

Hệ đo siêu nhạy từ dựa trên kỹ thuật khuếch đại Lock-in và cảm biến từ trở khổng lồ

Vũ Xuân Mạnh^{1,2*}, Vũ Quốc Tuấn², Nguyễn Đăng Phú², Đỗ Quang Lộc², Chữ Đức Trình², Bùi Thanh Tùng²

¹Viện Ứng dụng Công nghệ, Bộ Khoa học và Công nghệ, 25 Lê Thánh Tông, phường Phan Chu Trinh, quận Hoàn Kiếm, Hà Nội, Việt Nam

²Trường Đại học Công nghệ, Đại học Quốc gia Hà Nội, 144 Xuân Thủy, phường Dịch Vọng Hậu, quận Cầu Giấy, Hà Nội, Việt Nam

Ngày nhận bài 13/10/2023; ngày chuyển phản biện 16/10/2023; ngày nhận phản biện 18/12/2023; ngày chấp nhận đăng 28/12/2023

Tóm tắt:

Mạch xử lý tín hiệu sử dụng kỹ thuật Lock-in được phát triển cho thiết bị đo từ trường, giúp xử lý tín hiệu từ các cảm biến có biên độ nhỏ hơn nhiều lần. Mạch này được tích hợp với cảm biến từ trở khổng lồ (GMR) để đo các nguồn từ trường yếu. Thiết bị đề xuất được kiểm chứng bằng thí nghiệm đo từ trường xoay chiều trong khoảng 0-0,04 G. Nguồn từ trường này được tạo ra bởi một cặp cuộn dây Helmholtz chế tạo bằng công nghệ in 3D, có thể duy trì từ trường đều và điều chỉnh được cường độ, tần số cũng như hướng. Kết quả thực nghiệm cho thấy, thiết bị có giới hạn phát hiện (LOD) 3,81 nT, tương ứng với sự thay đổi 6,5 μ V từ ngõ ra cảm biến. Mạch xử lý tín hiệu đạt hệ số khuếch đại thực nghiệm 1386 lần, vùng làm việc tuyến tính 0-7 mV đầu vào, cho đầu ra 0-10 V, với LOD tín hiệu đầu vào khoảng 631 nV. Trong dải tín hiệu nhỏ, thiết bị đề xuất có khả năng phát hiện tín hiệu tốt hơn các thiết bị đo thương mại. Hệ thống đo từ trường này có thể phát hiện từ tính của hạt nano siêu thuận từ (SPMNP) liên kết với đối tượng sinh học phân tử, hỗ trợ phát triển thiết bị phân tích y sinh.

Từ khóa: cảm biến từ trở khổng lồ, dò nhạy pha, hạt nano siêu thuận từ, hệ đo, xử lý tín hiệu.

Chỉ số phân loại: 2.2

Ultra high sensitive magnetic measurement system based on Lock-in amplifier technique and giant magnetoresistance sensor

Xuan Manh Vu^{1,2*}, Quoc Tuan Vu², Dang Phu Nguyen², Quang Loc Do², Duc Trinh Chu², Thanh Tung Bui²

¹National Center for Technological Progress, Ministry of Science and Technology, 25 Le Thanh Tong Street, Phan Chu Trinh Ward, Hoan Kiem District, Hanoi, Vietnam

²University of Engineering and Technology, Vietnam National University - Hanoi, 144 Xuan Thuy Street, Dich Vong Hau Ward, Cau Giay District, Hanoi, Vietnam

Received 13 October 2023; revised 18 December 2023; accepted 28 December 2023

Abstract:

The signal processing circuit utilising the Lock-in technique has been developed for a magnetic field measurement device, enabling the processing of signals from sensors with amplitudes significantly smaller than noise levels. This circuit is integrated with a giant magnetoresistance (GMR) sensor to measure weak magnetic field sources. The proposed device was validated through experiments measuring alternating magnetic fields in the range of 0-0.04 G. The magnetic field source was generated by a Helmholtz coil pair fabricated using 3D printing technology, capable of producing a uniform magnetic field with adjustable intensity, frequency, and direction. Experimental results showed that the device has a limit of detection (LOD) of 3.81 nT, corresponding to a change of 6.5 μ V at the sensor output. The signal processing circuit achieves an experimental gain factor of 1386, with a linear operating range from 0-7 mV input, corresponding to an output range of 0-10 V, with the circuit's input LOD being approximately 631 nV. In the low-signal range, the proposed device demonstrates a better ability to detect magnetic field and voltage signals than commercial measurement devices. This magnetic field measurement system can detect the magnetism of superparamagnetic nanoparticles (SPMNP) associated with molecular biological targets, supporting the development of biomedical analysis devices.

Keywords: giant magnetoresistance sensor, measurement system, phase-sensitive detection, signal processing, superparamagnetic nanoparticles.

Classification number: 2.2

*Tác giả liên hệ: Email: vxmanh@gmail.com

1. Đặt vấn đề

Nhiều cảm biến sinh học thường có tín hiệu rất nhỏ và hoạt động trong môi trường có biên độ nhiễu lớn hơn biên độ tín hiệu rất nhiều lần. Nguyên nhân gây nhiễu có thể đến từ nhiều nguồn khác nhau như: nhiễu 50 Hz từ các thiết bị tiêu thụ điện, nhiễu tần số 1/f từ các bộ tiền khuếch đại hay nguồn nhiễu nội tại bên trong cảm biến... Vì vậy, rất khó để đo được tín hiệu trực tiếp từ cảm biến bằng các thiết bị đo tín hiệu thương mại thông dụng. Để đo được các tín hiệu này, các thiết bị đo chuyên dụng cần phải có một số kỹ thuật xử lý tín hiệu tương tự rất phức tạp để lọc ra được tín hiệu mục tiêu. Kỹ thuật dò độ nhạy pha (kỹ thuật Lock-in) được sử dụng trong nhiều hệ thống đo lường để đo các tín hiệu rất nhỏ trong môi trường có độ nhiễu cao. Nó có thể phát hiện các tín hiệu có biên độ nhỏ cỡ vài trăm nano vôn trong môi trường nhiễu có biên độ lớn cỡ đơn vị vôn [1]. Một số hệ thống đo lường sử dụng cảm biến sinh học với kỹ thuật Lock-in đã được công bố trong các bài báo gần đây [2-6]. Cụ thể, C.C. Huang và cs (2020) [5] đã kết hợp một cảm biến từ trường dạng van quay (spin-valve) kết hợp với một thiết bị xử lý tín hiệu thương mại (PCIe-6361, National Instruments) dựa trên kỹ thuật Lock-in để phát hiện các đối tượng sinh học mô phỏng. Kết quả đo đạt độ chính xác lên đến 95% so với phương pháp quan sát quang học. Trong nghiên cứu của mình, K. Fodil và cs (2016) [7] đã phát triển một hệ thống đo nồng độ các hạt nano có kích thước 20 nm sử dụng kỹ thuật Lock-in với một cảm biến từ trở khổng lồ (GMI). Kết quả bài báo công bố, nồng độ 230 mmol/l đã được phát hiện, tương ứng với từ trường đo được xấp xỉ 6 nT. Mặc dù kỹ thuật Lock-in không còn xa lạ với các thiết bị đo lường nhưng việc áp dụng lý thuyết vào một hệ đo tương ứng với một cảm biến cụ thể thì có nhiều vấn đề cần giải quyết mới đáp ứng được yêu cầu chất lượng của thiết bị đo. Trong nghiên cứu này, đặc tính của cảm biến GMR đã được khảo sát chi tiết, làm cơ sở cho việc lựa chọn tần số điều chế tín hiệu từ trường, tần số cắt của các bộ lọc và tính toán đồng bộ giữa tín hiệu đầu vào với tín hiệu tham chiếu. Kết hợp giữa tính toán lý thuyết và khảo sát thực nghiệm, một hệ thiết bị đo có độ nhạy từ cao đã được thiết kế và chế tạo thành công. Giới hạn phát hiện (LOD) từ trường của thiết bị đề xuất là rất nhỏ (xấp xỉ 3,81 nT). Ứng dụng kết quả này trong các nghiên cứu tiếp theo, thiết bị có thể phát hiện gián tiếp các đối tượng sinh học thông qua cặp liên kết hạt nano siêu thuận từ - đối tượng sinh học trong các mẫu phân tích. Việc định lượng đối tượng sinh học trong mẫu phân tích có ý nghĩa ứng dụng quan trọng trong các xét nghiệm phân tích y-sinh [8-12].

2. Nguyên lý thiết kế

2.1. Cơ sở lý thuyết

Kỹ thuật Lock-in amplifier (hoặc Lock-in detector) là một kỹ thuật ứng dụng trong đo lường chính xác để phát hiện và đo một tín hiệu yếu trong môi trường nền nhiễu

manh. Về mặt toán học, nó hoạt động dựa trên nguyên lý của phép nhân và tích phân.

Giả sử, tín hiệu đầu vào $V_{in}(t)$ có dạng:

$$V_{in}(t) = A \cos(\omega t) \quad (1)$$

trong đó: A là biên độ của tín hiệu đầu vào, ω là tần số góc, t là thời gian.

Tín hiệu đầu vào $V_{in}(t)$ được nhân với một tín hiệu tham chiếu $V_{ref}(t)$ có công thức như sau:

$$V_{ref}(t) = B \cos(\omega t + \phi) \quad (2)$$

trong đó: ϕ là pha so với tín hiệu đầu vào, B là biên độ của tín hiệu tham chiếu. Phép nhân được thực hiện trong bộ khuếch đại nhân đôi theo công thức sau:

$$V_{mix}(t) = V_{in}(t) \times V_{ref}(t) \quad (3)$$

Khi nhân $V_{in}(t)$ với $V_{ref}(t)$, ta có:

$$V_{mix}(t) = A.B \cos(\omega t) \cos(\omega t + \phi) \quad (4)$$

Sử dụng công thức nhân hợp của cosine dưới đây:

$$\cos(a) \cdot \cos(b) = \frac{1}{2} [\cos(a - b) + \cos(a + b)] \quad (5)$$

Thu được:

$$V_{mix}(t) = \frac{1}{2} A.B [\cos(2\omega t + \phi) + \cos(\phi)] \quad (6)$$

Hàm $\cos(2\omega t + \phi)$ là hàm tuần hoàn sẽ bị loại bỏ sau khi tín hiệu đi qua một bộ lọc thông thấp nên ta thu được tín hiệu là thành phần DC có giá trị như sau:

$$V_{mix}(t) = \frac{1}{2} A.B \cos(\phi) \quad (7)$$

Mạch lọc thông thấp có tần số cắt nhỏ hơn tần số của $V_{mix}(t)$ thì tín hiệu sau cùng sẽ chỉ còn lại là tín hiệu DC. Độ lớn của tín hiệu DC sau cùng sẽ liên quan đến biên độ A của tín hiệu đầu vào và độ lệch pha ϕ giữa tín hiệu đầu vào so với tín hiệu tham chiếu.

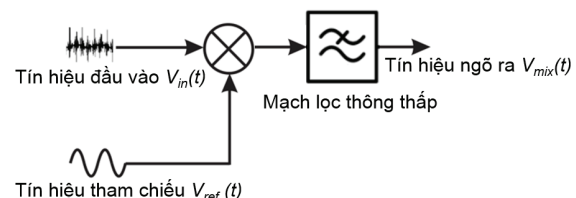
Như vậy, biên độ của tín hiệu ban đầu là:

$$A = \frac{2 \cdot V_{mix}(t)}{B \cos(\phi)} \quad (8)$$

Trong nghiên cứu này, tín hiệu đầu vào $V_{in}(t)$ đồng pha với tín hiệu tham chiếu $V_{ref}(t)$ nên $\phi=0$, suy ra $\cos(\phi)=1$. Ta có công thức biên độ của tín hiệu đầu vào cần đo là:

$$A = \frac{2 \cdot V_{mix}(t)}{B} \quad (9)$$

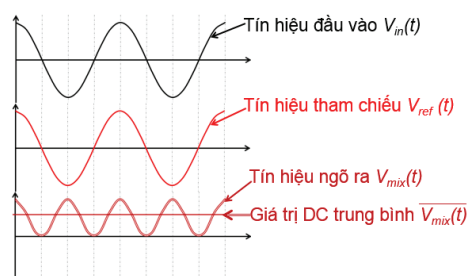
Hình 1 trình bày các thành phần cơ bản của kỹ thuật Lock-in.



Hình 1. Sơ đồ nguyên lý của kỹ thuật Lock-in.

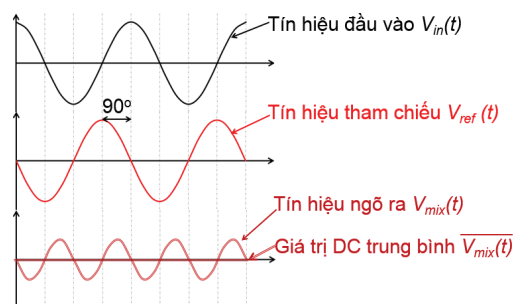
Nguyên lý của bộ Lock-in bao gồm tín hiệu đầu vào là tín hiệu cần đo, được biểu diễn như công thức (1). Tín hiệu tham chiếu cùng tần số với tín hiệu cần đo được biểu diễn như công thức (2). Tín hiệu đầu vào và tín hiệu tham chiếu được nhân với nhau bằng một bộ trộn sau đó được đưa qua một mạch lọc thông thấp. Mạch lọc thông thấp này có tần số cắt sao cho loại bỏ được toàn bộ thành phần AC của tín hiệu ngõ ra. Tần số cắt được lựa chọn là tần số nhỏ hơn hai lần tần số tín hiệu cần đo.

Hình 2 thể hiện tín hiệu đầu vào, tín hiệu tham chiếu và tích của hai tín hiệu khi chúng đồng pha với nhau khi qua bộ Lock-in.



Hình 2. Tín hiệu đầu vào, tín hiệu tham chiếu và tích của hai tín hiệu khi chúng đồng pha với nhau.

Khi tín hiệu đầu vào và tín hiệu tham chiếu đồng pha thì tích của hai tín hiệu cũng là tín hiệu dạng sóng sin nhưng tần số được nhân đôi và trục tọa độ bị dâng lên bằng giá trị biên độ. Hình 3 thể hiện tín hiệu đầu vào, tín hiệu tham chiếu và tích của hai tín hiệu khi chúng lệch pha nhau 90° .



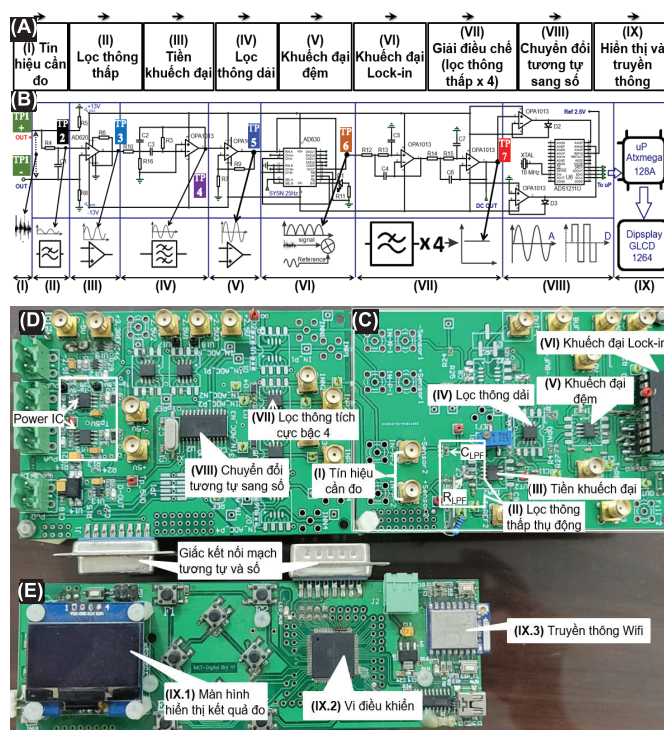
Hình 3. Tín hiệu đầu vào, tín hiệu tham chiếu và tín hiệu ngõ ra là tích của hai tín hiệu khi chúng lệch pha nhau 90° .

Khi tín hiệu đầu vào và tín hiệu tham chiếu lệch pha với nhau 90° thì tích của hai tín hiệu cũng là tín hiệu dạng sóng sin, tần số được nhân đôi và trục tọa độ giữ nguyên nên giá trị DC trung bình bằng 0.

2.2. Nguyên lý thiết kế

Sơ đồ nguyên lý thiết kế mạch xử lý tín hiệu bao gồm 9 khối được trình bày trong hình 4. Chức năng và nguyên lý hoạt động của các khối được trình bày như sau:

Tín hiệu đầu ra của cảm biến GMR (AAH002-02E đã sửa đổi, NVE) được điều chế bằng từ trường xoay chiều dạng sóng sin, tần số 25 Hz. Tần số 25 Hz được lựa chọn vì



Hình 4. Mạch xử lý tín hiệu. (A) Sơ đồ khối; (B) Sơ đồ nguyên lý; (C) Mạch in xử lý tín hiệu tương tự; (D) Mạch in giải điều chế và chuyển đổi tín hiệu tương tự sang số; (E) Mạch in hiển thị và truyền thông. Các khối xử lý tín hiệu được ký hiệu bằng số La mã trên sơ đồ khối tương ứng với sơ đồ nguyên lý và mạch in.

2 lý do. Thứ nhất, tần số 25 Hz bằng 1/2 tần số 50 Hz của nguồn điện lưới. Nguồn điện 50 Hz này cung cấp cho rất nhiều thiết bị tiêu thụ điện, các thiết bị này gây ra rất nhiều nhiễu điện từ trường xung quanh thiết bị đo. Theo nguyên lý bộ Lock-in đã trình bày ở phần lý thuyết, tần số ngõ ra của bộ Lock-in tăng gấp đôi so với tần số tín hiệu đầu vào. Vì vậy, bộ lọc thông thấp trong khối Lock-in loại bỏ cả thành phần nhiễu AC tần số 50 Hz đến từ thiết bị điện và thành phần AC tần số 50 Hz của khối Lock-in.

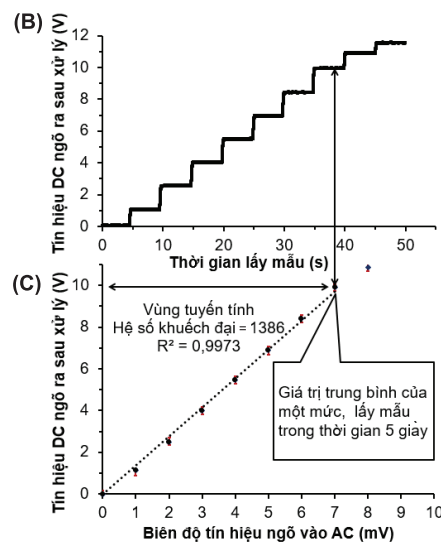
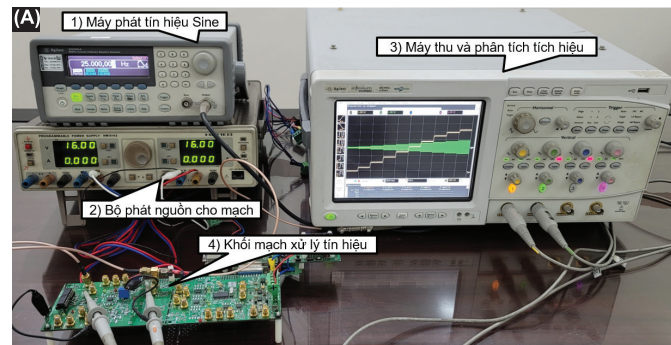
Mặt khác, theo tài liệu kỹ thuật của nhà sản xuất công bố, cảm biến GMR (AAH002-02) có độ trễ từ lớn [13] (15% với từ trường không đảo chiều, từ trường đảo chiều độ trễ còn cao hơn), nên tần số 25 Hz cũng là tần số tính toán phù hợp với cảm biến. Đầu ra của cảm biến chứa nhiều tần số cao từ nội tại cảm biến và môi trường xung quanh. Vì vậy, tín hiệu ngõ ra của cảm biến được đưa qua bộ lọc thông thấp thụ động (LPF) (hình 4II) để loại bỏ nhiễu tần số cao. Bộ lọc LPF được thiết kế để có tần số cắt là 500 Hz. Tần số cắt này đủ để loại bỏ nhiễu tần số cao mà không làm suy giảm tín hiệu của cảm biến vì nó cao gấp 20 lần tần số tín hiệu. Tín hiệu từ sau bộ lọc thông thấp được tiền khuếch đại bằng bộ khuếch đại đo lường (AD620, Analog Device) với hệ số khuếch đại 100 lần (hình 4III). Tín hiệu sau khi tiền khuếch đại được cho qua bộ lọc thông dải (BPF) (hình 4IV) để loại bỏ nhiễu tần số cao từ bộ tiền khuếch đại. Bộ BPF cũng loại bỏ nhiễu từ trường tần số thấp và thành phần DC

của tín hiệu thiên áp để tránh bão hòa của bộ khuếch đại tầng sau. Bộ lọc BPF có cấu trúc Multiple feedback Band-pass Filter, sử dụng khuếch đại thuật toán (OPA1310, Texas Instruments). Tần số lọc trung tâm của bộ BPF được thiết kế là 25 Hz. Độ trễ pha tổng cộng do bộ lọc thông thấp LPF, bộ lọc thông dải BPF và độ trễ của cảm biến có giá trị xấp xỉ 360°. Nhờ việc tính toán này mà tín hiệu ngõ ra sau khối lọc trùng pha với tín hiệu điều chế từ trường. Bộ khuếch đại đệm không đảo (hình 4V) sử dụng khuếch đại thuật toán (OPA1310, Texas Instruments) để đệm tín hiệu ngõ vào cho tầng sau và khuếch đại tín hiệu lên 11 lần trước khi chuyển đến bộ khuếch đại Lock-in (hình 4VI). Bộ khuếch đại Lock-in (AD620, Analog Device) lấy tín hiệu đầu vào từ bộ khuếch đại đệm đảo và tín hiệu tham chiếu tần số 25 Hz. Bộ lọc thông thấp tích cực (hình 4VII) có cấu trúc Sallen-Key bậc bốn với tần số cắt xấp xỉ 50 Hz để loại bỏ thành phần AC và giữ lại thành phần DC chứa tín hiệu từ cảm biến. Tín hiệu tương tự sau khi được xử lý được chuyển đổi thành tín hiệu số bởi bộ ADC (ADS1211U, Texas Instruments) (hình 4VIII) và sau đó được giải mã bởi vi điều khiển (Atxmega 128A, Microchip). Tín hiệu số được hiển thị lên màn hình LCD (hình 4IX) và truyền thông không dây về máy tính theo đường truyền Wifi.

3. Thực nghiệm, kết quả và bàn luận

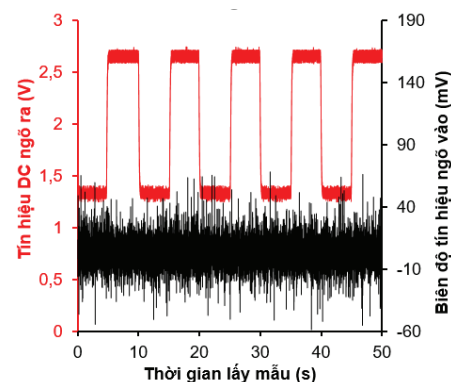
Thực nghiệm đầu tiên (hình 5) được thiết lập để đánh giá vùng làm việc tuyến tính, hệ số khuếch đại của mạch xử lý tín hiệu tương tự. Thực nghiệm cũng xác định tín hiệu nhỏ nhất mà mạch xử lý tín hiệu phân biệt được. Kết quả sau đó được so sánh với kết quả đo trên thiết bị đo thương mại. Trong thực nghiệm này, thiết bị phát tín hiệu AC (33250A, Agilent) tần số 25 Hz làm tín hiệu đầu vào và tín hiệu tham chiếu cho mạch xử lý tín hiệu. Bộ nguồn (HM8142, Hameg) cung cấp nguồn ± 16 V cho mạch xử lý tín hiệu tương tự. Tín hiệu trước và sau khi xử lý bởi mạch xử lý tín hiệu tương tự được kết nối với máy phân tích tín hiệu đa kênh (Infiniium DSO8064A, Agilent) phục vụ cho việc phân tích và đánh giá. Kết quả đánh giá vùng làm việc tuyến tính và đường chuẩn thể hiện quan hệ giữa tín hiệu ngõ vào và ngõ ra của mạch xử lý tín hiệu tương tự thể hiện trên hình 5B, 5C. Hiệu suất của các khối xử lý tín hiệu đã được chúng tôi công bố ở các bài báo trước đây [2, 4].

Đường bậc thang trên hình 5B là kết quả thể hiện tín hiệu ngõ ra tương ứng với 10 mức tín hiệu đầu vào có biên độ trong dải từ 0 đến 9 mV, với mỗi mức tín hiệu vào được lấy mẫu trong thời gian 5 giây. Hình 5C là kết quả giá trị trung bình của mỗi điểm lấy mẫu, sai số trên mỗi điểm đo là giá trị trung bình so với dao động dữ liệu của mỗi mẫu. Kết quả cho thấy vùng hoạt động tuyến tính trong dải đầu vào từ 0 đến 7 mV. Vùng hoạt động này rộng hơn so với công bố trước đây của chúng tôi (0 đến 5 mV) [2]. Hệ số khuếch đại thực tế được đánh giá xấp xỉ 1386 lần, thấp hơn so với tính toán lý thuyết xấp xỉ 1400 lần. Sự suy giảm này do sai số của linh kiện thụ động và mức độ suy hao của các mạch lọc.



Hình 5. Đánh giá mạch xử lý tín hiệu. (A) Thiết lập thực nghiệm; (B) Tín hiệu ngõ ra tương ứng với tín hiệu ngõ vào theo thời gian; (C) Giá trị trung bình của mỗi điểm lấy mẫu tại ngõ ra tương ứng với ngõ vào trong thời gian 5 giây.

Cũng trong thực nghiệm này, giới hạn phát hiện của mạch đo được đánh giá bằng cách lấy 5 mẫu mức tín hiệu nhỏ nhất, mỗi mẫu lấy trong 5 giây (hình 6) sau đó, kết hợp với đường chuẩn (hình 5C) để tính LOD.



Hình 6. So sánh kết quả đo tín hiệu ngõ vào biên độ 1 mV từ máy phát và tín hiệu đã qua mạch xử lý tín hiệu đề xuất (đường màu đỏ).

Tín hiệu được đo đồng thời bởi 2 kênh của máy phân tích tín hiệu. Trong đó, một kênh tín hiệu được nối trực tiếp với ngõ vào của mạch xử lý tín hiệu (đầu ra của máy phát

sine) (1 mV) (đường màu đen bên dưới hình 6), kênh còn lại nối với tín hiệu ngõ ra của mạch xử lý tín hiệu (đường màu đỏ bên trên hình 6). Với tín hiệu trực tiếp, thiết bị phân tích thương mại không có khả năng phát hiện ra tín hiệu đầu vào ở mức 1 mV. Ở kênh còn lại, khi tín hiệu đã qua mạch xử lý, tín hiệu thay đổi rất rõ ràng với biên độ đầu vào 1 mV và có độ lặp lại khá cao với độ lệch chuẩn theo trung bình của mẫu xấp xỉ 0,29. Phương pháp xác định giới hạn phát hiện tín hiệu của mạch cũng như giới hạn phát hiện trong tất cả các thực nghiệm tiếp theo của nghiên cứu này được xác định như sau:

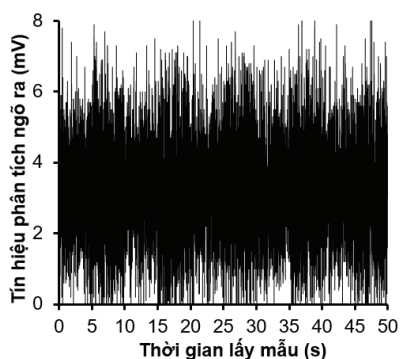
Giả sử rằng đường chuẩn quan hệ giữa tín hiệu ngõ vào và ngõ ra tương ứng trên hình 5C là đường tuyến tính trong một dải đo đã khảo sát. Đường tuyến tính được xấp xỉ dạng $y=a+bx$. Khi đó, LOD được tính theo công thức (10) [14]:

$$LOD = \frac{3 \cdot S}{b} \quad (10)$$

trong đó: S là độ lệch chuẩn được tính trên kết quả đo của 5 lần đo cùng trên một mẫu đo thấp nhất hình 6; b là độ dốc của đường tuyến tính thực nghiệm.

Dữ liệu 5 lần lấy mẫu tín hiệu thấp nhất có các giá trị trung bình lần lượt là: 1328,84; 1328,54; 1329,15; 1328,62. Như vậy, độ lệch chuẩn được tính toán là xấp xỉ 0,292 và giới hạn phát hiện là xấp xỉ 631 nV.

Dữ liệu số thu được từ kênh đo trực tiếp từ máy phát sin (đầu vào của mạch đo) được đưa vào máy phân tích tín hiệu số (Infiniium DSO8064A, Agilent). Kết quả phân tích tín hiệu thể hiện trên hình 7. Sử dụng chức năng lọc số của máy phân tích thương mại, biên độ nhiễu của tín hiệu đo đã suy giảm xuống khoảng 10 lần, tín hiệu đã có sự khác biệt giữa mức cao và thấp nhưng gần như vẫn bị chìm trong nhiễu.



Hình 7. Kết quả dữ liệu đầu vào khi được xử lý tín hiệu trên máy phân tích thương mại.

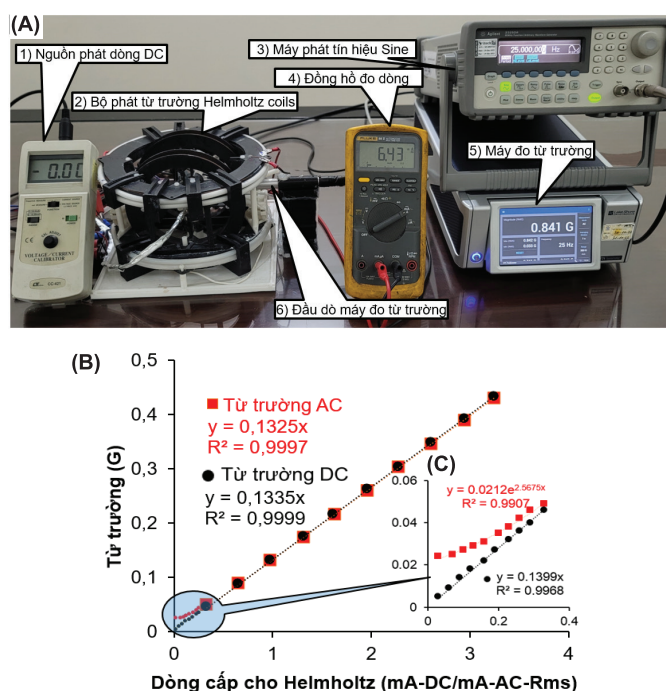
Trong thực nghiệm tiếp theo, đường chuẩn thể hiện mối quan hệ giữa dòng điện và từ trường phát xạ của nguồn phát từ có cấu trúc Helmholtz được xây dựng để làm công cụ cho thực nghiệm cuối cùng - thực nghiệm đánh giá hiệu năng của thiết bị đề xuất. Trong nghiên cứu này, mỗi cuộn của cặp Helmholtz được chế tạo với 868 vòng dây, vùng từ trường đều được tính toán là 23,5 mm tại tâm của hai cuộn. Thiết lập thực nghiệm thể hiện trên hình 8A. Trong thực

thực nghiệm này, thiết bị phát sin (33250A, Agilent) được triển khai để cung cấp dòng điện tần số 25Hz cho cặp Helmholtz. Thiết bị phát sin cấp cho cặp Helmholtz nối tiếp qua đồng hồ đo dòng điện (Fluke88, Fluke) để xác định dòng điện AC chạy qua cuộn. Thiết bị phát dòng DC (CC-421, Lutron Electronics) được triển khai để cấp dòng điện DC cho cặp Helmholtz phục vụ cho việc đánh giá quan hệ giữa dòng điện AC/DC với từ trường phát xạ bởi Helmholtz. Máy đo từ trường (F71 Teslarmeter, Lake shore) được thiết lập với một đầu dò nhạy từ được đặt tại vùng từ trường đều của cặp Helmholtz. Máy đo này có khả năng đo cả từ trường xoay chiều và một chiều.

Thực nghiệm được tiến hành ở 2 dải đo (dải cao và dải thấp) để tìm ra giới hạn phát từ trường của bộ Helmholtz cũng như khả năng phát hiện của máy đo thương mại. Dải đo đầu tiên được thực hiện khi lần lượt cấp dòng điện AC và DC trong dải từ 0 đến 3,25 mA đến cuộn Helmholtz. Kết quả đo thể hiện trên hình 8.

Kết quả đo trên hình 8B cho thấy, khi cấp dòng điện DC, từ trường đo được là tuyến tính trong dải từ 0 đến 0,43 G, tương ứng với dòng điện từ 0 đến 3,25 mA chạy qua cặp Helmholtz.

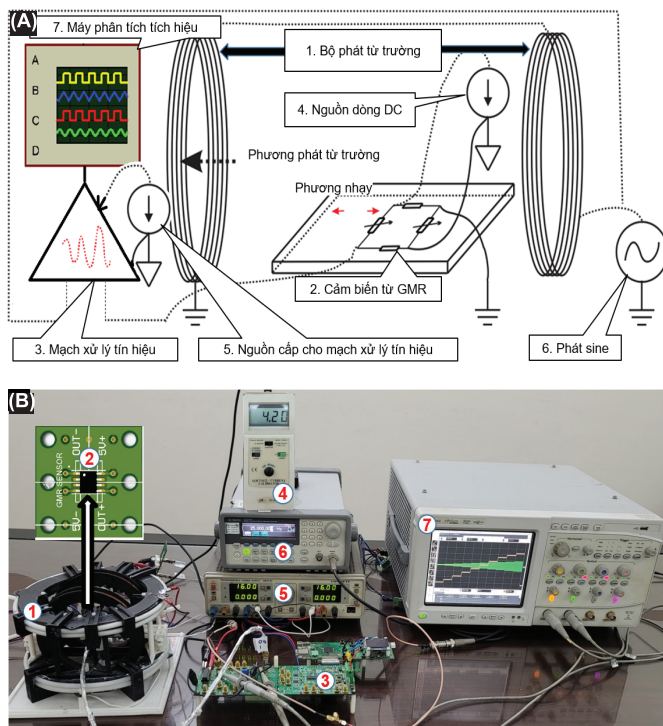
Cũng trong thực nghiệm này, kích bản đo từ trường được thực hiện ở dải đo nhỏ hơn 10 lần so với kích bản đo trước. Kết quả đo thể hiện trên hình 8C có sự khác biệt rõ ràng về giới hạn phát hiện của máy đo từ thương mại, giữa từ trường xoay chiều và một chiều. Khi cấp dòng điện AC cho



Hình 8. (A) Thiết lập thực nghiệm đánh giá mối quan hệ giữa từ trường phát xạ bởi Helmholtz và dòng điện (AC/DC) chạy qua cuộn Helmholtz (B) trong dải từ 0 đến 3,25 mA và (C) trong dải từ 0 đến 0,33 mA.

Helmholtz trong khoảng từ 0,03 đến 0,13 mA, từ trường xoay chiều gần như đi ngang trong khi cấp dòng điện DC trong khoảng này từ trường một chiều đo được vẫn tuyến tính. Điều này chứng tỏ máy đo thương mại không có khả năng phát hiện từ trường xoay chiều với cường độ nhỏ. Từ trường gần như phi tuyến trong toàn dải khi cấp dòng điện từ 0 đến 0,33 mA.

Ở thực nghiệm cuối cùng hệ đo từ trường đề xuất bao gồm mạch xử lý tín hiệu đề xuất kết hợp với một cảm biến từ trở khổng lồ GMR thương mại đã được sửa đổi thể hiện trên hình 9. Thực nghiệm được tiến hành đo từ trường trong dải có cường độ rất nhỏ được phát ra bởi cặp Helmholtz đã được chuẩn hóa ở thực nghiệm trước. Cảm biến GMR thương mại sửa đổi đã được chúng tôi công bố trong các bài báo trước đây [2, 4]. Trong thực nghiệm này, cảm biến GMR được đặt tại vùng từ trường đều của một cặp Helmholtz. Ở đây, có hai cặp Helmholtz có khả năng phát từ trường theo hai phương vuông góc với nhau. Tuy nhiên, trong thực nghiệm này chỉ dùng 1 cặp phát theo phương nhạy từ của cảm biến như sơ đồ nguyên lý hình 9A. Tín hiệu ngõ ra của cảm biến được kết nối trực tiếp với ngõ vào của mạch xử lý tín hiệu. Thiết bị phát dòng DC (CC-421, Lutron Electronics) cấp dòng 4,2 mA cho cảm biến. Thiết bị phát sin (33250A, Agilent) được triển khai để cấp dòng điện 25 Hz cho cặp Helmholtz đồng thời làm tín hiệu tham chiếu cho mạch Lock-in. Bộ nguồn thế (HM8142, Hameg) cung cấp nguồn ± 16 V cho mạch xử

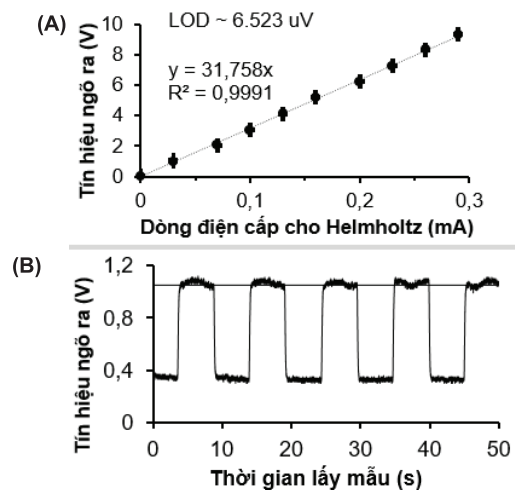


Hình 9. Thiết lập thực nghiệm đo từ trường phát ra từ Helmholtz bằng thiết bị đo sử dụng mạch xử lý tín hiệu đề xuất tích hợp cảm biến từ GMR. (A) Sơ đồ nguyên lý; **(B)** Thiết lập thực nghiệm, các thiết bị được đánh số trùng với ký hiệu trên sơ đồ nguyên lý.

lý tín hiệu tương tự. Tín hiệu từ mạch xử lý tín hiệu tương tự được kết nối với máy phân tích tín hiệu đa kênh (Infiniium DSO8064A, Agilent) phục vụ cho việc thu thập tín hiệu, phân tích và đánh giá. Tín hiệu ngõ ra của mạch xử lý tín hiệu tương tự cũng được kết nối với bộ ADC và mạch hiển thị để hiển thị dữ liệu đo.

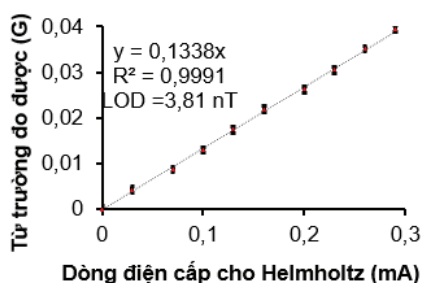
Kết quả phép đo đầu tiên trong thực nghiệm này được sử dụng để xây dựng đường chuẩn thể hiện mối quan hệ giữa dòng điện cấp cho bộ phát từ trường Helmholtz và điện áp ngõ ra của mạch xử lý tín hiệu. Kết quả đo tại 10 mức thể hiện trên hình 10A. Kết quả cho thấy, dải đo tương ứng với dòng điện AC từ 0 đến 0,29 mA, tín hiệu ngõ ra tuyến tính trong toàn dải trong khi vẫn trong dải đo này máy đo từ trường thương mại phi tuyến toàn dải, thậm chí không thể phân biệt rõ ràng từ trường ở 4 mức thấp nhất của dải đo.

Ở phép đo tiếp theo hình 10B, mẫu đo thấp nhất được thực hiện 5 lần, mỗi lần kéo dài 5 giây trong cùng điều kiện đo. Kết quả thực nghiệm và kết quả tính toán cho thấy, giới hạn phát hiện được tính là xấp xỉ 6,5 uV, cao hơn nhiều so với giới hạn phát hiện của mạch đo. Kết quả này chứng tỏ rằng, các thành phần khác của hệ đo còn có những thành phần chưa đáp ứng được khả năng phát hiện của mạch xử lý tín hiệu. Giới hạn phát hiện của hệ đo còn phụ thuộc vào khả năng phát hiện của mỗi loại cảm biến.



Hình 10. Tín hiệu ngõ ra của mạch xử lý tín hiệu tích hợp cảm biến từ GMR trong từ trường của Helmholtz. (A) Mối quan hệ giữa dòng điện (AC/DC) chạy qua cuộn Helmholtz và tín hiệu ngõ ra của mạch xử lý tín hiệu; **(B)** Kết quả 5 lần đo tín hiệu ngõ ra của mạch xử lý tín hiệu khi cấp dòng điện có biên độ nhỏ nhất (0,03 mA-Rms) cho cuộn Helmholtz với thời gian phát là 5 giây/lần.

Từ trường đo được bằng thiết bị đề xuất phụ thuộc vào dòng điện chạy qua cuộn Helmholtz (hình 11) được tính dựa vào kết quả đo trên hình 10A kết hợp với hệ số khuếch đại thực tế của mạch xử lý tín hiệu hình 5 và đường đặc trưng của cảm biến với từ trường xoay chiều (đã được công bố trong bài báo trước đây [2]).



Hình 11. Sự phụ thuộc của từ trường đo được bằng thiết kế đề xuất vào dòng điện (AC/DC) chạy qua cuộn Helmholtz trong dải từ 0 đến 0,29 mA.

Kết quả trên hình 10A và hình 11 cho phép xác định từ trường cần đo khi biết điện áp ngõ ra của mạch thể hiện trên công thức:

$$H = \frac{Out}{237.28} \quad (11)$$

trong đó: H là từ trường cần đo, đơn vị G; Out là điện áp ngõ ra của mạch, đơn vị là V.

Kết quả tính toán thực nghiệm cho thấy, giới hạn từ trường mà hệ đo đề xuất có thể phát hiện là rất nhỏ, xấp xỉ 3,81 nT. Kết quả trong nghiên cứu này có giới hạn phát hiện tốt hơn so với công bố trước của chúng tôi là 4,85 nT [2]. Cũng với kỹ thuật Lock-in, K. Fodil và cs (2016) [7] cũng sử dụng một cảm biến từ trở không lồ dạng sợi dây đo được từ trường ở xấp xỉ 6 nT.

4. Kết luận

Một mạch xử lý tín hiệu kết hợp giữa các kỹ thuật lọc, điều chế, giải điều chế, Lock-in tương thích với đặc tính của cảm biến từ trở không lồ đã được sửa đổi để nâng cao khả năng đo từ trường siêu nhỏ trong môi trường nhiễu lớn có ý nghĩa quan trọng trong các nghiên cứu phát hiện và định lượng các hạt nano siêu thuận từ được liên kết với các đối tượng sinh học phân tử. Với khả năng phát hiện từ trường nhỏ cỡ 3,81 nT, hệ đo có khả năng định lượng được tế bào vì một số loại hạt nano thương mại dùng để tách lọc tế bào cũng có từ tính trong vùng phát hiện của hệ đo. Mạch xử lý tín hiệu đã được thay đổi với nhiều phiên bản khác nhau để nâng cao hiệu suất của hệ thống, bao gồm giảm nhiễu, mở rộng dải đo, cải thiện giới hạn phát hiện, tăng độ lặp lại... Trong nghiên cứu này, mạch xử lý tín hiệu cũng như hệ đo siêu nhạy từ cũng được đo đạc, phân tích đánh giá một cách chi tiết về các thông số để làm cơ sở cho những phát triển ứng dụng sau này. Hệ đo từ trường với độ nhạy cao và phù hợp để phát hiện các đối tượng sinh học phân tử được đánh dấu bằng các hạt nano siêu thuận từ với nồng độ rất thấp. Công việc này xác minh tính hiệu quả của kỹ thuật xử lý tín hiệu Lock-in cho các cảm biến có biên độ tín hiệu nhỏ, trong môi trường nhiễu lớn và tạo nền tảng tốt cho các ứng dụng đo lường tín hiệu nhỏ.

LỜI CẢM ƠN

Nghiên cứu này được tài trợ bởi đề tài khoa học và công nghệ cấp bộ do Viện Ứng dụng Công nghệ chủ trì, mã số đề tài: 03/2022/HĐ-ĐTCB-IMET ngày 22/01/2022, nhóm tác giả xin trân trọng cảm ơn.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] Stanford-Research (2011), "SR830 DSP Lock-in amplifier", www.thinksrs.com, accessed 20 January 2023.
- [2] V.X. Manh, P.N. Dang, L. Quang, et al. (2023), "Highly sensitive modified giant magnetometer resistance measurement system for the determination of superparamagnetic nanoparticles in continuous flow with application for the separation of biomarkers", *Instrum. Sci. Technol.*, **51**(4), pp.382-399, DOI: 10.1080/10739149.2022.2143374.
- [3] K. Fodil, M. Denoual, C. Dolabdjian, et al. (2013), "Dynamic sensing of magnetic nanoparticles in microchannel using GMI technology", *IEEE Trans. Magn.*, **49**(1), pp.93-96, DOI: 10.1109/TMAG.2012.2218797.
- [4] V.X. Manh, T.P. Ngoc, T.V. Quoc, et al. (2021), "Concentration detection of continuous-flow magnetic nanoparticles using giant magnetoresistance sensor", *Symp. Mater. Electr. Eng. Conf.*, **3**, pp.78-82, DOI: 10.1109/ISMEES4273.2021.9774157.
- [5] C.C. Huang, P. Ray, M. Chan, et al. (2020), "An aptamer-based magnetic flow cytometer using matched filtering", *Biosens. Bioelectron.*, **169**, DOI: 10.1016/j.bios.2020.112362.
- [6] K. Fodil, M. Denoual, C. Dolabdjian, et al. (2014), "Model calculation of the magnetic induction generated by magnetic nanoparticles flowing into a microfluidic system: Performance analysis of the detection", *IEEE Trans. Magn.*, **50**(4), pp.1-8, DOI: 10.1109/TMAG.2013.2291546.
- [7] K. Fodil, M. Denoual, C. Dolabdjian, et al. (2016), "In-flow detection of ultra-small magnetic particles by an integrated giant magnetic impedance sensor", *Appl. Phys. Lett.*, **108**(17), DOI: 10.1063/1.4948286.
- [8] N.T. Long, (2012), *CD4 T Cell Count Test in HIV/AIDS Treatment*, Vietnam Ministry of Health, Hanoi (in Vietnamese).
- [9] A.D. Powers, S.P. Palecek (2012), "Protein analytical assays for diagnosing, monitoring, and choosing treatment for cancer patients", *J. Healthc. Eng.*, **3**(4), pp.503-534, DOI: 10.1260/2040-2295.3.4.503.
- [10] G. Hudelist, M.P. Zavisin, C. Singer, et al. (2004), "Use of high-throughput protein array for profiling of differentially expressed proteins in normal and malignant breast tissue", *Breast Cancer Res. Treat.*, **86**(3), pp.283-293, DOI: 10.1023/b:brca.0000036901.16346.83.
- [11] N.L. Anderson (2010), "The clinical plasma proteome: A survey of clinical assays for proteins in plasma and serum", *Clin. Chem.*, **56**(2), pp.177-185, DOI: 10.1373/clinchem.2009.126706.
- [12] K. Veskimäe, S. Staff, A. Grönholm, et al. (2016), "Assessment of PARP protein expression in epithelial ovarian cancer by ELISA pharmacodynamic assay and immunohistochemistry", *Tumor Biol.*, **37**(9), pp.11991-11999, DOI: 10.1007/S13277-016-5062-6.
- [13] NVE Corporation (2019), *AAH002-02E Datasheet*, <http://www.nve.com/analogSensors.php>, accessed 10 January 2023.
- [14] M.V. Cases, A.I.L. Lorente, M.A.L. Jiménez (2018), *Foundations of Analytical Chemistry*, Springer, DOI: 10.1007/978-3-319-62872-1.