

**DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN SISTEMA DE MEDIDAS MAGNETICAS
PARA NANOSISTEMAS EN CAMPOS DE RADIOFRECUENCIA**



HECTOR ANDRES MORA MALES

UNIVERSIDAD DEL CAUCA
FACULTAD DE CIENCIAS NATURALES, EXACTAS Y DE LA EDUCACIÓN
DEPARTAMENTO DE FÍSICA
POPAYÁN
2024

**DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN SISTEMA DE MEDIDAS
MAGENITCASPARA NANOSISTEMAS EN CAMPOS DE RADIOFRECUENCIA**

HECTOR ANDRES MORA MALES

**Trabajo presentado a la facultad de Ciencias Naturales, Exactas y de la Educación de
la Universidad de Cauca para la obtención del título de ingeniero físico**

Director:

Dr. Diego Fernando Coral Coral

Codirector

Dr. German Arturo Bacca Bastidas

**Grupo de Investigación en Ciencia y Tecnología de Materiales Cerámicos
(CYTEMAC)**

**UNIVERSIDAD DEL CAUCA
FACULTAD DE CIENCIAS NATURALES, EXACTAS Y DE LA EDUCACIÓN
DEPARTAMENTO DE FÍSICA
POPAYÁN**

2024

Nota de aceptación

Dr. Diego Fernando Coral
Director

Dr. German Arturo Bacca Bastidas
Co-Director

Mg. Lina Marcela Jaller Diaz
Jurado

Dr. Diego Mauricio Sandoval
Jurado

Popayán, 14 de marzo de 2024

Agradeciendo a Dios por las bendiciones recibidas dentro de mi formación

*Dedico mi tesis a mi madre y a mi padre que, con su incondicional apoyo,
hicieron de parte fundamental en mi formación como ingeniero.*

*A mi familia, por siempre estar presentes en cada una de las etapas de mi
vida.*

Agradecimientos

Con profunda gratitud hacia Dios, valoro la oportunidad que se me ha brindado para presentar este trabajo después de un arduo periodo de seis años, marcado por desafíos, obstáculos y valiosos aprendizajes. Hoy, agradezco estar aquí frente a ustedes, con la misma pasión y determinación que tenía al inicio de mi carrera. Esta experiencia me ha dotado de la vitalidad y la perspicacia necesarias para comprender y apreciar las maravillas que se han presentado a lo largo de mi proceso de formación.

Hoy, quiero expresar mi más profundo reconocimiento a mis padres, quienes realizaron un esfuerzo inmenso para que mi proceso de formación se desarrollara de manera tranquila. Mis hermanas también estuvieron presentes en este proceso, y cada llamada de motivación se convirtió en una fuente de energía que me impulsó a dar lo mejor de mí cada día. Al culminar esta etapa de pregrado, reconozco plenamente la importancia de mi familia en mi proceso de formación.

Los profesores, con su dedicación y pasión por la enseñanza, desempeñaron un papel fundamental en mi proceso de formación. Son el pilar inicial en el triángulo del conocimiento, brindándonos valiosas experiencias y compartiendo los conocimientos adquiridos a lo largo de sus destacadas trayectorias. Asimismo, deseo expresar mi más sincero agradecimiento a mis compañeros, con quienes compartí desafíos, sacrificios y momentos inolvidables. Su apoyo y compañía durante este camino son dignos de un reconocimiento y gratitud profundos.

Tabla de contenido

RESUMEN	13
INTRODUCCIÓN	15
1 Capitulo I MARCO TEÓRICO	19
1.1 NANOPARTÍCULAS MAGNÉTICAS.....	19
1.1.1 <i>Síntesis de las nanopartículas magnéticas</i>	19
1.1.2 <i>Aplicación de las nanopartículas</i>	20
1.2 RESPUESTAS MAGNÉTICAS DE LAS NANOPARTÍCULAS.....	20
1.2.1 <i>Respuesta Magnética de la NPM en campos magnéticos alternos</i>	21
1.3 FUENTES DE RADIOFRECUENCIA.....	24
1.3.1 <i>Circuito RLC</i>	24
1.3.2 <i>Campo generado por una bobina</i>	27
1.4 INSTRUMENTACIÓN DE FUENTES DE RADIOFRECUENCIA	29
2 Capitulo II METODOLOGÍA.....	33
2.1 DISEÑO DE UNA FUENTE DE RADIOFRECUENCIA.....	33
2.1.1 <i>Circuito generación de la señal PWM</i>	33
2.1.2 <i>Circuito amplificador de los pulsos PWM</i>	34
2.1.3 <i>Puente H</i>	36
2.1.4 <i>Generador de campo</i>	37
2.2 SISTEMA MECÁNICO DE POSICIONAMIENTO DE LA MUESTRA.....	40
2.2.1 <i>Manejo del motor mediante microcontrolador</i>	41
2.2.2 <i>Controlador de corriente para el motor paso a paso</i>	41
2.2.3 <i>Motor paso a paso Nema 17</i>	42
2.2.4 <i>Montaje del sistema mecánico</i>	43
2.3 SISTEMA DE SENSADO.....	44
2.3.1 <i>Bobina sensora</i>	44
2.3.2 <i>Osciloscopio digital</i>	47
2.3.3 <i>Manejo de datos mediante el software Matlab</i>	48
2.4 NANOPARTÍCULAS EN ESTUDIO.....	49
3 Capitulo III RESULTADOS	55
3.1 RESULTADOS	55
3.2 FUENTE DE RF	56
3.3 CIRCUITO RESONADOR.....	57
3.4 INSTALACIÓN DEL SISTEMA MECÁNICO DE POSICIONAMIENTO DE LA MUESTRA.....	59
3.5 CAMPO GENERADO.....	60
3.6 INDUCCIÓN MAGNÉTICA EN EL CIRCUITO SENSOR	65
3.7 CALIBRACIÓN SISTEMA SENSADO.....	68
3.8 CURVAS CARACTERÍSTICAS DE LOS NANOSISTEMAS	71
4 Capitulo IV CONCLUSIONES.....	81

4.1 TRABAJO FUTURO	82
BIBLIOGRAFÍA	85

Resumen

En este trabajo de grado en la modalidad de investigación se diseñó y construyó un sistema de medidas magnéticas que permitió determinar la curva de magnetización de un nanosistema compuesto por nanopartículas de óxidos de hierro (IONP) sometido a un campo electromagnético de radiofrecuencia de baja intensidad. La curva de magnetización es una herramienta importante para el estudio de las propiedades magnéticas de los materiales las cuales definen su aplicación en diversos campos de la ingeniería.

Con la intención de posicionar cada muestra de manera consistente en el mismo punto espacial del sistema de medida, lo más cercano posible al centro geométrico tanto de la bobina generadora de campo como de la bobina sensora, se diseñó y construyó un sistema electromecánico. Este sistema, controlado por un motor paso a paso que regula el movimiento ascendente y descendente del porta-muestras mediante un tornillo sinfín, garantiza una máxima precisión en su posición gracias a la codificación del motor paso a paso.

El porta-muestras se diseñó considerando facilitar el manejo en cada cambio de muestra, asegurando una colocación eficiente en el sistema. La construcción del sistema mecánico se realizó utilizando materiales cuya naturaleza no interfiriera en el campo magnético proporcionado a las nanopartículas. La señal del circuito sensor será medida con un osciloscopio digital y posteriormente será analizada por medio de los programas de Origin y Matlab, para así poder extraer información física de los datos adquiridos.

Los resultados obtenidos a partir del análisis de la respuesta magnética de una muestra de nanopartículas magnéticas de óxidos de hierro (Fe_3O_4) en suspensión acuosa permitieron calcular la energía y la potencia absorbida del campo magnético y así extrapolar estos resultados a campos magnéticos de mayor intensidad, similares a los utilizados en resonancia magnética nuclear o en hipertermia magnética, llegando a la conclusión que este sistema de nanopartículas se puede usar en cualquiera de estas dos aplicaciones.

Introducción

Para determinar la aplicabilidad de un sistema de nanopartículas es necesario conocer sus propiedades. A partir del conocimiento de estas es posible determinar su aplicabilidad en diferentes campos de la ingeniería. Algunas de las aplicaciones implican el conocimiento de las propiedades magnéticas de las nanopartículas, específicamente aquellas involucradas con el campo biomédico (hipertermia, drug delivery, imágenes diagnósticas) [4]. En estas aplicaciones, es necesario medir el momento magnético de las nanopartículas, así como también su magnetización en campos alternos de radiofrecuencia (campos magnéticos típicamente utilizados en aplicaciones biomédicas).

Para determinar dichas propiedades se requiere de la instrumentación adecuada, que permita determinar la curva de magnetización de las nanopartículas en campos de radiofrecuencia. Es por esto, que en la presente propuesta se pretende desarrollar un equipo que reúna las características necesarias para dicho objetivo, el cual cuente con una fuente de radiofrecuencia que alimente a una bobina generadora de campo magnético que se encargue de magnetizar la muestra y de un circuito sensor que se encargue de la lectura de la magnetización.

Una de las dificultades más comunes en el análisis de muestras de nanopartículas es la correcta ubicación de la muestra en la bobina generadora del campo electromagnético de radiofrecuencia. Es necesario que la muestra se encuentre en un punto específico dentro de este campo, también debemos garantizar que este punto sea siempre el mismo para distintas mediciones, con el objetivo de poder obtener una curva de magnetización más precisa.

Para obtener la curva de magnetización, se registrará la señal del circuito sensor utilizando un osciloscopio digital y posteriormente se analizará mediante el software de manejo de datos Origin, complementado con cálculos matemáticos realizados en Matlab. La combinación de estos dos programas facilita la extracción de información valiosa a partir de la manipulación eficiente de los valores, lo que, a su vez, reduce el margen de error y posibilita la obtención de información más precisa y certera.

Debido a lo anterior, en esta investigación se plantea la siguiente pregunta problema: ¿Cuál es la mejor forma de diseñar y construir un sistema de medidas electromagnéticas a radiofrecuencia que permita la determinación de las curvas de magnetización de nanosistemas magnéticos y así poder determinar su aplicación en ingeniería?

Dentro de este contexto, el presente trabajo se plantea los siguientes objetivos:

Objetivo general

Construir un sistema de medidas electromagnéticas a radiofrecuencia para el estudio de nanosistemas magnéticos.

Objetivos específicos

1. Diseñar un sistema electrónico que permita obtener campos de radiofrecuencia

2. Diseñar un sistema mecánico de posicionamiento de la muestra.
3. Evaluar el sistema con la obtención de propiedades magnéticas de las nanopartículas de óxido de hierro.

Para el cumplimiento de los objetivos propuestos, el presente trabajo se llevó a cabo empleando una metodología experimental. Para la construcción de la fuente de radiofrecuencia, se inició implementando modelos de circuitos previamente estudiados en trabajos anteriores. Algunos de estos modelos no proporcionaron los resultados esperados, lo que condujo a su modificación. Utilizando software que permite visualizar el comportamiento de circuitos de forma digital, se realizaron pruebas, diseñando y ajustando los circuitos hasta cumplir con los requisitos para formar parte del conjunto de la fuente de radiofrecuencia.

En cuanto a las partes mecánicas del proyecto, se basaron en modelos de máquinas a gran escala, los cuales se ajustaron a una escala idónea para el proyecto. Finalmente, en el aspecto del software de análisis, la metodología resultó más sencilla gracias a las habilidades de programación adquiridas durante mi pregrado. Se diseñó un código de análisis basado en los modelos teóricos del magnetismo, alcanzando así la finalidad de obtener las curvas de histéresis esperadas.

Justificación y contribución de la investigación

Una de las formas más sencillas de entender y construir un sistema para medir la respuesta magnética de un material frente a un campo magnético, en este caso, un conjunto de nanopartículas, es a través del fenómeno de autoinductancia, el cual se manifiesta en las bobinas. En este enfoque, una bobina principal genera un campo magnético que, a su vez, induce una corriente en una bobina secundaria de menor tamaño denominada bobina sensora. Esta última es la encargada de captar y registrar la respuesta magnética de las nanopartículas. Este método se revela como una opción sencilla y eficaz para llevar a cabo análisis y pruebas de magnetismo en materiales, especialmente en sistemas a escala nanométrica.

La construcción de esta fuente de radiofrecuencia aporta en el avance de la nanotecnología al proporcionar un sistema de medidas magnéticas para analizar las propiedades de las nanopartículas magnéticas. Este sistema permite evaluar la respuesta magnética de dichas nanopartículas, detallando el tipo de respuesta y trazando la curva que la describe. Estos análisis facilitarán la determinación de la aplicabilidad y viabilidad de las nanopartículas en diversas aplicaciones. Además, este trabajo se posiciona como una referencia fundamental para futuras investigaciones en el ámbito de los nanomateriales y el electromagnetismo.

Capítulo I

Marco Teórico

1 MARCO TEÓRICO

En el siglo XXI, el estudio de los nanomateriales ha provocado una revolución en la ciencia contemporánea. Las diversas aplicaciones derivadas de la investigación y análisis de las nanopartículas magnéticas han sido objeto de estudios previos que destacan la importancia de comprender las características eléctricas y magnéticas para su aplicación futura. Un aspecto crucial en la evaluación de la aplicabilidad de las nanopartículas magnéticas es entender su respuesta frente a campos magnéticos externos. En otras palabras, conocer la curva de histéresis de estas muestras, dicha curva nos proporciona información valiosa sobre cómo se comportan ante la aplicación de un campo magnético y es esencial para comprender su funcionalidad y utilidad potencial.

El progreso de este trabajo ha sido posible gracias a las teorías, modelos e investigaciones previas relacionadas con el tema de estudio. En el próximo capítulo, se explorarán las teorías, modelos e investigaciones más relevantes que servirán de base para el diseño y construcción del sistema de medidas magnéticas para nanopartículas.

1.1 Nanopartículas magnéticas

Las nanopartículas magnéticas (NPM) son materiales particulados cuyas dimensiones están en el orden de los nanómetros ($1 \text{ nm} = 10^{-9} \text{ m}$). Para una nanopartícula magnética esférica con aplicaciones biomédicas se espera que su diámetro se encuentre entre los 10 nm y los 50 nm.[3]

1.1.1 Síntesis de las nanopartículas magnéticas

Las propiedades de las nanopartículas se asocian con el tipo de método utilizado para su síntesis. Al hablar de métodos de síntesis se refiere al conjunto de operaciones y procedimientos detallados que se deben llevar a cabo en el laboratorio para obtener nanopartículas [9]. Los métodos mayormente utilizados para la síntesis de las nanopartículas se resumen en la figura 1.

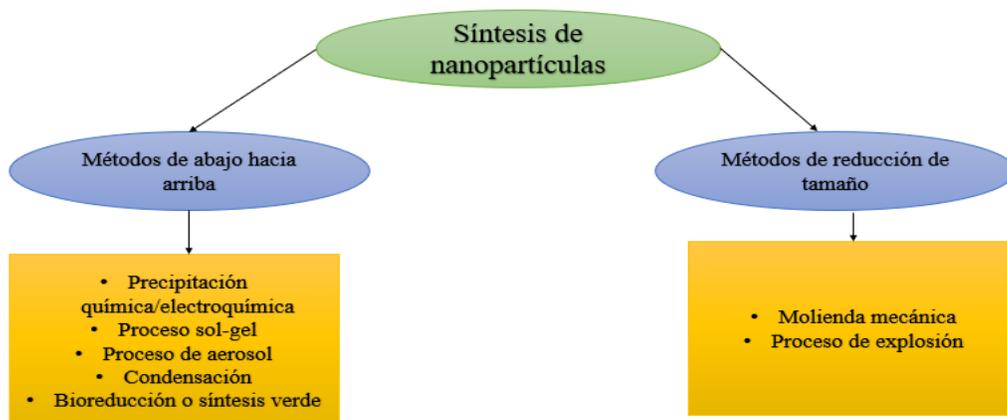


Figura 1 Métodos de síntesis de nanopartículas. Diagrama basado en [10]

1.1.2 Aplicación de las nanopartículas

La manipulación de las condiciones de síntesis permite el control racional del tamaño y la forma de las partículas y provee los medios para adaptar las propiedades de los materiales a una aplicación específica [10]. Las NPM son útiles en diversas aplicaciones de investigación, especialmente en el desarrollo médico de nuevas metodologías diagnósticas y terapéuticas. Esto se debe a sus cualidades únicas, como la naturaleza superparamagnética, biocompatibilidad, eficacia terapéutica, menor toxicidad, orientación específica de los orbitales, entre otras. Las aplicaciones biomédicas de las NPM dependen fundamentalmente del entendimiento de la dinámica relajación de los momentos magnéticos y su dependencia con la estructura intrínseca de la nanopartícula cuando son sometidas a campos de radiofrecuencia (típicamente utilizados en medicina) [3]. Gracias a su reducido tamaño y propiedades únicas, las nanopartículas tienen aplicaciones en diversos campos de las ciencias e ingeniería. Las investigaciones realizadas a lo largo de los años han tenido como uno de sus objetivos la construcción de pequeñas estructuras para el diseño de materiales avanzados usados en distintas áreas (ver figura 2).

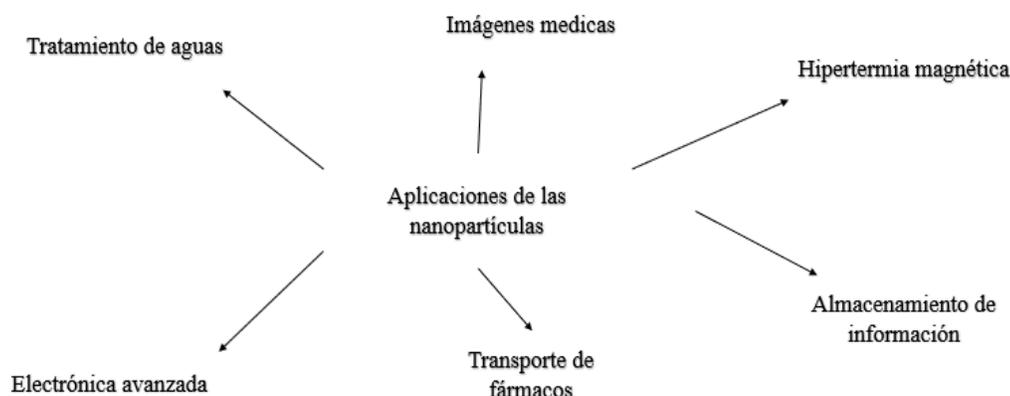


Figura 2 Aplicación de las nanopartículas magnéticas. Diagrama basado en [9][10]

1.2 Respuestas magnéticas de las nanopartículas

En ausencia de campo magnético un sistema de NPM tendrá una magnetización nula, debido a que las fluctuaciones térmicas producen que cada momento magnético esté aleatoriamente orientado. A medida que se aumenta la intensidad del campo aplicado (H), se genera una alineación de los momentos magnéticos en la dirección de campo aplicado, si la intensidad de campo aplicado es mucho menor que el campo de anisotropía H_k , la magnetización del sistema responde de forma lineal con el campo aplicado. Cuando el campo es mucho mayor que H_k todos los momentos magnéticos se alinean con el campo y se obtiene la magnetización de saturación del sistema (M_s)[5]. Este fenómeno en el cual todos los momentos magnéticos

se alinean con el campo se conoce como superparamagnetismo. La magnetización para este tipo de fenómeno esta descrita por la expresión 1 conocida como la ecuación de Langevin.[13]

$$M(H) = N\mu \left[\coth \left(\frac{\mu_0 \mu}{K_B T} H \right) - \frac{K_B T}{\mu_0 \mu H} \right] = N\mu L(\xi) \quad (1)$$

Donde $L(\xi)$ es la función de Langevin cuyo argumento lo describe la expresión 2, donde $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ N/A}^2$ es la permeabilidad magnética del vacío, μ momento magnético de la nanopartícula y $K_B = 1.3806 \times 10^{-23} \frac{\text{J}}{\text{K}}$ es la constante de Boltzmann

$$\xi = \frac{\mu \mu_0 H}{K_B T} \quad (2)$$

Cuando la intensidad del campo aplicado $H \rightarrow \infty$ la ecuación 1 quedaría de la forma descrita en la expresión 3.

$$M(H) = N\mu = M_s \quad (3)$$

Como ya se mencionó anteriormente la magnetización de saturación se obtiene cuando todos los momentos magnéticos de la muestra de nanopartículas están alineados con el campo magnético aplicado.

1.2.1 Respuesta Magnética de la NPM en campos magnéticos alternos.

Consideremos una nanopartícula de volumen V y magnetización de saturación M_s inmersa en un campo magnético variable en el tiempo de la forma:

$$H(t) = H_o e^{i\omega t} \quad (4)$$

Siendo la frecuencia angular $\omega = 2\pi f$.

Donde f la frecuencia de oscilación del campo magnético y H_o es la amplitud del mismo.

De esta forma, para campos magnéticos pequeños, la magnetización es linealmente proporcional a H , entonces la magnetización quedara descrita por la expresión 5:

$$\vec{M}(t) = \chi \vec{H}(t) \quad (5)$$

Donde χ es la susceptibilidad magnética y puede expresarse

$$\chi = \chi' - i\chi'' \quad (6)$$

Siendo χ' es la componente en fase de la susceptibilidad y χ'' es la componente fuera de fase.

$$\chi' = \frac{\chi_o}{1 + (\omega\tau)^2} \quad (7)$$

$$\chi'' = \frac{\chi_o\omega\tau}{1 + (\omega\tau)^2} \quad (8)$$

χ'' esta retrasada con respecto al campo de excitación, esta componente determina la capacidad de absorber energía y es la única que contribuye al aumento de la energía interna de la partícula.

Por otro lado, la magnetización como función del tiempo se puede representar como:

$$M(t) = \chi H_o \cos(\omega t) \quad (9)$$

Donde $\chi = \chi' + j\chi''$

Siendo χ' la parte real de la susceptibilidad y χ'' la parte compleja de la susceptibilidad.

Tomando la parte real de la magnetización:

$$M(t) = H_o(\chi' \cos(\omega t) + \chi'' \sin(\omega t)) \quad (10)$$

$M = \frac{\mu}{m}$ es la magnetización específica (por unidad de masa) de la muestra de esta manera para nuestro caso:

$$\mu(t) = H_o(m\chi' \cos(\omega t) + m\chi'' \sin(\omega t)) \quad (11)$$

Donde m es la masa magnética de la muestra.

Por otro lado, la energía específica (por unidad de masa) necesaria para magnetizar un material es:

$$\Delta U_m = -\mu_0 \int_0^T M(t) dH(t) \quad (12)$$

En nuestro caso:

$$\Delta U_m \cdot m = \Delta E = -\mu_0 \int_0^T \mu(t) dH(t) \quad (13)$$

Donde ΔE es la energía en Julios necesaria para magnetizar el material.

Resolviendo la integral:

$$\Delta E = 2\mu_0 H_0^2 m \chi'' \int_0^T \text{sen}^2(\omega t) dt \quad (14)$$

Finalmente, la potencia (energía por periodo de magnetización) es:

$$P[W] = f \Delta E \quad (15)$$

$$P[W] = \mu_0 \pi f H_0^2 m \chi'' \quad (16)$$

En conclusión, bajo el efecto de un campo magnético de corriente alterna en el rango de radio frecuencias un conjunto de NPM mono dominio magnético absorbe energía del campo logrando una magnetización que se retarda en fase con respecto a la onda de excitación, esto

es, el cambio en la dirección del momento magnético de la partícula no ocurre simultáneamente con el cambio de dirección del campo aplicado. A campo más altos se pierde la linealidad entre M y H y el comportamiento de la magnetización sigue la función de Langevin (expresión 1) dando como resultado las curvas de la figura 3.

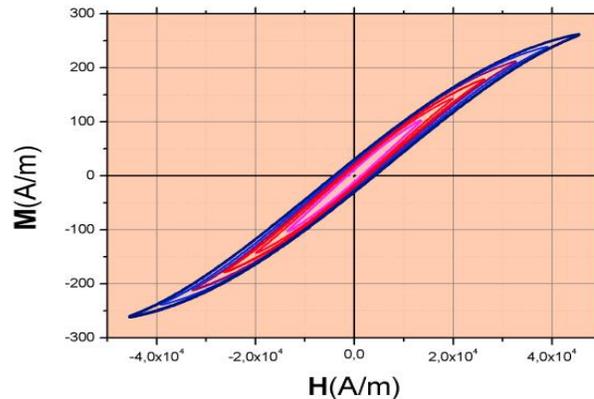


Figura 3 ciclos de magnetización en función del campo para la muestra 2. Imagen Tomada de [3]

1.3 Fuentes de Radiofrecuencia

El análisis de investigaciones previas ha destacado que las fuentes de radiofrecuencia tienen una amplia gama de aplicaciones en la actualidad. Estas fuentes, construidas con diversos componentes, adquieren características únicas y fundamentales. Sin embargo, comparten un componente esencial en común: el circuito RLC.

1.3.1 Circuito RLC

Un circuito RLC está compuesto por una resistencia (R), un condensador (C) y una inductancia (L). Dependiendo de la conexión entre estos tres componentes, los circuitos RLC se pueden clasificar en serie (ver figura 4) y paralelo (ver figura 5).

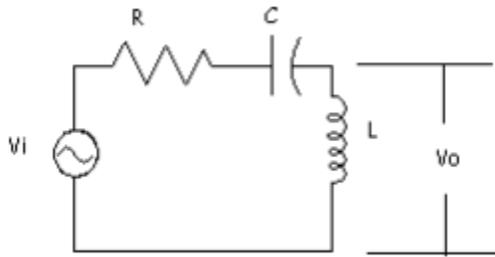


Figura 4 circuito RLC en serie. Imagen Tomada de [12]

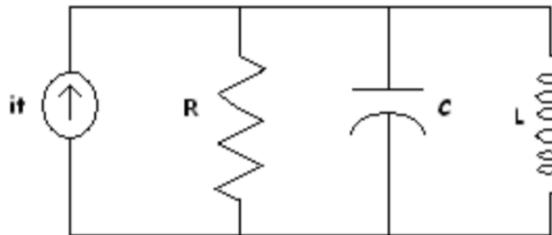


Figura 5 circuito RLC en serie. Imagen Tomada de [12]

Para asegurar el correcto funcionamiento de un circuito RLC y lograr la máxima corriente posible según sus componentes, es esencial considerar la frecuencia de resonancia. Esta frecuencia de resonancia para un circuito RLC en serie se determina mediante la expresión:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (17)$$

Donde:

L : Inductancia de la bobina.

C : Capacitancia del circuito RLC.

El circuito RLC al estar en resonancia con la frecuencia aplicada producirá su corriente máxima del circuito, dicha corriente que pasa a través de una bobina en un circuito RLC esta descrita por la expresión 18.

$$i(t) = \frac{v_0 \cos(wt)}{Z} \quad (18)$$

Siendo Z la impedancia de la inductancia

$$Z = \sqrt{X_L^2 + R^2} \quad (19)$$

$$X_L = 2\pi fL \quad (20)$$

Donde:

v_0 = Voltaje de alimentación del circuito resonante

R_i = Resistencia de la bobina

f = Frecuencia de la señal PWM

L = Inductancia de la bobina

Dado que los elementos electrónicos a menudo presentan variaciones respecto a sus valores teóricos, se busca determinar un intervalo en el cual con mayor confianza se encuentre el valor real de resonancia, para encontrar dicho intervalo usaremos la expresión 21.

$$\Delta f = \frac{\Delta w}{2\pi} \quad (21)$$

Donde la variación de la frecuencia angula está dada por

$$\Delta w = \frac{w_0}{Q} \quad (22)$$

Donde:

W_0 = Frecuencia angular.

Q = Factor de calidad

$$\omega_0: 2\pi f \quad (23)$$

$$Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (24)$$

1.3.2 Campo generado por una bobina.

Cuando una corriente i circula a través de la bobina de radio a y altura $2L$ como la esquematizada en la figura 6 fabricada con N vueltas, esta genera un campo magnético [12], como se describe en la expresión 25.

$$B = \frac{\mu_0 i N}{2L} \left(\frac{\frac{L}{2} - x}{\sqrt{(\frac{L}{2} - x)^2 + a^2}} + \frac{\frac{L}{2} + x}{\sqrt{(\frac{L}{2} + x)^2 + a^2}} \right) \quad (25)$$

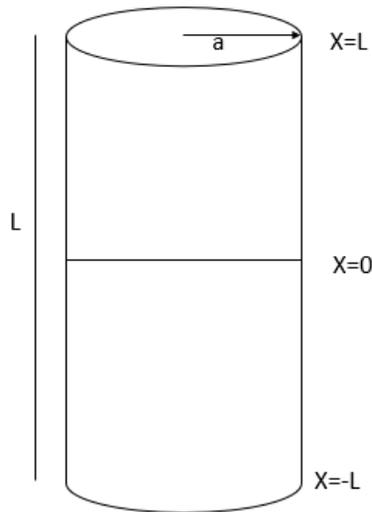


Figura 6 Diagrama bobina generadora.

Si contamos con un arreglo de dos bobinas (ver figura 7), la bobina de radio superior, por la cual circula la corriente, inducirá una diferencia de potencial en la bobina de radio interna.

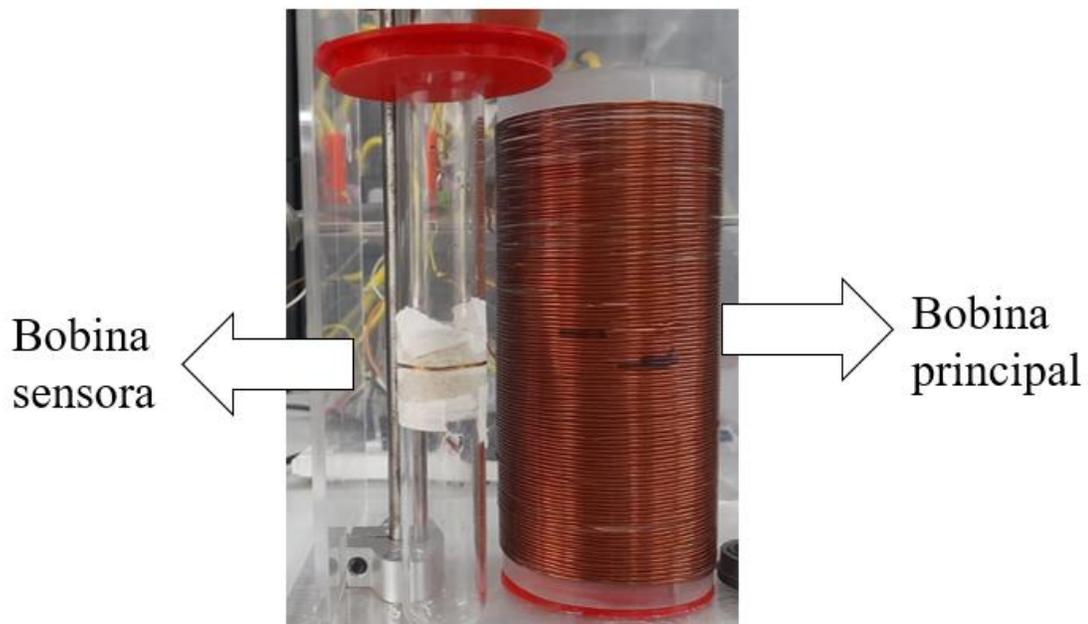


Figura 7 Arreglo de bobina principal y bobina sensora

La diferencia de potencial ε inducida por un campo magnético $B(t)$ variable en una bobina conductora de N_s vueltas y área transversal A_s esta descrito por la expresión 26: [3]

$$\varepsilon[t] = -\frac{\delta\varphi}{\delta t} = -\frac{\delta(N_s A_s B[t])}{\delta t} = -N_s A_s \frac{\delta B[t]}{\delta t} \quad (26)$$

Si el campo vario en el tiempo de forma sinusoidal con frecuencia angular ω y amplitud B_0 el potencial inducido por la bobina generadora de campo quedara expresado como se ve en la expresión 27.

$$\varepsilon[t] = -N_s A_s \omega B_0 \cos [wt] \quad (27)$$

Donde:

N_s =Número de vueltas de la bobina sensora

A_s =Área de la espira sensora

1.4 Instrumentación de fuentes de radiofrecuencia

Entre los dispositivos diseñados y desarrollados con el fin de magnetizar y detectar la magnetización generada por un conjunto de nanopartículas, las fuentes de radiofrecuencia emergen como componentes esenciales.

El componente central de una fuente de radiofrecuencia de baja potencia es el circuito encargado de generar señales PWM, tanto en su estado bajo (LOW) como en su estado alto (HIGH). Este diseño se fundamenta en investigaciones previas realizadas por el ingeniero Cristian Calvache en la Universidad CESMAG, quien recomendó la utilización del microcontrolador dsPIC30F4011 para esta aplicación específica en la fuente de radiofrecuencia. [2]

El microcontrolador dsPIC30F4011, desarrollado por Microchip, se caracteriza por su arquitectura de procesador DSP (Procesador de Señales Digitales) y está diseñado especialmente para aplicaciones en tiempo real, control de motores y procesamiento de señales. Este tipo de microcontrolador forma parte de la serie DSC de Microchip, diseñada para aplicaciones industriales debido a su rendimiento sobresaliente, que se logra gracias a su arquitectura Harvard. El dispositivo puede alcanzar un rendimiento de hasta 30 MLPS utilizando un voltaje de alimentación en el rango de 4.5 a 5 VDC.

La frecuencia máxima a la que el dsPIC30F4011 puede funcionar depende de la configuración del reloj específica de la aplicación. Puede ajustar el reloj para que opere a una frecuencia menor si es necesario para su aplicación o aprovechar al máximo su capacidad de 30 MHz si sus requerimientos lo permiten. Para mantener separados los circuitos el circuito de control con el circuito de potencia el ingeniero propone utilizar un optoacoplador. Al aislar las referencias se reduce el riesgo de daño en caso de que el sistema de potencia falle, esto debido a los posibles picos de corrientes que puedan producirse en el sistema de potencia

Por otro lado, A.A. Velásquez y el grupo de Electromagnetismo Aplicado de la Universidad EAFIT de Medellín, instrumentaron una fuente de radiofrecuencia de alta potencia y un sistema calorimétrico para la determinación de la potencia disipada por nanopartículas en suspensión, magnitud que permite clasificar sistemas de NPM según su capacidad para disipar potencia calorífica en respuesta a la energía absorbida de un campo magnético alterno para diferentes fines. El sistema instrumentado por este equipo de trabajo está compuesto por una etapa de actuación que genera el campo magnético alterno de radiofrecuencia para excitar la muestra, una etapa de aislamiento térmico entre la muestra y su entorno, y dos etapas de

sensado: la primera para medir el campo magnético aplicado a la muestra y la segunda para medir los cambios de temperatura de la muestra.[1]

El circuito inversor de potencia del tipo puente H (ver figura 8), permite una transferencia de potencia simple y conmutada desde una fuente de corriente continua a una carga que demanda corriente alternas, para el caso de la fuente la carga sería el sistema resonador. El circuito empleado para activar los MOSFET del puente H mediante la técnica de Bootstrap es el driver comercial IR2110. Bootstrap es un método para activar MOSFET cuando el terminal de la fuente no está conectado al potencial de referencia. El diodo DD_{Boot} permite cargar el condensador C_{Boot} cuando el MOSFET que está conectado a tierra este conduciendo(Q2) y se descarga a través del puente del MOSFET superior (Q1), activándolo mientras Q2 esta desconectado. El voltaje aplicado a la puerta de Q1 es la suma del voltaje de la fuente Q1 y el voltaje te carga de C_{Boot} , permitiendo la correcta activación del puente H.

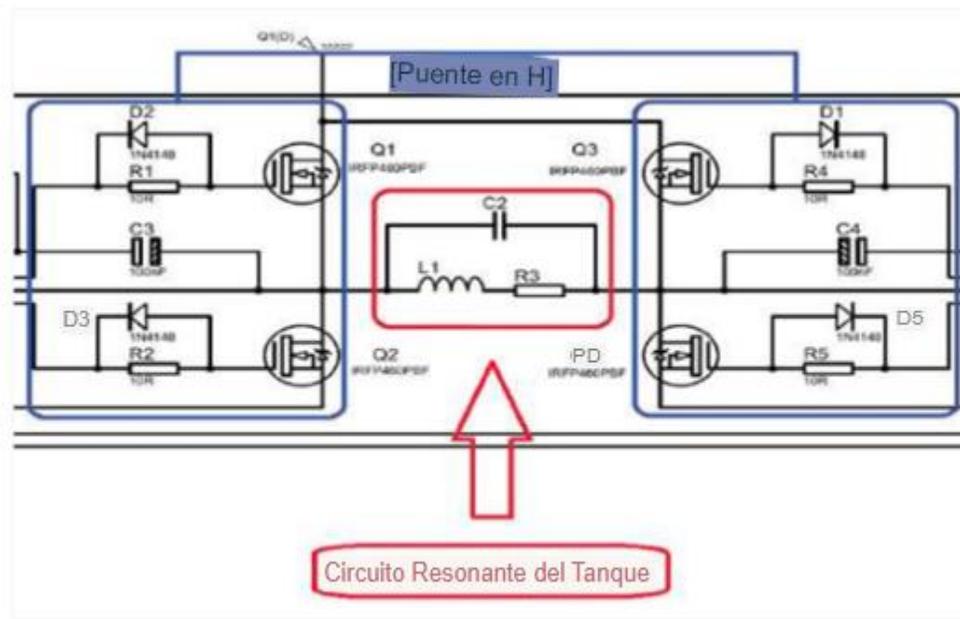


Figura 8. Diagrama del puente H. Imagen Tomada de [1]

Capítulo II

Metodología

2 Metodología

2.1 Diseño de una Fuente de radiofrecuencia

El componente inicial en el sistema de medidas magnéticas es la fuente de radiofrecuencia, un elemento esencial para el desarrollo de la investigación, ya que posibilita la magnetización de las nanopartículas. Esta fuente se divide en tres partes fundamentales.

En primer lugar, se encuentra un generador de señales PWM, donde se emplea el microcontrolador dspic30f4011 para la generación de pulsos. La elección de este microcontrolador se basa en sus características adecuadas para la aplicación específica. La segunda parte se encarga de amplificar la señal de los pulsos PWM utilizando los controladores ir2110. Estos dispositivos aumentan la amplitud de los pulsos para excitar la compuerta G de los MOSFET de potencia en la etapa siguiente.

Finalmente, al amplificar los pulsos y dirigirlos a los MOSFET de potencia irfp360 organizados en un diseño de puente H, se genera una señal alterna (AC) de radiofrecuencia que comparte la misma frecuencia que los pulsos generados en la primera etapa. Conforme a las indicaciones del fabricante, se suministra un voltaje en el rango de 30 a 80 V para generar una corriente alterna (AC). Esta corriente pasa a través de una bobina, resultando en la generación de un campo magnético de radiofrecuencia crucial para la magnetización de las nanopartículas. Estos pasos se ven resumidos en el diagrama de bloques (ver figura 9).

Para el desarrollo de la Fuente de radiofrecuencia se probaron distintos modelos electrónicos para determinar cuál de ellos se comportaba mejor de acuerdo a nuestros requerimientos, el circuito final este compuesto por cuatro circuitos que al unificarlos generan la fuente de radiofrecuencia.

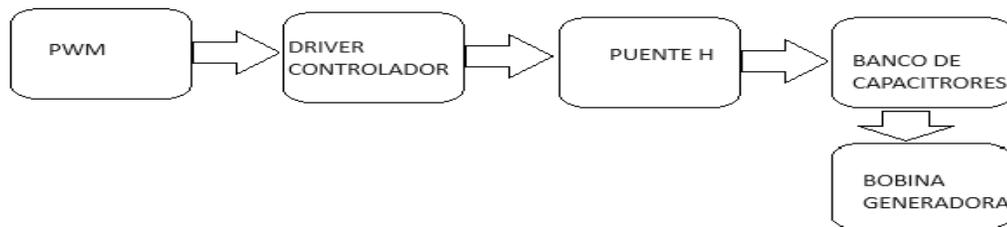


Figura 9 Diagrama de bloques fuente de radiofrecuencia

2.1.1 Circuito generación de la señal PWM

Para la generación de los pulsos PWM se utilizó el microcontrolador dsPIC30F4011 de Microchip. El rendimiento alcanza los 30 MLPS cuando el voltaje de alimentación tiene un valor de 4,5 y 5,5 V. Tiene una velocidad de operación de 40 MHz y hasta 120 MHz para

entradas de PLL de 4x, 8x, 16x, el cual nos da una capacidad para poder generar señales de hasta 30MHz dependiendo de su configuración de timer.

El fabricante de este microcontrolador en su hoja de datos recomienda colocar dos capacitores de un valor aproximado de 22 pF, adicional a esto para poder alcanzar una velocidad de operación de 120 MHz se utiliza un cristal de cuarzo de 11 MHz con un PLL de 16x. Las instrucciones para este microcontrolador son programadas en el programa MPLAB x IDE el cual maneja un lenguaje C para dichas instrucciones. Para el sistema de medidas se utilizó una señal alta (HIGH) y una baja (LOW) cada una de 102 kHz, las señales están desfasadas 180 grados entre cada una de ella, el rango de trabajo del microcontrolador fue de 45%, esto se realiza con el fin de poder crear un Deep time entre las señales, para poder cargar y descargar el capacitor antes del circuito del puente H la manera más adecuada. Para crear la placa final, se llevaron a cabo simulaciones en el software Proteus. Además, en este software se realizó el modelado tridimensional para, finalmente, proceder a la construcción de la placa definitiva (ver figura 10).

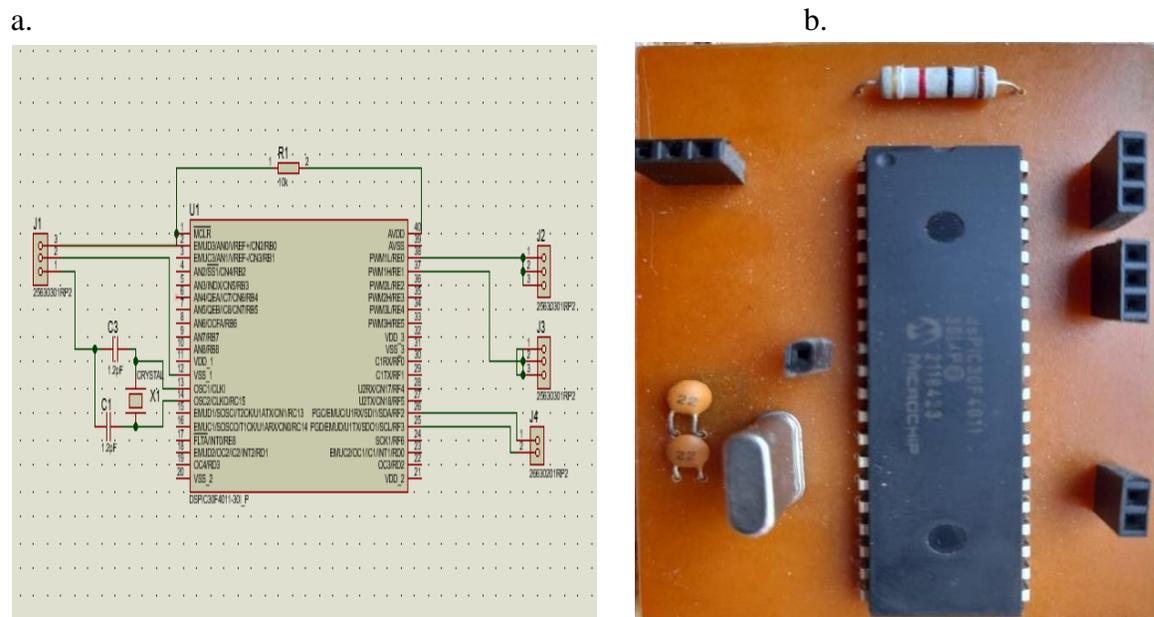


Figura 10 circuito generación señales PWM. a) Diseño circuito Proteus b) Circuito final

2.1.2 Circuito amplificador de los pulsos PWM

La primera parte del circuito la componen unos optoacopladores de referencia 6N137 los cuales son los encargados de aislar la tierra del microcontrolador del resto del montaje, esto se realiza con la finalidad de prevenir que se quemé el microcontrolador en caso tal de una subida repentina de corriente en el resto del montaje. Posterior a esta etapa está presente los

drivers controladores de potencia ir2110, estos controladores aumentan la amplitud de los pulsos. Los pulsos generados por el microcontrolador salen aun voltaje de 2,2 V y al pasar por los drivers controladores 2110 dicho voltaje alcanza un valor máximo de 9 V, para que junto con el capacitor de Bootstrap puedan excitar la compuerta G de los MOSFET de potencia en la siguiente etapa. Siguiendo los mismos pasos para la elaboración de la placa del generador de señal PWM, se construyó la placa del circuito amplificador (ver figura 11).

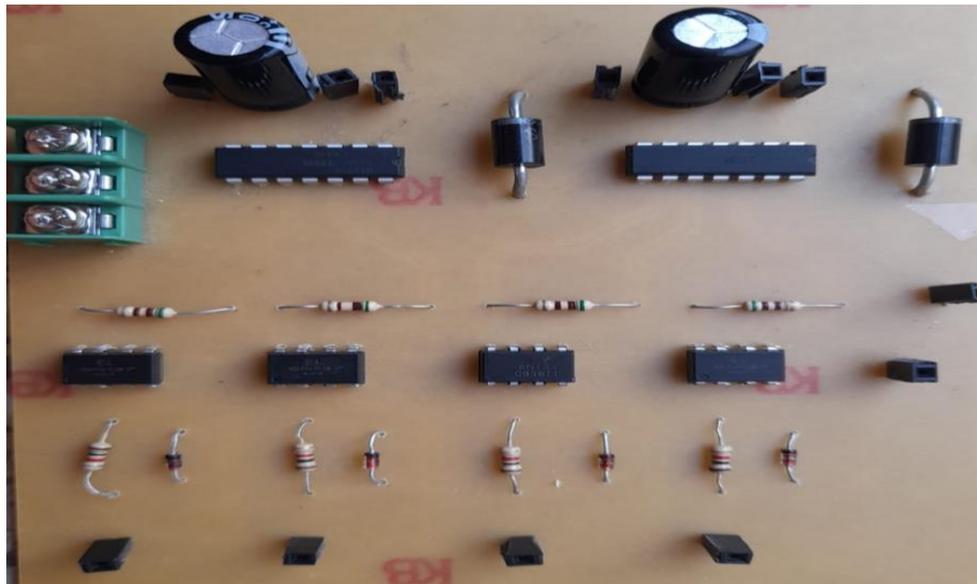
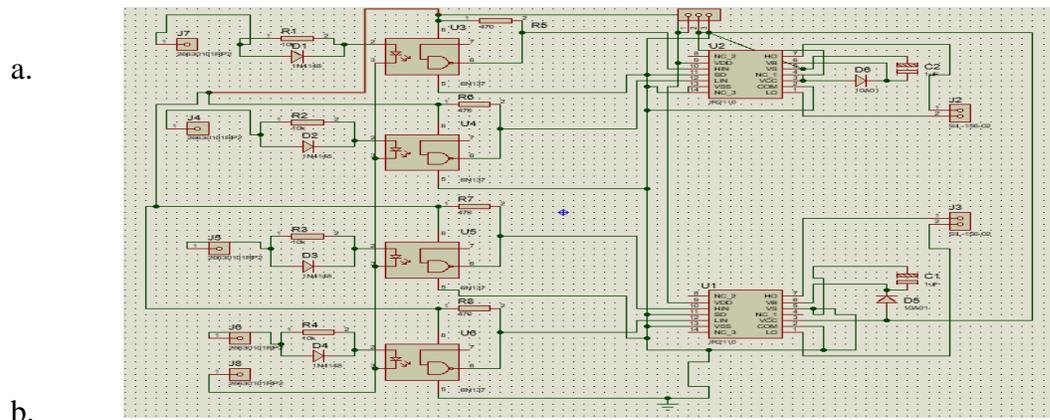
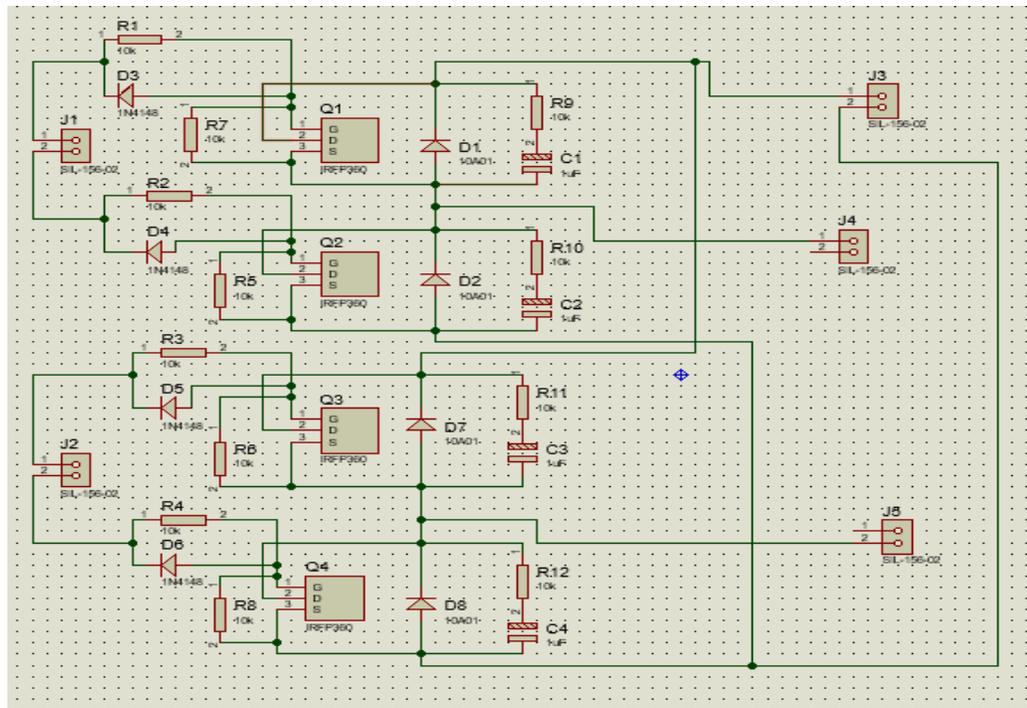


Figura 11 circuito amplificador de los pulsos PWM. a) Diseño circuito Proteus. b) Circuito final

2.1.3 Puente H

Finalmente, al amplificar y dirigir los pulsos hacia los MOSFET de potencia IRFP360, dispuestos en un diseño de puente H, se genera una señal alterna (AC) de radiofrecuencia que comparte la misma frecuencia que los pulsos generados en la etapa de generación de pulsos PWM. Este puente H también se comporta como un convertor DC/AC. Siguiendo las indicaciones del fabricante, se suministra un voltaje en el rango de 25 a 80 V para generar una corriente alterna (AC). La alimentación principal que se eligió fue de 25V debido a una saturación que presenta si este voltaje aumenta. Esta corriente se utiliza para pasar a través de una bobina, lo que resulta en la generación de un campo magnético de radiofrecuencia. La construcción del circuito final del puente H (ver figura 12) sigue la misma metodología utilizada en los anteriores circuitos.

a.



b

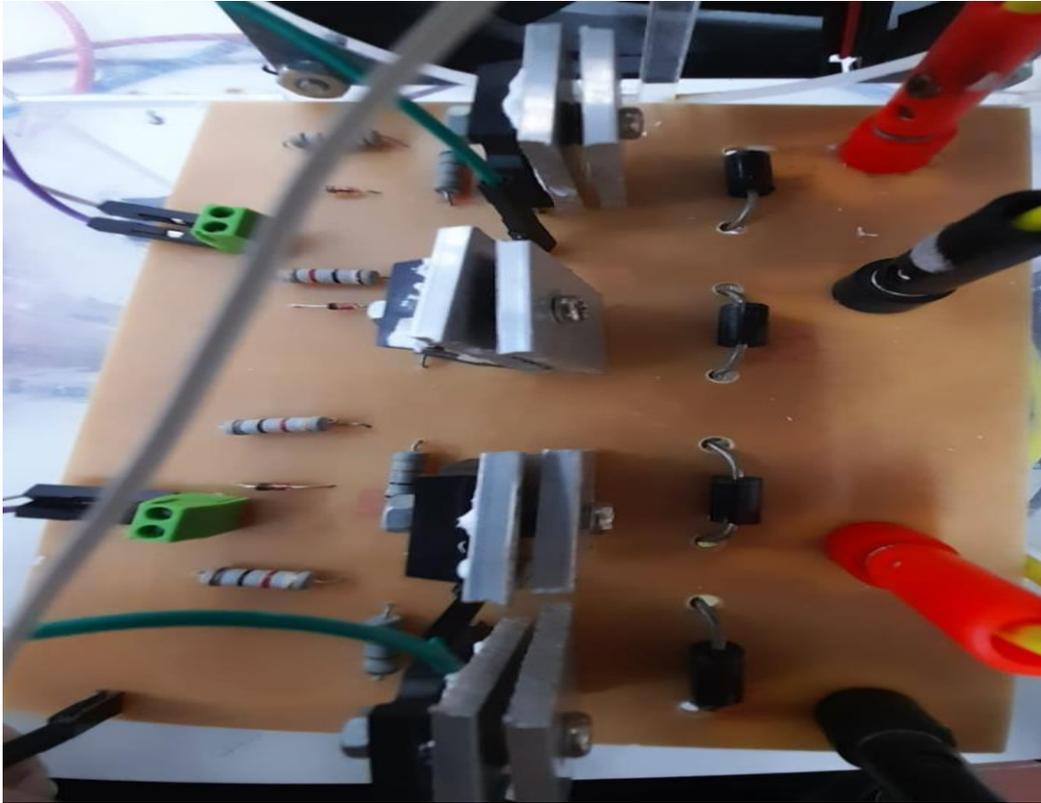


Figura 12 Puente H. a) Diseño circuito Proteus. b) Circuito final

2.1.4 Generador de campo

La elección de la inductancia de la bobina, junto con el banco de capacitores, son los factores determinantes que establecerán la frecuencia de operación para el sistema de radiofrecuencia completo. La selección adecuada de estos dos componentes es crucial para el funcionamiento óptimo del sistema, ya que el campo magnético generado está directamente vinculado a estos elementos. Por esta razón, se clasifican como los componentes principales de la fuente. Los componentes electrónicos utilizados para la construcción de la fuente de radiofrecuencia expuesta en este trabajo.

La generación del campo magnético se logra al atravesar la diferencia de potencial producida por el puente H, a través de un circuito RLC compuesto por un banco de capacitores de $0.1 \mu\text{F}$ (ver figura 13.a) y una bobina (ver figura 13.b) construida con las siguientes dimensiones de 5.3 cm de radio y altura de 10.54 cm , presenta una resistencia interna de 0.9Ω y una inductancia de 0.246 mH . Los valores de inductancia y capacitancia se seleccionaron para poder trabajar a una frecuencia cercana a los 100 KHz .

a.



b.



Figura 13 componentes circuito resonante. a) Banco de capacitores b) bobina generadora.

Para seleccionar la bobina principal, se realizaron dos bobinas de diversos tamaños y calibres de alambre. Es importante destacar que todas las bobinas fueron fabricadas con alambre de cobre recubierto con una película esmaltada para proporcionar aislamiento. La elección se llevó a cabo mediante el uso de una sonda Hall para el sensado del campo, y se optó por aquella que presentara la mayor concentración de campo. Cabe resaltar que el campo producido por las bobinas se realizó con un voltaje de entrada al circuito resonador de 50 V.

La elección de la bobina principal se basó en la observación de los resultados de la sonda Hall, y se decidió seleccionar la bobina número la que mayor campo generara. Como se ha mencionado anteriormente, para que el circuito RLC funcione adecuadamente, es crucial que entre en resonancia con la frecuencia de entrada. Los cálculos necesarios se llevaron a cabo siguiendo la expresión 17.

Al realizar los respectivos cálculos tenemos:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{0.245mH * 0.01\mu F}} \quad (28)$$

$$f = 101,89 \text{ kHz} \quad (29)$$

En el factor de calidad (expresión 21) la resistencia es la resistencia interna de la bobina cuyo valor es de 0.9Ω . Este valor será usado para encontrar el intervalo donde se encuentra la frecuencia de resonancia siguiendo la expresión 21.

De esta manera

$$\omega_0 = 2\pi * 101,89 \text{ kHz} \quad (30)$$

$$\omega_0 = 640,19 \text{ kHz} \quad (31)$$

$$Q = \frac{1}{0.9\Omega} \sqrt{\frac{0.245 \text{ mH}}{0.01 \mu\text{F}}} \quad (32)$$

$$Q = 173,92 \quad (33)$$

$$\Delta\omega = \frac{640,19 \text{ kHz}}{173,92} \quad (34)$$

$$\Delta\omega = 3,695 \text{ kHz} \quad (35)$$

$$\Delta f = \frac{3,695 \text{ kHz}}{2\pi} \quad (36)$$

$$\Delta f = 0.589 \text{ kHz} \quad (37)$$

En este intervalo tendremos más seguridad de tener la frecuencia de resonancia, y así poder garantizar que nuestro circuito este en resonancia.

$$f = 101,89 \text{ kHz} \pm 0.589 \text{ kHz} \quad (38)$$

$$f_{min} = 101,301 \text{ kHz} \quad (39)$$

$$f_{max} = 102,479 \text{ kHz} \quad (40)$$

Dentro de este rango de valores (expresión 39 y expresión 40), procedemos a ajustar la frecuencia de los pulsos PWM generados en la primera etapa, con el objetivo de analizar el comportamiento de la corriente en el circuito RLC. Es crucial mantener la frecuencia de trabajo dentro del rango de resonancia, ya que, si nos encontramos por debajo de esta frecuencia, la corriente tiende a fluir predominantemente a través de la bobina, convirtiendo el circuito capacitor en esencialmente un conductor. En esta situación, la señal se degrada y la estabilidad se ve comprometida. Por otro lado, si superamos la frecuencia de resonancia, la corriente tiende a circular mayormente a través de los capacitores, dejando a la bobina con una corriente reducida y afectando la señal del campo electromagnético.

2.2 Sistema mecánico de posicionamiento de la muestra

El sistema mecánico está diseñado principalmente para lograr un posicionamiento preciso y constante de la muestra en un punto específico, asegurando que todas las mediciones se realicen en las mismas condiciones. Utilizando un calibrador digital con una precisión de 0.01 mm, buscamos el centro geométrico tanto de la bobina generadora como de la bobina sensora.

Este sistema mecánico (ver figura 14) consta de cuatro componentes esenciales. Un primer componente, es la implementación de un controlador utilizando un Arduino MEGA. Seguido, se utilizó un driver A414 que se encarga de suministrar la corriente necesaria para el funcionamiento de un motor paso-paso. Como tercer componente, seleccionamos un motor NEMA17 debido a su precisión al ejecutar la rotación de su eje. Finalmente, el montaje mecánico incluye una varilla roscada hexagonal de 4 mm, una varilla lisa, guías lineales y un soporte construido en acrílico.

La muestra a analizar se coloca en un gancho de acrílico y se posiciona dentro de un tubo de ensayo para evitar posibles derrames. Este conjunto de elementos garantiza una manipulación precisa y repetible de la muestra en cada medición.

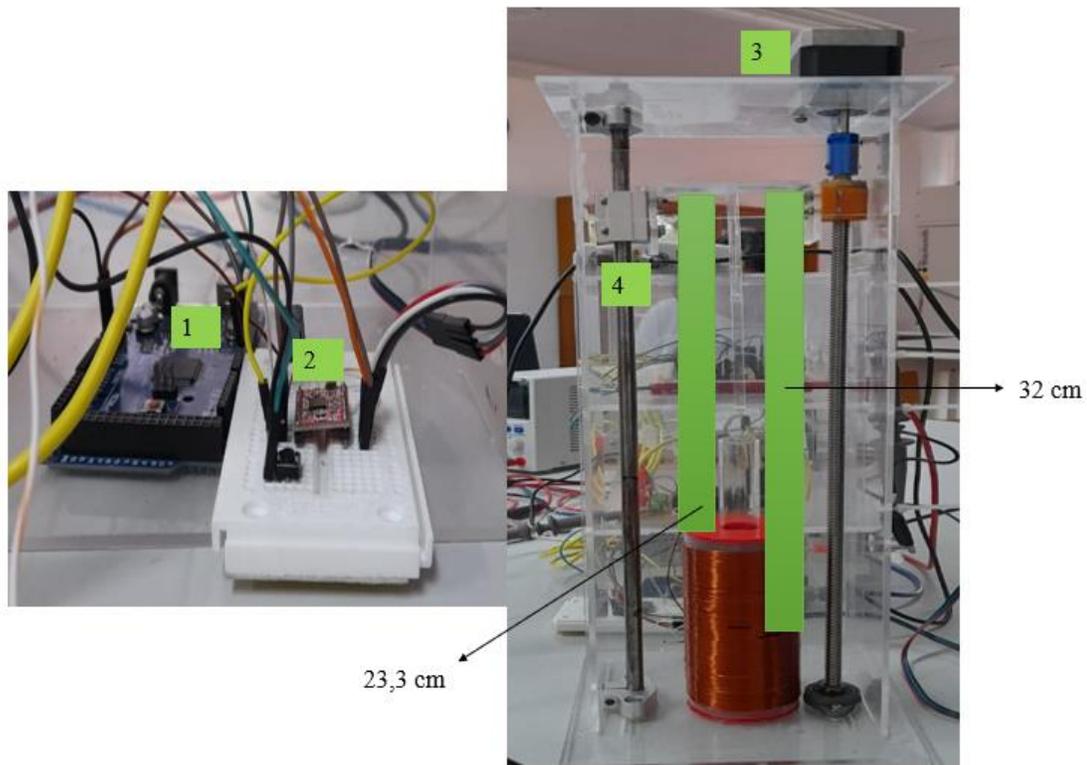


Figura 14 sistema mecánico de posicionamiento de la muestra: 1. Arduino. 2. driver A414
3. motor NEMA17. 4. varilla roscada hexagonal de 4 mm.

2.2.1 Manejo del motor mediante microcontrolador

Para el control del motor se utilizó el microcontrolador de Arduino debido a su facilidad de manejo y codificación, también a la gran versatilidad para el manejo de distintos componentes hardware. La placa de Arduino nos permite controlar la velocidad, número de pasos, tiempo de pausa y retroceso del motor. En dicha codificación se calculó el número de pasos donde la muestra quedaría en el centro geométrico de la bobina censora, por lo cual se establecieron 3600 pasos es decir 4 vueltas completas del motor, a una velocidad de 2000 pasos por minuto con el fin de mitigar un poco el movimiento vibracional que genera el motor en movimiento y no descalibrar el equipo.

2.2.2 Controlador de corriente para el motor paso a paso

El controlador A4988 desempeña un papel fundamental en sistemas que demandan precisión en la posición. Diseñado para el control de motores paso a paso bipolares con una capacidad

de hasta 2 amperios, su tarea consiste en enviar la secuencia apropiada a las dos bobinas del motor, conforme a las instrucciones recibidas desde un Arduino. Su función principal radica en gestionar la corriente que circula por las bobinas, garantizando así un movimiento controlado y preciso del motor. Las conexiones del driver A4988 se detallan en su hoja de datos (ver figura 15), se siguieron los pasos indicados para su correcta conexión.

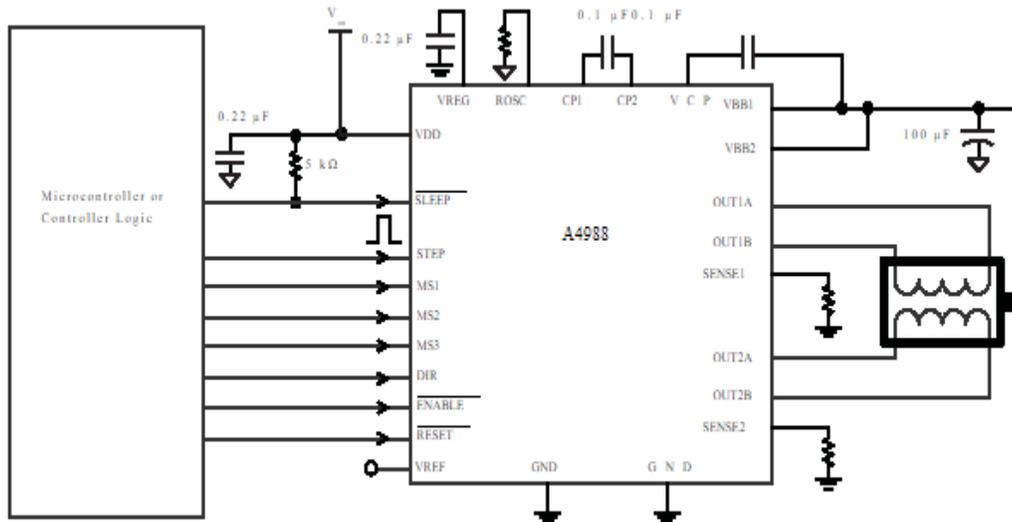


Figura 15 conexión driver. Imagen tomada de [datasheet]

2.2.3 Motor paso a paso Nema 17

Dentro de la categoría de motores de alta precisión, destacamos el motor paso a paso Nema 17, seleccionado por su tamaño compacto y su torque, que resulta adecuado para la aplicación específica. La precisión inherente a este motor nos proporciona la confianza necesaria para obtener medidas exactas. Su funcionamiento óptimo está condicionado a la presencia del driver A4988 y el microcontrolador Arduino, que actúan en conjunto para asegurar un desempeño eficiente del motor, las conexiones se probaron en software de diseño electrónico (ver figura 16).

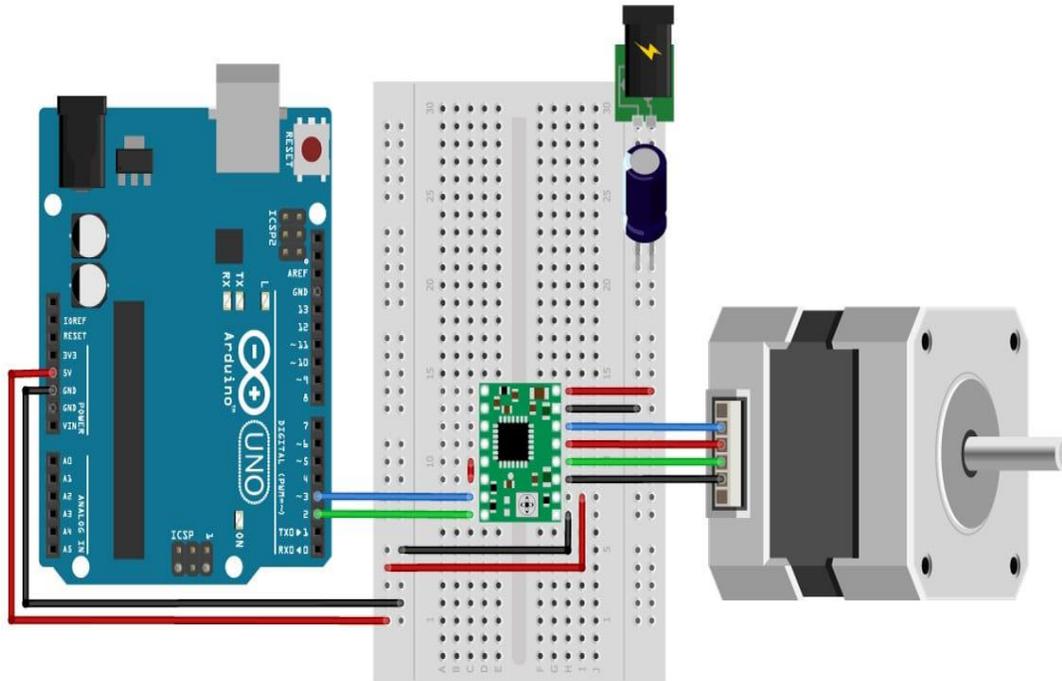


Figura 16 conexión sistema manejo motor paso a paso. Imagen tomada del software Tinkercad

2.2.4 Montaje del sistema mecánico

Los componentes previamente mencionados fueron incorporados en una estructura elaborada mediante AutoCAD. Con el objetivo de mejorar la calidad de la estructura, se utilizó corte láser para trabajar el material acrílico. Además, se integraron algunas piezas de soporte con el fin de reducir las vibraciones generadas por el movimiento del motor.

2.3 Sistema de sensado

Esta etapa es esencial para la determinación de la curva de magnetización. Para ello, se construyó una bobina con un radio menor que la bobina principal (ver figura 17), ubicándola en el centro geométrico de la bobina generadora. En esta bobina secundaria, se inducirá una fem como resultado de la magnetización de la muestra, originada por el campo producido por la bobina principal. La fem inducida será registrada mediante un osciloscopio digital, el cual genera un archivo en Excel para su posterior análisis y procesamiento a través del software Matlab.



Figura 17 bobina sensora

2.3.1 Bobina sensora

La construcción de la bobina sensora implica el uso de un cable de calibre 18 con 5 vueltas y un diámetro del cable de 0.11 mm. La elección del calibre y el número de vueltas se basa en las recomendaciones proporcionadas por trabajos previos, como los realizados por el Ingeniero Calvache C [2] y el doctor Ignacio Bruvera [3]. Estos estudios han establecido la combinación adecuada de calibre y vueltas para obtener una señal óptima.

Dado que la inductancia de la bobina sensora es relativamente pequeña y la calibración del equipo presenta un alto margen de error, se optó por realizar el cálculo de la inductancia de una manera teórica utilizando la expresión 41.

$$L = \mu_0 \frac{N_s^2 * A_s}{l_s} \quad (41)$$

Donde:

N_s =número de vueltas de la bobina

A_s = área de la sección transversal del núcleo

l_s = altura de la bobina

El área de la bobina está dada por

$$A = \frac{\pi * d^2}{4} \quad (42)$$

$$A = \frac{\pi * (0.01853m)^2}{4} \quad (43)$$

$$A = 0.027m^2 \quad (44)$$

Por lo tanto, la inductancia de la bobina sensora es:

$$L = 1.25 * 10^{-6} \frac{H}{m} \frac{5^2 * 0.027m^2}{0.00062m} \quad (45)$$

$$L = 0.03mH \quad (46)$$

Con la bobina sensora, registramos dos conjuntos de señales. La primera muestra corresponde a la señal capturada cuando la bobina sensora se encuentra vacía, es decir, solo

registra la inducción proveniente de la bobina principal. La segunda señal se obtiene con la muestra posicionada en el centro de las bobinas; en esta señal, la inducción que experimenta la bobina sensora se compone tanto del campo generado por la bobina principal como de la magnetización inducida por las nanopartículas.

Si se coloca una bobina de radio inferior al centro de la bobina principal, esta última induce fuerza electromotriz (*fem*) sobre la bobina de radio inferior. La *fem* inducida en esta bobina puede ser calculada teóricamente mediante la siguiente expresión 27, las unidades de *fem* se expresan en voltios.

Si ubicamos una muestra de nanopartículas con respuesta a campos externos en el centro de las dos bobinas, El campo magnético al que estará expuesta la bobina secundaria viene determinado por la expresión 47.

$$B_s = B(t) + \mu_0 M(t) \quad (47)$$

Donde $B(t)$ es el campo generado en la bobina principal (expresión 25), de esta manera la nueva *fem* a la cual estará sometida la bobina secundaria ($\varepsilon(m)$) será calculada mediante la de la siguiente manera:

$$dB = dB_t + \mu_0 dM(t) \quad (48)$$

$$\varepsilon(m) = N_s A_s \frac{d(B_t + \mu_0 M(t))}{dt} \quad (49)$$

$$\varepsilon(m) = \varepsilon(u) + \mu_0 N_s A_s \frac{dM(t)}{dt} \quad (50)$$

Donde $\varepsilon(m)$ es la medida de la señal con la muestra de nanopartículas y $\varepsilon(u)$ es la medida de la señal sin muestra. Con estas dos expresiones, es posible calcular la magnetización de las nanopartículas de la siguiente manera:

$$M(t) = \frac{1}{\mu_0 N_s A_s} \int_0^T (\varepsilon(u) - \varepsilon(m)) dt \quad (51)$$

$$T = \frac{1}{f} \quad (52)$$

Donde

T = periodo de oscilación de la corriente aplicada a la bobina generadora

Como se evidencia en la expresión anterior para poder determinar la magnetización de la muestra es necesario realizar dos medidas una con la bobina sensora vacía $\varepsilon(u)$ y otra medida donde la muestra se encuentre en el centro de las bobinas $\varepsilon(m)$.

2.3.2 *Osciloscopio digital*

Con el propósito de optimizar el tiempo y perfeccionar la calidad de las señales y la curva de magnetización, se optó por emplear un osciloscopio digital (ver figura 18) en conjunto con el software DSO-2090 USB. Este software, además de presentar las señales de manera digital en la pantalla, ofrece la ventaja de extraer los datos correspondientes. Esta funcionalidad simplifica la tarea, ya que, al contar con un archivo de datos, se facilita su manipulación en el programa específico destinado a la creación de la curva de histéresis.



Figura 18 osciloscopio digital utilizado

2.3.3 Manejo de datos mediante el software Matlab

La codificación para el análisis numérico de los datos obtenidos por el osciloscopio digital se plantea de manera concisa. Inicialmente, se toman los datos de la señal de la bobina sensora sin muestra, y luego se adquieren los datos de la señal de la bobina sensora con la introducción de una muestra. La señal resultante, al restar la señal de la bobina sensora sin muestra de la señal con muestra, representa la magnetización de la muestra de nanopartículas.

Dado que los datos iniciales son en términos de voltaje vs tiempo, se siguen las ecuaciones del magnetismo para convertir estos datos de voltaje en datos de campo generado, especialmente en el caso de la bobina principal. Posteriormente, con los datos de la bobina sensora, se lleva a cabo la conversión de los datos de voltaje a datos de momento magnético. Al concluir este análisis, se obtiene la curva de magnetización $\mu v_s H$.

2.4 Nanopartículas en estudio

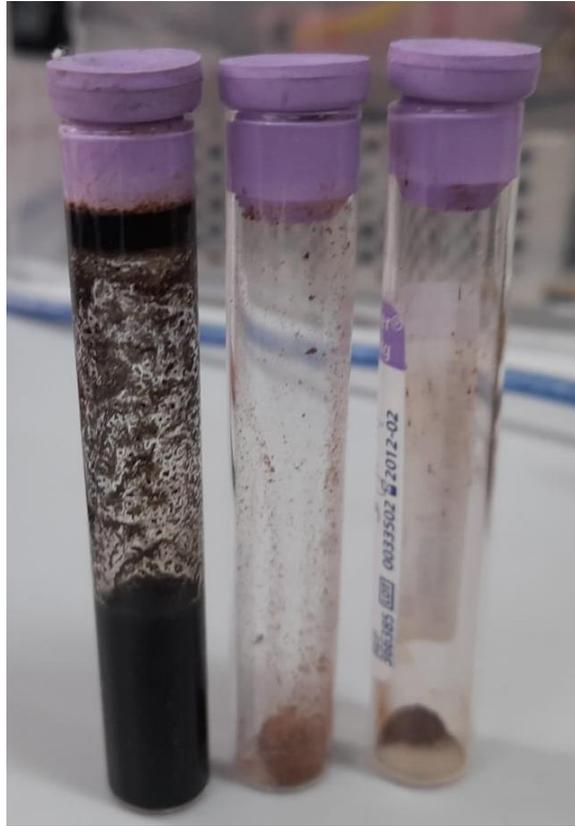


Figura 19 Muestras de nanopartículas

Las nanopartículas de magnetita fueron utilizadas como muestrán patrón para la calibración del equipo, estas nanopartículas fueron sintetizadas por química verde usando extractos de naranja.

Para la obtención de las nanopartículas magnéticas de óxido de hierro, se utilizaron extractos de biomasa residual obtenidos a partir de cáscara de naranja. Estos extractos usados como la base para la reacción química a partir de sales de Fe (FeCl_2 y FeCl_3) en solución alcalina. La reacción a temperatura constante y las nanopartículas resultantes están mantenidas en suspensión coloidal acuosa para su conservación, caracterización y aplicación. [17]

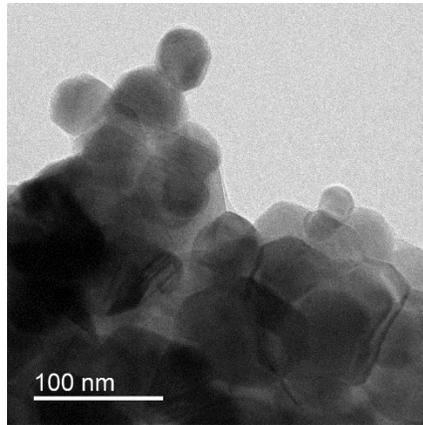


Figura 20 Imagen de microscopía de transmisión de electrones TEM de las nanopartículas en estudio [17].

Las nanopartículas de óxido de hierro, presentes en una solución acuosa, se introdujeron cuidadosamente en el sistema. Para evitar derrames, se optó por utilizar un tubo de ensayo (ver figura 19) hecho de material dieléctrico como porta muestras. La versatilidad de este porta muestras permitió un control preciso del volumen y el peso de la muestra, facilitando así un análisis posterior preciso.

En un magnetómetro de muestra vibrante (VSM), un campo magnético constante (H) es aplicado sobre la muestra a una temperatura T , la cual adquiere una magnetización (M) que depende del tipo de material magnético [14]. En este equipo la muestra oscila mecánicamente dentro de un campo magnético constante, esta oscilación genera una fem en un par de bobinas sensoras, cuya señal es utilizada para determinar la magnetización de la muestra (ver figura 21).

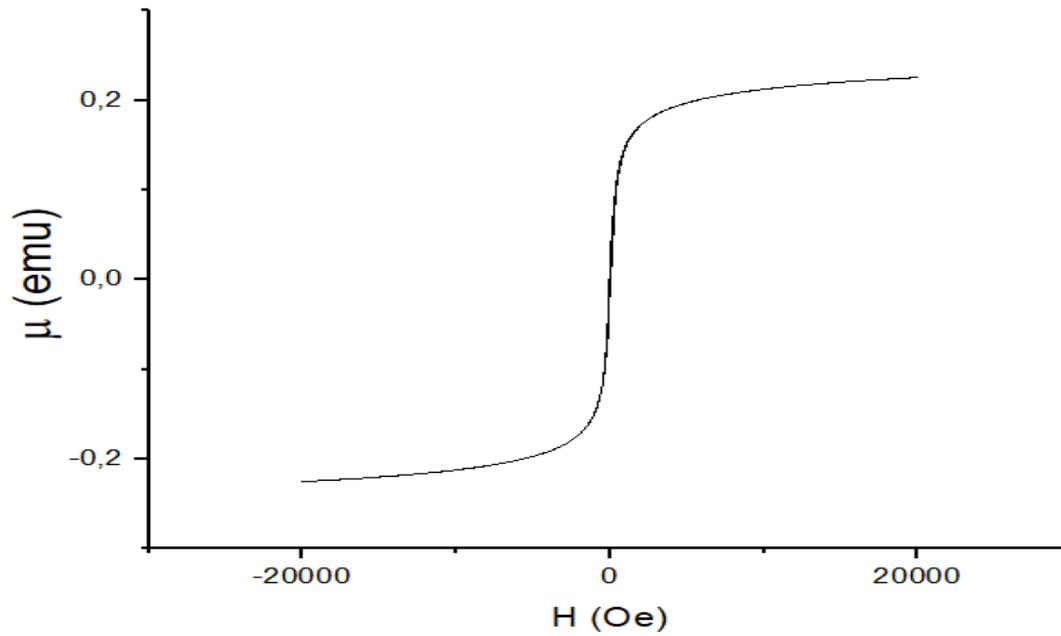


Figura 21 Curva de magnetización para la muestra en estudio [17]

Esta curva será utilizada para realizar la calibración de la bobina sensora y expresar los resultados en unidades de momento magnético.

Capítulo III

Resultados

3 RESULTADOS

3.1 Resultados

Este capítulo se centra en presentar los resultados obtenidos tras la selección de los componentes que serán empleados en la construcción de la fuente de radiofrecuencia (ver figura 22). Dichos resultados se acompañan de la correspondiente fundamentación teórica, reforzando así la validez y coherencia de los hallazgos.

Los componentes elegidos para la construcción de la fuente de radiofrecuencia generan un campo magnético de baja intensidad. Este campo no llega a la saturación magnética de las nanopartículas en ninguna de las tres muestras medidas. El sistema logra la magnetización de las nanopartículas en el rango donde su respuesta es lineal, proporcionando detalles sobre la magnetización dentro de este intervalo. La respuesta magnética del volumen de las nanopartículas este sujeto a factores como su composición química y el campo para el cual se saturan.

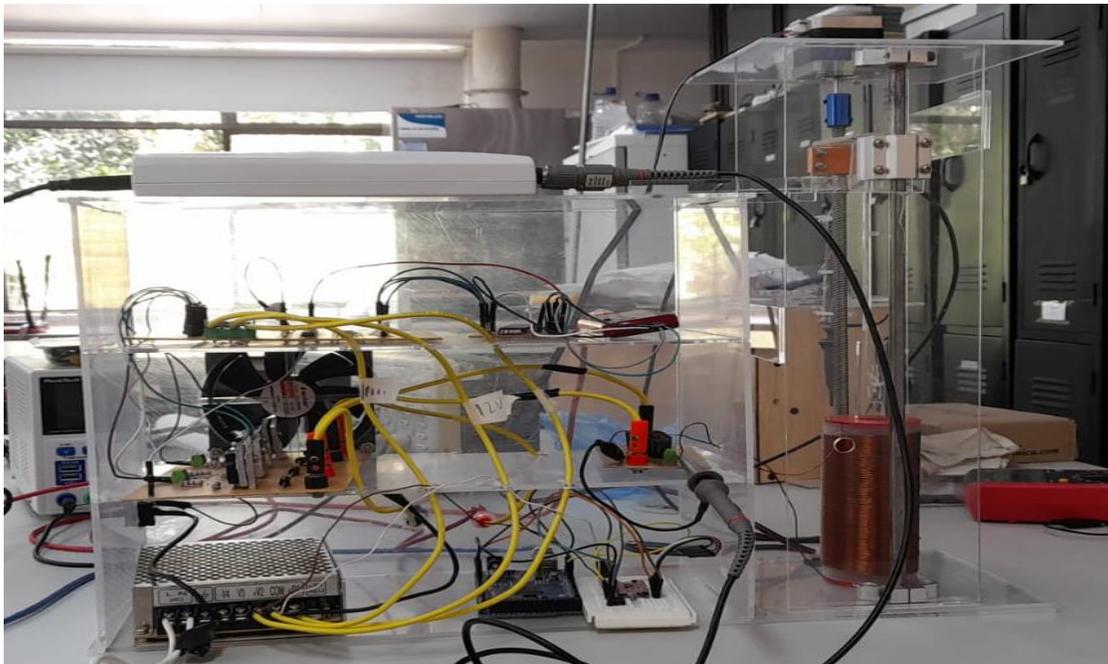


Figura 22 Fuente radiofrecuencia

3.2 Fuente de RF

En la generación de las señales PWM, se anticipaban dos resultados: una señal alta (HIGH) y otra baja (LOW). La expectativa inicial incluía una frecuencia de 102 kHz, señales opuestas y, gracias al código desarrollado, un espacio de tiempo muerto (Deep Time) entre ellas. Los resultados obtenidos coincidieron con las expectativas, verificadas mediante mediciones en el osciloscopio (ver figura 23). Estos resultados positivos permitieron avanzar a la siguiente etapa de análisis.

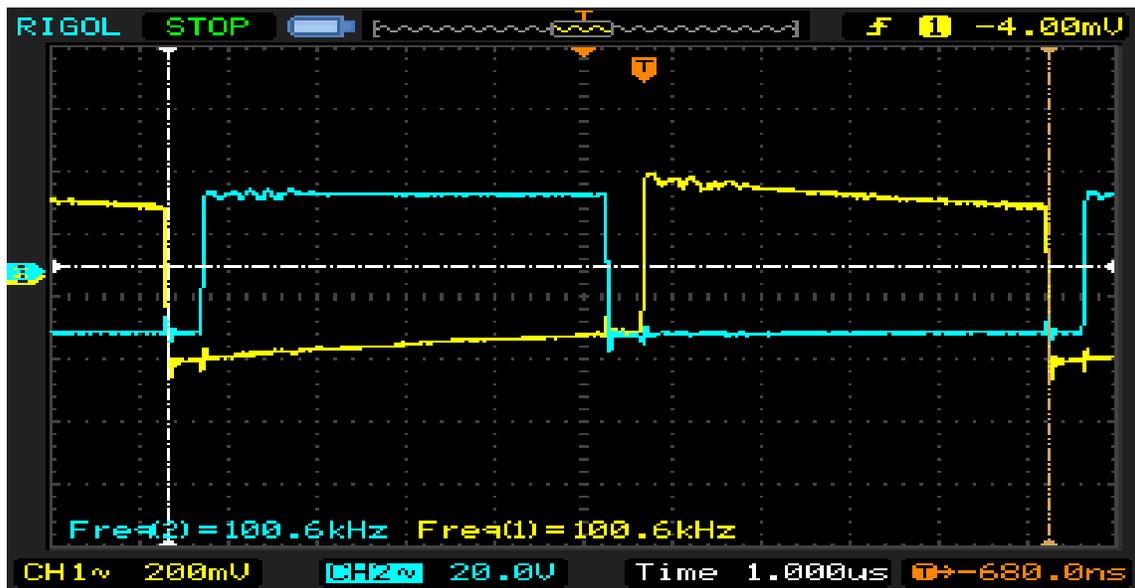


Figura 23 Resultado de señales PWM

Como se aprecia en la figura 22, para el funcionamiento de la fuente se necesitan una señal HIGH (señal azul) y una señal LOW (señal amarilla), ambas con una frecuencia idéntica de 100.6 KHz, esta frecuencia varía en un rango de 100.6 kHz a 102 kHz. El espacio temporal entre las dos señales, conocido como "Deep time", se logra mediante la programación del microcontrolador para que opere a solo el 45% de su capacidad.

Prosiguiendo con la evolución de la fuente, el siguiente resultado provino de los optoacopladores, los cuales aíslan la tierra del generador de señales y nos posibilitan obtener dos señales adicionales de PWM. De esta manera, logramos contar con dos señales HIGH y dos señales LOW. Este enfoque se adopta con la finalidad de facilitar el control individual de cada MOSFET en el puente H, compuesto por cuatro de estos dispositivos. Cada MOSFET requiere una señal independiente para su gestión eficaz.

La elevación del voltaje de las señales a través de los Drivers IR2110 resultó en un incremento de los pulsos de 2.2V a 10.5V. Este aumento se atribuye al hecho de que los controladores de los drivers proporcionan voltajes de puerta que oscilan entre 10V y 20V, acompañados por una corriente de hasta 2 A, ya que el voltaje de salida de la señal está ligado con el voltaje de alimentación de los drivers. Estos drivers no solo facilitan el control del puente H, sino que también se encargan de gestionar el capacitor boostrac.

Este capacitor tiene la función de situar el voltaje de alimentación del puente H en serie con el voltaje de salida de los drivers, en su configuración interna. Este proceso es esencial debido a la condición que los transistores deben cumplir, la cual establece una diferencia de voltaje de más de 10 V entre la puerta del gate (G) y la puerta source (S).

La adecuada conmutación de los transistores en el puente H resultará en una señal de corriente alterna (AC), es decir, una señal senoidal con la misma frecuencia que la generada por los pulsos PWM al inicio de la fuente. La amplitud de esta señal está directamente relacionada con el voltaje de alimentación del puente H. Se optó por un voltaje principal de 25 V con el objetivo de prevenir sobrecalentamientos, especialmente en los transistores y en el conjunto del equipo.

Con este voltaje de entrada en el puente H, la señal obtenida exhibió una amplitud de 11.2V y una corriente de 0.5A (ver figura24).

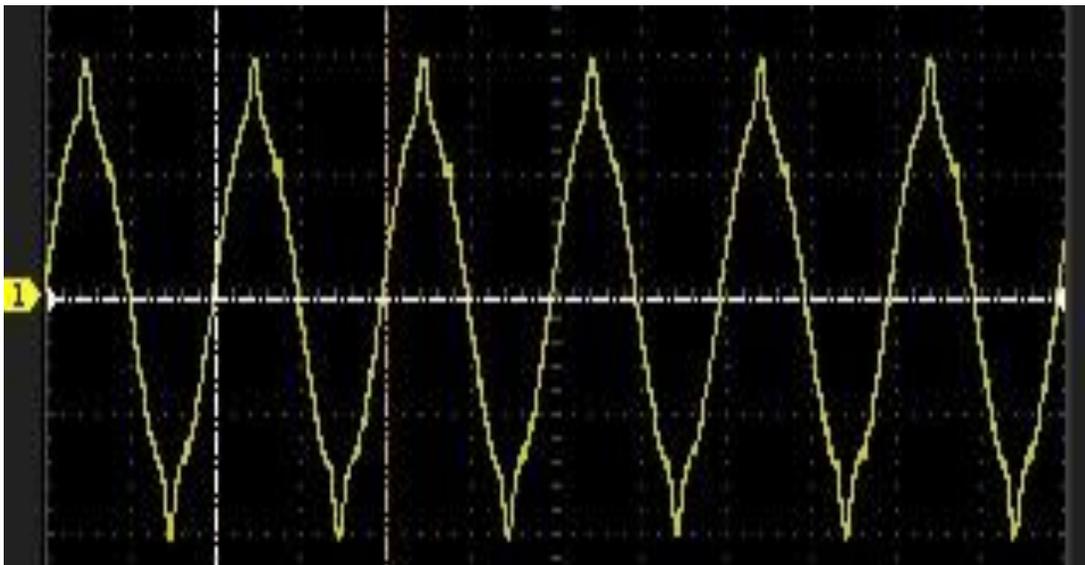


Figura 24 señal de salida del puente H

3.3 Circuito resonador

Para la elaboración del circuito resonador, se evaluó el rendimiento de dos bobinas fabricadas con alturas diferentes, cuyo comportamiento se detalla en la tabla 1, se examinó este

comportamiento mediante la conexión directa de una fuente de voltaje a la bobina, suministrando un voltaje de 20V y una corriente de 0.4A. Después de analizar los resultados respecto al campo magnético generado por cada una, se seleccionó la bobina 2 como la bobina principal.

Bobina	Numero de vueltas	Altura(mm)	N/L	Calibre del alambre (mm)	Inductancia (mH)	Campo magnético (mT)
1	50	98,5	0.507	19	0.106	0.1
2	107	179	0.598	18	0.246	0.4

Tabla 1. Selección de bobinas

El fenómeno de resonancia de fase se manifiesta en un circuito cuando, a una frecuencia específica, los efectos capacitivos e inductivos se anulan mutuamente. En otras palabras, la impedancia del circuito alcanza su valor mínimo y coincide con el valor de la resistencia. Cuando la impedancia llega a su mínimo, el voltaje alcanza su valor máximo. La obtención de una gráfica de resonancia (ver figura 25), se espera que revele un pico de voltaje en la frecuencia de resonancia.

Medidas de amplitud de voltaje en función de la frecuencia, presentados en la figura 25, confirman los resultados de los cálculos de la expresión 38, en dicho capítulo, se estableció un intervalo de frecuencia donde se esperaba encontrar la frecuencia de resonancia. Como se aprecia en la gráfica, cerca de los 100 kHz, se observa un pico de voltaje, lo que indica claramente la frecuencia de resonancia.

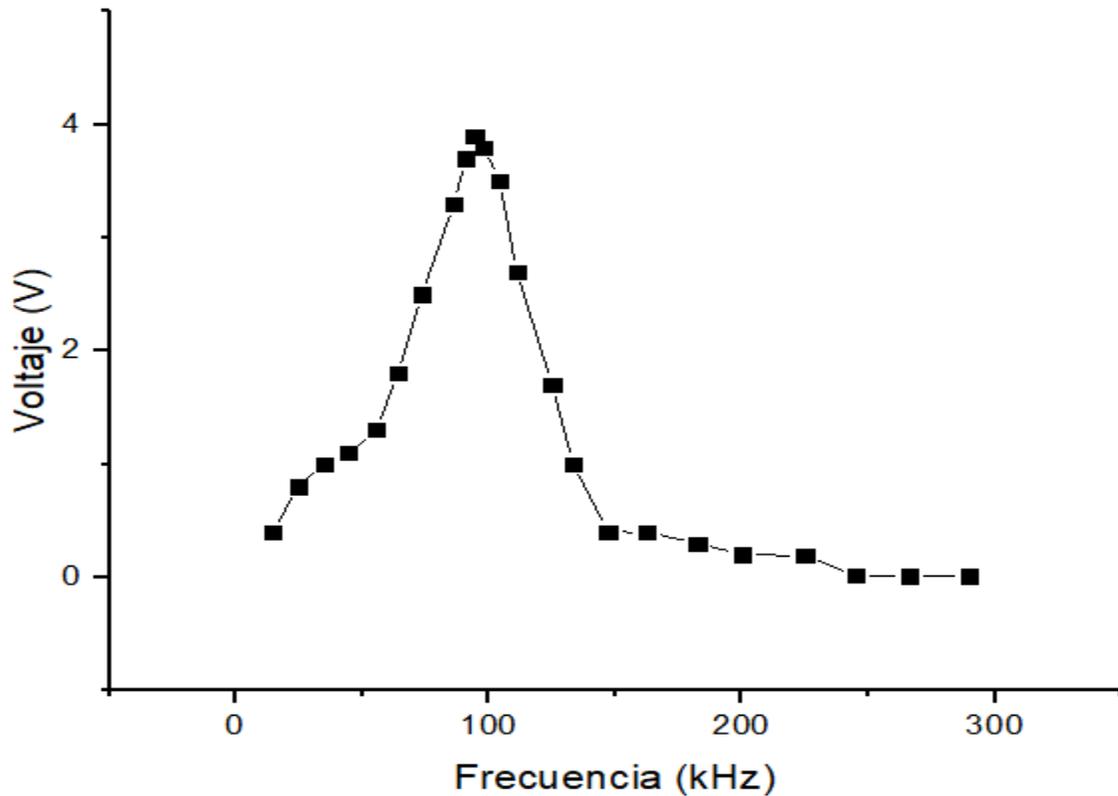


Figura 25 Curva de resonancia circuito RLC

3.4 Instalación del Sistema mecánico de posicionamiento de la muestra

La calibración del sistema mecánico en cuanto al posicionamiento de la muestra se llevó a cabo utilizando la curva que relaciona la altura con el voltaje medido en la bobina sensora. Como se ha mencionado, la mayor concentración de campo magnético se encuentra en el centro geométrico de la bobina principal. Para obtener una lectura óptima y máxima en la bobina sensora, es crucial que la muestra se encuentre en el centro geométrico de ambas bobinas. Por lo tanto, se opta por realizar una medida de altura contra voltaje.

En un motor paso a paso, la altura está determinada por el número de pasos que da el motor en cada incremento, y cada paso representa aproximadamente 0.008 cm. Tras analizar la figura 26, se determina que la muestra debe ubicarse a 5.2 cm desde el inicio de la bobina. Esta altura corresponde a un total de 3600 pasos para el motor.

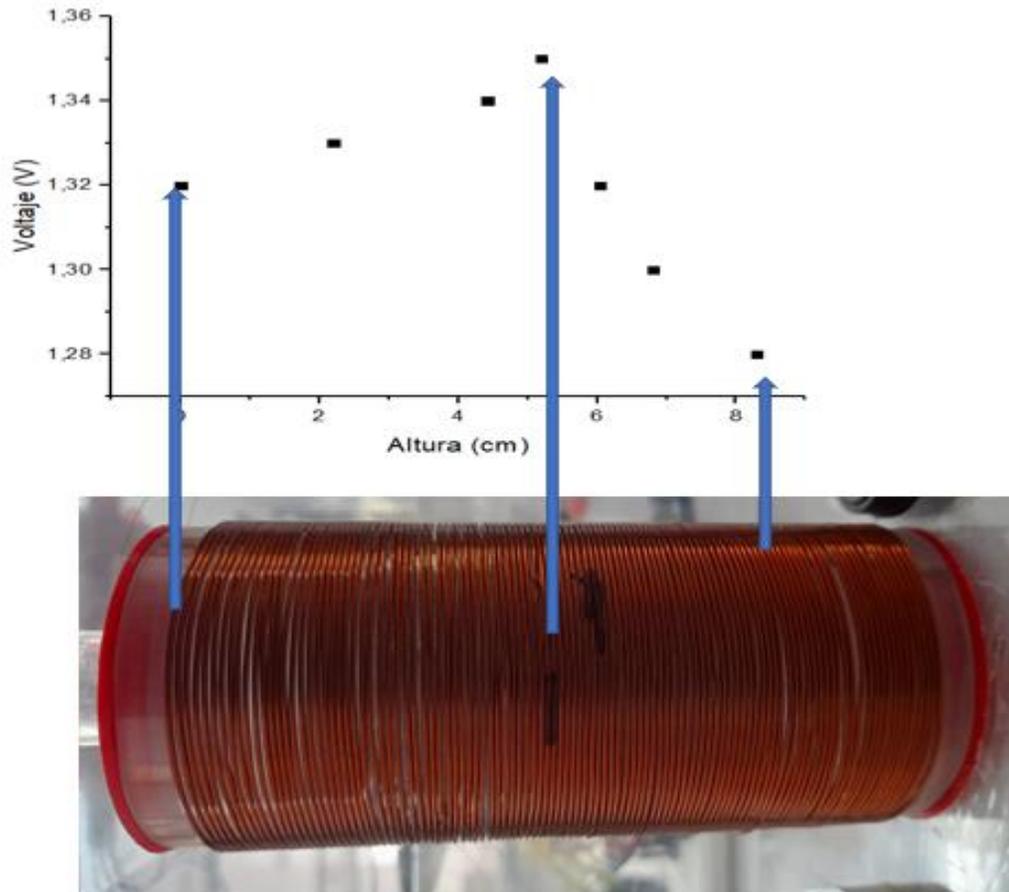


Figura 26 Grafica posicionamiento de la muestra de acuerdo al voltaje inducido.

3.5 Campo generado

Se realizó una medición del comportamiento de la amplitud de la corriente en la bobina respecto al voltaje de entrada de alimentación del puente H, dichos resultados se plasmaron en la figura 27, esta grafica se realizó con el fin de observar el comportamiento del consumo del equipo respecto a su alimentación. Se resalta que el consumo del equipo es elevado, lo que no permitirá que se genere un campo magnético de gran intensidad.

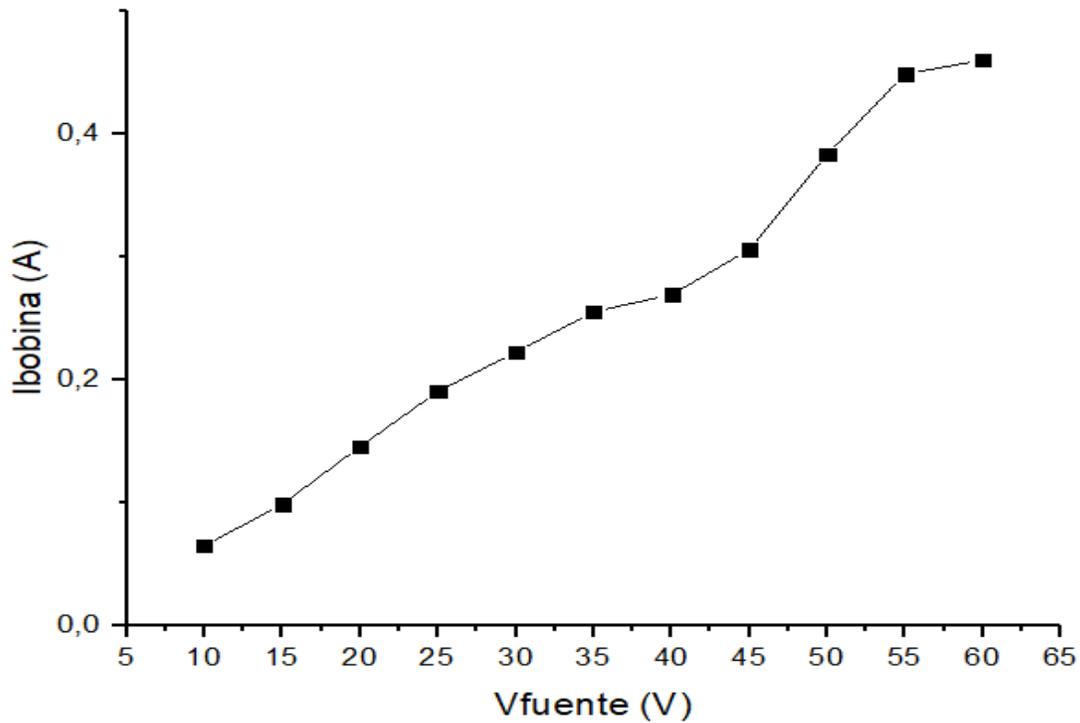


Figura 27 comportamiento del voltaje de entrada respecto a la corriente de entrada a la bobina.

Con la señal saliente del puente H, y teniendo nuestro circuito RLC en resonancia, procedemos a analizar la corriente que pasa a través de la bobina, este cálculo se realiza para conocer la intensidad máxima del campo magnético (H) generado por la fuente de radiofrecuencia

La relación del radio de la bobina generado y su altura permite que la expresión 25 puede reformular de la siguiente manera:

$$B(t) = \mu_0 \frac{N}{l_g} i \tag{53}$$

Dentro de la teoría de respuesta lineal la intensidad de campo magnético H(t) está definido por la siguiente expresión

$$H(t) = \frac{B(t)}{\mu_0} \quad (54)$$

Nuestra amplitud de señal resulta en un valor de 23 V y una corriente de 0.2A, lo que proporcionará un campo magnético máximo aproximado de 0.14 mT, lo cual equivalen a 1.4 Oe. Se realiza la medida de V_B vs t de la bobina inductora a la cual se aplican las ecuaciones correspondientes para expresar V_B como campo H en Oesterd (Oe). Como el software no es capaz de exportar los datos de temporales se grafica H vs N (ver figura 28) donde N es el número de datos.

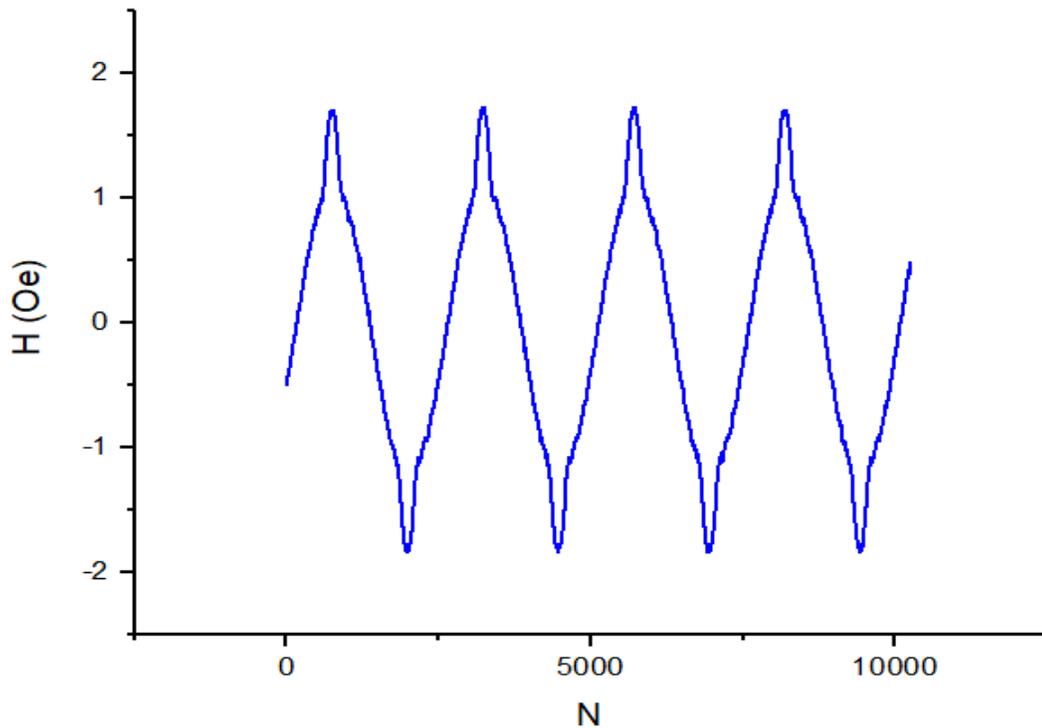


Figura 28 Intensidad de campo

Para convertir el eje x de N a unidades de tiempo, se ajusta una función sinusoidal a la curva H vs N y se determina su periodo (ver figura 29).

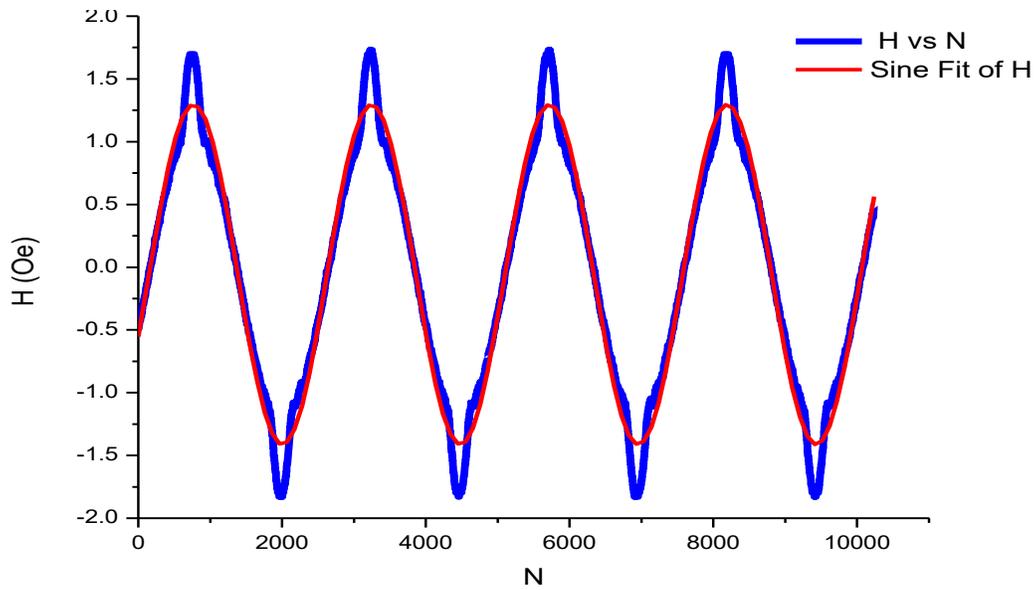


Figura 29 Ajuste del eje x temporal

Para esto se ajustó la función:

$$H(N) = H_s + H_o \operatorname{sen} \left(\pi \left(\frac{N - N_c}{T_N} \right) \right) \quad (55)$$

Desde donde se obtiene que el periodo es $T_N = 1238.05$ s.

Donde $\omega_N = \frac{\pi N}{T_N} = \omega_N$ y $N = 2\pi f_N$

Lo cual quiere decir que: $f_N = \frac{1}{2T_N}$

Como sabemos, la frecuencia de la corriente que entra en la bobina es de 102 kHz, lo cual se corresponde con un periodo $T = 9.7087 \times 10^{-6}$ s.

De esta forma podemos definir una constante de calibración para el eje x temporal de forma que:

$$Kf_N = 103 \text{ kHz} \quad (56)$$

$$\frac{1}{2KT_N} = \frac{1}{T} \quad (57)$$

$$2(1238.5) K = 9.7087 \times 10^{-6} s \quad (58)$$

$$K = \frac{9.7087 \times 10^{-6} s}{2(1238.5)} \quad (59)$$

$$K = 3.9195 \times 10^{-9} s \quad (60)$$

De esta forma multiplicamos los valores de N por la constante K obteniendo la curva de H vs t (ver figura 30):

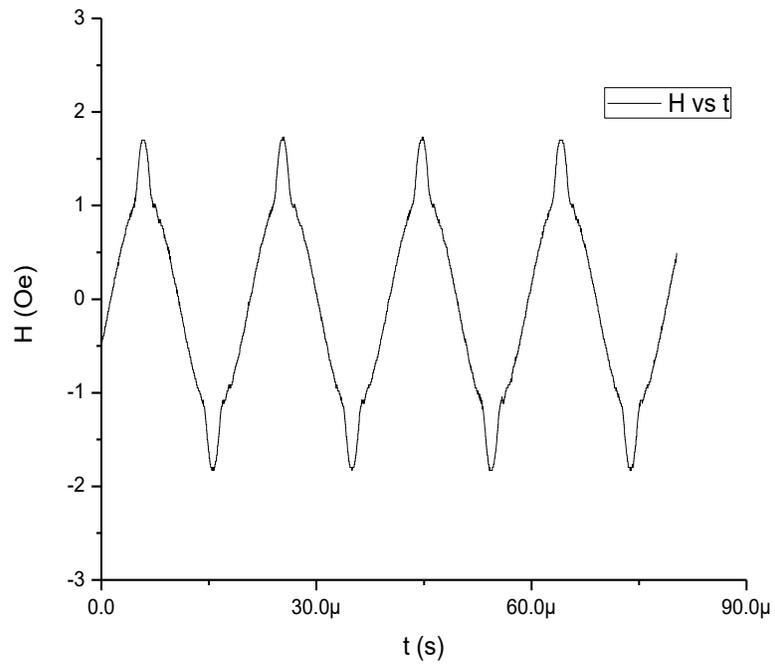


Figura 30 Intensidad de campo a través del tiempo.

3.6 Inducción magnética en el circuito sensor

Utilizando el software designado para el control del osciloscopio, obtenemos una primera evaluación acerca de si las señales de voltaje de la bobina principal están en fase o desfasadas con respecto a la señal de la bobina sensora. Cabe resaltar que estas dos medidas fueron tomadas a con la muestra patrón posteriormente se realizó todo el análisis de lo que conlleva tener datos de voltaje para pasarlos a datos magnéticos. En el caso de dos señales en fase, su gráfica de voltajes se representará como una señal sin una abertura pronunciada (ver figura 31):.

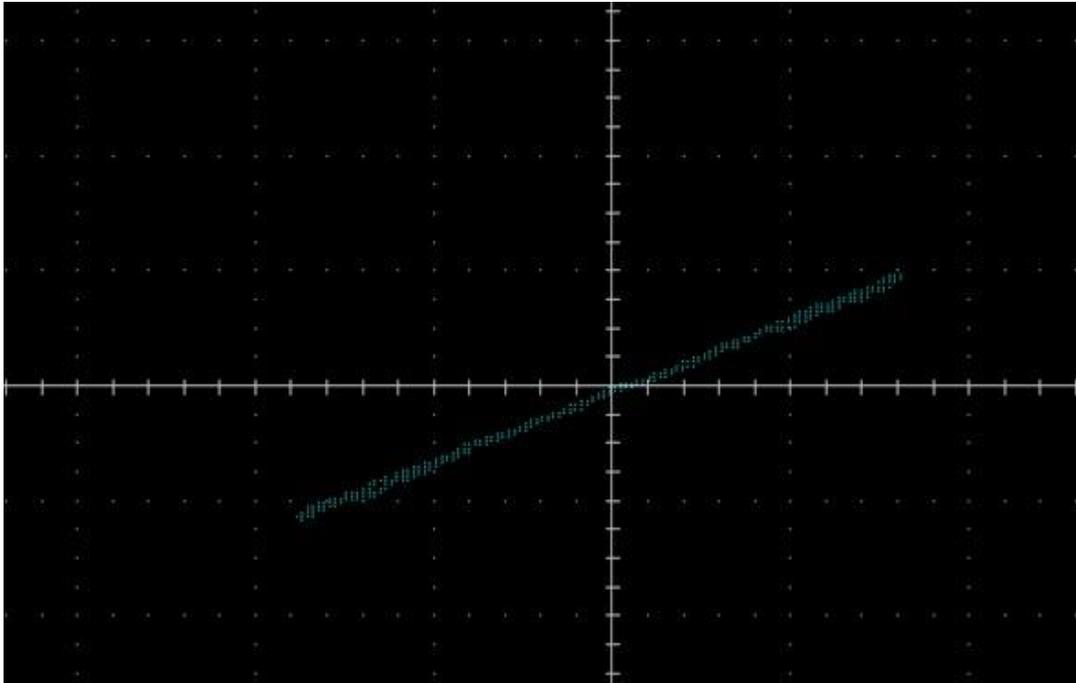


Figura 31 señal de voltaje de la bobina generadora vs voltaje de bobina sensora en fase, tomada del software osciloscopio digital

Cuando las señales de la bobina generadora y la bobina sensora presentan desfase, se identifica una abertura pronunciada en su representación gráfica de voltaje vs voltaje (ver figura 32), esta abertura se debe a que cuando dos señales están en desfase sus ciclos están retardados uno del otro, esto retraso se da por el tiempo de relajación magnéticas de las nanopartículas.

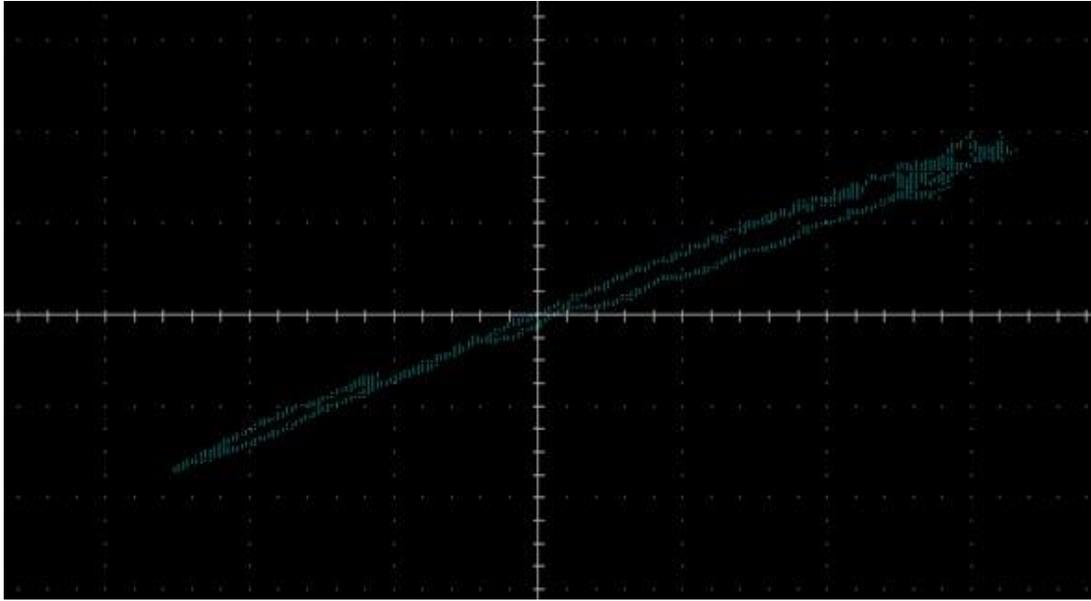


Figura 32 señal de voltaje de la bobina generadora vs voltaje de bobina sensora en fase, tomada del software osciloscopio digital

La Figura 33 muestra los valores de voltaje obtenidos de la bobina sensora. La línea roja representa los valores de voltaje cuando la bobina está sin muestra, mientras que la línea negra representa los datos proporcionados por la bobina sensora cuando la muestra de NPM se encuentra en su centro geométrico.

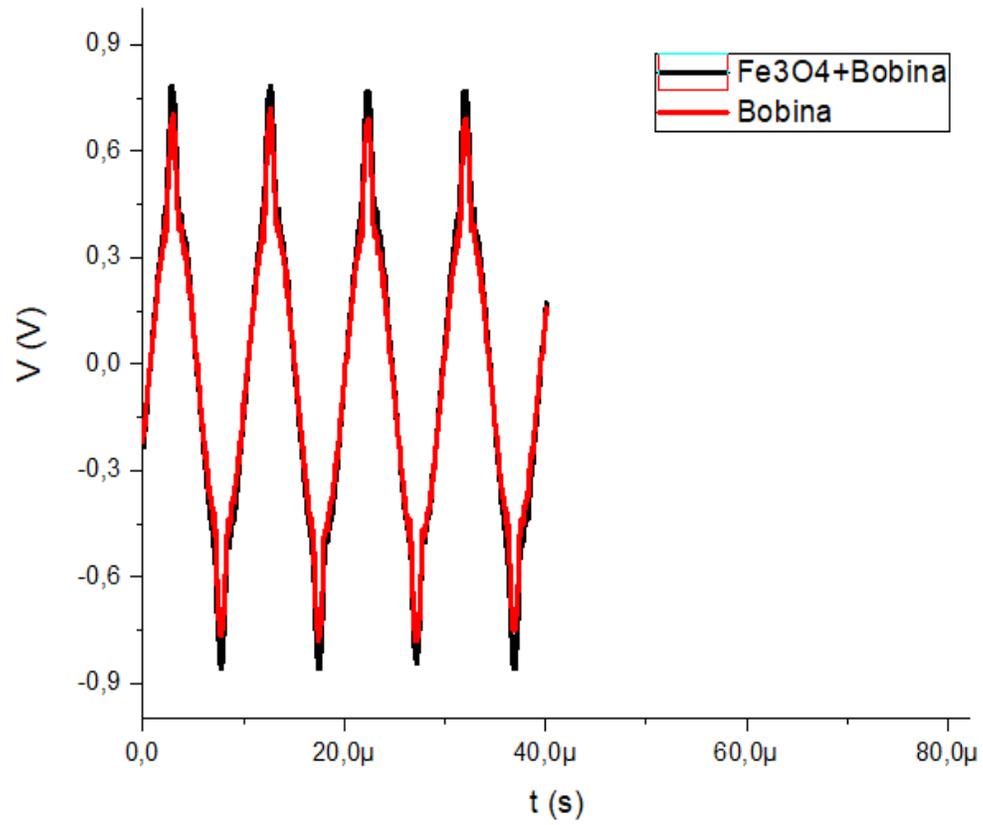


Figura 33 señales de la bobina sensora

Se lleva a cabo una operación de resta entre las dos señales representadas en la figura 33, dando como resultado la figura 34.

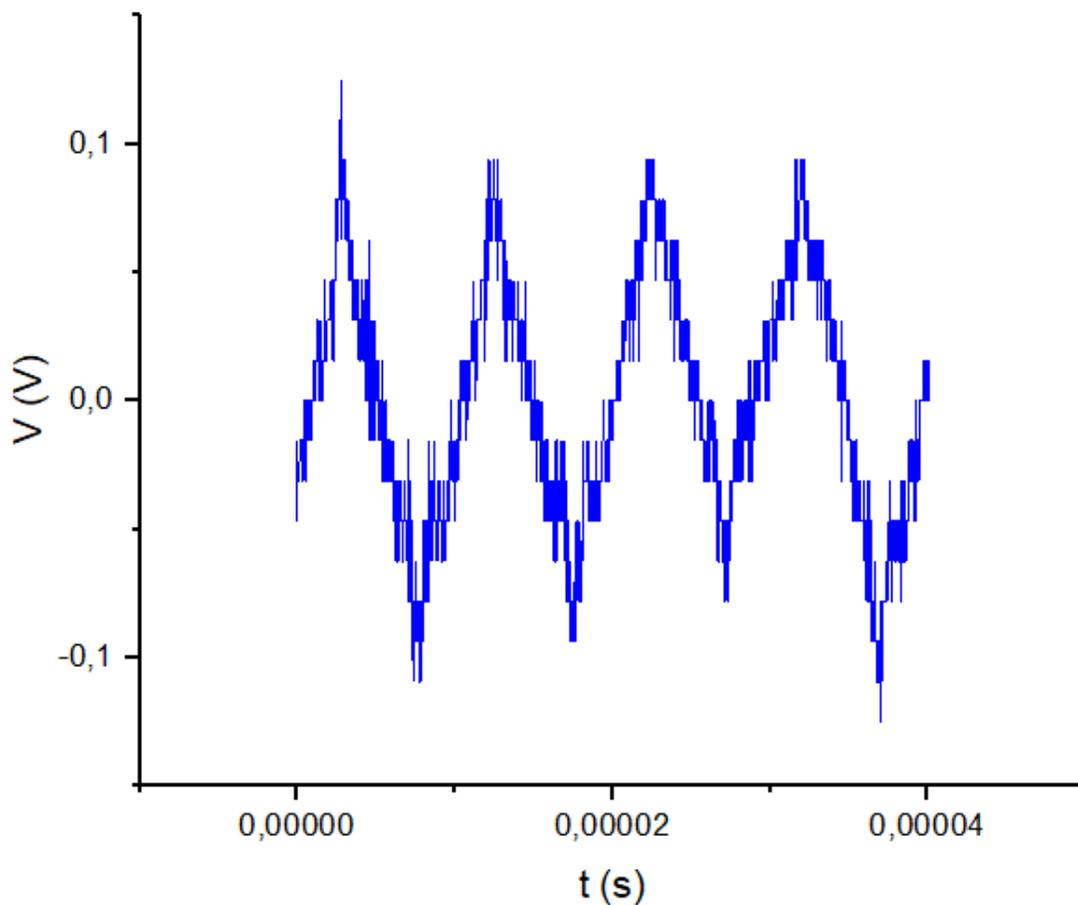


Figura 34 Resultado obtenido del restado de las señales de voltaje

Estos datos serán utilizados en los cálculos correspondientes para obtener la curva de magnetización.

3.7 Calibración sistema sensado

Tener una comprensión precisa de la sección específica de la curva de los nanosistemas en la que estamos trabajando es crucial para asegurar una calibración adecuada del sistema. Esto contribuye a minimizar posibles errores en el sistema completo. Al analizar los rangos de campo generados por el sistema, se concluye que estamos operando en la región donde las nanopartículas exhiben un comportamiento lineal.

Con las mediciones de voltaje realizadas tanto en la bobina principal para determinar el campo generado por esta, como los datos recopilados de la bobina sensora, se logra construir la figura 35. Grafica que se utilizara para la calibración del sistema.

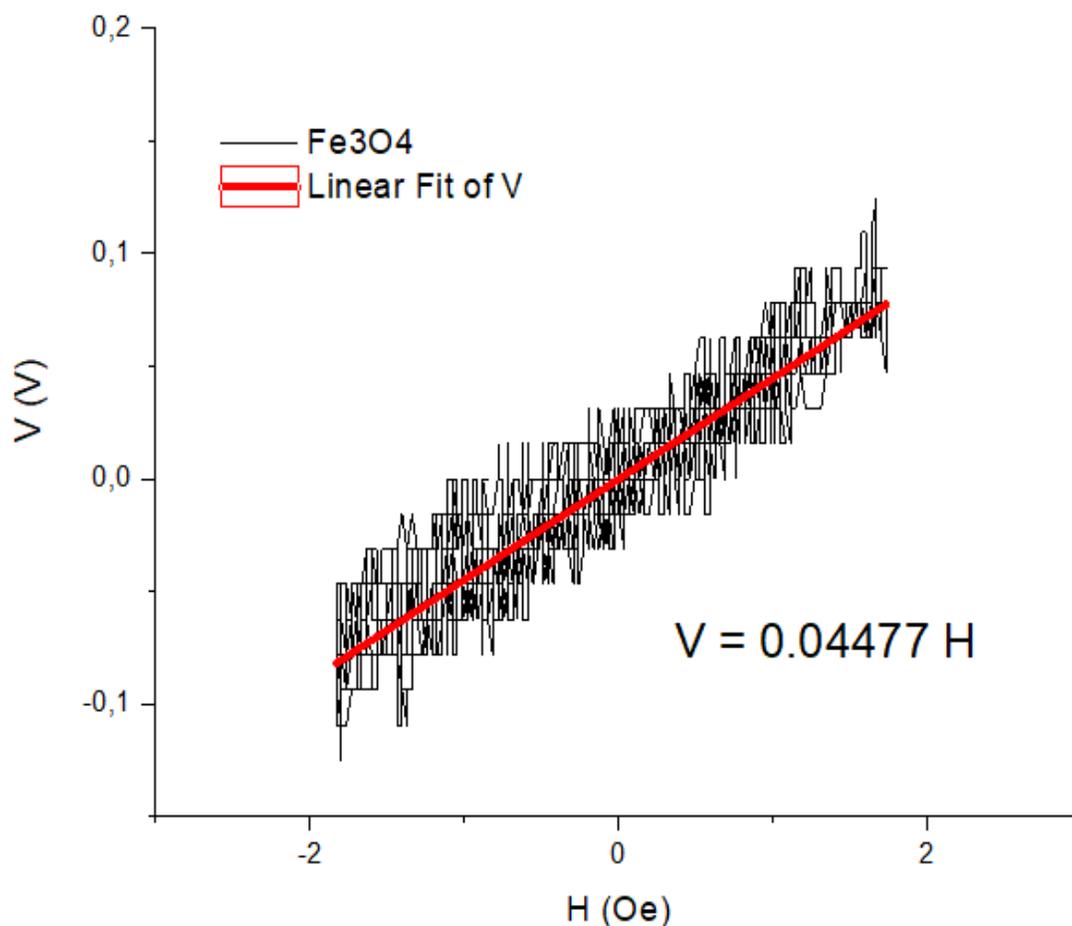


Figura 35 Grafica datos experimentales.

Con base en el rango de campos identificados, se procede a buscar valores equivalentes del campo generado por el sistema en los datos proporcionados por las medidas realizadas mediante el VSM. Utilizando los valores de momentos magnéticos donde las nanopartículas se comportan de manera lineal (ver figura 36), se tomaron dichos datos para la respectiva calibración del sistema de medidas magnéticas.

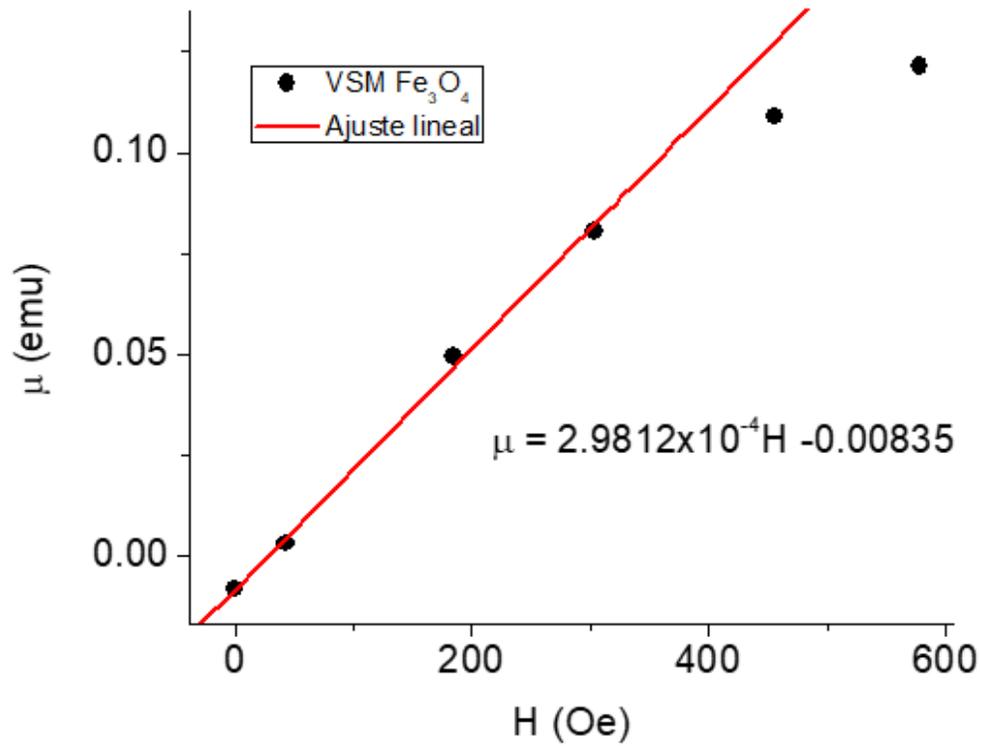


Figura 36 Curva de calibración datos VSM.

La linealización correspondiente de las figuras 34 y 35 se llevó a cabo mediante el software Origin. Esto resultó en la obtención de la pendiente del VSM, acompañada de su respectivo error (expresión 61, y la pendiente de la bobina (expresión 62). Estas pendientes se utilizaron para calcular el factor de calibración (expresión 63) destinado a la calibración del eje y el cual corresponde a la calibración de los datos de momento magnético.

$$Pendiente\ VSM = (2.98 \pm 0.10) \times 10^{-4} \frac{emu}{Oe} \quad (61)$$

$$pendiente\ bobina = (0.04477 \pm 0.001 \frac{V}{Oe}) \quad (62)$$

Para calibrar el eje y, las dos pendientes deben ser iguales, de esta manera hallaremos una constante de calibración llamada k :

$$0.04477 \frac{V}{Oe} = k \cdot 2.9812 \times 10^{-4} \frac{emu}{Oe} \quad (63)$$

$$k = 0.0067 \frac{v}{emu} \quad (64)$$

Con el valor calculado de la contante de calibración (expresión 64), se usa para hallar el momento magnético de las nanopartículas de la siguiente manera:

$$\mu(emu) = \frac{\Delta V_s}{0.067 \frac{v}{emu}} \quad (65)$$

el cálculo presenta un error asociado a la linealización de las pendientes del 0.4%. Aplicando al eje Y la calibración para obtener el valor del momento magnético inducido m (ver figura 37):

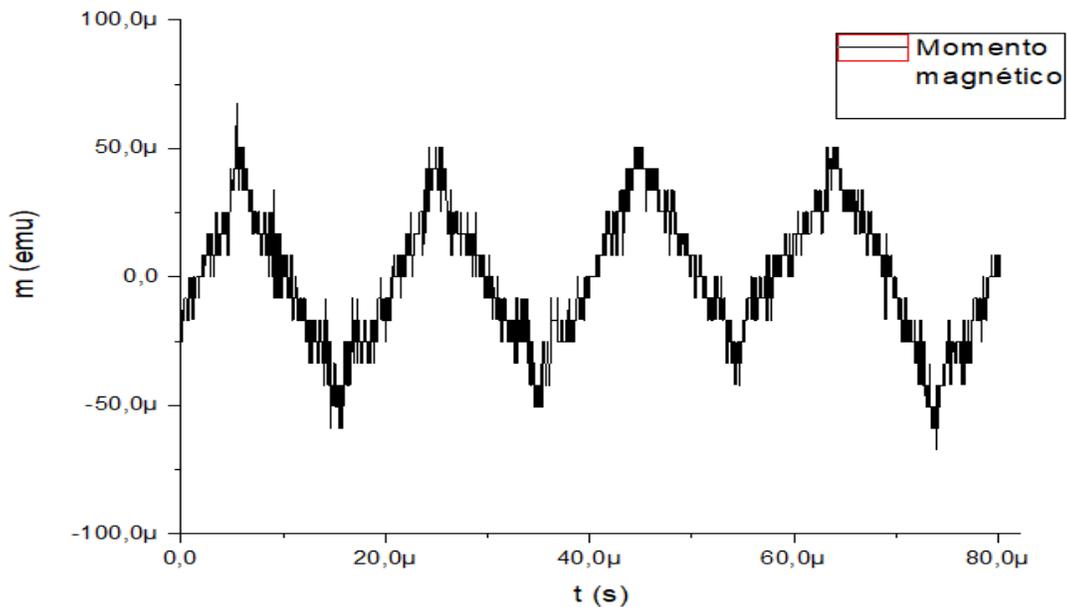


Figura 37 Calibración del momento magnético.

3.8 Curvas características de los nanosistemas

Con ayuda del ajuste realizado (expresión 64), se procede a realizar las mediciones directamente de la muestra de IONP, para su posterior construcción de la curva de momento magnético vs campo aplicado (ver figura 38).

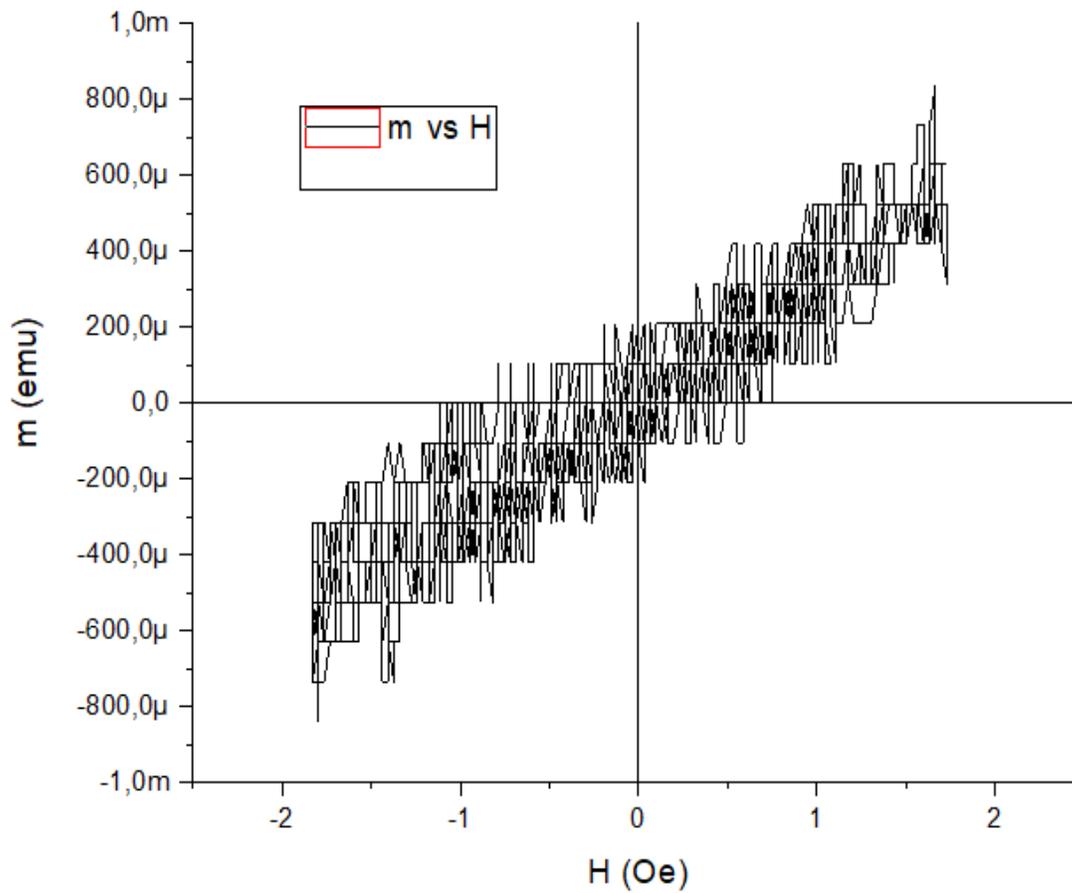


Figura 38 Curva de magnetización muestra de IONP

Para obtener información física sobre la muestra debemos expresar las magnitudes en unidades S.I (expresión 66 y 67), posterior a la conversión de unidades se realiza un ajuste línea a los datos (ver figura 39).

$$1 \text{ emu} = 10^{-3} \text{ Am}^2 \quad (66)$$

$$1 \text{ Oe} = \frac{10^3}{4\pi} \text{ A/m} \quad (67)$$

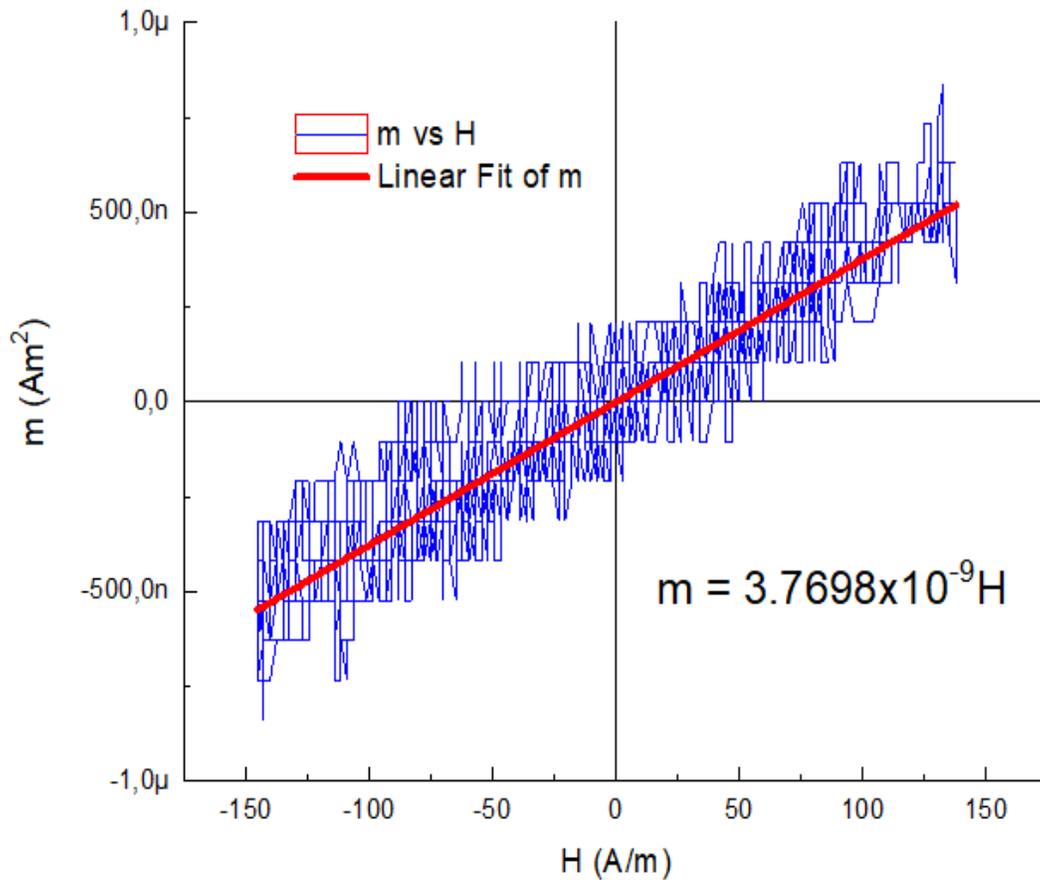


Figura 39 Ajuste lineal curva de magnetización muestra de IONP

El valor obtenido de la pendiente es directamente proporcional a la susceptibilidad magnética (χ) de la muestra, las unidades en el S.I de la susceptibilidad son:

$$[\chi] = \frac{m^3}{kg} \quad (68)$$

En nuestro caso, como no conocemos la masa las unidades de nuestra constante de proporcionalidad sería m^3 :

$$\chi_m = 3.7698 \times 10^{-9} m^3 \quad (69)$$

Lo anterior quiere decir que la susceptibilidad medida está multiplicada por la masa magnética de la muestra.

La ecuación 11 establece como se magnetiza un material en un campo alterno de frecuencia ω y amplitud H_0 . Esta ecuación se puede ajustar a los datos de μ vs t , medidos para la muestra con $m\chi'$ y $m\chi''$ como parámetros de ajuste (ver figura 40).

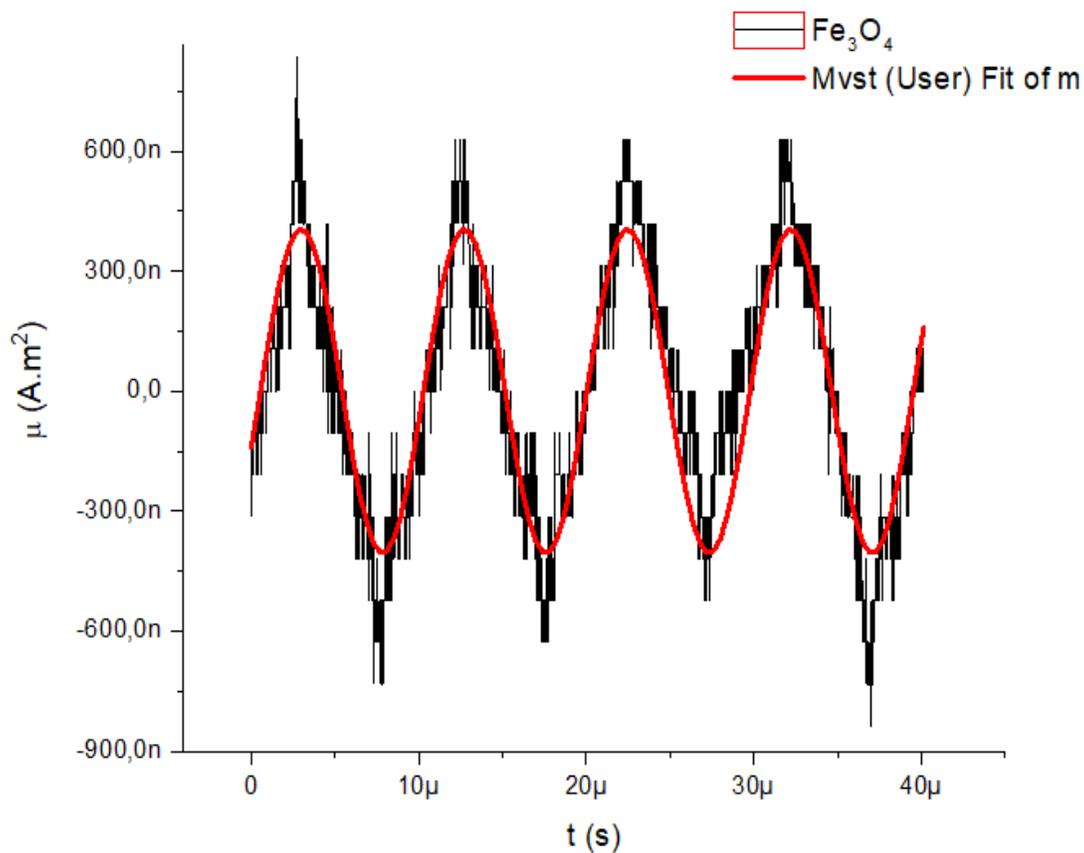


Figura 40 Ajuste lineal curva de magnetización muestra de IONP

Del ajuste se obtiene que:

$$m\chi' = 4.035 \times 10^{-10} \text{ m}^3 \quad (70)$$

$$m\chi'' = 4.297 \times 10^{-9} \text{ m}^3 \quad (71)$$

Si siguiendo con el análisis y haciendo uso de la expresión 16 se puede calcular la potencia absorbida por la muestra magnética, cuyo resultado es:

$$P = 0.0039 \mu W \quad (72)$$

La potencia anterior es para un campo de 135.23 A/m. La mayoría de las aplicaciones biomédicas se realizan a campos mayores a 10 kA/m. De esta forma, usando los datos anteriores, es posible realizar una proyección del comportamiento de la potencia con el campo magnético aplicado obteniendo el resultado que se presenta en la figura 41.

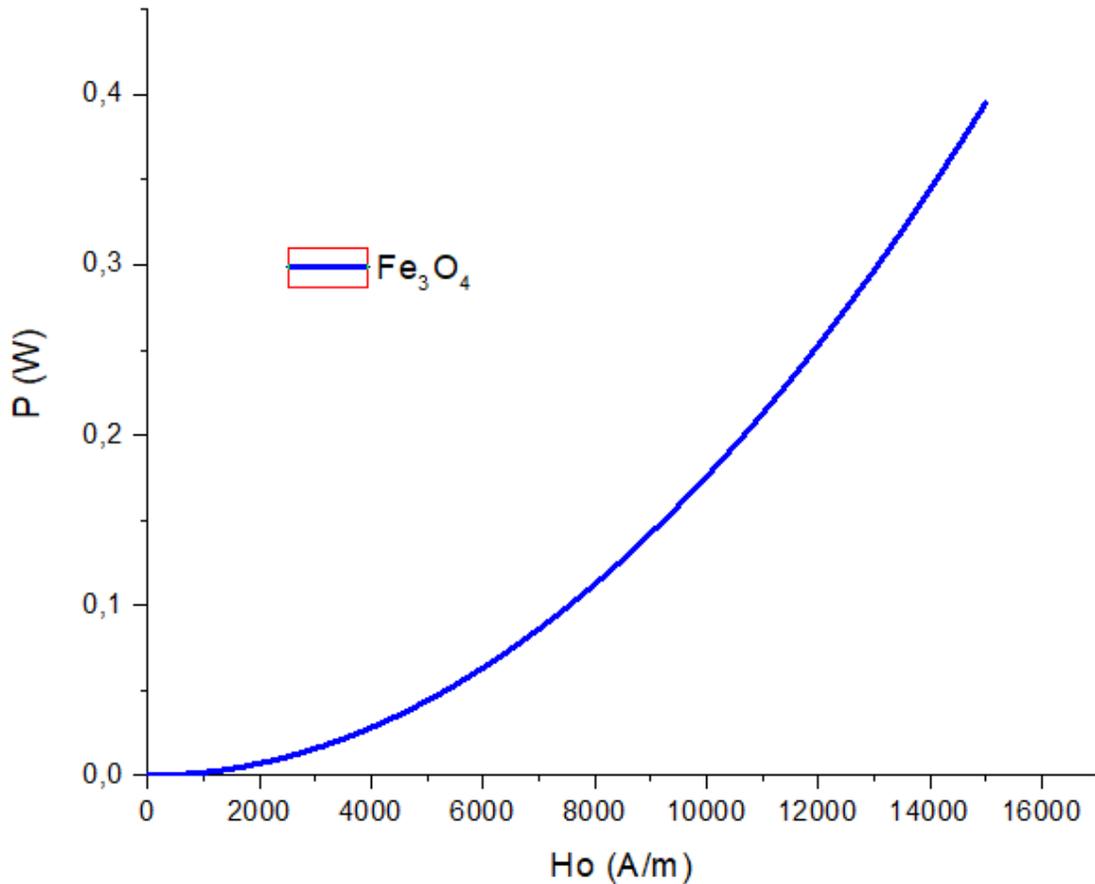


Figura 41 Proyección del comportamiento de la potencia.

El modelo de respuesta lineal es válido para un campo cercano a 10 kA/m ya que como se muestra en la medida de magnetización a altos campos de la muestra, la linealidad se mantiene hasta los 25 kA/m como se evidencia en la figura 42.

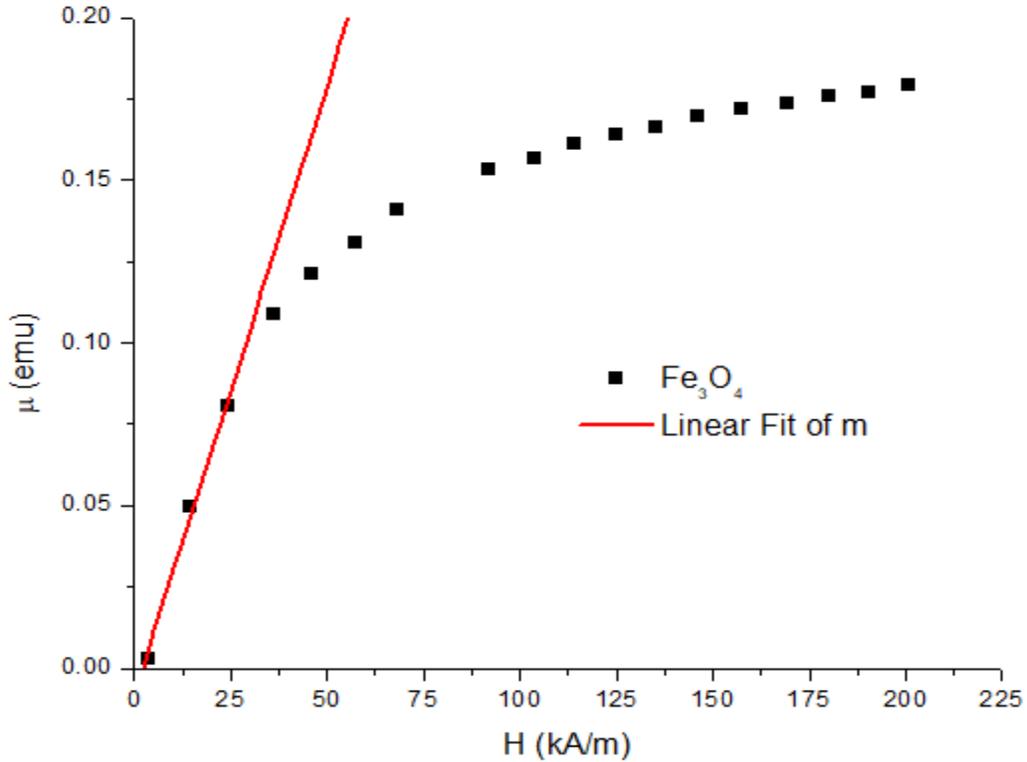


Figura 42 Medida de magnetización muestra IONP

Una muestra de nanopartículas se puede usar en aplicaciones biomédicas como la hipertermia magnética, si al aplicar un campo magnético de 10 kA/m con una frecuencia alrededor de los 100 kHz puede levantar la temperatura del medio en el que están contenidas 10°C por encima de su temperatura ambiente [16].

Lo anterior establece que el calentamiento debe seguir una rampa constante de aumento de temperatura como función del tiempo. Una rampa aceptable para este tipo de nanopartículas puede ser 0.5°C/s, lo cual se ha comprobado experimentalmente en [17].

En este caso, la potencia liberada por las nanopartículas (que en principio es igual a la potencia absorbida) se utiliza para incrementar el calor del medio. Esto es:

$$P_{10kA/m} = mC \frac{\Delta T}{\Delta t} \quad (73)$$

Suponiendo que el medio que contiene las nanopartículas es agua $C = 4184 \text{ J/kg}^\circ\text{C}$ es el calor específico del agua, m es la masa de agua a calentar y $\frac{\Delta T}{\Delta t}$ es la rampa de calentamiento y $P_{10kA/m} = 0.175 \text{ W}$ es la potencia absorbida por las nanopartículas a un campo de 10 kA/m.

Despejando la masa de agua:

$$m = \frac{0.175 W}{4184 \frac{J}{kg} \text{ } ^\circ C * 0.5^\circ C/s} \quad (74)$$

$$m = 0.084 \text{ mg} \quad (75)$$

Esto quiere decir que las nanopartículas evaluadas pueden elevar la temperatura de 0.084 mg de agua 10°C por encima de la temperatura ambiente a un campo de 10 kA/m con una frecuencia de 103 kA/m.

En otra investigación, se reportó que para un campo magnético de 9.3 kA/m a 100 kHz, es posible aumentar 10°C (y mantener en el tiempo esa temperatura) la temperatura de un tumor de 1.8 mL de volumen, usando 55mg de nanopartícula magnética [16]

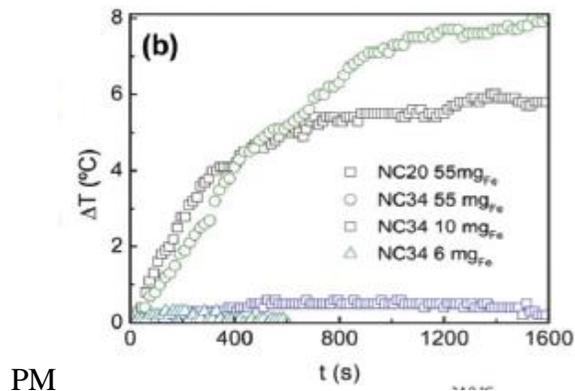


Figura 43 Cambio de temperatura en una muestra de NPM. Imagen tomada de [16]

Lo anterior significa una concentración efectiva de $30 \frac{mg_{NPM}}{mL_{tumor}}$

Si consideramos que las células tumorales están compuestas principalmente por agua, utilizando los cálculos antes realizados podemos calcular cuanta masa de nuestra nanopartícula necesitamos para alcanzar dicha concentración

$$\frac{m_{Fe3O4}}{0.084 \text{ ml}} = 30 \text{ mg/ml} \quad (76)$$

$$m_{Fe_3O_4} = 2.52 \text{ mg} \quad (77)$$

Esta estimación permite concluir que a pesar una concentración de 30 mg/ml es alcanzable con las nanopartículas utilizadas, ya que una síntesis promedio permite obtener más de 100 mg de nanopartículas .

Capítulo IV

Conclusiones

4 CONCLUSIONES

Tras la revisión de la literatura relacionada con la construcción de fuentes de radiofrecuencia y la evaluación de circuitos a través de software de diseño electrónico, se logró desarrollar un sistema electrónico capaz de generar un campo magnético de radiofrecuencia. La cuidadosa selección de los componentes electrónicos posibilita el funcionamiento del equipo a una frecuencia de 102 kHz, generando un campo magnético de 0.14 mT en centro geométrico de la bobina generadora.

El sistema mecánico cumple con la función para la cual fue diseñado: proporcionar un manejo idóneo de los porta-muestras. Esto asegura un manejo uniforme para cada muestra, garantizando así que las tres estén sometidas a la misma intensidad de campo magnético. Esta uniformidad asegura que la calibración para la intensidad de campo se cumpla de manera consistente en las diferentes muestras.

Basándonos en el análisis de los datos recopilados mediante el osciloscopio digital, y gracias a los softwares para el manejo de los datos, se llega a la conclusión de que el modelo de respuesta lineal resulta válido para campos magnéticos cercanos a 10 kA/m. Sin embargo, cuando el campo supera este valor, se recomienda la utilización de un modelo matemático diferente que considere el cambio de curvatura, como la función de Langevin, especialmente si el sistema exhibe comportamiento superparamagnético. Cabe destacar que este análisis es aplicable exclusivamente a las muestras de IONP que han sido examinadas.

De acuerdo a los resultados obtenidos, es posible afirmar que a campos magnéticos del orden de magnitud 25 kA/m, las nanopartículas de IONP evaluadas tienen potencial aplicación en tratamientos para hipertermia magnética.

4.1 Trabajo futuro

Como trabajo futuro, se propone realizar un rediseño del sistema resonador, considerando la posibilidad de probar con diferentes tipos de capacitores disponibles en el mercado, así como explorar opciones alternativas para la bobina principal. Este enfoque tiene como objetivo aumentar significativamente el campo magnético generado, con la expectativa de alcanzar, posiblemente, la magnetización de saturación de algunas nanopartículas.

Se propone utilizar un sistema de control mejorado o adaptativo como fuzzy logic para ajustar de manera autónoma el sistema mecánico en función de las medidas que indiquen el punto de mayor concentración del campo magnético.

Capítulo V

Referencias

Bibliografía

- [1] S E Suarez Gomez, A A Velasquez and A M Ospina, Design and construction of a lab-made calorimetric system for specific loss power (SLP) measurements in suspensions of magnetic nanoparticles, Measurement Science and Technology, 2022. [En línea]. Aviable: <https://doi.org/10.1088/1361-6501/ac9d59>.
- [2] D. Coral, C Calvache, J Mera, «Designing a portable radiofrequency source for magnetic hyperthermia applications,» Pasto, 2019
- [3] I. Bruvera, «Disipación de potencia por nanopartículas magnéticas expuestas a campos de radiofrecuencia para terapia oncológica por hipertermia,» La plata, 2015.
- [4] D. Coral, «Estructuras dipolares magnéticas en suspensiones magnéticas coloidales y su influencia en hipertermia magnética,» La plata, 2015.
- [5] D. Coral, J Mera, «A guide to study iron oxide magnetic nanoparticles with biomedical applications, » Medellín, 2017. [En línea]. Aviable: <https://repository.eafit.edu.co/handle/10784/13178>.
- [6] Han-Chun Wu, S. K. Arora, O. N. Mryasov, I. V. Shvets. Antiferromagnetic interlayer exchange coupling between Fe₃O₄ layers across a nonmagnetic MgO dielectric layer. Applied Physics Letters. Vol. 92.
- [7] M. Montiel, M. Martin, D. Cora, D Muraca, C. Gentil, «Selective contrast agents with potential to the earlier detection of tumors: Insights on synthetic pathways, physicochemical properties and performance in MRI assays, » Volumen 170, 2018, [En Liena]. Aviable: <https://www.sciencedirect.com/science/article/abs/pii/S0927776518304156>.
- [8] M.I. Shliomis. Magnetic Fluid. Soviet Physics Uspekhi. Vol. 17(2).
- [9] B. Rojas, J, Marlon, «Nanomaterials: Synthesis Methods,» Riobamba, 2020, [En Liena]. Aviable: <https://polodelconocimiento.com/ojs/index.php/es/article/view/1597/3012>.
- [10] A. Kumar, Y. Chisti, U. «Chand, Synthesis of metallic nanoparticles using plant extracts, » Biotechnology Advances, Volume 3, 2013.
- [11] R. Taylor. «The On-Axis Magnetic Field for a Single, Helical Turn Coil, ». The Physics Teacher, Vol. 59, September 2021, pp. 455-458.
- [12] P. Alberto. «Principles of Nanomagnetism, » Nanoscience and technology, Rio de Janeiro, 2009.

- [13] S. Mariano, M. Hugo «construcción de un magnetómetro de muestra vibrante» Bogota,2003.
- [14] D Coral, M Fernández, P. Mendoza, S. Gonzales and A. Veiga. « Portable Electromagnetic Field Applicator For Magnetic Hyperthermia Experiments, » La Plata.
- [15] B. Nasser, M. Yilmaz, M Turk, E. Piskin. «Antenna-type radiofrequency generator in nanoparticle-mediated hyperthermia», Turquía,2016
- [16] D. Coral, P. Soto, V. Blank, E. Spinelli, S. Gonzalez, G Saracco, D Muraca, L Roguin. « Nanoclusters of crystallographically aligned nanoparticles for magnetic thermotherapy: aqueous ferrofluid, agarose phantoms and ex vivo melanoma tumour assessment », 2018.
- [17] D. Coral, L Chagüendo «Estudio del efecto catalítico de nanopartículas de óxidos de hierro en la síntesis por pirólisis de nanomateriales carbonosos,» Universidad del Cauca, 2023.