

# MÔ PHỎNG MẠCH PHI TUYẾN TÍNH BIẾN ĐỔI THEO THỜI GIAN BẰNG BIẾN ĐỔI SÓNG CON HAAR

Trần Thị Thơm

Trường Đại học Công nghiệp Quảng Ninh

Email: tranthom208@gmail.com

## TÓM TẮT

Lý thuyết sóng con đã tháo gỡ vô số vấn đề phức tạp, bao gồm cả những vấn đề liên quan đến phân xạ tức thời và trạng thái ổn định của các hệ thống, khi các phép biến đổi Laplace và Fourier gặp phải những trở ngại không thể giải quyết được. Các thành phần tuyến tính phản kháng (ví dụ: cuộn cảm và tụ điện) thường được xử lý trong mặt phẳng tần số. Các thành phần phi tuyến tính (ví dụ: đi-ốt) hoặc biến đổi theo thời gian (ví dụ: công tắc) thường được mô phỏng trong mặt phẳng thời gian (ví dụ: một đi-ốt thông qua đặc tính I-V của nó) và được coi là mạch hở hoặc ngắn mạch trong phân tích AC (ví dụ: trong phần mềm mô phỏng mạch). Mặc dù việc chuyển dịch các mạch trong một mặt phẳng thay thế, chẳng hạn như mặt phẳng sóng con Haar, giúp đơn giản hóa đáng kể quy trình, nhưng việc tích hợp rộng rãi các sóng con vào các công cụ và giáo dục vẫn chưa được thực hiện; một lý do cơ bản là sự phức tạp đáng kể của việc áp dụng lý thuyết sóng con cho các mạch và tín hiệu. Mục đích của bài báo là thu hẹp khoảng cách này, cung cấp một cách tiếp cận tương tự Laplace, thân thiện với người dùng mới, sử dụng các mô hình dựa trên phép đo và bước sóng Haar. Biến đổi sóng con Haar và một phương pháp số cho biến đổi Laplace nghịch đảo sử dụng ma trận toán tử Haar được áp dụng để tính tổng dòng điện của một hệ thống phi tuyến tính, biến đổi theo thời gian, đó là tổng dòng điện của nguồn điện áp cung cấp năng lượng cho một tải phi tuyến tính, thay đổi theo thời gian.

**Từ khóa:** phi tuyến, biến đổi sóng con Haar, Laplace, Fourier.

## 1. ĐẶT VẤN ĐỀ

Biến đổi Fourier rời rạc và thuật toán biến đổi Fourier nhanh (FFT) từ lâu đã là những công cụ không thể thiếu cho khoa học và kỹ thuật, chúng đã được sử dụng rộng rãi để đơn giản hóa các phương trình vi phân. Hai trong số các ứng dụng phổ biến nhất là phổ trạng thái ổn định của tín hiệu đầu ra và trở kháng của các mạch tuyến tính, bất biến theo thời gian (LTI). Bên cạnh đó, biến đổi Laplace, như một dạng tổng quát của biến đổi Fourier, được sử dụng để kết hợp thêm trạng thái nhất thời của đầu ra với hệ thống. Tuy nhiên, trong thực tế, không có hệ thống nào tồn tại tuyến tính hoặc bất biến theo thời gian. Về mặt vĩ mô, tất cả các vật liệu đang dần tiến tới trạng thái cân bằng nhiệt động lực học, và suy giảm theo thời gian. Hơn nữa, tất cả các hệ thống đều có nhiều biến số ảnh hưởng đến chúng như nhiệt độ,

trường điện từ,... Do vậy, một hệ thống chỉ có thể được phân tích theo LTI.

Thông thường, một thay đổi phi tuyến tính của một hệ thống là không thể bỏ qua. Khi một hệ thống thay đổi theo thời gian (ví dụ: tụ điện được chuyển đổi), các phương trình vi phân cần thiết để mô tả nó quá phức tạp để xử lý trong mặt phẳng thời gian. Phép biến đổi sang mặt phẳng s đưa ra giải pháp ở một mức độ hạn chế, vì Laplace nghịch đảo của một hệ thống như vậy thường trở nên quá phức tạp để giải quyết vậy nên chỉ có thể sử dụng các phương pháp số để xác định đầu ra của nó. Kể từ khi được Alfred Haar khởi xướng vào năm 1909, lý thuyết sóng con đã trở nên vô giá trong vật lý (ví dụ: được sử dụng cho lý thuyết đường truyền trong các hệ tham số gộp và phân tán bởi Chen và Hsiao [1]). Hơn nữa, sóng con Haar đã được sử dụng để tính toán biến đổi Laplace nghịch đảo [2], nhiều

ví dụ khác nhau cũng được chỉ ra bởi Aznam et al. [3]. Hơn nữa, nó đã được chứng minh là có hiệu quả xử lý phân tích mạch phi tuyến tính như được hiển thị bởi Ohkubo et al. [4].

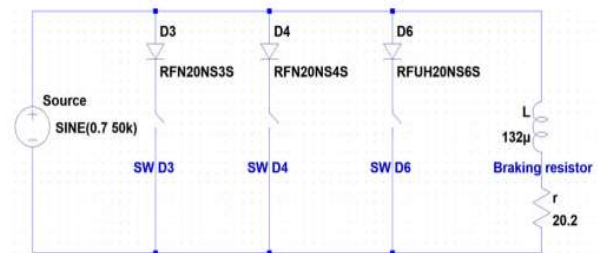
Mặc dù là một công cụ quan trọng cho khoa học, kỹ thuật và công nghệ, nhưng sự phức tạp ban đầu của việc sử dụng sóng con có thể giải thích cho việc nó chưa được dùng rộng rãi hay thay thế các phương pháp phân tích mạch truyền thống như biến đổi Fourier và Laplace. Đáng chú ý là do bản chất của các phương pháp liên quan đến biến đổi sóng con, xử lý nhiều loại ma trận và vectơ, nên chỉ cần một lỗi nhỏ, một chỉ số sai nhỏ, cũng đủ để gây ra một phép tính hoàn toàn bất thường. Điều này có thể do mô tả sai hoặc không rõ ràng (ví dụ: không xác định chính xác tất cả các biến và ký hiệu).

Sử dụng sóng con Haar, có thể được áp dụng không chỉ trong tuyến tính mà còn trong cả hệ thống phi tuyến tính và biến thiên theo thời gian. Nó sử dụng các nguyên tắc giống như biến đổi Laplace trong trường hợp trở kháng và áp dụng thêm cho các thành phần phi tuyến tính và biến đổi theo thời gian phổ biến. Biến đổi sóng Haar được trình bày một cách hiệu quả theo cách mà nó có vẻ giống với biến đổi Laplace vốn là tiêu chuẩn trong trường hợp kết hợp các thành phần tuyến tính phản kháng và tín hiệu hình sin. Bằng cách này, quá trình sử dụng các lợi ích của sóng con Haar trở nên đơn giản đáng kể, vì hầu như tất cả các nguyên tắc của phép biến đổi Laplace của các thành phần tuyến tính đều có thể được sử dụng. Ngoài ra, mô hình hóa tải sử dụng các phép đo trực tiếp được thực hiện để thể hiện tất cả các bước từ phép đo cho đến mô phỏng đối với các thành phần phi tuyến tính như diốt. Do đó, nó có thể phát triển từ lý thuyết LTI sang một khái niệm tổng quát hơn, bằng cách bao gồm chính xác các yếu tố phi tuyến tính và biến thiên theo thời gian.

Cách tiếp cận từng bước lý thuyết sóng con, trong bài báo này tác giả mô phỏng một mạch bao gồm các thành phần mà người dùng đã đo và lập mô hình trước đó.

Cụ thể, một di-ốt được bật song song với tải tuyến tính do người dùng xác định được cung cấp

bởi một nguồn điện áp. Các mô hình dựa trên phép đo điện áp và trở kháng hiện tại để giới thiệu khả năng tạo và mô phỏng các mô hình do người dùng xác định. Ba phiên bản của mạch này được mô phỏng, sử dụng các diốt khác nhau. Đầu tiên, các phép đo trực tiếp trên diốt và tải tuyến tính được thực hiện để khảo sát các thuộc tính chính xác của chúng. Thứ hai, đặc điểm của chúng được mô hình hóa. Thứ ba, đầu vào và tất cả các đặc tính được mô hình hóa và kết hợp trong mặt phẳng Haar với tình huống giả định của mỗi diode mắc nối tiếp với một công tắc lý tưởng (hình 1).



Hình 1. Mạch mô phỏng sử dụng biến đổi sóng con Haar

Cuối cùng, phép biến đổi Haar nghịch đảo được thực hiện để tính toán đầu ra của hệ thống; trong trường hợp này, tổng dòng điện của nguồn điện áp lý tưởng. Về lý thuyết, một nguồn điện áp sẽ luôn có trở kháng nối tiếp. Tuy nhiên, trong ví dụ được trình bày, vì nguồn đại diện cho phép đo điện áp giả định ở đầu vào của tải chứ không phải nguồn điện áp thực, nên không cần thiết phải có trở kháng nối tiếp. Tính hữu ích và đơn giản của phương pháp này trong mô hình hóa tải được thể hiện, loại bỏ hiệu quả sự phức tạp của các phép biến đổi tuyến tính thuận và ngược của các hệ thống phi tuyến tính, biến thiên theo thời gian.

## 2. PHƯƠNG PHÁP NGHIÊN CỨU

### 2.1. Ma trận và vectơ Haar

Yếu tố chính trong việc sử dụng sóng con Haar và ma trận hoạt động của nó, ma trận sóng con Haar (H), là nó chỉ cần được tính toán một lần [3] hoặc được tải từ thư viện có sẵn. Mặc dù việc tính toán H tốn nhiều thời gian cho bộ xử lý nhưng thời gian để tải nó từ thư viện là không đáng kể. Ví dụ: tính toán ma trận  $1024 \times 1024$  H (ví dụ: trên PTC Mathcad) mất hàng giờ, nhưng tải nó từ tệp dữ liệu và sử dụng nó trong các phép tính như phép nhân hoặc tổng của ma trận chỉ

mất một phần giây. Tất cả các hoạt động chuyển tiếp và đảo ngược sau đó có thể sử dụng ma trận này, giảm đáng kể thời gian xử lý tính toán so với việc giải một hệ thống trong mặt phẳng thời gian bằng tích phân và phương trình vi phân. Tùy thuộc vào kích thước của ma trận và độ dài thời gian của mô phỏng ( $\tau$ ), giả sử rằng nó bắt đầu vào  $t_0 = 0$ , ma trận hoạt động xung khối ( $F$ ) và ma trận hoạt động Haar tổng quát ( $Q$ ) được xác định. Các định nghĩa chính xác tương tự cho  $H$ ,  $F$  và  $Q$  như trong Ref. [3] được sử dụng. Với  $N = 4$  và  $\tau = 1$ , các ma trận  $H$ ,  $F$ ,  $Q$  và vectơ thời gian tương ứng ( $t$ ) như sau:

$$H = \begin{bmatrix} 1/2 & 1/2 & 1/2 & 1/2 \\ 1/2 & 1/2 & -1/2 & -1/2 \\ 1/\sqrt{2} & -1/\sqrt{2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/\sqrt{2} & -1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$F = \frac{\tau}{8} \begin{bmatrix} 1 & 2 & 2 & 2 \\ 0 & 1 & 2 & 2 \\ 0 & 0 & 1 & 2 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$Q = \begin{bmatrix} 1/2 & -1/4 & -1/8\sqrt{2} & -1/8\sqrt{2} \\ 1/4 & 0 & -1/8\sqrt{2} & 1/8\sqrt{2} \\ 1/8\sqrt{2} & 1/8\sqrt{2} & 0 & 0 \\ 1/8\sqrt{2} & 1/8\sqrt{2} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\text{và } t = \begin{bmatrix} 0 \\ 0.25 \\ 0.5 \\ 0.75 \end{bmatrix} \quad (4)$$

Bất kỳ phép biến đổi sóng con Haar thuận ( $V_H$ ) hoặc nghịch ( $V_H$ ) nào của một vectơ  $V$  đã cho đều được thực hiện thuận tiện theo các phương trình sau:

$$V_H = H \cdot V \quad (5)$$

$$\text{và } V_H H = H^{-1} \cdot V \quad (6)$$

Để hưởng lợi từ các thuộc tính hữu ích và logic của phép biến đổi Laplace cho các thành phần tuyến tính, sử dụng biến  $s$ , một ma trận biến tương tự ( $S$ ) được tạo ra là ma trận nghịch đảo của  $Q$ . Với  $N = 4$  và  $\tau = 1$  thì nó là

$$S = Q^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 4\sqrt{2} & 4\sqrt{2} \\ 0 & 0 & 4\sqrt{2} & -4\sqrt{2} \\ -4\sqrt{2} & -4\sqrt{2} & 16 & 32 \\ -4\sqrt{2} & 4\sqrt{2} & 0 & 16 \end{bmatrix} \quad (7)$$

Ma trận này có thể được sử dụng thuận tiện để biểu diễn trở kháng của cuộn cảm ( $Z_L$ ) hoặc tụ điện ( $Z_C$ ) dưới dạng

$$Z_L = S \cdot L \quad (8)$$

$$\text{và } Z_C = \frac{1}{S \cdot C} \quad (9)$$

trong đó  $L$  và  $C$  lần lượt là giá trị của cuộn cảm và tụ điện. Trở kháng của điện trở ( $Z_R$ ) sử dụng ma trận đồng nhất  $I_m$  vì nó bất biến của  $S$ . Với  $N = 4$  và điện trở có giá trị  $R$ :

$$I_m = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$\text{và } Z_R = I_m \cdot R \quad (11)$$

Điện trở của tải biến đổi theo thời gian ( $R_D$ ), chẳng hạn như điện trở có giá trị thay đổi theo thời gian, cũng có thể được biểu diễn bằng ma trận trở kháng mặt phẳng Haar [4], bằng cách chuyển đổi vectơ thành ma trận vuông chéo. Cần lưu ý rằng ma trận trở kháng trong bối cảnh này không phải mô phỏng thành phần tuyến tính, nghĩa là mặc dù thuộc tính của trở kháng chỉ có thể được xác định cho các thành phần tuyến tính, các thành phần phi tuyến tính hoặc biến đổi theo thời gian khác vẫn có thể được biểu diễn bằng gì? được ký hiệu ở đây là một ma trận trở kháng. Đặc tính này được đưa ra ở đây chỉ để giống với khái niệm trở kháng, trong bối cảnh sử dụng ma trận này trong mặt phẳng Haar, theo cách tương tự như cách xử lý trở kháng của một thành phần tuyến tính trong mặt phẳng Laplace. Đối với  $N = 4$  và một vectơ  $r$  xác định giá trị của điện trở tại mọi thời điểm,

$$r = \begin{bmatrix} R_0 \\ R_1 \\ R_2 \\ R_3 \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$\text{diag}(r) = \begin{bmatrix} R_0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_3 \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$\text{và } rd = H \cdot \text{diag}(r) \cdot HT \quad (14)$$

trong đó  $T$  biểu thị chuyển vị ma trận. Ma trận được tạo bởi phương trình (14) cũng có thể được sử dụng để tính gần đúng điện trở của một thành phần phi tuyến tính như điốt hoặc công tắc bằng

cách xác định điện trở của chúng tại mỗi thời điểm, như được thực hiện trên Ref [4]. Trong trường hợp này, vì đã biết điện áp tại các cực của mỗi đi-ốt, I-V của mỗi đi-ốt có thể được sử dụng để tính điện trở của nó tại mỗi thời điểm (như trong phần 2.4).

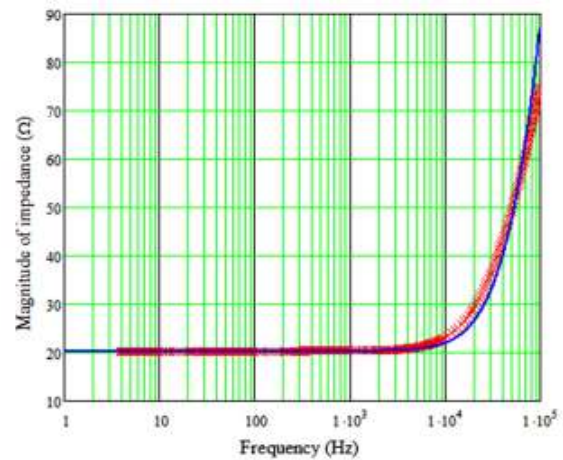
## 2.2. Một mạch mô phỏng sử dụng các mô hình dựa trên phép đo

Để chứng minh mô phỏng được mô tả trước đó, sơ đồ hình 1 được mô phỏng. Các thuộc tính cần thiết của một điện trở hãm và ba điốt được xác định bằng cách sử dụng các phép đo trực tiếp và sau đó được lập mô hình. Điện trở hãm là điện trở 20-kW, 20-Ω (bài viết tham khảo 6SE7023-2ES87-2DC0). Các điốt được sử dụng là ROHM RFN20NS3S (D3), ROHM RFN20NS4S (D4) và ROHM RFN20NS6S (D6). Mạch mô phỏng bao gồm một nguồn điện áp hình sin, ba điốt công suất đóng ngắt hoạt động như các tải biến thiên theo thời gian phi tuyến tính và một điện trở hãm hoạt động như một tải trở kháng tuyến tính. Sự kết hợp giữa tín hiệu tương tự của nguồn điện áp với tín hiệu kỹ thuật số BẬT/TẮT điều khiển các công tắc dẫn đến một mạch tín hiệu hỗn hợp. Nguồn có biên độ 0,7 V và tần số 50 kHz (fs). Tất cả các điốt đều có định mức hiệu dụng tối đa là 20 A. Nhà sản xuất cho biết dải điện áp ngưỡng từ 1,1V đến 1,35V đối với D3, 1,3V đến 1,55V đối với D4 và 1,25V đến 1,55V đối với D6. Mục đích của việc so sánh các điốt khác nhau là để chỉ ra sự khác biệt hiện tại khi áp dụng các tải phi tuyến tính khác nhau và liệu có thể nhận thấy sự khác biệt giữa bảng dữ liệu và phép đo hay không và do đó tạo ra mô hình do người dùng xác định thay vì mô hình có sẵn. Vì về nguyên tắc, đi-ốt không thay đổi theo thời gian, để làm cho tổng tải mà nguồn điện áp cung cấp thay đổi theo thời gian, một sơ đồ chuyển mạch được tạo ra. Các công tắc mô phỏng được vận hành tự động, chỉ có một điốt được bật trong mỗi trường hợp được kiểm tra, trong khi tất cả các công tắc khác vẫn tắt.

## 2.3. Đo trở kháng và lập mô hình điện trở hãm

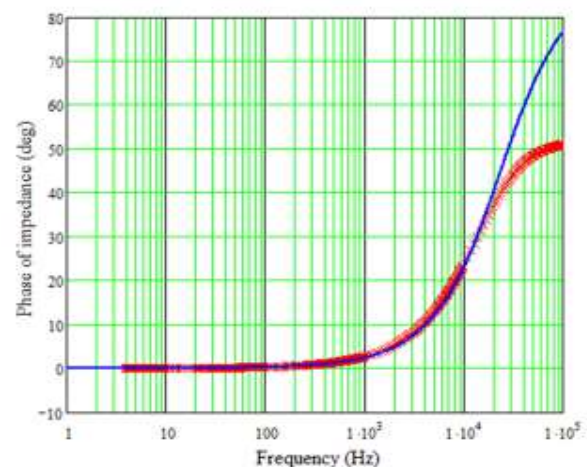
Trên điện trở hãm, các phép đo trở kháng đầu tiên được tiến hành để tạo thêm tải tuyến tính thực tế do người dùng xác định.

Các phép đo trở kháng được thực hiện bằng thiết bị Hioki IM3536 LCR được hiển thị trong hình 2.



Hình 2. Đo độ lớn trở kháng (màu đỏ) và phản kháng (màu xanh) cho điện trở hãm

Cài đặt 1 VAC (rms) đã được sử dụng cho quá trình quét tần số này. Ổn định nhiệt được đảm bảo vì điện áp này không đủ lớn để thay đổi đáng kể nhiệt độ của tải. Cần lưu ý rằng điện trở hãm có tần nhiệt được tích hợp trong cấu trúc của nó. Sau đó, trở kháng của điện trở hãm được mô phỏng bằng cách sử dụng một điện trở có giá trị  $r_b = 20,2\Omega$  mắc nối tiếp với một cuộn cảm có giá trị  $L_b = 132\mu\text{H}$ , như trong hình 1, để mô hình hóa phép đo trở kháng. Độ lớn trở kháng và độ giảm pha cũng như các đường cong phù hợp tương ứng của chúng được thể hiện trong hình 2 và hình 3.



Hình 3. Đo độ giảm pha trở kháng (màu đỏ) và phản kháng (màu xanh) cho điện trở hãm

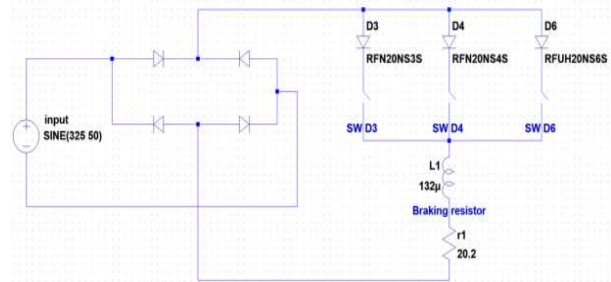
Thứ hai, sử dụng thiết bị LCR trong 1 VDC, cùng một giá trị  $20,2\Omega$  đã được xác nhận cho 0Hz (DC). Phép đo này được thực hiện để xác minh điện trở DC của nó. Thứ ba, một phép đo kiểm tra trở kháng bổ sung trên điện trở hãm đã được thực hiện để xác minh tính tuyến tính của nó ở điện áp cao hơn và nhiệt độ tiềm ẩn. Điện áp mạng được sử dụng làm nguồn có thể cung cấp dòng điện cao, trên danh nghĩa là 230-VAC rms, 50Hz, tối đa 16-A rms. Điện áp mạng được đo bằng đồng hồ vạn năng FLUKE 117. Cuối cùng, sử dụng đầu dò dòng điện Tektronix TCP305A, được cung cấp bởi nguồn điện ROHDE và SCHWARZ RT-ZA13, dòng điện đã được đo. Chia điện áp rms cho dòng điện rms, cùng một giá trị  $20,2\Omega$  đã được xác nhận. Độ ổn định nhiệt ở đây được đảm bảo bởi thực tế là thời gian cần thiết cho phép đo này chỉ xấp xỉ 1 giây. Giá trị tính toán được là  $20,2\Omega$  phù hợp với phép đo trở kháng của LCR ở 50Hz.

So sánh kết quả của ba phép đo, độ ổn định và do đó tính tuyến tính của trở kháng của điện trở hãm được biểu thị, trong khoảng từ 1V (biên độ điện áp LCR) đến 325V (biên độ điện áp mạng) và 0–300 Hz. Phép so sánh này được thực hiện như một thử nghiệm nhằm loại trừ tải phi tuyến cao sẽ mâu thuẫn với việc sử dụng nó như một tải tuyến tính và để điều chỉnh tuyến tính dòng điện của các phép đo I–V, như được giải thích trong phần 2.4. Các tải điện trở khác, bao gồm cả đèn sợi đốt, đã bị loại bỏ vì phương pháp so sánh này chứng tỏ chúng không tuyến tính; tính phi tuyến của chúng, có điện trở khác nhau ở 50Hz khi so sánh giữa 1VAC (LCR ở 50Hz) và 230VAC (điện áp mạng), được giả định chủ yếu là do ảnh hưởng của nhiệt độ tăng nhanh của chúng.

#### 2.4 Phép đo I–V và lập mô hình điốt công suất

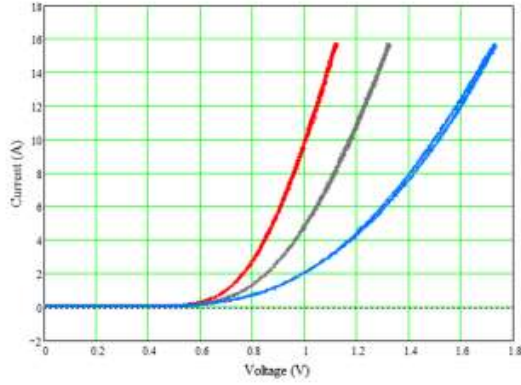
Một mạch thứ hai kết hợp các thành phần nói trên đã được mô phỏng để đo các đặc tính của điốt và điện trở hãm. Trên ba điốt, các phép đo

dòng điện–điện áp (I–V) trên phân cực thuận đã được thực hiện. Các I–V thu được bằng cách sử dụng các thành phần như trong hình 4.



Hình 4. Mạch được sử dụng để thu được các phép đo I–V cho D3, D4 và D6

Cần lưu ý rằng sơ đồ này chỉ được sử dụng cho các phép đo I–V và nó không phải là mạch mô phỏng đã được hiển thị trước đó trong hình 1. Đối với mỗi I–V, công tắc của điốt được thử nghiệm được đóng bằng tay, trong khi các công tắc khác vẫn mở. Điện áp mạng được sử dụng làm nguồn điện áp có thể cung cấp dòng điện cao. Điện trở hãm được đặt nối tiếp với một diode tại một thời điểm để giảm tuyến tính dòng điện phân cực thuận. Một bộ chỉnh lưu cầu MB3510 được lắp vào để loại bỏ điện áp âm cao có thể xảy ra ở phân cực ngược. Kỹ thuật này cho phép đo độ chính xác cao hơn của điện áp phân cực thuận nhờ trên điốt vì nó có thể được đo trực tiếp mà không cần đầu dò suy hao. Hơn nữa, một bộ tản nhiệt được gắn vào bộ chỉnh lưu cầu và các điốt được thử nghiệm. Điện áp rơi của mỗi đi-ốt được đo trên Kênh 1 của máy hiện sóng. Điện áp trên điện trở hãm được cập nhật bằng đầu dò vi sai của máy hiện sóng Pico TA057 ở cài đặt suy giảm 200Ω. Đầu ra của đầu dò vi sai được đo trên Kênh 2 của máy hiện sóng. Trong khoảng thời gian 50ms, các phép đo điện áp liên tục của cả hai kênh đã được ghi lại. Trở kháng tuyến tính của điện trở hãm, được xác minh là  $20,2\Omega$ , cho phép chuyển đổi điện áp rơi thành dòng điện. Sử dụng kỹ thuật này, tất cả I–V của ba điốt đã thu được, như thể hiện trong hình 5.



**Hình 5. Các phép đo I-V của điốt D3 (đỏ), D4 (xám) và D6 (xanh dương). 'Vạch kép' hiển thị trong phép đo D6 do ảnh hưởng của nhiệt độ**

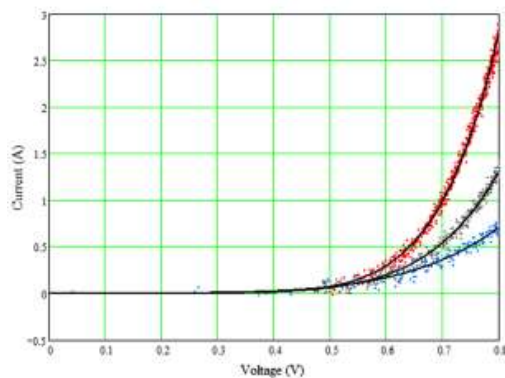
Để theo dõi độ ổn định nhiệt của điốt, phép đo I-V kéo dài dưới 1 giây. Tuy nhiên, một số bất ổn nhiệt thể hiện rõ trong phép đo D6 trong Hình 5. Nó có dạng 'đường kép' rõ ràng; trong số hai vạch màu xanh có thể nhìn thấy, vạch bên trái ở nhiệt độ thấp hơn khi điện áp ngưỡng trong điốt tăng lên khi nhiệt độ tăng. Các I-V sau đó được trang bị tùy chỉnh cho phạm vi 0–0,8V, sử dụng phương trình sau:

$$I = m \cdot V^p \tag{15}$$

Các hệ số m và p tương ứng được thể hiện trong Bảng 1 và các đường cong phù hợp trong hình 6.

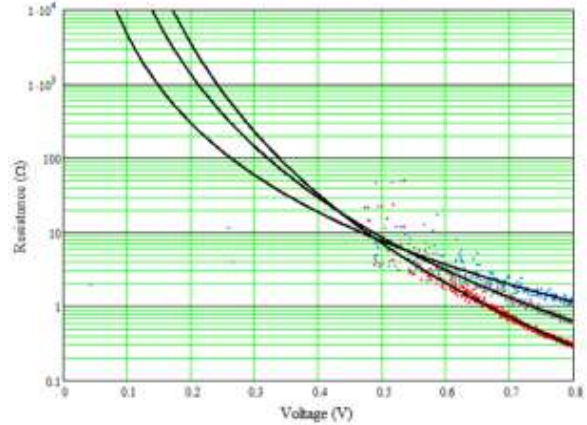
TABLE 1 The diodes fitting parameters

Diode	<i>m</i>	<i>p</i>
D3	15.9	7.81
D4	5.60	6.56
D6	2.16	5.02



**Hình 6. Các phép đo I-V của điốt D3 (đỏ), D4 (xám) và D6 (xanh lam) và các đường cong phù hợp tương ứng của chúng trong phạm vi 0–0,8 V**

Sử dụng các phép đo I-V, điện trở phi tuyến tính của mỗi đi-ốt (RD3, RD4, RD6) là một hàm của điện áp là được tính bằng điện áp chia cho dòng điện và được thể hiện trong hình 7.



**Hình 7. Điện trở của điốt D3 (đỏ), D4 (xám) và D6 (xanh lam) được tính toán bằng cách sử dụng dữ liệu I-V trực tiếp và các đường cong được cung cấp tương ứng của chúng**

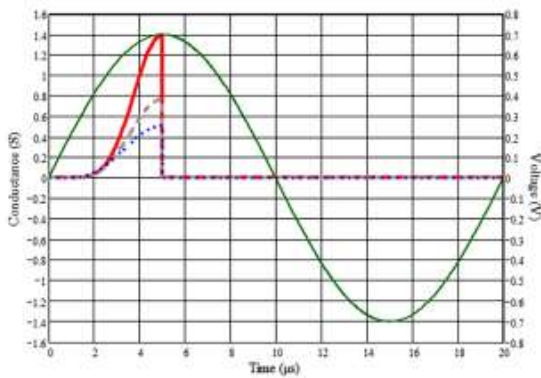
### 2.5 Mô hình kháng biến thiên theo thời gian của chuyển đổi điốt

Mạch của hình 1 được mô phỏng, sử dụng các giá trị của các thông số còn lại thể hiện trong bảng 2. Điốt mô phỏng điện trở trong phân cực ngược được đưa ra bởi Rreverse được tính toán bằng cách sử dụng dòng điện ngược và điện áp ngược cụ thể được nêu trên bảng dữ liệu điốt. Nhà sản xuất cho biết các dòng phân cực ngược điển hình là 0,05μA ở 350V đối với D3, 0,05μA ở 30V đối với D4 và 0,05μA ở 600V đối với D3. Kết quả là điện trở phân cực ngược cũng như điện trở của bất kỳ công tắc nào là R ở trạng thái đóng và Roff ở trạng thái mở của chúng được thể hiện trong Bảng 2. Tần số chuyển mạch được chọn là 100kHz (fsw), gấp đôi tần số chuyển mạch tần số đầu vào mô phỏng là 50kHz (fs). Mặc dù điện trở của đi-ốt được mô hình hóa theo quy ước trong mặt phẳng thời gian là phụ thuộc vào điện áp, theo I-V của nó, trong mặt phẳng Haar, việc mô hình hóa dưới dạng điện trở biến thiên theo thời gian sẽ dễ dàng hơn. Độ dẫn thay đổi theo thời gian của mỗi điốt chuyển mạch (điốt mắc nối tiếp với công tắc như trong hình 1) và điện áp nguồn

trong một khoảng thời gian fs được thể hiện trong hình 8.

TABLE 2 Extra parameters of the simulated circuit

Parameter	VALUE
$R_{3,swit}$	7.0 GΩ
$R_{4,swit}$	8.6 GΩ
$R_{6,swit}$	12.0 GΩ
$R_{on}$	0 Ω
$R_{off}$	1 TΩ
$f_{sw}$	100 kHz



Hình 8. Điện áp đầu vào (màu xanh lá cây) và độ dẫn thay đổi theo thời gian cho các điốt chuyển mạch D3 (màu đỏ), D4 (màu xám) và D6 (màu xanh lam)

Độ dẫn dòng được hiển thị thay vì điện trở, để chứng minh các đặc tính phân cực thuận của điốt, khi điốt đang dẫn dòng điện đáng kể. Ví dụ, mặc dù cả hai đối với  $t = 0-5 \mu s$  và  $10-15 \mu s$ , công tắc mắc nối tiếp với một đi-ốt được bật, điện áp nguồn không giống nhau. Điều này dẫn đến một sơ đồ khác. Tại  $t = 0-10 \mu s$ , diode ở trạng thái phân cực thuận, trong khi ở  $10-20 \mu s$ , diode ở trạng thái phân cực ngược. Khi công tắc tắt, nguyên lý bộ chia điện áp sẽ phân phối điện áp giữa công tắc và đi-ốt. Đối với  $t = 15-20 \mu s$ , việc phân chia đơn giản vì cả công tắc và điốt đều đóng vai trò là điện trở không đổi. Tuy nhiên, đối với  $t = 5-10 \mu s$ , phép tính trở nên khó khăn hơn; vì điện áp nguồn dương, ngay cả khi công tắc tắt, nó vẫn có giá trị điện trở ( $R_{off}$ ) và do đó, sự phân chia điện áp phải được thực hiện giữa giá trị này và điện trở phi tuyến tính của điốt. Trường hợp này thường được xử lý trong mặt phẳng thời gian bằng đồ họa hoặc bằng quy trình lặp số bằng cách sử dụng khái niệm dòng tải [5]. Tuy nhiên, vì dòng đi-ốt sẽ không đáng kể khi tắt công tắc,

khó khăn đáng kể này có thể được giải quyết một cách hiệu quả. Dòng điện tối đa và điện trở điốt tối thiểu trong khung thời gian  $t = 5-10 \mu s$  sẽ là trong  $t = 5 \mu s$ , khi  $V$  ở cực đại  $+0,7V$ . Sử dụng phương pháp dòng tải [23] cho D3, D4 và D6, dòng điện tương ứng ở  $t = 5 \mu s$  lần lượt là 0,68 pA, 0,69 pA và 0,70 pA, và điện trở tương ứng của chúng là 28,5GΩ, 15,6GΩ và 4,66GΩ. Vì các giá trị này đại diện cho dòng điện cao nhất trong  $t = 5-10 \mu s$  nên chúng được sử dụng làm giá trị gần đúng cho khoảng thời gian này. Sơ đồ mô phỏng được mô tả trước đó được lặp lại định kỳ sau mỗi  $20 \mu s$  cho đến khi kết thúc thời gian mô phỏng  $\tau = 80 \mu s$ .

### 2.6 Phương pháp mô phỏng

Mỗi đường cong điện trở diode chuyển đổi thời gian liên tục ( $R_{D3,switched}$ ,  $R_{D4,switched}$ ,  $R_{D6,switched}$ ), nghịch đảo của nó là thể hiện trong Hình 8, đã được lấy mẫu, cho độ dài thời gian  $\tau$  và được véc tơ hóa, tương tự như cách thời gian được véc tơ hóa trong phương trình (6). Điện áp đầu vào được véc tơ hóa ( $V$ ) được chuyển đổi bằng phương trình (5) thành véc tơ  $V_H$  mặt phẳng Haar. Điện trở đi-ốt chuyển mạch theo mặt phẳng thời gian được véc-tơ hóa ( $r_{3,switched}$ ,  $r_{4,switched}$ ,  $r_{6,switched}$ ) được biến đổi thành ma trận điện trở của mặt phẳng Haar ( $R_{H3}$ ,  $R_{H4}$ ,  $R_{H6}$ ) bằng cách sử dụng Phương trình (14). Trở kháng của điện trở hãm được biến đổi thành ma trận trở kháng mặt phẳng Haar  $Z_{Hb}$  bằng cách sử dụng phương trình (11) cho điện trở của nó và phương trình (8) cho độ tự cảm của nó dẫn đến phương trình sau:

$$Z_{Hb} = r_b \cdot I_m + S \cdot L_b \tag{16}$$

Hai ma trận sau  $R_H$  và  $Z_{Hb}$  được kết hợp khi tải song song, thành một ma trận tổng trở mặt phẳng Haar ( $Z_H$ ), sử dụng phương trình sau:

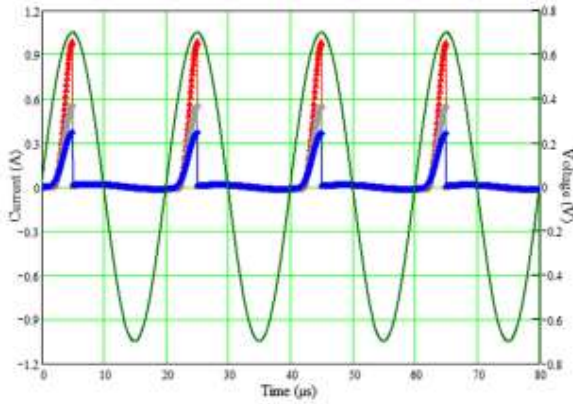
$$Z_H = (R_H^{-1} + Z_{Hb}^{-1})^{-1} \tag{17}$$

Dòng điện nguồn được tính toán trong mặt phẳng Haar theo vectơ dòng điện ( $I_H$ ) bằng phương trình sau:

$$I_H = \left( \frac{V_H^T}{Z_H} \right)^T \tag{18}$$

Bước cuối cùng là áp dụng phép biến đổi Haar nghịch đảo cho các vectơ dòng điện của

mặt phẳng Haar lần lượt là IH3, IH4 và IH6, sử dụng phương trình (6). Kết quả là các vectơ dòng điện trong mặt phẳng thời gian I3tot, I4tot và I6tot, như trong hình 9.



**Hình 9.** Điện áp đầu vào (màu xanh lá cây) và dòng điện nguồn cho ba trường hợp diốt D3 (màu đỏ), D4 (màu xám) và D6 (màu xanh) song song với điện trở hãm

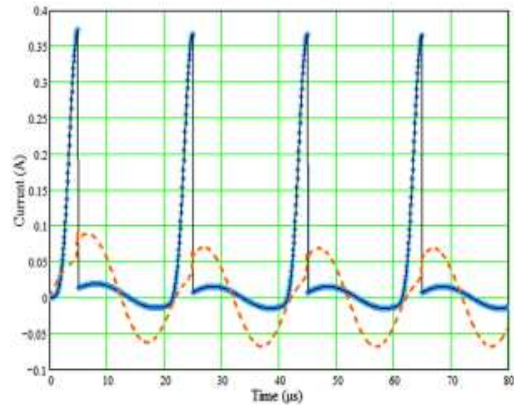
Các phương trình (16)–(18), mặc dù trong mặt phẳng Haar, được trình bày theo cách giống với các phương trình tương đương trong mặt phẳng Laplace của chúng. Đối với phương trình (16), nó sẽ hoàn toàn giống như vậy nếu  $Im$  được thay thế bằng 1 và  $S$  được thay thế bằng biến Laplacian  $s$ . Hơn nữa, phương trình (17) giống với phương trình sẽ được sử dụng trong mặt phẳng Laplace nếu hai trở kháng được đặt song song. Cuối cùng, phương trình (18) về cơ bản là một biểu thức của định luật Ohm, nếu  $Z_H$  là một trở kháng, thì cũng sẽ áp dụng tương tự trong mặt phẳng Laplace, tính toán dòng điện bằng điện áp chia cho trở kháng.

### 3. KẾT QUẢ VÀ THẢO LUẬN

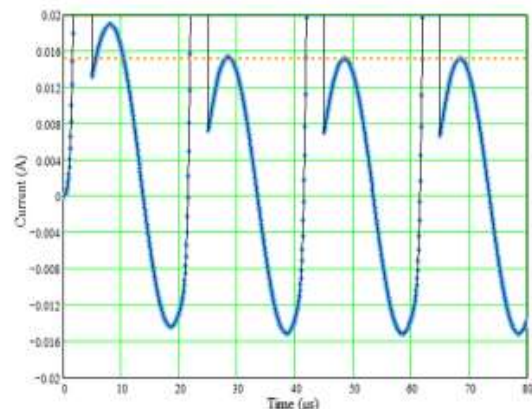
#### 3.1. Dòng điện mô phỏng

Giả sử rằng cuộn cảm không được tích điện ở  $t = 0s$  và rằng điện áp đầu vào là 0 V cho  $t < 0s$  và  $\tau = 80\mu s$  (bốn chu kỳ của tín hiệu đầu vào), tất cả các tín hiệu được trình bày trong hình 9. Phóng to dòng điện nguồn trong trường hợp D6 nằm trong khoảng từ 20mA đến -20mA, như trong hình 11, rõ ràng là đáp ứng hình sin này xảy ra do trở kháng của điện trở hãm khi bật đi-ốt chuyển mạch và ở chế độ phân cực ngược hoặc

tắt. Bản chất nhất thời của nó tồn tại do độ tự cảm của điện trở hãm. Điện áp nguồn và tất cả các dòng điện bằng 0 trong  $t < 0 s$  trong mô phỏng. Sự khởi động tức thời của đầu vào hình sin này là phản ứng tức thời của dòng điện cảm ứng, cho đến khi đạt được trạng thái ổn định mới. Tín hiệu nguồn phải trải qua một chu kỳ đầy đủ trước khi đạt được dòng điện cực đại ở trạng thái ổn định (Is) của nó như được chỉ ra trong hình 11.



**Hình 10.** Dòng điện nguồn cho trường hợp điện trở hãm song song với diode chuyển mạch D6 (màu xanh lam). Tính toán bằng phương pháp thông thường cũng được mô tả (màu đen). Sự khác biệt của chúng (màu cam) được phóng đại với hệ số 105 cho mục đích chia tỷ lệ



**Hình 11.** Dòng điện nguồn cho trường hợp điện trở hãm song song với diode chuyển mạch D6 (màu xanh lam). Một phản ứng nhất thời, liên quan đến độ tự cảm của điện trở hãm, khi đạt đến đỉnh Is (màu cam) ở trạng thái ổn định của nó. Để so sánh, tính toán bằng phương pháp thông thường cũng được mô tả (màu đen)



### 3.2. So sánh mô phỏng với các phương pháp thông thường

Đối với mục đích so sánh song song, hai dòng điện có thể được tính riêng và sau đó được thêm vào. Dòng điện của D6 được tính toán trực tiếp trong mặt phẳng thời gian. Đối với dòng điện của điện trở hãm, biến đổi Laplace được sử dụng để xử lý trở kháng có giá trị phức của nó; dòng điện được tính trong mặt phẳng Laplace dưới dạng điện áp (Biến đổi Laplace của điện áp đầu vào) chia cho trở kháng, tương tự như phương trình (18).

Sau đó, biến đổi Laplace nghịch đảo của dòng điện này là dòng điện của điện trở hãm trong mặt phẳng thời gian. Các kết quả được hiển thị trong hình 10 và tập trung hơn trong hình 11 mô tả sự phù hợp của phép biến đổi Haar với các phương pháp thông thường. Một phân tích chi tiết về độ chính xác của phương pháp rời rạc hóa sóng con Haar về mặt lý thuyết [6]. Cần lưu ý rằng một trong những lý do chính tại sao mạch trong hình 1 được chọn để mô phỏng là khả năng mô phỏng của nó thông qua các phương pháp thông thường và theo cách của phương pháp được trình bày. Nguồn song song với các thành phần tuyến tính và phi tuyến tính, biến đổi theo thời gian cho phép tách các phép tính của chúng trong mặt phẳng thời gian và Laplace tương ứng. Đối với một mạch tiên tiến hơn, chẳng hạn như có trở kháng nguồn, theo định nghĩa sẽ không thể xử lý nó theo cách thông thường và do đó so sánh giữa phương pháp này và phương pháp thông thường: Điện áp rơi trên trở kháng nguồn sẽ là kết quả của toàn bộ nguồn dòng điện, đến lượt nó sẽ phụ thuộc cả vào các thành phần tuyến tính và phi tuyến tính, biến đổi theo thời gian, việc xử lý trong mặt phẳng thời gian hoặc Laplace là không thể. So sánh giữa phương pháp thông thường và phương pháp trình bày cho D6 được thực hiện bằng cách tính toán chênh lệch  $d$  cho dòng nguồn theo phương trình (19). Cần lưu ý rằng phương pháp thông thường cho một giá trị chính xác so với phương pháp được trình bày là một số xấp xỉ. Như thể hiện trong Hình 10, sự khác biệt giữa giá trị gần đúng và giá trị chính xác là rất thấp. Cụ thể, sai số tuyệt đối (tuyệt đối của

$d$ ) có giá trị tối đa là 899nA, giá trị trung bình là 436nA và giá trị trung bình là 481nA. So sánh giữa tín hiệu và sai số, giá trị tuyệt đối của dòng điện nguồn tối đa cao hơn năm bậc độ lớn, có giá trị tối đa là 377mA, so với giá trị tối đa của sai số tuyệt đối, cho thấy tỷ lệ là 415,056/1. Các sai số đáng chú ý này mô tả đặc điểm mô phỏng chặt chẽ được hiển thị trong Hình 10 và 11:

$$d = I_{\text{xấp xỉ}} - I_{\text{chính xác}} \quad (19)$$

## 4. KẾT LUẬN VÀ KIẾN NGHỊ

### 4.1. Kết luận

Sóng con Haar đã chứng minh rằng nó có thể xử lý hiệu quả việc giải các phương trình vi phân và phi tuyến tính [1] và thường được áp dụng trong các mạch và hệ thống đơn giản, vì vậy tất cả những gì còn lại là các ứng dụng và phương pháp phù hợp được thành lập. Một ví dụ về phương pháp mô phỏng mạch sử dụng Haar đã được trình bày. Các mẫu thiết bị tùy chỉnh đã được tạo bằng các phép đo trực tiếp. Sự phức tạp của phương pháp mô phỏng này đối với đầu ra của một hệ thống bao gồm các thành phần tuyến tính (điện trở), tuyến tính phản kháng (độ tự cảm), nhưng cũng có các thành phần phi tuyến tính (điốt) và biến thiên theo thời gian (công tắc), đã được thảo luận. Sai số xấp xỉ so với đầu ra chính xác của biên độ tín hiệu được phát hiện là thấp hơn năm bậc độ lớn, nghĩa là về mặt so sánh giá trị lớn nhất của giá trị tuyệt đối của tín hiệu đầu ra với giá trị lớn nhất của sai số tuyệt đối của giá trị gần đúng của nó. Mức độ chính xác này cho thấy tiềm năng của phương pháp mô phỏng trong các mạch khi tính tích phân cho tích chập của tất cả các tín hiệu và thành phần của mạch dẫn đến thời gian mô phỏng không thực tế.

### 4.2. Kiến nghị

Cần lưu ý rằng các lựa chọn của  $f_s$  và  $f_{sw}$  dựa trên ba yếu tố. Đầu tiên, nó phải nằm trong phạm vi đo được của thiết bị LCR. Thứ hai, nó phải thể hiện một đáp ứng nhất thời như trong Hình 11. Thứ ba, đối với  $f_{sw}$ , một bội số nguyên (gấp đôi) của tần số đầu vào mô phỏng  $f_s$  đã được chọn, để các hiệu ứng nhất thời từ giai đoạn này sang giai đoạn khác có thể so sánh được, như được hiển thị trong Hình 11. Bằng

cách này, cứ sau  $5\mu\text{s}$ , trạng thái của công tắc và tắt có thể được so sánh chính xác với các mức nổi tiếp với mỗi đi-ốt và luân phiên giữa bật trạng thái điện áp đầu vào khác nhau.

### TÀI LIỆU THAM KHẢO

1. Chen, C.F., Hsiao, C.H. *Haar wavelet method for solving lumped and distributed-parameter systems*. IEE Proc. Control Theory Appl. 144, 87–94 (1997). <https://doi.org/10.1049/ip-cta:19970702>
2. Wu, J.L., Chen, C.H., Chen, C.F. *Numerical inversion of Laplace transform using Haar wavelet operational matrices*. IEEE Trans. Circuits Syst. I: Fundam. Theory Appl. 48, 120–122 (2001). <https://doi.org/10.1109/81.903196>
3. Aznam, S.M., Hussin, A. *Numerical method for inverse Laplace transform with Haar wavelet operational matrix*. Malays. J. Fundam. Appl. Sci. 8(4), 204–210 (2012). <https://doi.org/10.11113/mjfas.v8n4.149>
4. Ohkubo, A., Moro, S., Matsumoto, T. *A method for circuit analysis using Haar wavelet transform*. Presented at the 2004 47th Midwest symposium on circuits and systems. (July 2004). MWSCAS '04. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/MWSCAS.2004.1354379>
5. Sedra, A.S., Smith, K.C., Tony, C.C., Gaudet, V.: Diodes. In: *Microelectronic Circuits*, vol. 4, pp. 191–192. Oxford University Press, New York (2004)
6. Majak, J., Shvartsman, B., Karjust, K., Mikola, M., Haavajõe, A., Pohlak, M.: *On the accuracy of the Haar wavelet discretization method*. Composites, B: Eng. 80, 321–326 (2015), <https://doi.org/10.1016/j.compositesb.2015.06.008>

#### Thông tin của tác giả:

**ThS. Trần Thị Thơm**

Khoa Điện, Trường Đại học Công nghiệp Quảng Ninh

Điện thoại: +(84).987.633.924 - Email: [tranthom208@gmail.com](mailto:tranthom208@gmail.com)

## SIMULATION OF A NON-LINEAR, TIME-VARIANT CIRCUIT USING THE HAAR WAVELET TRANSFORM

#### Information about authors:

**Tran Thi Thom, M.Eng.**, Faculty of Electrical, Quang Ninh University of Industry.

Email: [tranthom208@gmail.com](mailto:tranthom208@gmail.com)

#### ABSTRACT:

*Wavelet theory has untangled a multitude of complex problems, including those related to transient and steady-state responses of systems, when Laplace and Fourier transformations encountered obstacles. Inextricable reactive linear components (e.g. inductors and capacitors) are typically handled in the frequency plane. Components that are nonlinear (e.g. diodes) or time variable (e.g. switches) are typically simulated in the time plane (e.g. a diode via the  $I$ -characteristic) its  $V$ ) and is considered an open or short circuit in AC analysis (e.g. in circuit simulation software). Although translating circuits in an alternative plane, such as the Haar wavelet plane, greatly simplifies the process, widespread integration of wavelets into tools and education has not yet been achieved. One fundamental reason is the considerable complexity of applying wavelet theory to circuits*

and signals. The aim of this paper is to bridge this gap, providing a new user-friendly, Laplace-like approach using models based on Haar measurements and wavelengths. The Haar wavelet transform and a numerical method for the inverse Laplace transform using the Haar operator matrix are applied to calculate the total current of a time-varying, non-linear system, that is, the total current of a voltage source that powers a time-varying, non-linear load.

**Keywords:** Nonlinear, wavelet transform Haar, Laplace, Fourier.

## REFERENCES

1. Chen, C.F., Hsiao, C.H. *Haar wavelet method for solving lumped and distributed-parameter systems*. IEE Proc. Control Theory Appl. 144, 87–94 (1997). <https://doi.org/10.1049/ip-cta:19970702>
2. Wu, J.L., Chen, C.H., Chen, C.F. *Numerical inversion of Laplace transform using Haar wavelet operational matrices*. IEEE Trans. Circuits Syst. I: Fundam. Theory Appl. 48, 120–122 (2001). <https://doi.org/10.1109/81.903196>
3. Aznam, S.M., Hussin, A. *Numerical method for inverse Laplace transform with Haar wavelet operational matrix*. Malays. J. Fundam. Appl. Sci. 8(4), 204–210 (2012). <https://doi.org/10.11113/mjfas.v8n4.149>
4. Ohkubo, A., Moro, S., Matsumoto, T. *A method for circuit analysis using Haar wavelet transform*. Presented at the 2004 47th Midwest symposium on circuits and systems. (July 2004). MWSCAS '04. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/MWSCAS.2004.1354379>
5. Sedra, A.S., Smith, K.C., Tony, C.C., Gaudet, V.: Diodes. In: *Microelectronic Circuits*, vol. 4, pp. 191–192. Oxford University Press, New York (2004)
6. Majak, J., Shvartsman, B., Karjust, K., Mikola, M., Haavajõe, A., Pohlak, M.: *On the accuracy of the Haar wavelet discretization method*. Composites, B: Eng. 80, 321–326 (2015), <https://doi.org/10.1016/j.compositesb.2015.06.008>

**Ngày nhận bài:** 27/4/2023;

**Ngày gửi phản biện:** 27/4/2023;

**Ngày nhận phản biện:** 10/5/2023;

**Ngày chấp nhận đăng:** 16/5/2023.