1D đầu tiên với 64 bộ lọc, kích thước kernel là 3 và hàm kích hoạt ReLU.
- **MaxPooling1D (pool_size=2):** Lớp MaxPooling 1D với kích thước pool là 2, giảm kích thước dữ liệu.
- **Conv1D (128 filters, kernel_size=3, ReLU):** Lớp Convolution 1D thứ hai với 128 bộ lọc, kích thước kernel là 3 và hàm kích hoạt ReLU.
- **MaxPooling1D (pool_size=2):** Lớp MaxPooling 1D thứ hai với kích thước pool là 2, tiếp tục giảm kích thước dữ liệu.
- **Flatten:** Lớp Flatten chuyển đổi dữ liệu đa chiều thành một vector một chiều.
- **Dense (128 units, ReLU):** Lớp Dense (fully connected) với 128 đơn vị và hàm kích hoạt ReLU.
- **Dense (5 units, Softmax):** Lớp Dense cuối cùng với 5 đơn vị (tương ứng với 5 lớp sóng hài) và hàm kích hoạt Softmax để đưa ra xác suất cho từng lớp.
- **Compile (optimizer=adam, loss = categorical_crossentropy, metrics = accuracy):** Biên dịch mô hình với optimizer Adam, hàm mất mát categorical crossentropy và metrics là accuracy.

- Summary: In ra tóm tắt cấu trúc mô hình.
- Kết thúc: Kết thúc quá trình xây dựng và biên dịch mô hình.

Lưu đồ này giúp xây dựng cấu trúc luồng xử lý dữ liệu trong mô hình CNN 1D. Việc ứng dụng Deep Learning trong điều khiển bộ lọc công suất tích cực (APF) mở ra hướng tiếp cận mới nhằm cải thiện hiệu suất lọc sóng hài, bù công suất phản kháng và tối ưu chất lượng điện năng. Nhờ khả năng học và thích ứng với các đặc tính phi tuyến phức tạp của hệ thống điện, Deep Learning có thể giúp APF hoạt động hiệu quả hơn so với các phương pháp điều khiển truyền thống, đồng thời, kết hợp mô hình điều khiển lai (Hybrid Control) với Deep Learning sẽ đảm bảo tính ổn định, độ tin cậy và khả năng triển khai thực tế.

4. Mô phỏng và bàn luận

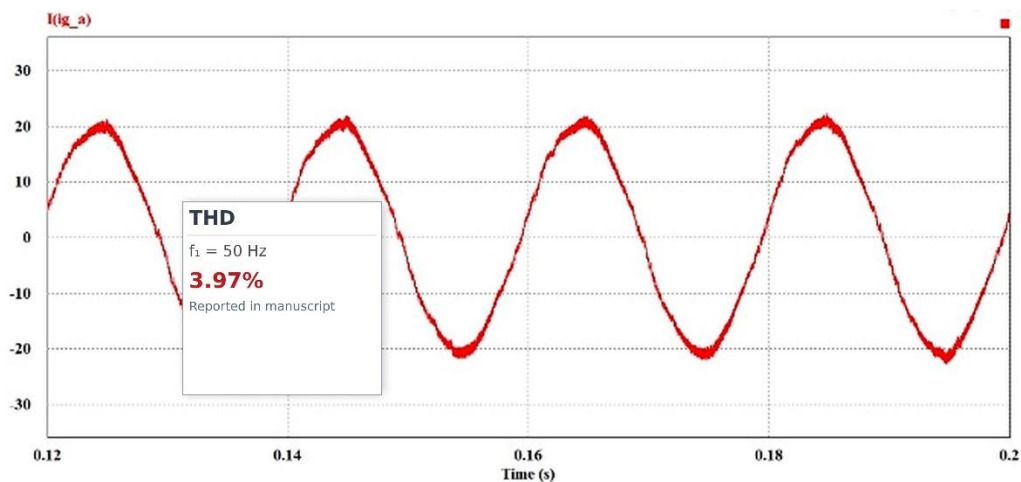
Kết quả mô phỏng, đánh giá hiệu suất của Deep Learning khi áp dụng vào điều khiển APF, được thực hiện với các thông số hệ thống như Hình 15.



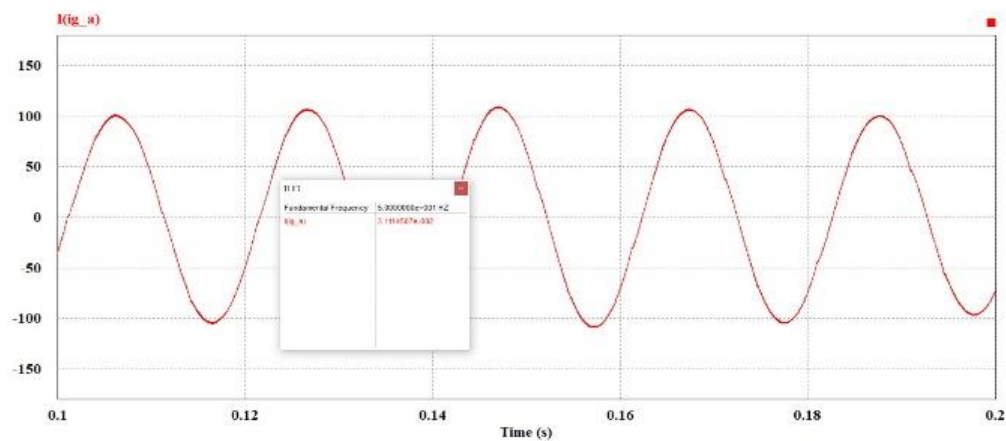
Hình 15. Lọc hài hệ thống Back-to-Back

Trong đó, giới hạn trên thay đổi thuận trở là 0.5 đến 3.5 Ω , méo hài THD tăng từ 1.6% lên 3.97% < 5%.

Khi tải thay đổi điện dung, giới hạn trên thay đổi điện dung là 0.47mF đến 6.6mF, méo hài THD tăng từ 1.6% lên 3.1% < 5%, Hình 16.

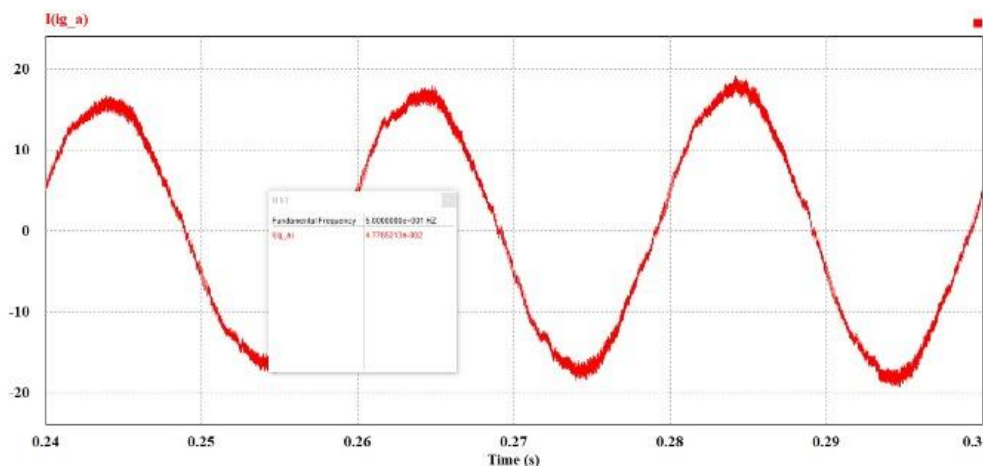


Hình 16. Méo hài giới hạn khi tải biến động thông số thuận trở giới hạn trên

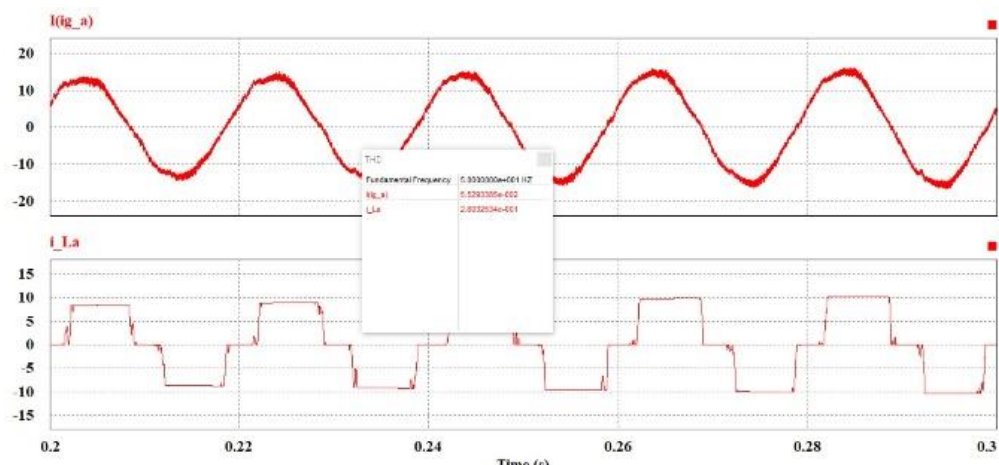


Hình 17. Méo hài giới hạn khi tải biến động thông số dung kháng giới hạn trên

Khi tải thay đổi điện cảm, giới hạn trên thay đổi điện cảm là 0.0003 (H) đến 0.95(H), méo hài THD tăng từ 1.6% lên $4.8\% < 5\%$, Hình 18.



Hình 18. Méo hài giới hạn khi tải biến động thông số cảm kháng giới hạn trên



Hình 19. Méo hài giới hạn khi tải biến động thông số tổng hợp giới hạn trên

Với tổng hợp các thông số tải ở ngưỡng giới hạn trên của các thông số tải, méo hài THD = 5.5%, một con số chấp nhận được theo tiêu chuẩn của IEEE và IEC (Hình 19).

Bàn luận: Kết quả mô phỏng cho thấy chất lượng lọc hài của Deep learning tốt hơn, Tuy nhiên Deep learning còn một số hạn chế về yêu cầu lượng dữ liệu lớn và chất lượng cao của Deep learning để huấn luyện, là các tín hiệu dòng điện, điện áp từ hệ thống thực tế nhưng gặp bất lợi là dữ liệu không đủ đa dạng, không bao quát đầy đủ các trường hợp nhiễu sóng hài, dữ liệu tín hiệu điện chứa nhiễu không mong muốn, làm giảm độ chính xác của mô hình học sâu. Đồng thời, các thuật toán Deep Learning, CNN, LSTM hay Reinforcement Learning yêu cầu nhiều tài nguyên tính toán, nhưng nếu triển khai trên phần cứng hạn chế, có thể gây ra độ trễ đáng kể.

Một vấn đề quan trọng trong việc sử dụng Deep Learning là mô hình thường hoạt động như một “hộp đen” (black-box model), khiến việc giải thích cách nó đưa ra quyết định trở nên khó khăn. Điều này gây ra hai rủi ro, đó là khó đảm bảo tính ổn định: trong các hệ thống điện, sai sót nhỏ trong điều khiển có thể dẫn đến mất ổn định hệ thống hoặc tăng thêm nhiễu; và khó chuẩn hóa trong công nghiệp. Chi phí phát triển và triển khai cao.

5. Kết luận

Việc ứng dụng Deep Learning trong điều khiển APF mở ra cơ hội cải thiện hiệu suất lọc sóng hài, tăng cường khả năng thích ứng với tải phi tuyến biến đổi nhanh và rộng, và đạt hiệu quả cao, có tính khả thi khi áp dụng và tính thực tiễn.

Tiếp tục nghiên cứu tạo ra giải thuật điều khiển tối ưu để đáp ứng yêu cầu về dữ liệu lớn, độ trễ tính toán và tích hợp với hệ thống điều khiển truyền thống. Áp dụng bộ điều khiển cộng hưởng LCL để điều chỉnh dòng điện hài ngõ ra kết nối lưới, sử dụng các vi điều khiển tốc độ cao như STM32H7iIT6, DSP 283xx, các chip FPGA hiện đại để hỗ trợ triển khai mô hình ứng dụng trong thực tế.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- Atherton, Derek P. and Somanath Majhi. “Limitations of PID controllers.” Proceedings of the 1999 American Control Conference (Cat. No. 99CH36251) 6 (1999): 3843-3847 vol.6.
- Tang Y, Chen R, Xia B. VSFCM: A Novel Viewpoint-Driven Subspace Fuzzy C-Means Algorithm. Applied Sciences. 2023; 13(10):6342. <https://doi.org/10.3390/app13106342>
- Rodríguez, José Cristian Lozano. “Predictive Control in Power Electronics and Drives.” IEEE Transactions on Industrial Electronics, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), 2008.
- Mantach S, Ashraf A, Janani H, Kordi B. “A Convolutional Neural Network-Based Model for Multi-Source and Single-Source Partial Discharge Pattern Classification Using Only Single-Source Training Set”. Energies. 2021; 14(5):1355. <https://doi.org/10.3390/en14051355>
- Muneer, Amgad, et al. "Short-term residential load forecasting using long short-term memory recurrent neural network." International Journal of Electrical & Computer Engineering (2088-8708) 12.5 (2022).

- D. C. Park, M. A. El-Sharkawi, R. J. Marks, L. E. Atlas and M. J. Damborg, "Electric load forecasting using an artificial neural network," in *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 6, no. 2, pp. 442-449, May 1991, doi: 10.1109/59.76685.
- K. J. Åström and T. Hägglund, "The future of PID control," *Control Eng. Pract.*, vol. 9, pp. 1163–1175, 2001. doi: 10.1016/S0967-0661(01)00062-4.
- H. X. Li and H. B. Gatland, "Conventional Fuzzy Control and its Enhancement," *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part B: Cybernetics*, Vol. 26, No. 5, 1996, pp. 791-797. doi:10.1109/3477.537321
- E. F. Camacho and C. Bordons Alba, *Model Predictive Control*, 2nd ed. Cham: Springer Science & Business Media, 2013.
- K. R. Sugavanam, K. Mohana Sundaram, R. Jeyabharath, and P. Veena, "Convolutional Neural Network-Based Harmonic Mitigation Technique for an Adaptive Shunt Active Power Filter," *Automatika*, vol. 62, no. 3–4, pp. 471–485, 2021. doi: 10.1080/00051144.2021.1985703.
- L. Liu, J. Fei and C. An, "Adaptive Sliding Mode Long Short-Term Memory Fuzzy Neural Control for Harmonic Suppression," in *IEEE Access*, vol. 9, pp. 69724-69734, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3077646.
- T. Santhosh Kumar and J. Shanmugam, "ANN Application of the APF Improved for DG Unit System Reliability," in *Proc. I3CAC*, 2021. doi: 10.4108/eai.7-6-2021.2308861.
- Wang, X., Chen, C., Lei, and L. Yang, "Artificial Potential Field-Enhanced Deep Reinforcement Learning for Motion Planning," *2024 8th International Conference on Robotics, Control and Automation (ICRCA)*, Shanghai, China, 2024, pp. 459-465, doi: 10.1109/ICRCA60878.2024.10649312.
- Z. A. Akhond, M. M. Hasan, M. T. Islam, and S. Biswas, "Comprehensive Analysis of AI-Enhanced Performance for Three-Phase Two-Level IGBT Inverters," *Thesis*, June 2024. doi: 10.13140/RG.2.2.26963.39206.
- Suleiman M. Sharkh; Mohammad A. Abu-Sara; Georgios I. Orfanoudakis; Babar Hussain, "Digital Control of a Three-Phase Two-Level Grid-Connected Inverter," in *Power Electronic Converters for Microgrids*, IEEE, 2014, pp.109-129, doi: 10.1002/9780470824054.ch6.
- Chahine K. "Machine Learning in Active Power Filters: Advantages, Limitations, and Future Directions". *AI*. 2024; 5(4):2433-2460. <https://doi.org/10.3390/ai5040119>
- R. L. Iglesias, R. L. Arantegui, and M. A. Alonso, "Power electronics evolution in wind turbines - A market-based analysis," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 15, no. 9, pp. 4982-4993, 2011. doi: 10.1016/j.rser.2011.07.056.
- Huynh Le Minh Thien, Ho Van Cui, Tran Thanh Vu, and Do Dang Trinh, "Investigating the combination between LCL filter and Phase-Locked Loop (PLL) to control positive filter grid connection quickly", *Journal of Science of Saigon University*, Issue 60 (8/2018).