



UNIVERSIDAD POLITÉCNICA SALESIANA  
SEDE CUENCA  
CARRERA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN SISTEMA DE  
GENERACIÓN DE ALTO VOLTAJE Y FRECUENCIA  
VARIABLE PARA ENSAYOS DIELECTRICOS

Trabajo de titulación previo a la obtención  
del título de Ingeniero Eléctrico

AUTORES: JULIO CESAR ALVAREZ ROMERO.  
ARNOLD ALEXANDER ARÉVALO LOAYZA.

TUTOR: ING. FLAVIO ALFREDO QUIZHPI PALOMEQUE, MGTR.

Cuenca - Ecuador  
2025

## CERTIFICADO DE RESPONSABILIDAD Y AUTORÍA DEL TRABAJO DE TITULACIÓN

Nosotros, Julio Cesar Alvarez Romero con documento de identificación N° 1104871429 y Arnold Alexander Arévalo Loayza con documento de identificación N° 0706118205; manifestamos que:

Somos los autores y responsables del presente trabajo; y, autorizamos a que sin fines de lucro la Universidad Politécnica Salesiana pueda usar, difundir, reproducir o publicar de manera total o parcial el presente trabajo de titulación.

Cuenca, 19 de febrero del 2025

Atentamente,



---

Julio Cesar Alvarez Romero

1104871429



---

Arnold Alexander Arévalo Loayza

0706118205

## **CERTIFICADO DE CESIÓN DE DERECHOS DE AUTOR DEL TRABAJO DE TITULACIÓN A LA UNIVERSIDAD POLITÉCNICA SALESIANA**

Nosotros, Julio Cesar Alvarez Romero con documento de identificación N° 1104871429 y Arnold Alexander Arévalo Loayza con documento de identificación N° 0706118205, expresamos nuestra voluntad y por medio del presente documento cedemos a la Universidad Politécnica Salesiana la titularidad sobre los derechos patrimoniales en virtud de que somos autores del Proyecto técnico: “Diseño e implementación de un sistema de generación de alto voltaje y frecuencia variable para ensayos dieléctricos”, el cual ha sido desarrollado para optar por el título de: Ingeniero Eléctrico, en la Universidad Politécnica Salesiana, quedando la Universidad facultada para ejercer plenamente los derechos cedidos anteriormente.

En concordancia con lo manifestado, suscribimos este documento en el momento que hacemos la entrega del trabajo final en formato digital a la Biblioteca de la Universidad Politécnica Salesiana.

Cuenca, 19 de febrero del 2025

Atentamente,



---

Julio Cesar Alvarez Romero  
1104871429



---

Arnold Alexander Arévalo Loayza  
0706118205

## CERTIFICADO DE DIRECCIÓN DEL TRABAJO DE TITULACIÓN

Yo, Flavio Alfredo Quizhpi Palomeque con documento de identificación N° 0102257482, docente de la Universidad Politécnica Salesiana, declaro que bajo mi tutoría fue desarrollado el trabajo de titulación: “DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN SISTEMA DE GENERACIÓN DE ALTO VOLTAJE Y FRECUENCIA VARIABLE PARA ENSAYOS DIELECTRICOS”, realizado por Julio Cesar Alvarez Romero con documento de identificación N° 1104871429 y por Arnold Alexander Arévalo Loayza con documento de identificación N° 0706118205, obteniendo como resultado final el trabajo de titulación bajo la opción Proyecto técnico que cumple con todos los requisitos determinados por la Universidad Politécnica Salesiana.

Cuenca, 19 de febrero del 2025

Atentamente,



---

Flavio Alfredo Quizhpi Palomeque  
0102257482

## Dedicatoria

*A mis padres, por su amor incondicional, su apoyo constante y por enseñarme con su ejemplo el valor del esfuerzo y la perseverancia.*

*A mi hermana, su esposo y mis sobrinos, por ser una fuente de alegría y motivación en mi vida, y por recordarme siempre la importancia de la familia.*

*A mi abuela, por su cariño y a mi abuelo, que desde el cielo me ha acompañado en cada paso, guiando mi camino con su recuerdo y legado.*

*A mi compañera de vida, por su paciencia, amor y por brindándome siempre su apoyo incondicional.*

*A todos ustedes, les dedico con gratitud y amor este logro, pues sin su presencia en mi vida, este camino no habría sido el mismo.*

**Arnold Alexander Arévalo Loayza**

*Dedico este trabajo a mis padres, cuyo amor incondicional, apoyo constante y sabiduría han sido la base fundamental de mi formación. Su fe en mí y su ejemplo de sacrificio y esfuerzo me han impulsado a superar cada obstáculo en este largo camino académico. También deseo dedicar estas páginas a mis hermanos, quienes con su perseverancia y dedicación han sido una fuente constante de inspiración, recordándome la importancia de trabajar duro y nunca rendirme. Por último, agradezco profundamente a mis amigos, quienes han estado presentes en cada etapa de este proceso, compartiendo alegrías, desafíos y triunfos, y aportando su apoyo incondicional en los momentos más difíciles.*

**Julio Cesar Alvarez Romero**

## Agradecimientos

*Con profunda gratitud, quiero expresar mi agradecimiento a todas las personas que han sido parte fundamental de este proceso, y a Dios por darme la fuerza y la sabiduría para superar cada adversidad a lo largo del camino.*

*A mis padres, por su amor incondicional, su sacrificio para permitirme acceder a una educación superior y por ser mi ejemplo de esfuerzo y perseverancia. Sin su apoyo constante cuando mis ánimos caían, este logro no habría sido posible.*

*A mi hermana, su esposo y mis sobrinos, por brindarme siempre su apoyo, abrirme las puertas de su hogar y recordarme la importancia de la familia.*

*A mi abuela, por acompañarme a la distancia, por sus llamadas constantes que me hacen sentir amado. A la memoria de mi abuelo, que sigue presente en mi corazón y en cada paso que doy. Sé que, dondequiera que estés, estarás feliz de verme lograr una de las últimas cosas que hablamos. A mi novia, por su paciencia, comprensión y por estar siempre a mi lado, apoyándome en cada desafío y celebrando cada avance conmigo. A mi mascota Macarena por acompañarme en mis desvelos, y llenarme de amor. A mis profesores y tutores, en especial a Flavio y Mateo, por compartir su conocimiento, por su orientación y por motivarme a seguir adelante en cada etapa de este proceso.*

*A mis amigos y compañeros, por su apoyo, sus palabras de aliento y por hacer de este camino una experiencia más enriquecedora.*

*Finalmente, a mi gran amigo y compañero de tesis, Julio, por tener la confianza en mí para este desafío y por ayudarme en los momentos en que lo necesité.*

*A todos quienes, de una u otra manera, contribuyeron con su apoyo, sus consejos y su confianza en mí, les expreso mi más sincero agradecimiento. Este logro no es solo mío, sino también de ustedes.*

**Arnold Alexander Arévalo Loayza**

*Quiero expresar mi profundo agradecimiento a mis padres, cuya dedicación, amor incondicional y fe en mí han sido la base fundamental de mi formación. Su apoyo constante y sus consejos sabios me impulsaron a superar cada obstáculo y a mantenerme firme en el camino de mis estudios, haciéndome creer que no hay meta inalcanzable.*

*Asimismo, agradezco a mis hermanos, quienes han sido una fuente inagotable de inspiración y motivación. Su ejemplo de esfuerzo y perseverancia me ha enseñado el valor del trabajo duro y la determinación, recordándome cada día la importancia de seguir adelante con pasión y constancia.*

*Quiero también dedicar un especial agradecimiento a mis amigos, por acompañarme en cada etapa de este largo proceso. Su apoyo incondicional, su ánimo en los momentos difíciles y la alegría que han compartido conmigo han sido vitales para transformar cada desafío en una oportunidad de crecimiento.*

*A todos ustedes, mi más sincero agradecimiento. Su amor, apoyo y presencia han sido pilares fundamentales en la realización de este trabajo y en mi desarrollo personal y académico.*

**Julio Cesar Alvarez Romero**

# 1. Secciones introductorias

## 1.1. Resumen

El siguiente trabajo de titulación aborda el diseño e implementación de un sistema capaz de generar voltajes y frecuencias variables, destinado a ensayos de rigidez dieléctrica. El sistema tiene como objetivo alcanzar tensiones de hasta  $5kV_{pp}$  y frecuencias de hasta 20 kHz. Se estructura en dos etapas fundamentales: la amplificación de señal y la elevación de voltaje mediante transformadores toroidales.

La etapa de amplificación asegura que la señal de entrada sea suficientemente potente para su aplicación en los transformadores, empleando un diseño que minimiza pérdidas y maximiza la eficiencia. Para la elevación de voltaje, se seleccionaron núcleos de ferrita tipo MnZn y FeSi por su capacidad para manejar altas tensiones y frecuencias sin una degradación significativa en su rendimiento. Se prestó especial atención al tipo de bobinado y técnicas de construcción para asegurar la fiabilidad de los transformadores, utilizando técnicas como el intercalado y el aislamiento con papel kraft.

En las pruebas experimentales, se encontraron limitaciones en la operación del sistema, especialmente relacionadas con la resonancia y la saturación del núcleo. A frecuencias superiores a  $1kHz$ , se observó la saturación del núcleo MnZn, acompañada por picos de voltaje y corriente inducidos por efectos de resonancia. Estas resonancias, exacerbadas por las capacitancias parásitas de los devanados y por el partidador capacitivo, limitaron el rango operativo del sistema y comprometieron su estabilidad.

**Palabras clave:** Frecuencia variable, Saturación, Ferro-resonancia, Capacitancias parásitas, Ferrita, Efecto de proximidad, Efecto pelicular, Desmagnetización.

## 1.2. Abstract

The following thesis work addresses the design and implementation of a system capable of generating variable voltages and frequencies, intended for dielectric strength testing. The system aims to achieve voltages of up to 5 kV and frequencies of up to 20 kHz. It is structured in two fundamental stages: signal amplification and voltage elevation using toroidal transformers.

The amplification stage ensures that the input signal is sufficiently powerful for application to the transformers, employing a design that minimizes losses and maximizes efficiency. For voltage elevation, MnZn and FeSi ferrite cores were selected due to their ability to handle high voltages and frequencies without significant performance degradation. Special attention was given to the winding type and construction techniques to ensure transformer reliability, utilizing methods such as interleaving and kraft paper insulation.

In experimental tests, limitations in system operation were found, particularly related to resonance and core saturation. At frequencies above 1 kHz, MnZn core saturation was observed, accompanied by voltage and current spikes induced by resonance effects. These resonances, exacerbated by parasitic capacitances in the windings and the capacitive divider, limited the system's operating range and compromised its stability.

**Keywords:** Variable frequency, Saturation, Ferro-resonance, Parasitic capacitances, Ferrite, Proximity effect, Skin effect, Demagnetization.

# Índice

<b>Dedicatoria</b>	<b>5</b>
<b>Agradecimientos</b>	<b>6</b>
<b>1. Secciones introductorias</b>	<b>8</b>
1.1. Resumen . . . . .	8
1.2. Abstract . . . . .	9
1.3. Introducción . . . . .	15
1.4. Antecedentes . . . . .	16
1.5. Justificación . . . . .	19
1.6. Objetivos . . . . .	20
1.6.1. Objetivo General . . . . .	20
1.6.2. Objetivos Especificos . . . . .	20
<b>2. Categorización del Trabajo de Titulación según Criterios ABET</b>	<b>21</b>
2.1. Restricciones múltiples . . . . .	21
2.2. Normas relevantes . . . . .	21
2.3. Elementos del proceso . . . . .	22
2.4. Basado en trabajos anteriores . . . . .	22
<b>3. Diagrama de Bloques de un Sistema de Transformación a Alto Voltaje con Frecuencia Variable</b>	<b>25</b>
3.1. Generador de Funciones . . . . .	27
3.2. Etapa de Amplificación . . . . .	27
3.3. Etapa de Elevación de Voltaje . . . . .	28
<b>4. Diseño y construcción</b>	<b>29</b>
4.1. Amplificación . . . . .	29
4.1.1. Diseño . . . . .	29
4.1.2. Construcción . . . . .	33
4.2. Transformador . . . . .	35
4.2.1. Diseño . . . . .	35
4.2.2. Construcción . . . . .	49
<b>5. Ensayo del sistema</b>	<b>53</b>
5.1. Preparación para el ensayo . . . . .	53
<b>6. Resultados</b>	<b>58</b>
<b>7. Discusión</b>	<b>66</b>

<b>8. Conclusiones</b>	<b>68</b>
<b>9. Recomendaciones y Proyectos Futuros</b>	<b>69</b>
9.1. Recomendaciones . . . . .	69
9.2. Porqué seguir investigando . . . . .	69
9.3. Títulos sugeridos para futuros proyectos . . . . .	70
<b>A. Anexos</b>	<b>73</b>
A.1. Datasheet núcleo de ferrita MnZn PC40 . . . . .	73
A.2. Curva de magnetización de núcleo de ferrita MnZn PC40 . . . . .	74
A.3. Curvas características del núcleo de ferrita MnZn PC40 . . . . .	75
A.4. Datasheet núcleo de ferrita FeSi Megaflux características del material . . . . .	76
A.5. Curvas características del núcleo de ferrita FeSi Megaflux . . . . .	77
A.6. Manual Megger para desmagnetización del núcleo del trans- formador . . . . .	78

## Índice de figuras

1.	Diagrama del sistema. . . . .	25
2.	Diagrama de proceso para diseño del sistema. . . . .	26
3.	Esquema Amplificador. . . . .	29
4.	Voltaje de Salida vs Frecuencia. . . . .	30
5.	Diagrama de Bloques OPA462. . . . .	32
6.	Pines OPA462. . . . .	32
7.	Montaje Protoboard. . . . .	34
8.	Montaje en placa. . . . .	34
9.	Esquema de acoplamiento en multisim de transformadores 1 y 2. . . . .	35
10.	Método experimental para obtener B y H. . . . .	38
11.	Efecto piel. . . . .	43
12.	Método de bobinado de núcleo toroidal. . . . .	46
13.	Núcleo de Ferrita FeSi. . . . .	49
14.	Bobinado del devanado primario en núcleo de ferrita FeSi. . . . .	50
15.	Núcleo de Ferrita MnZn. . . . .	50
16.	Bobinado del devanado primario en núcleo de ferrita MnZn. . . . .	50
17.	Lanzadera con el alambre del devanado secundario. . . . .	51
18.	Bobinado del devanado secundario. . . . .	52
19.	Intercalado de devanados. . . . .	52
20.	Conexión en serie de fuentes DC. . . . .	53
21.	Medición voltaje de salida en fuentes DC. . . . .	54
22.	Set inicial del generador de funciones. . . . .	54
23.	Potenciómetro regulador de la ganancia del amplificador. . . . .	55
24.	Frecuencia vs Relación de transformación en el transformador 1. . . . .	56
25.	Conexión del sistema en el laboratorio de Alta Tensión. . . . .	57
26.	Medición voltaje en laboratorio de Alta Tensión con partido capacitivo. . . . .	58
27.	Medición voltaje y corriente a 1kHz. . . . .	59
28.	Medición voltaje y corriente a 6.3kHz. . . . .	59
29.	Caídas de voltaje: a) 2 kHz y b) 3 kHz. . . . .	60
30.	Relación de transformación VS Frecuencia. . . . .	60
31.	Relación de transformación VS Frecuencia sin saturación. . . . .	61
32.	Salida del núcleo ante la introducción de una señal cuadrada. . . . .	61
33.	Medición de inductancia y capacitancia en serie. . . . .	62
34.	Secuencia de desmagnetización de una fuente de CC conmutada. . . . .	64
35.	Relación de transformación VS Frecuencia luego del proceso de desmagnetización del núcleo. . . . .	64

36. Frecuencia vs relación de transformación en relación de vueltas	
1:1 . . . . .	65

## Índice de tablas

1.	Áreas del Trabajo de Grado . . . . .	24
2.	Componentes usados en el amplificador. . . . .	33
3.	Ficha técnica Núcleo de Ferrita MEGA FLUX CK740060 de FeSi . . . . .	37
4.	Ficha técnica Núcleo de Ferrita PC40 de MnZn . . . . .	39
5.	Efecto Pelicular en Alambre de Cobre . . . . .	44
6.	Cálculo de la longitud de Alambre en el bobinado primario y secundario del núcleo de ferrita FeSi . . . . .	48
7.	Cálculo de la longitud de Alambre en el bobinado secundario .	49
8.	Mediciones de inductancia y capacitancia en la bobina de 400 vueltas . . . . .	63
9.	Mediciones de inductancia y capacitancia en la bobina de 7500 vueltas . . . . .	63

### 1.3. Introducción

En el ámbito de la ingeniería eléctrica, los ensayos dieléctricos son fundamentales para garantizar la integridad y seguridad de los materiales aislantes utilizados en sistemas de alta tensión. La capacidad de aplicar voltajes elevados y frecuencias variables es crucial para simular las condiciones necesarias para los ensayos y evaluar el rendimiento dieléctrico de los componentes eléctricos.

Este proyecto de titulación se enfoca en el diseño y desarrollo de un sistema de generación de voltaje y frecuencia variable para ensayos dieléctricos. El sistema consta de dos etapas principales: una etapa de amplificación de señal y una etapa de elevación de tensión.

La etapa de amplificación de señal es esencial para asegurar que la señal de entrada alcance los niveles de tensión y corriente necesarios antes de ser aplicada a los transformadores. Esta etapa requiere un diseño que minimice las pérdidas y maximice la eficiencia.

La etapa de elevación de tensión se lleva a cabo mediante dos transformadores toroidales, seleccionados por su capacidad para manejar altas tensiones y frecuencias sin una degradación significativa en el rendimiento. La elección del núcleo, el tipo de bobinado y las técnicas de construcción están orientadas a garantizar la fiabilidad de los transformadores.

El objetivo de este sistema no solo es cumplir con los requisitos técnicos específicos para ensayos dieléctricos, sino también incorporar estrategias que mitiguen los efectos adversos de la alta frecuencia, prolongando así la vida útil del sistema.

## 1.4. Antecedentes

Barrios et al. (2015) desarrollaron una metodología de diseño analítico para transformadores de potencia de alta frecuencia (HF) con cable Litz, con el objetivo de abordar el desafío de diseño de transformadores de manera integral. En su investigación, se seleccionaron los modelos más apropiados para calcular las pérdidas del núcleo, del devanado y la resistencia térmica del transformador. Utilizando la metodología de diseño analítico, se logró un diseño detallado que incluye la elección del material magnético, la geometría del núcleo y el dimensionamiento primario y secundario del hilo Litz. Los resultados demostraron un aumento significativo en la densidad de potencia y una mejora notable en la eficiencia, con un aumento del 46,5 % en la densidad de potencia y una eficiencia del 99,70 %, en comparación con los transformadores comerciales disponibles. Estas conclusiones están estrechamente relacionadas con el objetivo principal del estudio, que es la construcción de un transformador de alta frecuencia optimizado [1].

Trillos et al. (2021) llevaron a cabo un estudio con el propósito de diseñar, simular e implementar un transformador electrónico de baja potencia con salida de voltaje regulable de forma inalámbrica mediante señales PWM, con la capacidad de ser controlado a través de una interfaz de usuario en un dispositivo móvil conectado a través de WIFI. La metodología empleada en este proyecto comprendió cuatro etapas: un rectificador, un inversor, un sistema de control de los inversores y un reductor de ferrita. El inversor, diseñado como un puente completo y realizado con MOSFET, permite variar la frecuencia y el ciclo de trabajo de las señales de salida para controlar el voltaje eficaz. Utilizando PsPice Orcad, se realizaron simulaciones del diseño circuital y se implementó el modelo matemático del transformador electrónico construido. Los resultados principales indican que el transformador opera con un voltaje de entrada máximo de 120 Vrms a 60 Hz, con frecuencias entre 20 kHz y 30 kHz controladas por la interfaz de usuario, reduciendo el voltaje eficaz de entrada a valores entre 10 Vrms y 20 Vrms con una potencia máxima de 50 W. El sistema de control consiste en un microcontrolador que genera dos señales PWM simétricas, con un ciclo de trabajo máximo del 49 %, un tiempo muerto de 2 us y una frecuencia variable entre 20 kHz y 30 kHz. El circuito diseñado opera óptimamente con una frecuencia de conmutación de 30 kHz y un ciclo de trabajo del 35 %, donde la distorsión armónica total es la más baja (24.5 %) y la eficiencia es la más alta (76.57 %) [2].

Quizhpi & Gómez (2021) llevaron a cabo una investigación en Cuenca con el objetivo de determinar los parámetros de máquinas síncronas median-

te el análisis de respuesta en frecuencia. Este estudio se centró en obtener las impedancias características de la máquina dentro de un rango de frecuencia de análisis que abarcaba desde 10 mHz hasta 1 kHz. Para ello, se emplearon sensores para adquirir las variables de cada función de transferencia, las cuales posteriormente fueron procesadas mediante un algoritmo de optimización y ajuste de curvas, lo que permitió obtener los parámetros específicos de la máquina síncrona en estudio. La población de estudio fue una máquina síncrona de laboratorio. Entre los resultados principales, se observó que los parámetros dinámicos obtenidos a través del ensayo de cortocircuito súbito mostraron ligeras diferencias en comparación con aquellos obtenidos mediante el análisis de respuesta en frecuencia. Específicamente, se encontró que las inductancias de eje directo, tanto estables como transitorias, presentaron una similitud considerable entre ambos ensayos, aunque aquellas obtenidas a través del análisis de respuesta en frecuencia fueron ligeramente mayores. Sin embargo, estas diferencias no fueron significativas en comparación con los resultados obtenidos mediante el análisis clásico [3].

García & Zhunaula realizaron una investigación en Cuenca, Ecuador, con el objetivo de actualizar un manual de construcción, cálculo, instalación y mantenimiento de transformadores de pequeña y mediana potencia. Para ello, llevaron a cabo una exhaustiva recopilación de recursos bibliográficos en el ámbito de la construcción, cálculo, instalación, operación y mantenimiento de estos transformadores. Las conclusiones obtenidas están directamente vinculadas con los objetivos planteados, ya que se logró la actualización del manual, proporcionando así información actualizada y relevante para el diseño y construcción de transformadores de pequeña y mediana potencia [4].

Valdovinos Cesar (2016) realizó una investigación en Ciudad de México con el propósito de diseñar y construir un control de potencia activa para un transformador de frecuencia variable. Este sistema se implementó utilizando un motor de inducción de rotor devanado acoplado a una máquina de CD compuesta. Los principales resultados revelaron que el prototipo final fue altamente funcional para conectar dos sistemas síncronos y transferir potencia entre ellos. La respuesta del control fue confiable, lo que permitió establecer un corredor en el laboratorio donde se controlara el flujo de potencia según se deseara. Se destacó la capacidad del sistema para efectuar conexiones asíncronas, aunque debido a las características del sistema rotatorio, la transferencia de potencia experimentó oscilaciones ligeras dentro de una banda aceptable debido a pequeñas diferencias de frecuencia entre los sistemas. Las conclusiones del estudio estuvieron directamente relacionadas con los objetivos planteados, ya que se logró determinar los parámetros de la

máquina de inducción de manera convencional y se propuso una corrección de los mismos que proporcionó buenos resultados de simulación cuando la máquina operaba como VFT (transformador de frecuencia variable) en vacío y al aislar dos sistemas de potencia. Además, se logró determinar la constante de inercia de forma no invasiva, utilizando una metodología comúnmente empleada en máquinas síncronas [5].

En el estudio realizado por Barrios Ernesto en 2015, titulado "Modelado y metodología analítica de diseño de transformadores de potencia y alta frecuencia", llevado a cabo en Navarra, España, se estableció el objetivo de desarrollar una metodología de diseño analítica para transformadores de alta frecuencia que permitiera obtener diseños óptimos y servir como una herramienta útil para el dimensionado adecuado del transformador y el convertidor de potencia.

En relación a los objetivos planteados, se realizaron conclusiones significativas. En primer lugar, se llevó a cabo un análisis exhaustivo del estado del arte de los modelos de funcionamiento electromagnético y térmico de los transformadores, y se seleccionaron los modelos que presentaban un equilibrio adecuado entre precisión y facilidad de manejo. Este análisis condujo a la obtención de un modelo global único que permitió comprender el problema de diseño. Además, la amplitud del análisis proporciona al lector los recursos necesarios para formar su propia opinión sobre la idoneidad de los modelos seleccionados.

Asimismo, se propuso un circuito eléctrico equivalente de media frecuencia para el transformador, que permitía analizar la interacción entre el transformador y el convertidor de potencia, específicamente en lo que respecta a las corrientes en modo común en el sistema. Se presentaron técnicas para el cálculo teórico de los elementos que forman parte de este circuito equivalente. Otra contribución importante fue la propuesta de una técnica innovadora llamada "máximo intercalado" para intercalar los devanados de pletina del transformador. Esta técnica permite minimizar las pérdidas de proximidad en los devanados y, al mismo tiempo, reducir al mínimo necesario la complejidad constructiva del transformador. El máximo intercalado ofrece una ventaja competitiva al permitir alcanzar altas eficiencias y densidades de potencia óptimas para el transformador [6].

## 1.5. Justificación

Este trabajo de titulación propuso satisfacer la necesidad que tenía el Laboratorio de Alta Tensión de la Universidad Politécnica Salesiana de contar con un dispositivo capaz de manejar altas frecuencias a media tensión. Aunque existían ensayos que evaluaban equipos de alta tensión frente a altas frecuencias o descargas parciales, la utilización de un transformador elevador de tensión convencional no resultó eficaz, ya que el efecto pelicular y el efecto de proximidad se intensificaron significativamente en ese contexto, reduciendo la vida útil del transformador y generando pérdidas considerables en los devanados y en el núcleo. Este fenómeno conllevó a una disminución de las propiedades magnéticas de los materiales, lo que representó un desafío importante en el desarrollo de dispositivos para manejar altas frecuencias a media tensión [6].

La utilización del transformador de frecuencia variable en los ensayos de pruebas dieléctricas fue esencial para evaluar la rigidez dieléctrica de aisladores. La implementación del sistema en el laboratorio de la Universidad Politécnica Salesiana proporcionó una herramienta adicional y valiosa para la investigación y el análisis de materiales dieléctricos, amplió así las capacidades experimentales del laboratorio y enriqueció el aprendizaje práctico de los estudiantes.

## **1.6. Objetivos**

### **1.6.1. Objetivo General**

Construir un sistema de voltaje y frecuencia variable hasta 5 kV y 20 kHz para ensayos de rigidez dieléctrica en alta tensión.

### **1.6.2. Objetivos Especificos**

- Analizar los componentes requeridos del sistema, incluyendo el amplificador y el transformador elevador.
- Construir el transformador elevador y el amplificador destinado al manejo de señales de alta frecuencia.
- Validar el funcionamiento del sistema mediante pruebas experimentales.

## 2. Categorización del Trabajo de Titulación según Criterios ABET

### 2.1. Restricciones múltiples

- **Costos:** En la Sección 3.2.1 *Diseño* (página 33), se menciona que el alambre de Litz, aunque es la mejor opción para trabajar a altas frecuencias, tiene un alto costo y falta de disponibilidad en el mercado ecuatoriano. Esto implica una consideración de costos en la selección de materiales. En la Sección 3.2.2 *Construcción* (página 40), se menciona que adquirir el alambre por peso es más práctico que por longitud, lo que también implica una consideración de costos en la adquisición de materiales.
- **Funcionalidad:** En la Sección 5 *Resultados* (página 49), se discuten los resultados del ensayo y cómo el sistema logró alcanzar ciertos niveles de voltaje y frecuencia, lo que refleja la funcionalidad del sistema.
- **Mantenibilidad:** En la Sección 5 *Resultados* (página 55), se menciona la necesidad de desmagnetizar el núcleo del transformador para evitar la saturación y mejorar el desempeño del sistema. Esto implica una consideración de mantenibilidad en el diseño del sistema.
- **Usabilidad:** En la Sección 3.1.2 *Construcción* (página 25), se describe cómo se optimizó el montaje del amplificador en una placa para facilitar su manejo y conexión. Esto implica una consideración de usabilidad en el diseño del sistema.
- **Constructibilidad:** En la Sección 3, donde la Subsección 3.1.2 (pág. 2425) detalla el montaje del amplificador desde protoboard hasta placa, y la Subsección 3.2.2 (pág. 3839) describe el proceso de bobinado y montaje del transformador desde cero.

### 2.2. Normas relevantes

- **IEC 60076:** los cálculos de diseño de los transformadores (como la selección de núcleos de ferrita y el bobinado) siguen prácticas estandarizadas en la industria, que están alineadas con la normativa.
- **IEC 61010 e ISO/IEC 17025:** Las pruebas de alto voltaje y frecuencia realizadas en el laboratorio siguen protocolos que están en línea con normativas de seguridad y calidad.

## 2.3. Elementos del proceso

- **Identificación de Oportunidades:** Se menciona en la sección de Justificación (página 14) la necesidad del Laboratorio de Alta Tensión de contar con un sistema para ensayos dieléctricos a altas frecuencias, destacando la oportunidad de mejorar las capacidades del laboratorio y el aprendizaje estudiantil. Además, en la sección de Antecedentes (páginas 11-13), se analizan trabajos previos relacionados con transformadores de alta frecuencia y sistemas de control, justificando la relevancia del proyecto.
- **Generación de Soluciones Múltiples:** En la sección 3.2.1 Diseño (página 32) se presentan tres opciones de bobinado para el transformador: alambre de cobre esmaltado, alambre de Litz y conductores de pletina, evaluando sus ventajas y desventajas. Asimismo, en la misma sección (página 26), se comparan núcleos de ferrita FeSi y MnZn, seleccionando ambos para diferentes etapas del sistema.
- **Desarrollo de Requerimientos:** En la sección 1 Objetivos (página 15) se establecen los requerimientos técnicos del sistema, especificando un voltaje de hasta  $5kV_{pp}$  y una frecuencia de hasta 20 kHz. Además, en la sección 3.1.1 Diseño (página 21), se detallan parámetros del amplificador como una ganancia de  $17 V_{out}/V_{in}$  y protección contra sobrecorriente.
- **Evaluación de Soluciones:** En la sección 3.2.1 Diseño (página 32) se comparan el alambre de Litz, que ofrece mejor rendimiento, y el alambre esmaltado, que resulta más accesible en términos de costo y disponibilidad, optando por este último. En la sección 6 Discusión (página 58), se examina la eficacia del núcleo MnZn frente a la saturación y se sugieren mejoras para el futuro.
- **Consideración de Riesgos:** En la sección 5 Resultados (página 55), se identifican riesgos como la saturación del núcleo y la ferresonancia, proponiendo la desmagnetización como mitigación. Además, en la sección 7 Conclusiones (página 60), se mencionan riesgos operativos como sobrecorrientes que pueden dañar aislamientos, sugiriendo ajustes en futuros diseños.

## 2.4. Basado en trabajos anteriores

- **Optimización de sistemas:** En la Sección 6. Discusión (página 58): Se discute la optimización del sistema para reducir pérdidas por efecto

pelicular y capacitancias parásitas.

- **Alta tensión:** El objetivo principal es diseñar un sistema de alta tensión (hasta 5 kV) para ensayos dieléctricos.
- **Máquinas eléctricas:** El documento se fundamenta en trabajos previos relacionados con las máquinas eléctricas, integrando enfoques teóricos y metodológicos de investigaciones reconocidas en el diseño y la operación de transformadores y equipos de alta tensión.

Tabla 1: Áreas del Trabajo de Grado

Título del Trabajo:	DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN SISTEMA DE GENERACIÓN DE ALTO VOLTAJE Y FRECUENCIA VARIABLE PARA ENSAYOS DIELECTRICOS			
<b>Restricciones múltiples</b>	Accesibilidad		Estética	
	Códigos		Constructibilidad	X
	Costos	X	Ergonomía	
	Extensibilidad		Funcionalidad	X
	Interoperabilidad		Consideraciones Legales	
	Mantenibilidad	X	Manufacturabilidad	
	Mercadeo		Política	
	Regulaciones		Cronogramas	
	Normativas		Sostenibilidad	
	Impacto Ambiental		Impacto Social	
	Usabilidad	X	Otros:	
<b>Normas relevantes</b>	IEC 61010	X		
	IEC 60076	X		
	ISO/IEC 17025	X		
<b>Elementos del proceso</b>	Identificación de oportunidades	X	Generación de soluciones múltiples	X
	Desarrollo de requerimientos	X	Evaluación de soluciones	X
	Procesos iterativos		Consideración de riesgos	X
	Realizar compromisos o tratos			
	Protecciones		Iluminación	
<b>Basado en trabajos anteriores</b>	Optimización de sistemas	X	Alta Tensión	X
	Energías alternativas		Distribución	
	Máquinas eléctricas	X	Otros temas	

### 3. Diagrama de Bloques de un Sistema de Transformación a Alto Voltaje con Frecuencia Variable

Previo a la implementación del sistema, se realizó una planificación detallada para definir las etapas claves necesarias para su diseño e integración. En la Fig 2 se presenta el diagrama de bloques, el cual organiza de manera lógica y estructurada la secuencia de pasos a seguir. Este esquema facilita tanto la ejecución como el análisis del sistema, proporcionando una visión clara de las interacciones entre las diferentes etapas y asegurando que cada componente cumpla su función de forma efectiva.

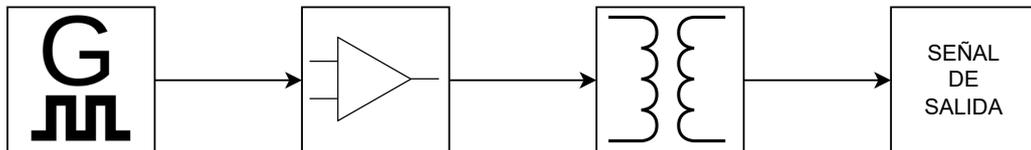


Figura 1: Diagrama del sistema.

La Figura 1 presenta el diagrama general del sistema, el cual organiza de manera lógica las etapas esenciales del proceso de diseño e implementación. Estas etapas incluyen la generación de señales, su amplificación y posterior transformación a alto voltaje. A partir de este esquema, se detalla cómo la señal generada será cuidadosamente amplificada utilizando un diseño que maximiza su estabilidad y precisión, para luego ser transformada mediante un sistema de elevación de voltaje compuesto por núcleos cuidadosamente seleccionados. Cada uno de estos pasos será abordado en los siguientes apartados, proporcionando una comprensión integral del desarrollo del sistema y destacando sus elementos clave.

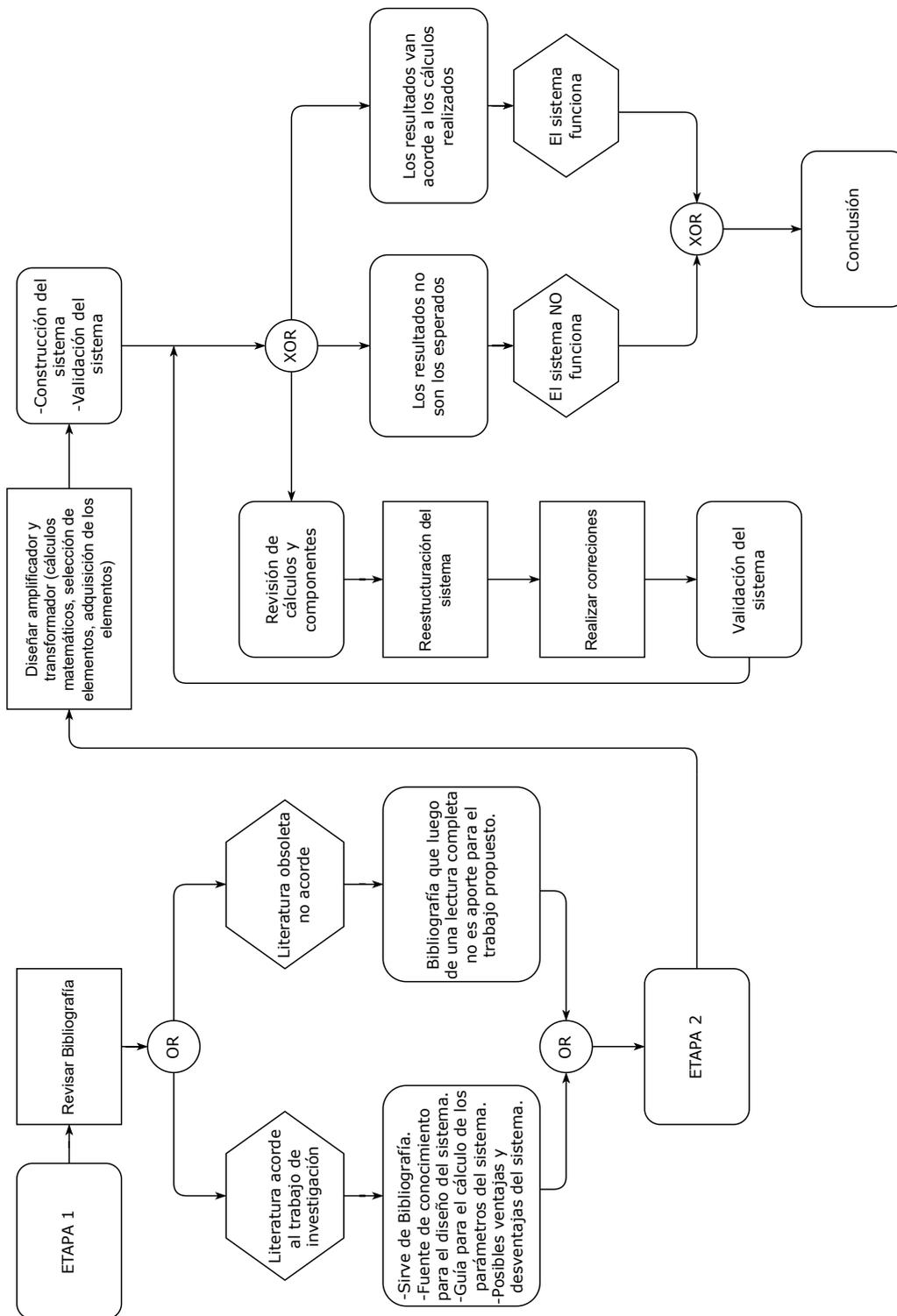


Figura 2: Diagrama de proceso para diseño del sistema.

### 3.1. Generador de Funciones

Esta etapa es responsable de crear la señal de entrada que será amplificada y transformada a un alto voltaje. La señal generada varía en amplitud y frecuencia, según las necesidades del sistema, sirviendo como punto de partida para todo el proceso.

El rango de frecuencias de operación es de 500 Hz a 20 kHz, adecuado para ensayos de aisladores a altas frecuencias.

El generador produce señales con alta pureza y estabilidad, permitiendo ajustes precisos de frecuencia dentro del rango especificado mediante controles manuales. Esto asegura que las señales utilizadas mantengan las características necesarias para un análisis fiable.

El control del generador se realiza mediante potenciómetros y teclas. Los potenciómetros permiten ajustes finos de la amplitud, mientras que las teclas facilitan la selección de parámetros. Esto garantiza un control preciso y una operación estable, esencial para mantener la calidad de las señales generadas.

### 3.2. Etapa de Amplificación

La etapa de amplificación tiene como objetivo elevar la señal generada por el sistema a un nivel adecuado para su posterior transformación en alto voltaje. Para ello, se emplea un amplificador operacional de alto voltaje, específicamente el modelo OPA462, que permite amplificar señales sinusoidales manteniendo una ganancia de 17 V/V. Este diseño incrementa la señal de entrada, que originalmente es de  $5 V_{pk}$ , a un nivel de salida de  $85 V_{pk}$ , alcanzando una potencia de 2.55 W.

El amplificador está diseñado para operar con alta estabilidad y baja distorsión armónica. Según las especificaciones del fabricante, la distorsión total armónica, considerando ruido (THD+N), es de apenas 0.0015 % cuando se opera a una frecuencia de 1 kHz con una salida de 150 Vpp y una ganancia de 20 V/V. Estas características aseguran que la señal amplificada mantenga la pureza necesaria para los ensayos.

Para garantizar la seguridad y la estabilidad del sistema, el OPA462 incorpora un sistema de protección interno que se activa en caso de sobrecorriente o sobrecalentamiento. Esta protección limita la corriente a un máximo de 30

mApk y desconecta el amplificador si la temperatura de la unión supera los 150°C, reactivándolo automáticamente una vez que se recupera la temperatura adecuada. Estas medidas no solo protegen al dispositivo, sino también a la carga conectada.

A pesar de su eficacia, el amplificador presenta limitaciones a bajas frecuencias. En estas condiciones, el voltaje debe mantenerse reducido para evitar que la corriente exceda los límites especificados y active la protección. Esto requiere un ajuste cuidadoso de los parámetros operativos, especialmente en frecuencias inferiores a 500 Hz, para asegurar un funcionamiento estable y continuo del sistema.

### 3.3. Etapa de Elevación de Voltaje

La etapa de elevación de voltaje se compone de dos núcleos: uno de hierro-silicio proporcionado por el grupo de investigación GIE, y otro importado, compuesto de manganeso-zinc. El primer núcleo, al tener una baja permeabilidad, requiere un mayor número de vueltas en el primario para obtener resultados óptimos, y se utiliza para elevar el voltaje al doble. El segundo núcleo, con una mejor permeabilidad, se emplea para elevar ese voltaje hasta los parámetros requeridos.

- **Transformador de alto voltaje:** La primera parte de la etapa de elevación de voltaje duplica el voltaje, mientras que la segunda lo incrementa hasta 25 veces. Entre ambas, fue necesario colocar una resistencia de alto valor, lo que permitió reducir la corriente en el primario del primer transformador. Esto es crucial para evitar que el amplificador active su protección de manera prematura.
- **Aislamiento:** Se ha utilizado papel kraft cada dos vueltas en el toroide, lo que resulta en un aislamiento efectivo después de aproximadamente 2000 vueltas con alambre de 30 AWG. Esto asegura un adecuado aislamiento en los devanados, mejorando la confiabilidad y seguridad del sistema.

## 4. Diseño y construcción

Este capítulo describe el diseño y la construcción de los componentes principales del sistema: la etapa de amplificación y la etapa de transformación de voltaje. Se detalla el diseño del amplificador operacional OPA462, incluyendo los cálculos, configuraciones y pruebas para garantizar estabilidad y protección.

Se aborda el diseño de los transformadores de ferrita FeSi y MnZn, explicando los cálculos de devanados, técnicas de bobinado y uso de materiales aislantes como papel kraft, optimizando el rendimiento y la fiabilidad del sistema. En conjunto, el capítulo cubre los aspectos teóricos y prácticos necesarios para implementar el sistema.

### 4.1. Amplificación

#### 4.1.1. Diseño

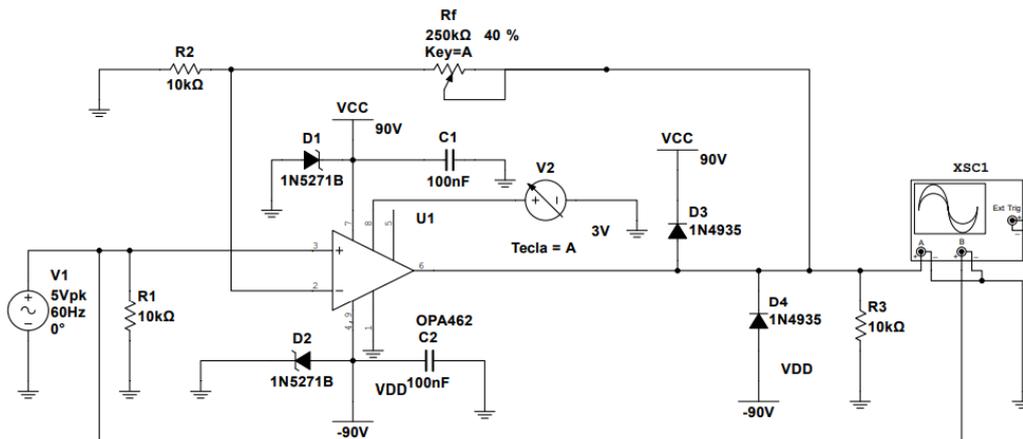


Figura 3: Esquema Amplificador.

Se diseñó un amplificador de voltaje para elevar significativamente la señal del generador de funciones. En la figura 3 se presenta el esquema para la amplificación de la señal de salida del generador de funciones. La ganancia del amplificador es determinada por la configuración de las resistencias de retroalimentación del OPA. Para evitar la inversión de la señal, se colocó una resistencia R2 de 10 K $\Omega$  en la entrada positiva del OPA. Como resistencia de retroalimentación ( $R_f$ ), se utilizó un potenciómetro de 250 K $\Omega$ , lo que permite ajustar el voltaje de salida, ampliándolo o reduciéndolo según sea

necesario. Esto es esencial debido a las variaciones de voltaje en el transformador al operar en un amplio rango de frecuencias, y facilita la selección del voltaje adecuado para cada tipo de ensayo. La resistencia R1 conectada en serie con la señal de entrada, se emplea para proteger y balancear el circuito. El amplificador operacional (OPA) seleccionado para el diseño es el **OPA462**, debido a su capacidad para manejar altos valores de voltaje, corriente y frecuencia. Este OPA soporta hasta 180V y 30mA, lo que lo hace adecuado para los requisitos del sistema. Además, como se muestra en la Figura 4, el valor del voltaje de salida se mantiene estable dentro del rango de frecuencias operativas, lo que garantiza un rendimiento óptimo del sistema.

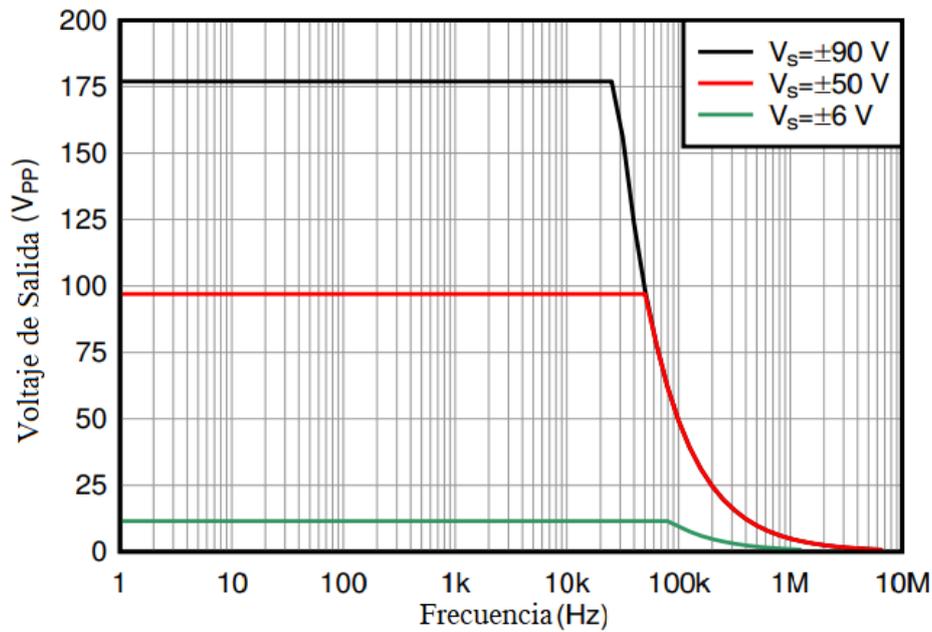


Figura 4: Voltaje de Salida vs Frecuencia.

Para el diseño, se utilizó el voltaje de salida máximo de 90V permitido por el OPA en Corriente Alterna (AC). Con este valor, se pueden calcular los valores de las resistencias necesarias. A continuación, se detallan los cálculos:

$$V_{out} = V_i \left( \frac{R_F}{R_2} + 1 \right) \quad (1)$$

Se calculó el valor de R<sub>f</sub> despejando de (1), y usando valores de V<sub>out</sub> = 90V, y V<sub>i</sub> = 5V. Además, se empleó un valor comercial para R<sub>2</sub>, por lo cual se usó un valor de R<sub>2</sub> = 10KΩ.

$$R_f = 10K\Omega \left( \frac{90V}{5V} - 1 \right) = 170K\Omega$$

En base al cálculo de  $R_f$  se colocó un potenciómetro de valor comercial de  $250k\Omega$ , para ampliar el rango de voltaje de las señal de entrada entre 3 y 5 voltios. Para calcular el valor de  $R_1$ , se realizó el paralelo entre  $R_f$  y  $R_2$ .

$$R_3 = R_f \parallel R_1 \quad (2)$$

$$R_3 = 250K\Omega \parallel 10K\Omega$$

$$\mathbf{R_3=9,62K\Omega}$$

El valor de  $9,62K\Omega$  no es un valor comercial, por lo cual se usó un valor de  $10K\Omega$ . Este es un valor comercial que cubre los valores del potenciómetro desde  $10K\Omega$  hasta  $250K\Omega$ .

El funcionamiento del OPA se observa en la Figura 5, en el cual se explica que con las entradas **-IN** y **+IN** inicia el proceso de amplificación, luego ingresa a la amplificación controlada por tensión, la cual se alimenta con voltaje de corriente continua (CC) en los pines **V+** y **V-**. De esta sección depende el voltaje que se obtenga en la salida, el OPA462 maneja un voltaje máximo de 180V por lo cual se puede alimentar con valores de hasta +90V y -90V. El OPA cuenta con un apartado opcional de limitación de corriente, el cual sirve como protección, se alimenta por medio de los pines E/D y E/D COM, con una fuente CC de 3 a 5V.

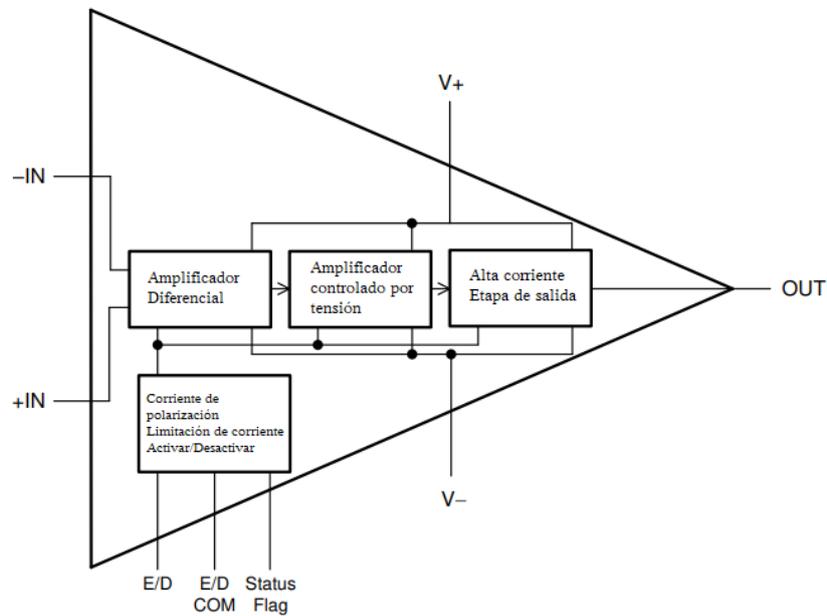


Figura 5: Diagrama de Bloques OPA462.

Los pines del OPA462 se describen en la Figura 6. En este caso, se decidió utilizar la limitación de corriente para proteger el OPA y manejar las bajas corrientes necesarias para los ensayos dieléctricos en los que será empleado. Esto también permitió usar un calibre de conductor delgado, minimizando los efectos de proximidad y pelicular. De este modo, únicamente el pin 5 quedó sin uso, ya que su función de control del estado del OPA no era necesaria para el sistema.

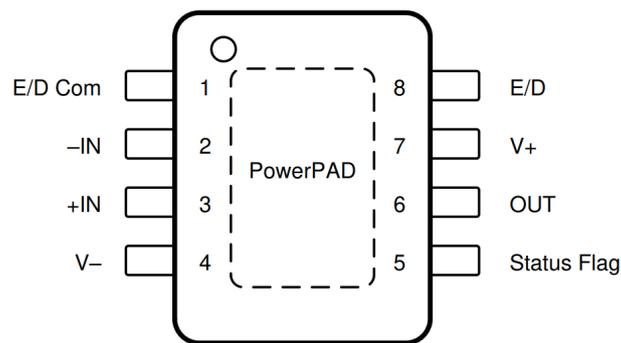


Figura 6: Pines OPA462.

En las entradas  $V+$  y  $V-$  se añadieron diodos Zener y capacitores que permiten tener un voltaje de referencia más estable, y protegen contra sobre

tensiones al limitar el voltaje a un nivel específico.

En la salida del OPA se añadió una CC del mismo valor que en los pines V- y V+, junto con diodos rápidos que permitieron una conmutación rápida. Esto permitió que el circuito manejara cambios rápidos en la señal sin perder eficiencia, además de protegerlo contra picos de voltaje al desviar la corriente cuando la tensión inversa aumenta. La necesidad de utilizar diodos rápidos se debe a las altas frecuencias que se manejan. Finalmente, se agregaron resistencias limitadoras, una fija y otra variable, para controlar la corriente inyectada al transformador [7].

La Figura 3 muestra el esquema del amplificador utilizado en el sistema, y los componentes empleados en este se detallan en la Tabla 2.

<b>Componentes amplificador</b>		
<b>Nomenclatura</b>	<b>Elemento</b>	<b>Descripción</b>
R1, R2, R3	Resistencia Fija	10k $\Omega$
C1, C2	Capacitor cerámico	10nF
D1, D2	Diodo Zener	1N5271B
D3, D4	Diodo rápido	1N4935
Rf	Potenciómetro	250k $\Omega$
R4	Potenciómetro	1k $\Omega$
OPA	Amplificador Operacional	OPA462

Tabla 2: Componentes usados en el amplificador.

#### 4.1.2. Construcción

En primera instancia, se realizó el montaje en un protoboard para probar la funcionalidad del circuito. Se presentaron inconvenientes con el limitador de corriente del OPA al conectar el transformador, por lo que se incorporó el potenciómetro R4 de 1K $\Omega$  para limitar la corriente y eliminar el fallo. En la Figura 7 se muestra el montaje en protoboard.

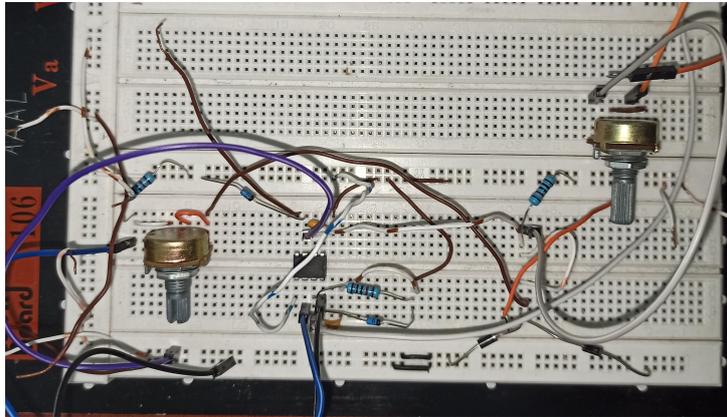


Figura 7: Montaje Protoboard.

Una vez probado el circuito, se procedió a su montaje en una placa, optimizando el espacio y priorizando un manejo más sencillo al momento de conectar y utilizar el sistema. En la Figura 8 se observa la placa, detallando los puertos de las borneras.

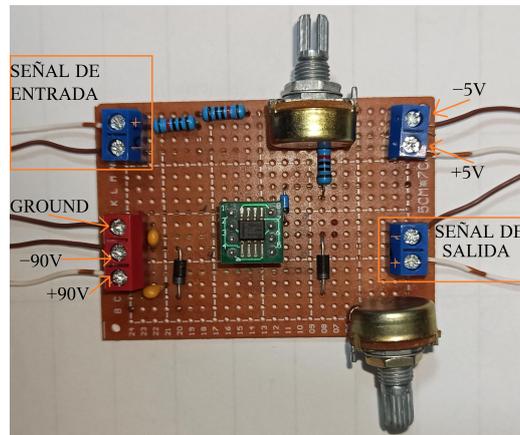


Figura 8: Montaje en placa.

## 4.2. Transformador

### 4.2.1. Diseño

La etapa de elevación de voltaje está compuesta por dos etapas de transformación acopladas. En la primera etapa se utilizó un núcleo de ferrita FeSi con una relación de transformación de 1 : 2. El voltaje de entrada en esta etapa corresponde a la salida de la etapa de amplificación, con un valor de  $30.547 V_{rms}$ , mientras que la salida alcanzó los  $60.9172 V_{rms}$ . Con este nivel de voltaje, se acopló una segunda etapa con una relación de transformación de 1 : 25, buscando un voltaje de salida de  $1,5kV_{rms}$ . En la Figura 9 se observa el esquema que representa de manera gráfica el acoplamiento de las etapas de transformación.

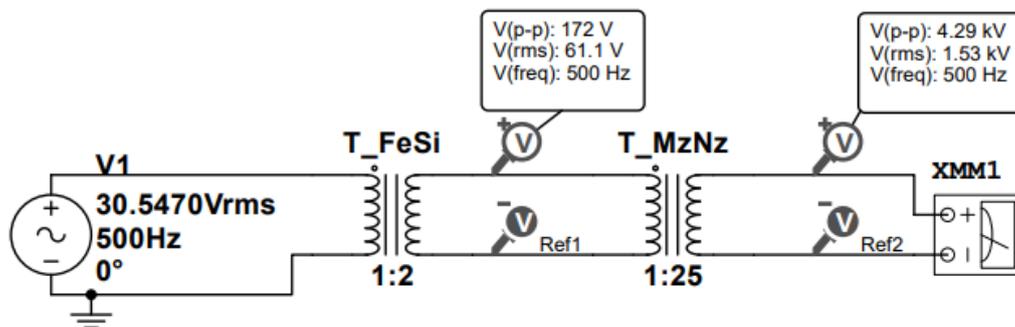


Figura 9: Esquema de acoplamiento en multisim de transformadores 1 y 2.

### Núcleos

Para el núcleo de los transformadores se seleccionaron dos materiales específicos: ferrita PC40 de MnZn (manganeso-zinc) de la marca TDK y MEGA FLUX CK740060 de FeSi (hierro-silicio) fabricado por Chang Sung. Estos materiales fueron elegidos debido a su óptimo acoplamiento con el sistema diseñado, ofreciendo ventajas destacadas que potencian su rendimiento y eficiencia.

- Los núcleos seleccionados manejan valores de permeabilidad altos, lo que permite una mejor concentración del flujo magnético y aumenta la eficiencia de los transformadores a altas frecuencias.
- Soportan densidades de flujo magnético elevadas antes de alcanzar la saturación.

- Presentan una alta resistencia eléctrica, lo que reduce las corrientes parásitas (corrientes de Foucault) en aplicaciones de alta frecuencia, minimizando así las pérdidas por calor.
- Contribuyen a la reducción del ruido eléctrico en los circuitos, lo cual es beneficioso para obtener una señal más limpia en la salida.

Se priorizó un diseño toroidal para ambos núcleos, aprovechando las siguientes ventajas:

- El camino del flujo magnético es completamente cerrado, asegurando que prácticamente todo el flujo magnético quede contenido dentro del material del núcleo. Esto reduce las fugas de flujo magnético al exterior, mejorando la eficiencia y reduciendo las interferencias electromagnéticas.
- El flujo magnético se distribuye de manera más uniforme alrededor de los núcleos, evitando puntos de saturación focalizados y permitiendo un mejor manejo de altas densidades de flujo sin pérdida significativa de rendimiento.
- Se minimizan las pérdidas por histéresis magnética, lo que resulta en una mayor eficiencia, especialmente en aplicaciones de alta frecuencia.
- Las corrientes parásitas, que se generan principalmente en superficies planas y bordes, se ven reducidas gracias a la forma continua y lisa de los núcleos toroidales, disminuyendo así las pérdidas por calor.

Los núcleos toroidales seleccionados ofrecen ventajas significativas en términos de eficiencia, reducción de interferencias electromagnéticas (EMI), minimización de pérdidas y manejo de altas densidades de flujo, posicionándolos como opciones ideales para aplicaciones de alta frecuencia y alta eficiencia.

Se implementaron dos etapas de transformación con el fin de reducir el número de vueltas en los devanados de los transformadores y disminuir las pérdidas causadas por las capacitancias parásitas. En la primera etapa se utilizó un núcleo de ferrita FeSi, ya que sus dimensiones proporcionan un espacio reducido, permitiendo devanados con un menor número de vueltas.

Las especificaciones se basaron en los datos proporcionados por el fabricante, como se detalla en la Tabla 3:

<b>Ficha Técnica Fabricante Núcleo de Ferrita FeSi</b>				
$D_e$ (cm)	$D_i$ (cm)	$h$ (cm)	$\mu_r$	Densidad de Flujo Magnético de saturación (Bs) mT
7.52	4.407	3.627	60	1600

Tabla 3: Ficha técnica Núcleo de Ferrita MEGA FLUX CK740060 de FeSi

Con las dimensiones obtenidas, se calculó el área de la sección transversal efectiva del núcleo ( $A$ ) utilizando (3):

$$A = \frac{(D_e - D_i) \cdot h}{2} \quad (3)$$

Con lo cual se obtuvo:

$$A = \frac{(7,52cm - 4,407cm) \cdot 3,627cm}{2} = 5,040cm^2 = 0,0005040m^2$$

Con las dimensiones del núcleo se estimó la longitud media del núcleo ( $l_m$ ):

$$l_m = \frac{\pi(D_e - D_i)}{\ln\left(\frac{D_e}{D_i}\right)} \quad (4)$$

$$l_m = \frac{\pi(7,52cm - 4,407cm)}{\ln\left(\frac{7,52cm}{4,407cm}\right)} = 18,38cm = 0,1838m$$

Para determinar los valores de la **densidad de flujo magnético** ( $B$ ) y la **intensidad de campo magnético** ( $H$ ), se utilizó un método experimental descrito en la Figura 10. En este proceso, se empleó el amplificador del sistema, junto con los datos del datasheet del núcleo del Anexo A.4, como la **densidad de flujo**  $B$  y la **permeabilidad relativa** ( $\mu_r$ ). Además, se consideró la corriente máxima del amplificador y la **longitud media del núcleo** ( $l_m$ ) para calcular un número de vueltas inicial en los devanados. [8]

$$B = \mu H = \frac{\mu N i}{l_m} \quad (5)$$

$$N = \frac{l_m \cdot B}{\mu_r \cdot \mu_o \cdot i} \quad (6)$$

$$N = \frac{0,1838m \cdot 0,0155T}{60 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 0,03A} = 1259,49vueltas.$$

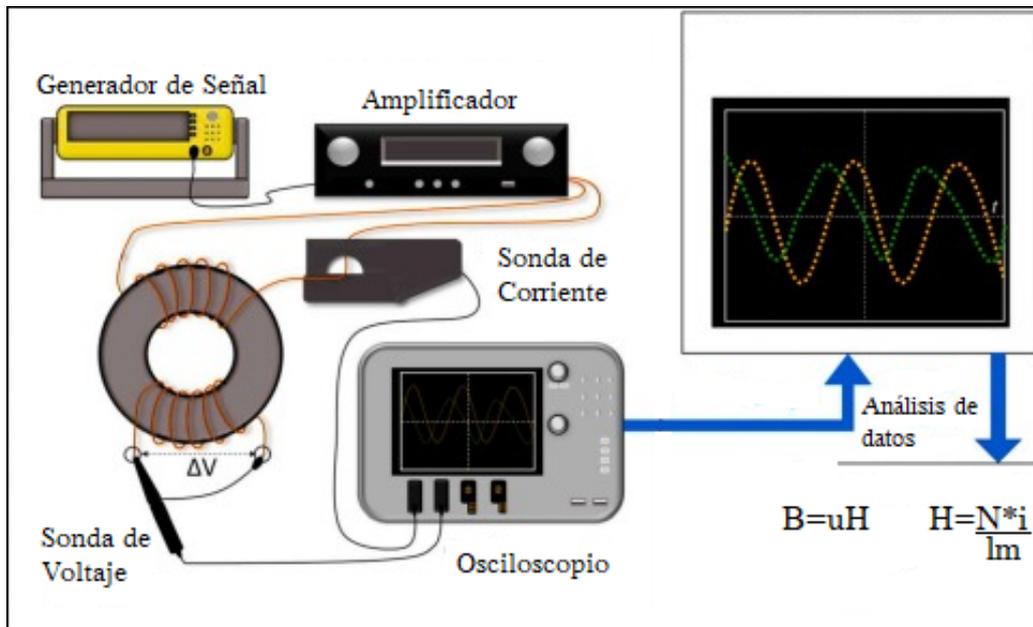


Figura 10: Método experimental para obtener B y H.

Considerando que el amplificador activa su protección a partir de  $30mA$ , y para facilitar los cálculos, se utilizaron 1300 vueltas en la experimentación. Con esta configuración, el transformador operó correctamente a  $500Hz$ , registrando valores medidos con sondas de  $86,4V_{pp}$  y  $15,7mA$ . Con estos valores obtenidos, se procedió a realizar los cálculos para determinar los valores de  $B$  y  $H$ :

$$H = \frac{Ni}{l_m} \quad (7)$$

$$H = \frac{1300 \cdot 0,0157A}{0,1838m} = 111,0446A/m$$

$$B = \frac{V_{rms}}{4,44 \cdot A \cdot N \cdot f} \quad (8)$$

$$B = \frac{30,5470}{4,44 \cdot 0,0005040 \cdot 1300 \cdot 500Hz}$$

$$B = 0,021T = 21,02mT$$

Con la longitud media y el número de vueltas calculada, tomando datos del núcleo de  $B_{max}$ , y valores de  $u_r$  se determinó la potencia que puede manejar el núcleo:

$$B_{max} = 1,6T$$

$$B = \mu H = \frac{\mu Ni}{l_m}$$

$$H = \frac{B}{\mu} = \frac{1,6T}{60 * 4\pi * 10^{-7}} = 21220,65908 A/m$$

$$H = \frac{Ni}{l_m}$$

$$i = \frac{H * l_m}{N} = \frac{21220,66 * 0,1838}{1300} = 3A$$

$$P = V * I = 30,5470 * 3 = 91,64VA$$

No se ocupa el total de la potencia que maneja el núcleo, puesto que en la etapa de amplificación se limita la corriente a 30mA en la etapa de transformación.

Para el segundo transformador se utilizó un núcleo toroidal de ferrita MnZn, cuyas especificaciones se basaron en los datos proporcionados por el fabricante, como se detalla en la Tabla 4:

<b>Ficha Técnica Fabricante Núcleo de Ferrita MnZn</b>				
$D_e$ (cm)	$D_i$ (cm)	$h$ (cm)	$\mu_r$	Densidad de Flujo Magnético Remanente (Br) mT Con H = 1194 A/m; 25 °C
11.8	8	2	2300	95

Tabla 4: Ficha técnica Núcleo de Ferrita PC40 de MnZn

Con las dimensiones obtenidas, se calculó el área de la sección transversal efectiva del núcleo (A) utilizando (3):

$$A = \frac{(D_e - D_i) * h}{2}$$

Con lo cual se obtuvo:

$$A = \frac{(11,8cm - 8cm) * 2cm}{2} = 3,8cm^2 = 0,00038m^2$$

Con las dimensiones del núcleo se estimó la longitud media del núcleo ( $l_m$ ):

$$l_m = \frac{\pi(D_e - D_i)}{\ln\left(\frac{D_e}{D_i}\right)} = \frac{\pi(11,8cm - 8cm)}{\ln\left(\frac{11,8cm}{8cm}\right)} = 30,7161cm = 0,30716m$$

Para determinar los valores de la **densidad de flujo magnético**( $B$ ) y la **intensidad de campo magnético**( $H$ ), se utilizó de igual manera el método

experimental descrito en la Figura 10, junto con los datos del datasheet del núcleo del Anexo A.1, como la **densidad de flujo remanente** ( $B_r$ ) y la **permeabilidad relativa** ( $\mu_r$ ). Además, se consideró la mitad de la corriente máxima del amplificador debido a que la primera etapa va a duplicar el voltaje, por lo cual la corriente disminuirá, y la **longitud media del núcleo** ( $l_m$ ) para calcular un número de vueltas inicial en los devanados. [9]

$$B = \mu H = \frac{\mu N \cdot i}{l_m}$$

$$N = \frac{l_m \cdot B}{\mu_r \cdot \mu_o \cdot i} = \frac{0,30716m \cdot 0,110T}{2300 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 0,03A} = 382,82vueltas.$$

Para simplificar los cálculos, se utilizaron 400 vueltas durante la experimentación. Con esta configuración, el transformador operó correctamente a 200 Hz; sin embargo, debido a las características del primer núcleo, fue necesario diseñarlo para una frecuencia inicial de 500Hz, registrándose valores medidos con sondas de 172,3Vpp y 7,9mA.

Con estos valores obtenidos, se procedió a realizar los cálculos para determinar los valores de  $B_{max}$  y  $H$ :

$$H = \frac{N \cdot i}{l_m} = \frac{400 \cdot 0,0079A}{0,30716m} = 10,2878A/m$$

$$B = \frac{V_{rms}}{4,44 \cdot A \cdot N \cdot f} = \frac{60,9172}{4,44 \cdot 0,00038 \cdot 400 \cdot 500Hz}$$

$$B = 0,18053T = 180,53mT$$

Los  $B$  de ambos núcleos tienen valores relativamente bajos comparados con la densidad de flujo de saturación  $B_s$  que detalla el fabricante.

Con la longitud media y el número de vueltas calculada, tomando datos del núcleo de  $B_{max}$ , y valores de  $\mu_r$  se determinó la potencia que puede manejar el núcleo:

$$B_{max} = 0,45T$$

$$B = \mu H = \frac{\mu N i}{l_m}$$

$$H = \frac{B}{\mu} = \frac{0,45T}{2300 * 4\pi * 10^{-7}} = 155,695053A/m$$

$$H = \frac{N i}{l_m}.$$

$$i = \frac{H * lm}{N} = \frac{155,695 * 0,30716}{400} = 0,119558A$$

$$P = V * I = 60,9172 * 0,1196 = 7,2834VA$$

Al igual que en el núcleo de ferrita FeSi, en el núcleo de ferrita MzNz no se ocupa el total de la potencia que maneja el núcleo, por la limitación de corriente en la etapa de amplificación.

## Cable

El voltaje en el bobinado primario del transformador de ferrita FeSi es el generado por el amplificador, alcanzando un valor de 86,4V. A partir de este voltaje, se calculó la corriente máxima que el núcleo podría manejar sin saturarse ni sufrir daños:

$$I = \frac{P}{V} = \frac{91,64VA}{86,4V} = 1,0607A$$

El amplificador soporta una corriente máxima de 30mA, pero cuenta con un limitador de corriente. Por lo tanto, se consideró el uso de calibres de cables hasta 40AWG, los cuales soportan los valores de corriente mencionados. Sin embargo, por razones mecánicas, como la resistencia del cable a la fuerza de tensión durante el bobinado, se optó por utilizar un calibre de cable 30AWG, que soportaba corrientes de hasta 0,2A, cubriendo incluso el valor de la corriente nominal del núcleo.

Se analizaron 3 opciones para el bobinado del transformador, estas fueron:

- Alambre de cobre esmaltado.
- Alambre de litz.
- Conductores de pletina.

El **conductor de pletina** presenta una geometría que limitaba el espacio en el cual se inducían corrientes debido a los efectos de alta frecuencia. Sin embargo, debido a la geometría del núcleo, bobinar con este tipo de conductor no resulta óptimo, ya que en transformadores anteriores se había logrado un factor de llenado de hasta 0.7 con conductores de pletina. [6]

El **alambre de litz** es la mejor opción para trabajar a altas frecuencias y con valores de corriente considerables que requieren conductores de mayor ampacidad. Su geometría ayuda a contrarrestar el efecto pelicular y el de proximidad.No obstante, las complicaciones asociadas a este tipo de alambre

fueron su alto costo y la falta de disponibilidad en el mercado ecuatoriano. [6]

El **alambre de cobre esmaltado** seleccionado para el transformador fue de calibre  $30AWG$ . Se tuvo en cuenta que la frecuencia máxima utilizada en el sistema es de  $20KHz$ , por lo que se analizó el efecto piel que podría influir en el alambre. Para ello, se calculó la profundidad de piel utilizando los siguientes datos del alambre de cobre esmaltado:

- Resistividad del cobre( $\rho$ ) =  $1,678 * 10^{-8}\Omega m$ .
- Permeabilidad relativa( $\mu_r$ ) =  $0,99999 \simeq 1$ .
- Permeabilidad del vacío( $\mu_0$ ) =  $4\pi 10^{-7}H/m$ .
- Frecuencia ( $f_0$ ) =  $20KHz$ .

Para observar el efecto piel, se calculó la **profundidad de piel**( $\delta$ ), la cual representa la sección del conductor que aún transporta corriente, como se muestra en la Figura 11. El cálculo de la profundidad de piel se detalla a continuación:

$$\delta = \frac{\sqrt{2}}{k} = \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot f_i \cdot \sigma \cdot \mu_0}} \quad (9)$$

$$\sigma = \frac{1}{\rho} \quad (10)$$

$$\sigma = \frac{1}{1,678 * 10^{-8}\Omega m} = 59594755,66\Omega^{-1}m^{-1}$$

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot 20KHz \cdot 59594755,66\Omega^{-1}m^{-1} \cdot 4\pi 10^{-7}H/m}}$$

$$\delta = 0,461mm.$$

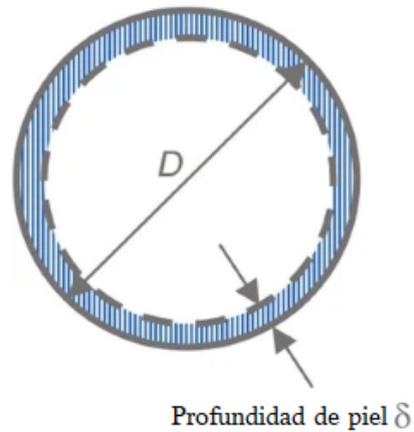


Figura 11: Efecto piel.

Si  $2\delta \geq D$ , el efecto pelicular no afectaba al alambre de cobre; en caso contrario, el alambre conductor presentaría una sección útil menor conforme aumentara la frecuencia. En la Tabla 5, se analizó el efecto pelicular en alambres de cobre esmaltado desde el calibre 20AWG hasta el 40AWG, observándose que desde el calibre 24AWG hacia calibres de menor diámetro, el efecto pelicular no los afecta hasta los 50KHz.

El análisis para el conductor de los devanados del transformador de MnZn es similar, con la diferencia de que la corriente que circulará por estos devanados será menor y podría usarse un calibre aún menor. Sin embargo, por razones mecánicas relacionadas con la tensión del conductor al realizar el bobinado, se utilizó igualmente un cable de calibre 30AWG.

Alambre de Cobre Esmaltado		Rango de Frecuencias						
		60Hz	1KHz	5KHz	10KHz	20KHz	30KHz	50KHz
		Profundidad de piel en el alambre según la frecuencia(mm)						
Awg	D mm	8.417	2.062	0.922	0.652	0.461	0.376	0.292
40	0.08	NO	NO	NO	NO	NO	NO	NO
39	0.09	NO	NO	NO	NO	NO	NO	NO
38	0.1	NO	NO	NO	NO	NO	NO	NO
37	0.11	NO	NO	NO	NO	NO	NO	NO
36	0.12	NO	NO	NO	NO	NO	NO	NO
35	0.14	NO	NO	NO	NO	NO	NO	NO
34	0.16	NO	NO	NO	NO	NO	NO	NO
33	0.18	NO	NO	NO	NO	NO	NO	NO
32	0.20	NO	NO	NO	NO	NO	NO	NO
31	0.22	NO	NO	NO	NO	NO	NO	NO
30	0.25	NO	NO	NO	NO	NO	NO	NO
29	0.28	NO	NO	NO	NO	NO	NO	NO
28	0.32	NO	NO	NO	NO	NO	NO	NO
27	0.36	NO	NO	NO	NO	NO	NO	NO
26	0.4	NO	NO	NO	NO	NO	NO	NO
25	0.45	NO	NO	NO	NO	NO	NO	NO
24	0.51	NO	NO	NO	NO	NO	NO	NO
23	0.57	NO	NO	NO	NO	NO	NO	NO
22	0.64	NO	NO	NO	NO	NO	NO	SI
21	0.72	NO	NO	NO	NO	NO	NO	SI
20	0.81	NO	NO	NO	NO	NO	SI	SI

Tabla 5: Efecto Pelicular en Alambre de Cobre

## Devanados

Otro de los efectos que aumentan las pérdidas, y pueden causar sobrecalentamiento localizado, dañando el aislante del alambre, es el efecto de proximidad. Este fenómeno, relacionado con el efecto pelicular, tiene su origen en un campo magnético variable generado no por la corriente del propio conductor, sino por una fuente externa proveniente de otro conductor cercano.

Para mitigar este efecto a altas frecuencias, se consideró crucial la relación entre el calibre del cable y el efecto pelicular. Cuanto menor es la influencia

del efecto pelicular, menor será el daño causado por el efecto de proximidad, ya que una mayor sección del conductor estaría disponible para el flujo de corriente. [6]

El devanado realizado para contrarrestar el efecto de proximidad fue un devanado uniforme, en el cual se realizaron 5 vueltas y luego se mantuvo un espacio entre ellas. Esta disposición ayudó a mejorar el manejo del calor generado. Además, se intercaló el bobinado entre el devanado primario y secundario para mejorar el acoplamiento magnético y reducir la fuga de inductancia.[6]

Adicionalmente, se utilizó aislamiento entre espiras por medio de papel kraft, lo que evita que las capas de espiras rocen directamente entre si, y aumenta la resistencia dieléctrica necesaria para soportar los altos voltajes sin sufrir perforaciones o fallas.

Para conocer las características de los devanados, se debe calcular la **relación vueltas por voltio**( $Tpv$ ), utilizando los datos previamente obtenidos:

$$Tpv = \frac{Np}{Vp} \quad (11)$$

Para el transformador de ferrita FeSi el  $Tpv$  es:

$$Tpv = \frac{1300}{86,4}$$

$$Tpv = 15,0462Vueltas/voltio$$

Con la relación vueltas por voltio ( $Tpv$ ), se calcularon el número de vueltas necesarias para los devanados primario y secundario, con el fin de alcanzar el voltaje deseado. El **voltaje primario**( $Vp$ ) es el obtenido en la salida del amplificador  $86,4V$ , mientras que en el secundario se diseño una salida de  $172,8V$ .

$$Np = 15,0462Vueltas/V \cdot 86,4V = 1299,99Vueltas$$

$$Ns = 15,0462Vueltas/V \cdot 172,8V = 2599,98Vueltas$$

$\therefore$

$$Np = 1300Vueltas.$$

$$Ns = 2600Vueltas.$$

Para el transformador con núcleo de ferrita MnZn se calcula el  $T_{pv}$  teniendo en cuenta que el voltaje en el primario será de  $172,8V_{pp}$ :

$$T_{pv} = \frac{400}{172,8}$$

$$T_{pv} = 2,3148 \text{Vueltas/voltio}$$

Con la relación vueltas por voltio ( $T_{pv}$ ), se calcularon el número de vueltas necesarias para los devanados primario y secundario, con el fin de alcanzar el voltaje deseado. El **voltaje primario** ( $V_p$ ) que es el de salida del transformador de FeSi  $172,8V_{pp}$ , mientras que en el secundario se diseño una salida de  $5000V_{pp}$ .

$$N_p = 2,3148 \text{Vueltas/V} \cdot 172,8V = 399,94 \text{Vueltas}$$

$$N_s = 2,3148 \text{Vueltas/V} \cdot 5000V = 11572,5 \text{Vueltas}$$

∴

$$N_p = 400 \text{Vueltas.}$$

$$N_s = 11573 \text{Vueltas.}$$

Para realizar los devanados, resultó crucial conocer la cantidad de alambre necesaria, ya que, a diferencia de otros tipos de núcleos, en el caso de los toroidales se debe usar una lanzadera con todo el alambre envuelto en ella, como se muestra en la Figura 12. En caso de desconocer la cantidad de alambre requerido, se corre el riesgo de usar empalmes en los devanados o de adquirir más alambre del necesario, lo que aumentaría los costos del sistema.

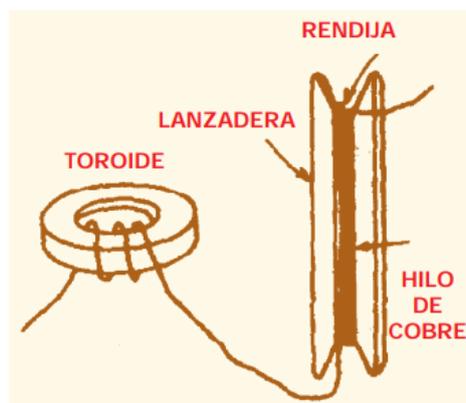


Figura 12: Método de bobinado de núcleo toroidal.

Primero se calculó la longitud de cada vuelta al rededor del núcleo:

$$L = D_e - D_i + 2H \quad (12)$$

En el núcleo de ferrita FeSi:

$$L = 7,52cm - 4,407cm + 2 * 3,627cm = 10,37cm$$

En el núcleo de ferrita MnZn:

$$L = 11,8cm - 8cm + 2 * 2cm = 7,8cm$$

Para obtener un aproximado de cuántas espiras caben alrededor de una vuelta en la circunferencia del núcleo, se dividió el diámetro interno del núcleo por el diámetro del alambre, y al ser una circunferencia, se multiplicó por  $\pi$ :

$$\frac{\pi \cdot D_i}{D_{alambre}} \quad (13)$$

En el núcleo de ferrita FeSi:

$$\frac{\pi \cdot D_i}{D_{alambre}} = \frac{\pi \cdot 4,407cm}{0,025cm} = 553,79$$

En el núcleo de ferrita MnZn:

$$\frac{\pi \cdot D_i}{D_{alambre}} = \frac{\pi \cdot 8cm}{0,025cm} = 1005,31$$

De esta manera, alrededor del núcleo, en un solo recorrido, caben 553 vueltas en el núcleo de ferrita FeSi, y 1005 vueltas en el núcleo de ferrita MnZn con alambre de cobre esmaltado de calibre 30AWG.

Para el segundo recorrido, se ajustaron los valores de  $D_e$ ,  $D_i$ , y  $H$  añadiendo y restando el diámetro del alambre, respectivamente:

- $D_e = D_e + 2 \cdot D_{alambre}$ .
- $D_i = D_i - 2 \cdot D_{alambre}$ .
- $H = H + 2 \cdot D_{alambre}$ .

Con estos nuevos valores, se volvió a calcular el número de vueltas que caben en ese recorrido y la longitud del alambre en cada vuelta. Este proceso se repitió hasta alcanzar el número total de vueltas requerido para los devanados. Para el transformador con núcleo de ferrita FeSi, la longitud del devanado

primario y secundario se detalla en la Tabla 6. En el cual se tiene una longitud total de alambre en el bobinado primario de  $136,63m$ , y en el secundario de  $292,63m$

Cálculo de la longitud de alambre en el bobinado Primario						
h	De	Di	Alambre	Vueltas	Longitud Alambre (cm)	
cm	cm	cm	cm		Por vuelta	Total
3.627	7.52	4.407	0.025	553	10.37	5734.61
3.677	7.57	4.357	0.025	547	10.567	5780.149
3.727	7.62	4.332	0.025	200	10.742	2148.4
TOTAL				1300		13663.159
Cálculo de la longitud de alambre en el bobinado Secundario						
3.777	7.67	4.307	0.025	541	10.917	5906.097
3.827	7.72	4.282	0.025	538	11.092	5967.496
3.877	7.77	4.257	0.025	534	11.267	6016.578
3.927	7.82	4.232	0.025	531	11.442	6075.702
3.977	7.87	4.207	0.025	456	11.617	5297.352
TOTAL				2600		29263.225

Tabla 6: Cálculo de la longitud de Alambre en el bobinado primario y secundario del núcleo de ferrita FeSi

En transformador con núcleo de ferrita MnZn, en el devanado primario, la longitud total del alambre, considerando las 402 vueltas y una distancia de 7.8 cm por vuelta, se calculó de la siguiente manera:

$$\text{Longitud total del alambre} = 402 * 7,8cm = 31,356m$$

Para el devanado secundario, el cálculo se automatizó utilizando la herramienta Excel. El resumen detallado de los resultados se presentó en la Tabla 7. La longitud total del alambre fue de  $103687,6m$ .

Dado que adquirir el alambre por peso es más práctico que por longitud, se consultaron los catálogos de los fabricantes, quienes especifican la cantidad de metros por kilogramo para cada calibre de alambre. En el caso del calibre 30AWG, el fabricante indica que cada kilogramo de alambre contenía una longitud de  $2120m$ .

La longitud total de alambre necesario en el transformador de FeSi fue de  $429,26m$ , mientras que en el transformador de MnZn fue de  $1037,189m$ , y al dividirla entre los  $2120m$  por kilogramo, se obtuvo un peso de  $0,20248kg$  y  $0,48924Kg$  respectivamente.

Cálculo de la longitud de alambre en el bobinado secundario						
Altura	$D_e$	$D_i$	Alambre	Vueltas	Longitud Alambre (cm)	
cm	cm	cm	cm		Por vuelta	Total
2	11.8	8	0.025	605	7.8	4719
2.05	11.85	7.95	0.025	999	8	7992
2.1	11.9	7.9	0.025	992	8.2	8134.4
2.15	11.95	7.85	0.025	986	8.4	8282.4
2.2	12	7.8	0.025	980	8.6	8428
2.25	12.05	7.75	0.025	973	8.8	8562.4
2.3	12.1	7.7	0.025	967	9	8703
2.35	12.15	7.65	0.025	961	9.2	8841.2
2.4	12.2	7.6	0.025	955	9.4	8977
2.45	12.25	7.55	0.025	948	9.6	9100.8
2.5	12.3	7.5	0.025	942	9.8	9231.6
2.55	12.35	7.45	0.025	936	10	9360
2.6	12.4	7.4	0.025	329	10.2	9475.8
TOTAL				11573		103687.6

Tabla 7: Cálculo de la longitud de Alambre en el bobinado secundario

#### 4.2.2. Construcción

Para evitar la fricción entre el núcleo y el alambre del bobinado, se forró el núcleo con papel kraft de  $0,075mm$  de espesor. En las Figuras 13 y 15, se muestran el núcleo de ferrita FeSi y MnZn respectivamente, sin el recubrimiento de papel kraft ni el alambre. En las Figuras 16 y 14, se observa parte del devanado primario.

Posteriormente, se realizó parte del devanado secundario, intercalando ambos para reducir el efecto de proximidad. Además, en cada vuelta completa alrededor del núcleo, se añadió una capa de papel kraft para mejorar la rigidez dieléctrica de los devanados.



Figura 13: Núcleo de Ferrita FeSi.



Figura 14: Bobinado del devanado primario en núcleo de ferrita FeSi.



Figura 15: Núcleo de Ferrita MnZn.

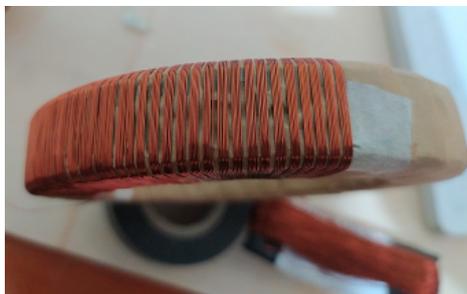


Figura 16: Bobinado del devanado primario en núcleo de ferrita MnZn.

Para el devanado secundario, se diseñó una lanzadera de madera con material aislante, con la finalidad de que fuera robusta y no se rompiera ni debilitara con el peso del alambre, pero al mismo tiempo que no dañara el aislamiento del alambre de cobre. En la Figura 17, se visualiza la lanzadera con el alambre destinado al devanado secundario. Durante la construcción de la lanzadera, se consideró que la longitud del espacio destinado al alambre fuera equivalente al de una vuelta al núcleo, y que su ancho fuera suficiente para albergar la cantidad de alambre necesario para el devanado, teniendo en cuenta el grosor de los devanados para asegurar que la lanzadera tuviera el espacio suficiente hasta completar el devanado.



Figura 17: Lanzadera con el alambre del devanado secundario.

Las Figuras 18 y 19 muestran el bobinado del devanado secundario y el intercalado de los bobinados, respectivamente. Este procedimiento se repitió hasta completar el número de vueltas necesarias en los devanados.

El proceso de bobinado del núcleo toroidal se realizó manualmente, aunque en el mercado existen máquinas que automatizan este procedimiento. Sin embargo, en Ecuador no son comunes, lo que permitió que el proceso se realizara acorde al diseño, con el intercalado, la separación y el aislamiento con papel kraft que se había analizado durante el diseño, para mejorar el rendimiento y alargar la vida útil del transformador.



Figura 18: Bobinado del devanado secundario.

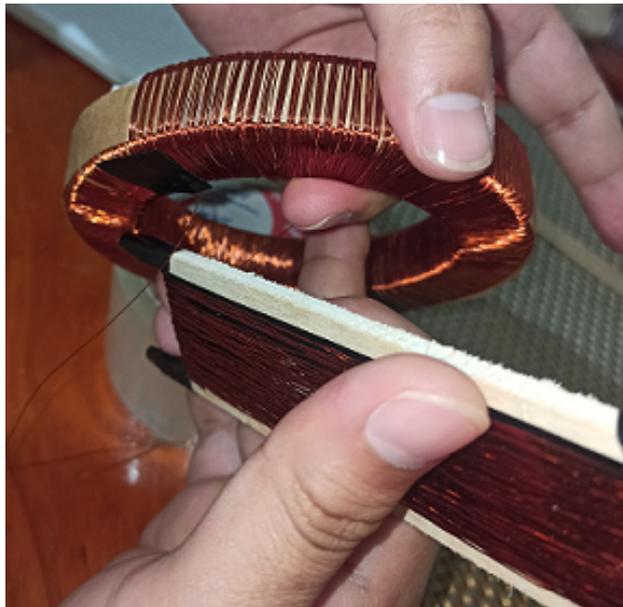


Figura 19: Intercalado de devanados.

## 5. Ensayo del sistema

### 5.1. Preparación para el ensayo

Para corroborar el correcto funcionamiento del amplificador, se realizó el esquema de conexión de la Figura 3, midiendo por medio de sondas atenuadas la señal de entrada y salida del amplificador, asegurando el voltaje CC de  $\pm 90V$  para alimentar el OPA462, y los 5V CC para alimentar el pin del limitador de corriente del amplificador.

Las fuentes de voltaje de corriente continua por lo general entregan un voltaje máximo de  $\pm 64V$ , en la Figura 20 se muestra la conexión en serie que debe realizarse entre dos fuentes independientes para obtener un voltaje de  $\pm 90V$ , para ello ambas fuentes deben tener sus canales en serie. Se debe corroborar el voltaje usando un instrumento de medición como se muestra en la Figura 21 donde se usa un multímetro con la finalidad de usar el voltaje correcto en el amplificador.



Figura 20: Conexión en serie de fuentes DC.

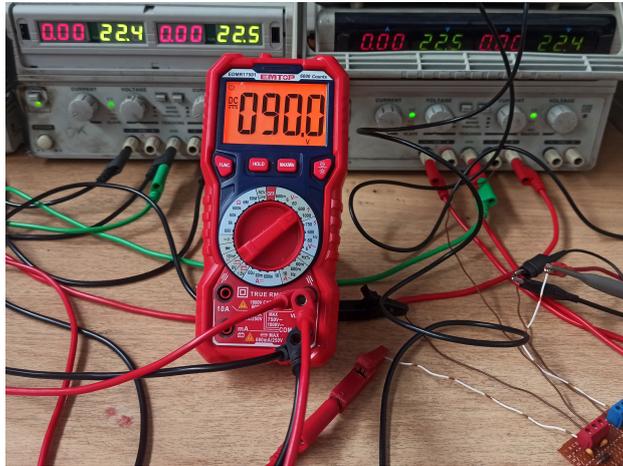


Figura 21: Medición voltaje de salida en fuentes DC.

La salida del generador de funciones debe configurarse para generar una señal sinusoidal con una frecuencia inicial de 500 Hz y una amplitud de 10 V<sub>pp</sub>. Es importante considerar que, por debajo de este umbral de 500 Hz, es necesario reducir la amplitud de la señal amplificada. Esto se hace para evitar que la corriente a través del amplificador exceda los límites especificados, lo que podría activar su protección y apagar el dispositivo.



Figura 22: Set inicial del generador de funciones.

El potenciómetro de 250 k $\Omega$  regula la ganancia del amplificador. En rangos de frecuencias inferiores a 500 Hz, debe ajustarse adecuadamente para evitar la activación de la protección del amplificador y permitir la continuación de los ensayos. La activación de esta protección puede observarse en

un osciloscopio, manifestándose como la ausencia de señal o una señal intermitente. En tal caso, se deberá ajustar el potenciómetro para reducir la amplitud y evitar que el amplificador active su protección.

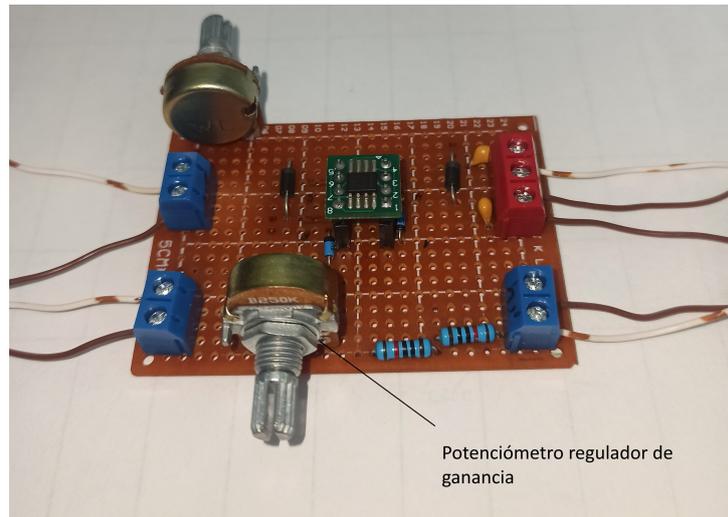


Figura 23: Potenciómetro regulador de la ganancia del amplificador.

La entrada de 5 voltios es crucial para proteger el dispositivo de amplificación. Cuando el pin E/D se ajusta a un voltaje entre 0 V y 0.65 V por encima del pin E/D Com, la salida del OPA462 se desactiva, incrementando su impedancia a aproximadamente 160 k $\Omega$ . Sin embargo, al aumentar el voltaje del pin E/D a un rango entre 2.5 V y 5 V por encima de E/D Com, la impedancia de salida se restaura a su valor normal y el amplificador retoma su operación [7].

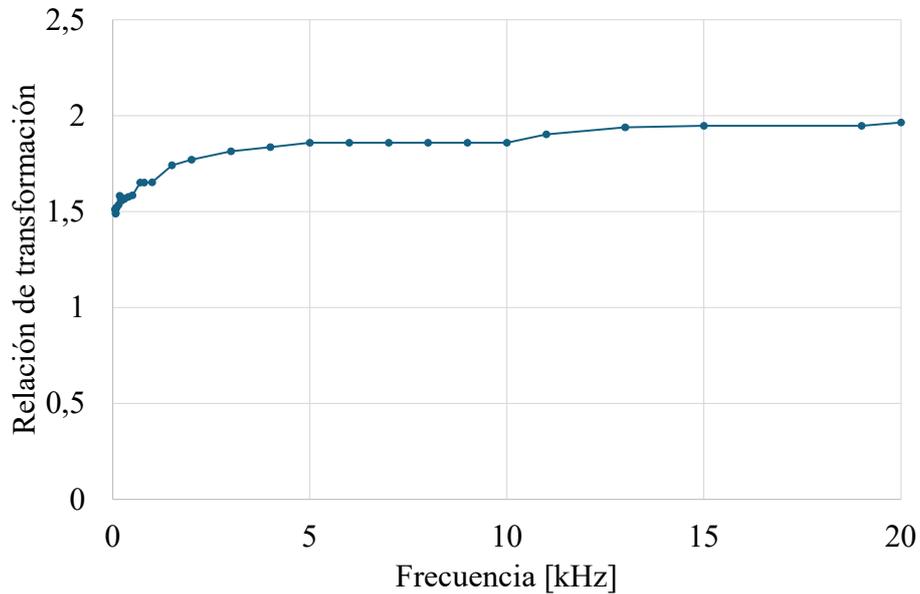


Figura 24: Frecuencia vs Relación de transformación en el transformador 1.

Un hecho importante relacionado con la frecuencia es que, al aumentar la frecuencia, se requiere un menor número de vueltas en el secundario como se puede apreciar en la figura 24. Esto resulta en un aumento de la relación de transformación, como se puede observar en la figura anterior, donde se evidencia que la relación de transformación incrementa a medida que la frecuencia aumenta.

Es crucial considerar el material del núcleo del transformador y sus propiedades para evitar que el proceso de bobinado se vuelva impráctico. Por ejemplo, al utilizar el núcleo de hierro-silicio, fue necesario realizar 1300 vueltas en el primario a 500 Hz para obtener un voltaje de entrada aceptable. Este requerimiento implica que, para elevar la tensión a los niveles deseados, se necesita un número excesivo de vueltas en el secundario, lo cual contrasta con el núcleo de manganeso-zinc, que permitió alcanzar niveles aceptables con solo 400 vueltas a 200 Hz. Esto no solo reduce el número de vueltas necesarias en el secundario, sino que también representa un ahorro considerable de material.

Para la medición en alto voltaje, fue necesario utilizar un divisor capacitivo en el laboratorio de alto voltaje como se muestra en la figura 25, dado que se alcanzaron niveles significativos de tensión.



Figura 25: Conexión del sistema en el laboratorio de Alta Tensión.

## 6. Resultados

Durante el ensayo, se logró alcanzar exitosamente  $1.41 \text{ kV}_p$  a  $500 \text{ Hz}$  como se aprecia en la Figura 26.



Figura 26: Medición voltaje en laboratorio de Alta Tensión con partido capacitivo.

Al elevar la frecuencia, se observaron  $1.1 \text{ kV}_{\text{rms}}$ ; sin embargo, el sistema falló a frecuencias por encima de  $1000 \text{ Hz}$ , lo que hizo necesario identificar la causa de la falla. Para ello, se probaron los dos transformadores por separado. Las pruebas en el primer transformador (FeSi) fueron exitosas, mientras que el segundo transformador (MnZn) mostró las mismas características que provocaron el problema inicial.

Se llevaron a cabo mediciones de voltaje y corriente en la salida del sistema con el objetivo de identificar posibles anomalías o fallos. Sin embargo, durante la toma de datos, se observó que los valores obtenidos ya no alcanzaban los niveles previos que se registraron al inicio de las experimentaciones, lo cual sugiere la aparición de algún tipo de problema en el sistema a medida que avanzaban las pruebas.

Se midió directamente en el generador de funciones con todo el sistema

conectado a fin de observar el comportamiento de la corriente total al disminuir el voltaje, lo cual resultó en un aumento significativo de la corriente, como se puede apreciar en las Figuras 27 y 28.

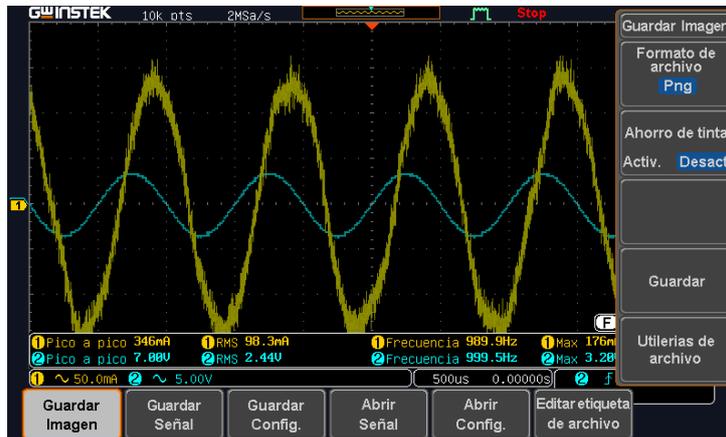


Figura 27: Medición voltaje y corriente a 1kHz.



Figura 28: Medición voltaje y corriente a 6.3kHz.

Se observaron valores inusuales tanto en la corriente como en el voltaje. Ante esta situación, fue necesario reducir el voltaje del amplificador para evitar que se alcanzara el umbral crítico de corriente, con el fin de proteger el dispositivo de amplificación.

Las mediciones en el segundo transformador mostraron cambios a partir de 1 kHz, donde se evidenció una caída en el voltaje como consecuencia de un aumento en la corriente. Debido a este aumento, fue necesario disminuir

el voltaje desde el amplificador, esto se observa en la Figura 29 para 2 y 3  $kHz$ , respectivamente.

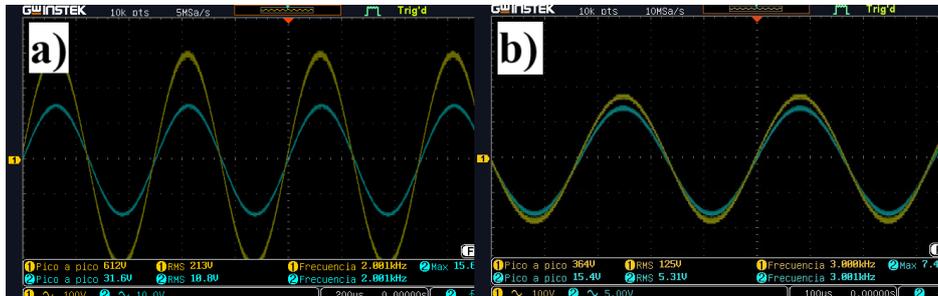


Figura 29: Caídas de voltaje: a) 2  $kHz$  y b) 3  $kHz$

Al regular el voltaje de entrada, se comparó la frecuencia con la relación de transformación, lo que permitió obtener la curva mostrada en la Figura 30.

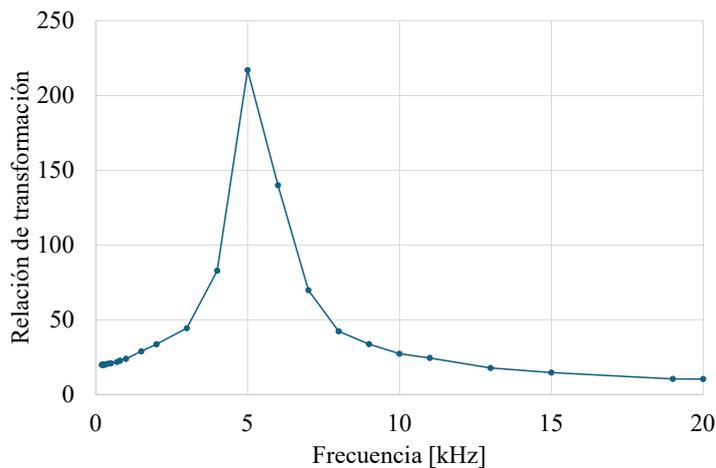


Figura 30: Relación de transformación VS Frecuencia.

Cabe señalar que este es un comportamiento extraño del transformador. A pesar de que la relación de transformación muestra un incremento desproporcionado, los valores alcanzados son bajos, ya que el voltaje en la entrada del transformador disminuye gradualmente. En el caso de la Figura 30, a 6  $kHz$ , el valor de  $V_{in}$  es 0.82 Vpp y el valor de  $V_{out}$  es 178 Vpp, lo cual presenta un comportamiento diferente al de la curva obtenida en los ensayos anteriores, donde no se registraron fallos. Esta curva se aprecia en la Figura 31.

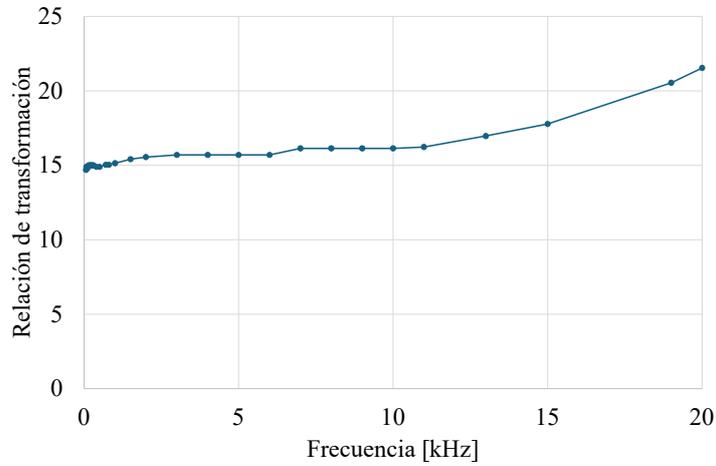


Figura 31: Relación de transformación VS Frecuencia sin saturación.

Se inyectó una onda cuadrada al sistema mediante el generador de funciones. Sin embargo, al analizar la señal en el osciloscopio, se observó en la salida una forma triangular, como se muestra en la Figura 32. Este comportamiento se debió principalmente a la interacción entre la inductancia del transformador y sus capacitancias parásitas, lo que provocó ferresonancia en el interior del núcleo. Además, la distorsión en la señal de salida, junto con variaciones anómalas en la relación de transformación y en la corriente de excitación, indicó un problema de saturación en el núcleo del transformador(MnZn). El comportamiento es similar al de un bloque integrador.

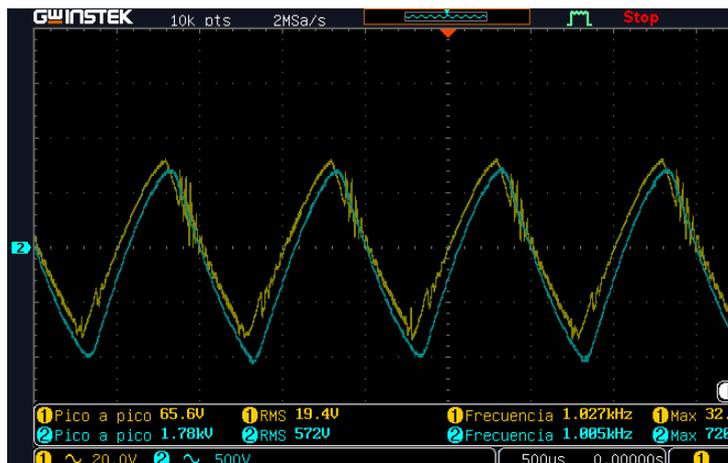


Figura 32: Salida del núcleo ante la introducción de una señal cuadrada.

Se realizaron mediciones de capacitancia e inductancia en los bobinados con el instrumento LCR UNI-T UT612 como se muestra en la Figura 33, en el cual se corroboró que para cada valor de frecuencia tanto los valores de inductancia como los de capacitancia varían en magnitud y ángulo. El instrumento nos permite medir valores en 100Hz, 120Hz, 1kHz, 10kHz, y 100Khz, por lo cual no se pudo obtener valores precisos para corroborar matemáticamente un efecto de ferresonancia cuando se conectó el partidor capacitivo, ya que este se produjo con mayor intensidad en el rango de 3kHz y 6kHz.



Figura 33: Medición de inductancia y capacitancia en serie.

Los resultados obtenidos se presentan en las Tablas 8 y 9, correspondientes a los devanados de 400 y 7500 vueltas, respectivamente. Como se mencionó anteriormente, estos resultados no evidencian un problema de ferresonancia en dichas frecuencias, ya que los ángulos son similares en lugar de opuestos, lo que impide su anulación, y la prueba se realizó sin utilizar el divisor capacitivo. Un medidor LCR que cubra un rango más amplio de frecuencias, como el LCR 11050 Chroma, permitiría una verificación matemática de la presencia de ferresonancias durante el ensayo. Sin embargo, el comportamiento de las ondas sinusoidales de voltaje y corriente muestra que, para un rango de frecuencias entre 1 kHz y 8 kHz, la corriente aumenta exponencialmente, lo cual indica que la reactancia capacitiva y la reactancia inductiva se cancelan, dejando al circuito en un estado puramente resistivo, lo que provoca altos niveles de corriente en el sistema, siendo el más crítico a una frecuencia de 6 kHz.

Frecuencia [Hz]	Ls			Cs			Rs	
	L [mH]	Ángulo	Factor de Calidad Q	C [nF]	Ángulo	Factor de Calidad Q	R <sub>s</sub> [Ω]	R <sub>dc</sub> [Ω]
100	645.2	86.3	15.77	3958	86.4	16.17	24.9	10.37
120	649.3	86.6	17.43	2721	86.7	17.7	26.33	10.37
1000	245	-82.5	7.64	102.35	-82.4	7.61	204.3	10.37
10000	3.215	83.9	9.5	78.9	83.9	9.48	21.14	10.37
100000	0.721	-79.8	5.6	3.509	-79.9	5.65	80.45	10.37

Tabla 8: Mediciones de inductancia y capacitancia en la bobina de 400 vueltas

Frecuencia [Hz]	Ls			Cs			Rs	
	L [H]	Ángulo	Factor de Calidad Q	C [nF]	Ángulo	Factor de Calidad Q	R [Ω]	R <sub>dc</sub> [Ω]
100	120.39	89.2	80.2	21.7	89.3	88.9	835.9	227.1
120	120.76	89.2	79.8	14.915	89.3	88.1	1140	227.1
1000	65.25	-82.6	7.82	0.3822	-82.6	7.77	53520	227.1
10000	0.4656	-85.8	14.07	0.5423	-85.9	14.17	2069	227.1
100000	0.0038	-80.8	6.22	0.6575	-89.9	6.27	386.4	227.1

Tabla 9: Mediciones de inductancia y capacitancia en la bobina de 7500 vueltas

Otro aspecto importante a considerar es que, durante la medición de alto voltaje, se introdujo un divisor capacitivo de 100 pF en paralelo. La ferresonancia, un fenómeno difícil de predecir, provocó la saturación del núcleo. El aumento de corriente sugiere que el núcleo del transformador está saturado, incrementando el consumo debido a la corriente de magnetización. Ante la falta de un desmagnetizador, se utilizó un método basado en el manual del Megger que se muestra en la Figura 34. Sin embargo, no se logró alcanzar la ubicación deseada en la curva B-H. Aunque varió el comportamiento de la curva entre la relación de voltaje y la frecuencia, además alcanzando voltajes más altos en la entrada, y una corriente menor que la que se dio antes del proceso, el comportamiento se muestra en la Figura 35 [10]

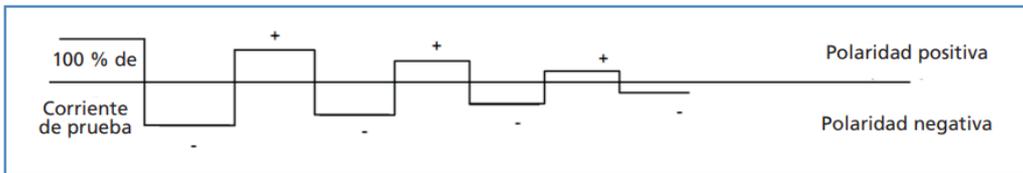


Figura 34: Secuencia de desmagnetización de una fuente de CC conmutada.

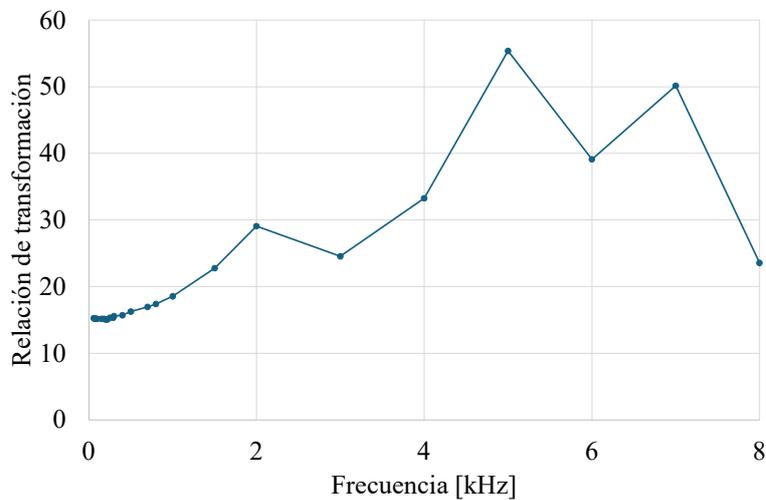


Figura 35: Relación de transformación VS Frecuencia luego del proceso de desmagnetización del núcleo.

Se realizaron pruebas en las bobinas del transformador para verificar su integridad estructural y descartar posibles fallos relacionados con daños en el aislamiento o cortocircuitos. Estas pruebas incluyeron mediciones de continuidad y resistencia. Los resultados obtenidos no revelaron fallos en la construcción de las bobinas. En las Tablas 8 y 9, se encuentran los valores de las resistencias de los devanados, que van acorde al número de vueltas de cada devanado, descartando así algún problema de cortocircuito u otro daño del cable conductor.

Se llevó a cabo una prueba utilizando una relación de transformación de 1 : 1, con 400 vueltas en el primario y 400 vueltas en el secundario, donde teóricamente se debería obtener el mismo voltaje tanto en la entrada como en la salida. Sin embargo, los resultados obtenidos en la relación de transformación fueron consistentes con los valores previamente observados, lo que sugiere que no hubo desviación respecto a pruebas anteriores.

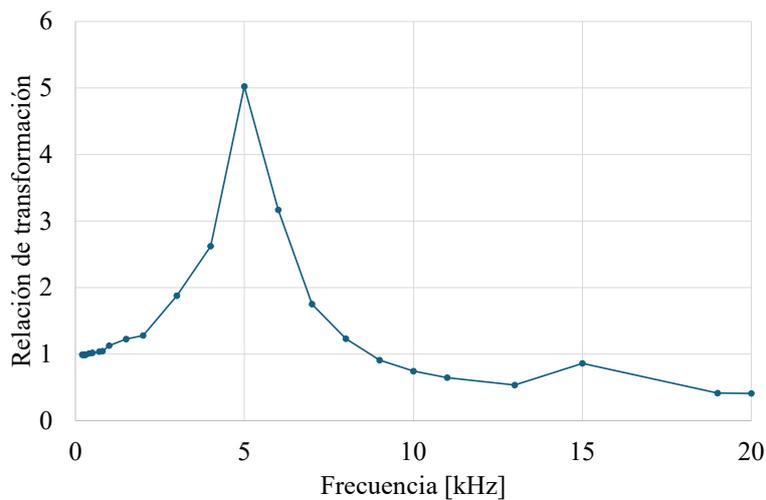


Figura 36: Frecuencia vs relación de transformación en relación de vueltas 1:1.

Según [11], la construcción del segundo transformador con configuración *capa-papel kraft-cap*a induce capacitancias parásitas debido al alto número de vueltas en el secundario y al elevado voltaje. Estas capacitancias afectan la resonancia y la estabilidad del sistema, y su combinación con la resonancia ferromagnética puede distorsionar significativamente las formas de onda de voltaje y corriente.

## 7. Discusión

Se logró diseñar y construir un sistema de generación de alto voltaje y frecuencia variable para ensayos dieléctricos, con resultados parcialmente satisfactorios en las pruebas experimentales. El núcleo de ferrita tipo MnZn seleccionado demostró ser eficiente en términos de pérdidas, al igual que el núcleo de hierro-silicio, con la ventaja de requerir una menor cantidad de espiras. El requerir una menor cantidad de espiras necesarias para alcanzar los niveles de voltaje deseados reduce las pérdidas por efecto pelicular y proximidad, así como las capacitancias parásitas que afectan negativamente la estabilidad del sistema en altas frecuencias.

Sin embargo, las pruebas revelaron limitaciones importantes. La saturación del núcleo de ferrita MnZn ocurrió a frecuencias superiores a 1000 Hz, debido a picos de voltaje y corriente inducidos por el efecto de resonancia. Esta resonancia no está directamente relacionada con el material del núcleo, sino con los devanados del transformador y las capacitancias parásitas presentes. Al aumentar el número de espiras en el devanado secundario y utilizar un partidador capacitivo de  $100pF$  para medir altas tensiones, se produjo una ferresonancia que generó sobrevoltajes y sobrecorrientes, llevando a la saturación del núcleo.

Según datos del fabricante, el núcleo debería operar sin saturación hasta frecuencias de 100 kHz, dato que se corroboró experimentalmente con una relación de transformación menor fuera del laboratorio, pero la corriente de magnetización permanente provocada por la saturación hace que el núcleo ya no sea adecuado para el sistema actual, ya que al no lograrse desmagnetizar el núcleo, este alcanza rápidamente su saturación funcionando de manera desproporcionada en el rango de frecuencias deseado para el sistema.

Adicionalmente, la necesidad de reducir la corriente en los devanados del transformador llevó a disminuir el voltaje de operación, en cumplimiento de la ley de Ohm. Esta reducción de voltaje fue necesaria para el funcionamiento del amplificador, incluso evitando que los picos de corriente dañaran los devanados, que aun estando sobredimensionados por temas de tensiones mecánicas durante el proceso de bobinado, los picos de sobrecorrientes basados en artículos ya mencionados, suelen tener valores muy altos, que pueden causar daños en el aislamiento del conductor. Debido a los problemas de sobrecorriente y el uso del limitador de corriente para proteger el amplificador, el sistema se vio obligado a operar a niveles de voltaje más bajos, limitando así su rendimiento y alcance.

El sistema diseñado logró su objetivo de generar voltaje y frecuencia variable en un rango limitado, pero presentó problemas de estabilidad debido a la ferresonancia en los devanados y la saturación del núcleo a frecuencias elevadas dentro del rango de operación. Las mejoras futuras deben centrarse en optimizar los devanados para reducir las capacitancias parásitas, explorar configuraciones de amplificadores que puedan manejar mayores corrientes sin activar protecciones prematuras, y adquirir un instrumento de desmagnetización para evitar la magnetización permanente de los núcleos. Este último es un procedimiento que se realiza en todos los transformadores antes y después de realizarle las pruebas de corriente de excitación y de análisis de la respuesta del barrido de frecuencia (SFRA) para no alterar los resultados, alargar su vida útil, y mejorar su desempeño [10] y [11].

## 8. Conclusiones

El sistema de generación de voltaje y frecuencia variable diseñado logró cumplir parcialmente con su propósito de realizar ensayos dieléctricos en alta tensión. Aunque se alcanzaron los niveles de voltaje y frecuencia necesarios para ciertos rangos, la saturación del núcleo y la ferresonancia limitaron su operación en el rango completo de frecuencias planeado.

La elección del núcleo de ferrita MnZn fue acertada en términos de eficiencia y reducción del número de espiras necesarias, lo que permitió minimizar las pérdidas por efecto pelicular, proximidad y capacitancias parásitas. Sin embargo, las pruebas revelaron que el núcleo, una vez saturado, perdió su capacidad operativa, comprometiendo la estabilidad del sistema. Esto destaca la necesidad de un control preciso de la corriente de magnetización para evitar saturaciones.

Se confirmó que un menor número de espiras en los devanados es crucial para reducir las capacitancias parásitas, que incrementan al aumentar el número de espiras y representan un problema significativo cuando se requiere una alta relación de transformación. La resonancia observada en el sistema se relaciona directamente con estas capacitancias y valores de capacitancias agregados para la medición de alto voltaje (Partidor Capacitivo), afectando la estabilidad y el rendimiento.

Una de las principales limitaciones del sistema fue la imposibilidad de alcanzar el voltaje objetivo en el rango completo de frecuencias planificado. Esto se debió a varios factores, entre ellos, la saturación del núcleo de ferrita a frecuencias superiores a 1000 Hz, ocasionada por picos de voltaje y corriente generados por resonancias en el sistema. Adicionalmente, las capacitancias parásitas presentes en los devanados y el uso de un divisor capacitivo contribuyeron a la inestabilidad, provocando ferresonancias que incrementaron las sobrecorrientes. La limitación en el rango operativo del sistema fue exacerbada por la necesidad de reducir el voltaje para mantener la corriente en niveles manejables por el amplificador. Este ajuste fue crítico para evitar daños en los devanados, los cuales podrían ser vulnerables a picos de corriente. También fue necesario operar con parámetros conservadores para prevenir la activación de los mecanismos de protección del amplificador, lo que restringió aún más el rendimiento del sistema. Como recomendación, se sugiere explorar configuraciones de amplificadores capaces de manejar mayores corrientes sin activar mecanismos de protección prematuros, así como optimizar el diseño de los devanados y considerar el uso de materiales magnéticos de mejor

desempeño para garantizar la estabilidad y capacidad operativa del sistema.

Dado el impacto significativo de las capacitancias parásitas en la resonancia y estabilidad del sistema, se sugiere realizar estudios exhaustivos sobre cómo minimizar o evitar la formación de estas capacitancias. Estos estudios podrían incluir la optimización del diseño geométrico de los devanados, el uso de materiales dieléctricos con propiedades específicas, y la implementación de técnicas de apantallamiento electrostático. Además, es recomendable explorar la utilización de núcleos con características magnéticas que reduzcan la susceptibilidad a la saturación. Aunque para el sistema diseñado, debido a la baja corriente que se requiere en la salida del transformador para los ensayos para los que fue diseñado, los valores de  $H$  no incrementan al punto de llegar al valor de  $B_s$  en condiciones normales de operación sin los inconvenientes presentados.

## 9. Recomendaciones y Proyectos Futuros

### 9.1. Recomendaciones

1. **Optimización de los materiales del núcleo:** Se recomienda explorar materiales con mayores densidades de flujo magnético de saturación y mejores propiedades magnéticas para reducir las limitaciones impuestas por la saturación y las resonancias. Esto permitirá un mayor rango operativo del sistema en frecuencias altas.
2. **Diseño avanzado de devanados:** Implementar técnicas avanzadas de diseño de devanados, como bobinados intercalados o el uso de alambres tipo Litz, para reducir pérdidas por efecto de proximidad y minimizar las capacitancias parásitas, mejorando así la eficiencia del sistema.
3. **Ampliación del rango de operación del amplificador:** Considerar el uso de amplificadores diseñados para manejar mayores corrientes y voltajes sin activar protecciones prematuras, o desarrollar configuraciones en paralelo para incrementar la capacidad sin comprometer la seguridad.

### 9.2. Porqué seguir investigando

El presente estudio proporciona una base para el desarrollo de sistemas de generación de alto voltaje y frecuencia variable, esenciales en ensayos dieléctricos y otras aplicaciones industriales y de investigación. Sin embargo,

las limitaciones encontradas abren la puerta a innovaciones que pueden optimizar el rendimiento, reducir costos y ampliar el rango de aplicaciones. Continuar con este trabajo permitirá no solo mejorar los sistemas actuales, sino también desarrollar tecnologías de ensayo más precisas y seguras para evaluar materiales y dispositivos eléctricos.

### **9.3. Títulos sugeridos para futuros proyectos**

- **Diseño y construcción de transformadores de alta frecuencia con núcleos avanzados para sistemas de ensayo dieléctrico.**
- **Análisis y mitigación de capacitancias parásitas en sistemas de alta frecuencia.**
- **Desarrollo de amplificadores de alta potencia y eficiencia para aplicaciones de ensayo eléctrico.**
- **Optimización de sistemas de ensayo dieléctrico para el análisis de nuevos materiales aislantes.**
- **Modelado y simulación de resonancias en sistemas de alta frecuencia para evitar saturaciones del núcleo.**

## Referencias

- [1] E. L. Barrios, A. Ursua, L. Marroyo, and P. Sanchis, “Analytical Design Methodology for Litz-Wired High-Frequency Power Transformers,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 4, pp. 2103–2113, Apr. 2015.
- [2] N. Trillos, J. Barrero, J. Jaimes, and D. Rojas, “IoT high-frequency electronic transformer with dimmable output voltage using PWM signals,” *Informador Técnico*, vol. 85, no. 2, Jun. 2021.
- [3] F. Quizhpi and F. Gómez, “Determinación de los parámetros de máquinas síncronas mediante el análisis de respuesta en frecuencia,” Master’s thesis, Universidad Politécnica Salesiana, 2021.
- [4] L. García and M. Zhunaula, “Actualización del manual de construcción, cálculo, instalación, operación y mantenimiento de transformadores de pequeña y mediana potencia,” Master’s thesis, Universidad Politécnica Salesiana, 2022.
- [5] C. Valdovinos, “Diseño y construcción de un transformador de frecuencia variable de laboratorio,” Master’s thesis, Instituto Politécnico Nacional, 2016.
- [6] E. Barrios, “Modelado y metodología analítica de diseño de transformadores de potencia y alta frecuencia,” Ph.D. dissertation, Universidad Pública de Navarra, 2015.
- [7] *OPA462 High-Voltage (180-V), High-Current (30mA) Operational Amplifier*, Texas Instruments, Dec. 2018, rev. D 2019.
- [8] CSC, *MAGNETIC POWDER CORES*, Chang Sung Corporation, 2024, disponible en: <https://www.datasheets.com/part-details/cs270075-chang-sung-corporation-82971962>.
- [9] TDK, *Ferrite For Switching Power Supplies Material Characteristics*, TDK, 2018, disponible en: [https://ferrite.com.ua/power\\_cores/images/tdk\\_pc40\\_pc47.pdf](https://ferrite.com.ua/power_cores/images/tdk_pc40_pc47.pdf).
- [10] MEGGER, *Desmagnetización del núcleo del transformador*, Megger power on, 2020, disponible en: [https://www.artec-ingenieria.com/pdf/TransformerBulletinTLM/Castellano/TLM5\\_Bulletin\\_CoreDemag\\_es\\_V0a.pdf](https://www.artec-ingenieria.com/pdf/TransformerBulletinTLM/Castellano/TLM5_Bulletin_CoreDemag_es_V0a.pdf).

- [11] N. Cai, D. Dai, Y. You, Z. Lin, X. Wang, and Y. Tu, "Simulation analysis of ferromagnetic resonance of 10kv electromagnetic voltage transformer," in *2023 6th International Conference on Power and Energy Applications (ICPEA)*, 2023, pp. 17–21.

# A. Anexos

## A.1. Datasheet núcleo de ferrita MnZn PC40

(4/76)  
002-01 / 20030729 / e140

### Ferrite For Switching Power Supplies Material Characteristics

#### MATERIAL CHARACTERISTICS(for Transformer and Choke)

Material			PC40	PC44	PC47	PC50		
Initial permeability	$\mu_i$		2300±25%	2400±25%	2500±25%	1400±25%		
Amplitude permeability	$\mu_a$		3000 min.	3000 min.				
Core loss volume density (Core loss) <sup>*</sup> [B=200mT]	P <sub>cv</sub>	kW/m <sup>3</sup>	25kHz sine wave	25°C	120			
				60°C	80			
				100°C	70			
				120°C	85			
			100kHz sine wave	25°C	600	600	600	130 <sup>**</sup>
				60°C	450	400	400	80 <sup>**</sup>
				100°C	410	300	250	80 <sup>**</sup>
				120°C	500	380	360	110 <sup>**</sup>
Saturation magnetic flux density <sup>*</sup> [H=1194A/m]	B <sub>s</sub>	mT	25°C	510	510	530	470	
			60°C	450	450	480	440	
			100°C	390	390	420	380	
			120°C	350	350	390	350	
			25°C	95	110	180	140	
			60°C	65	70	100	110	
			100°C	55	60	60	98	
			120°C	50	55	60	100	
Coercive force <sup>*</sup>	H <sub>c</sub>	A/m	25°C	14.3	13	13	36.5	
			60°C	10.3	9	9	31.0	
			100°C	8.8	6.5	6	27.2	
			120°C	8	6	7	26.0	
Curie temperature	T <sub>c</sub>	°C	>215	>215	>230	>240		
Density <sup>*</sup>	db	kg/m <sup>3</sup>	4.8×10 <sup>3</sup>	4.8×10 <sup>3</sup>	4.9×10 <sup>3</sup>	4.8×10 <sup>3</sup>		
Electrical resistivity <sup>*</sup>	$\rho_v$	$\Omega \cdot m$	6.5	6.5	4.0	30		

<sup>\*</sup> Average value  
<sup>\*\*</sup> 500kHz, 50mT

Material			PC45	PC46	PC33		
Initial permeability	$\mu_i$		2500±25%	3200±25%	1400±25%		
Amplitude permeability	$\mu_a$						
Core loss volume density (Core loss) <sup>*</sup> [B=200mT]	P <sub>cv</sub>	kW/m <sup>3</sup>	25kHz sine wave	25°C			
				60°C			
				100°C			
				120°C			
			100kHz sine wave	25°C	570	350	1100
				60°C	250(75°C)	250(45°C)	800
				100°C	460	660	600
				120°C	650	760	680
Saturation magnetic flux density <sup>*</sup> [H=1194A/m]	B <sub>s</sub>	mT	25°C	530	520	520	
			60°C	480	470	490	
			100°C	420	410	440	
			120°C	390	380	420	
Remanent flux density <sup>*</sup>	B <sub>r</sub>	mT	25°C	120	80	220	
			60°C	80	80	150	
			100°C	80	130	100	
			120°C	110	140	100	
Coercive force <sup>*</sup>	H <sub>c</sub>	A/m	25°C	12	10	23	
			60°C	9	9	17	
			100°C	8	10	14	
			120°C	9	9	14	
Curie temperature	T <sub>c</sub>	°C	>230	>230	>290		
Density <sup>*</sup>	db	kg/m <sup>3</sup>	4.8	4.8	4.8		
Electrical resistivity <sup>*</sup>	$\rho_v$	$\Omega \cdot m$	3.0	3.0	2.5		

<sup>\*</sup> Average value

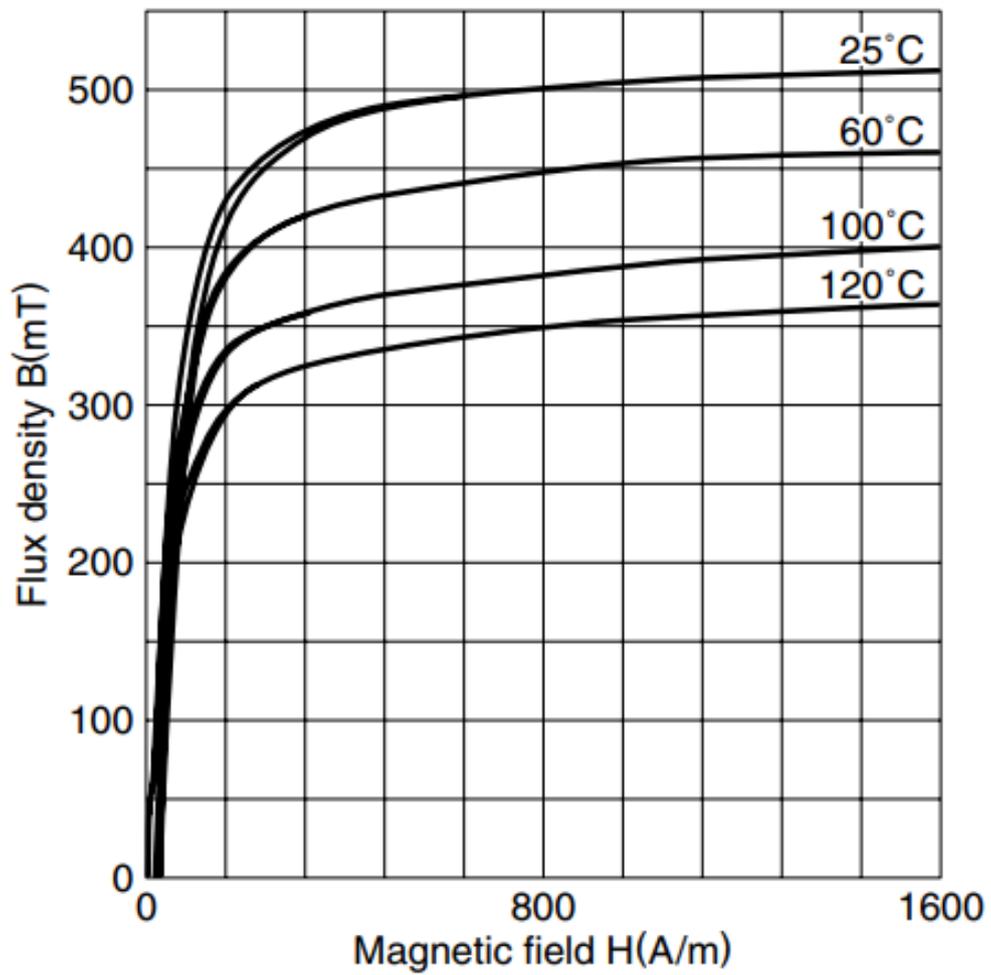
• All specifications are subject to change without notice.



A.2. Curva de magnetización de núcleo de ferrita MnZn  
PC40

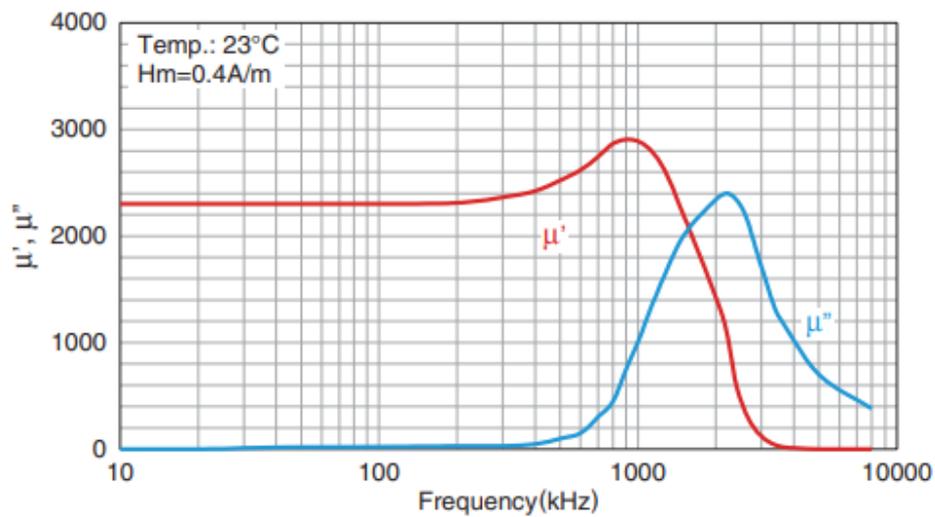
**Magnetization Curves (Typical)**

**Material: PC40**

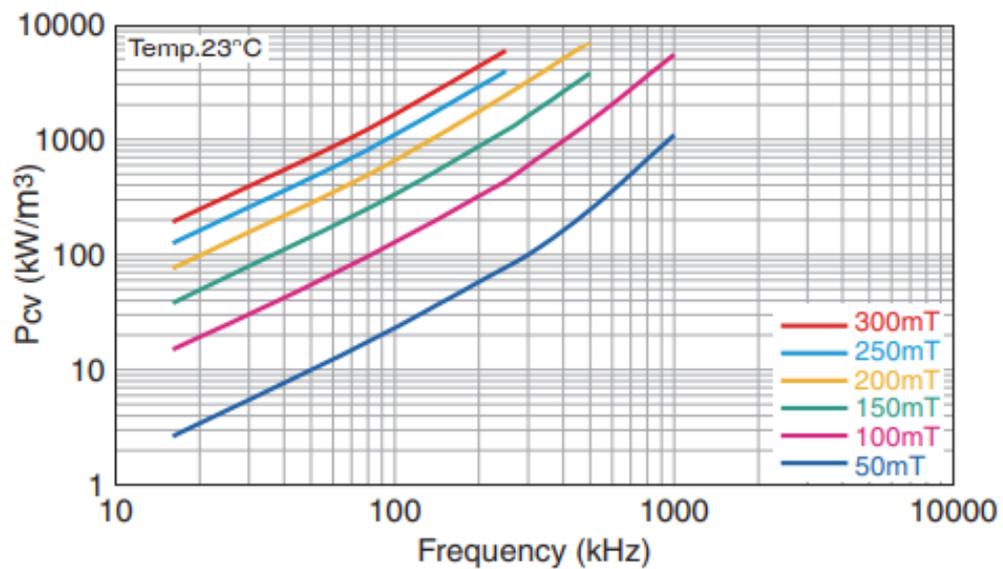


### A.3. Curvas características del núcleo de ferrita MnZn PC40

#### □ Magnetic permeability vs. frequency characteristics(Typ.)



#### □ Core loss vs. temperature characteristics

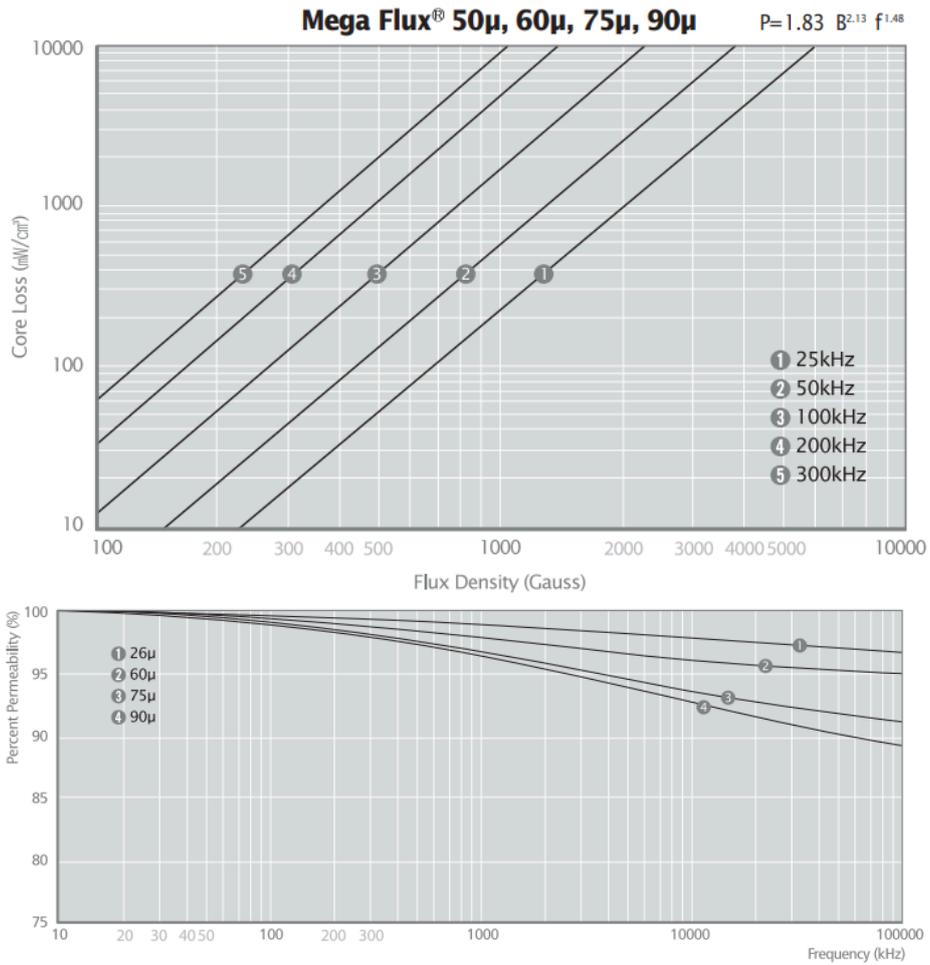


A.4. Datasheet núcleo de ferrita FeSi Megaflux características del material

■ **Comparison of Core materials**

Materials	Perm. ( $\mu$ )	Bs (G)	Core Loss	DC Bias	Relative Cost	Temp. Stability	Curie Temp (°C)
<b>Powder</b>	MPP	7,000	Lower	Better	High	Best	450
	High Flux	15,000	Low	Best	Medium	Better	500
	Sendust	10,000	Low	Good	Low	Good	500
	Mega Flux®	16,000	Medium	Best	Low	Better	700
	Iron	10,000	High	Poor	Lowest	Poor	770
<b>Strip</b>	Fesi (Gapped)	18,000	High	Best	Lowest	Good	740
	Amorphous (Gapped)	15,000	Low	Better	Medium	Good	400
	Ferrite (Gapped)	4,500	Lowest	Poor	Lowest	Poor	100~300

## A.5. Curvas características del núcleo de ferrita FeSi Megaflex



## A.6. Manual Megger para desmagnetización del núcleo del transformador

### Desmagnetización del núcleo del transformador



Dado que algunos problemas legítimos afectan a los resultados de las pruebas de corriente de excitación y a los resultados de SFRA de forma similar a lo que sucede con la magnetización del núcleo, la magnetización residual no se debe descartar como la causa de que los resultados de la prueba se vean afectados, tal y como se ha descrito anteriormente.

Se recomienda desmagnetizar el núcleo después de realizar las pruebas de resistencia de devanados de CC (que requieren la saturación del núcleo del transformador y, en cualquier caso, dejarán al núcleo considerablemente magnetizado) o cualquier otra prueba que pueda provocar magnetización. Es conveniente desmagnetizar el transformador antes de realizar cualquier prueba, así como cuando concluyan las pruebas y antes de que el transformador sea energizado. Es importante aplicar la desmagnetización antes de las pruebas, ya que la desconexión del transformador de la excitación de CA suele tener lugar en un instante aleatorio de tiempo y, por tanto, existe un nivel aleatorio de magnetización que permanece en el núcleo. Gracias a la posibilidad de desmagnetizar un transformador de manera sencilla y eficiente, la antigua regla de realizar la prueba de resistencia de devanados en CC al final de la secuencia de pruebas, puede eventualmente cambiar.

La desmagnetización in situ de los transformadores de potencia se suele realizar mediante el método de CC de pulsos de polaridad alterna de corriente o tensión. El principio de un método de corriente continua alterna es neutralizar la alineación magnética del hierro del núcleo mediante la aplicación de una tensión continua de polaridades alternas a los devanados del transformador durante intervalos decrecientes. La inyección alterna de CC se reduce en cada ciclo, normalmente entre un 10 y un 50 %, y el proceso continúa hasta que el nivel actual es prácticamente cero. En los transformadores trifásicos, lo habitual es realizar el procedimiento en la fase de AT asociada con la lectura de corriente de excitación más alta. En la mayoría de los casos, la experiencia ha demostrado que este procedimiento es suficiente para desmagnetizar todo el núcleo. En función del diseño del transformador (p. ej., un núcleo de 5 columnas frente a uno de 3 columnas), el tamaño y la capacidad del equipo de pruebas, realizar varios intentos de desmagnetización o en diferentes pares de terminales puede mejorar en ocasiones la desmagnetización. Actualmente, la mayoría de instrumentos aplican corriente continua conmutada para la desmagnetización, como se muestra el principio en el gráfico 2.

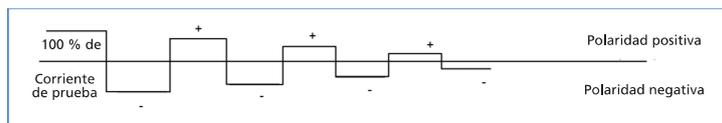


Gráfico 2. Secuencia de desmagnetización de una fuente de CC conmutada.

Una variante de lo anterior es inyectar corriente aplicando tensión hasta que se alcance la corriente definida (normalmente el mismo valor que la corriente de prueba, p. ej., 10 A) y el núcleo esté saturado. Esto da los voltios por segundo (Vs) desde el punto de partida hasta la saturación en dirección positiva (p. ej., 200 Vs). El procedimiento se repite en la dirección opuesta (p. ej., -10 A). Los Vs necesarios a partir de, p. ej., +10 A y -10 A se miden/calculan (p. ej., +1000 Vs) a partir de los cuales se determina las posiciones de los "extremos" de la curva de histéresis. En este ejemplo, la posición de Vs en -10 A es -500 Vs y en +10 A es +500 Vs. El origen del lazo de histéresis y el objetivo está en 0 Vs y se puede calcular el punto de partida relacionado; por ejemplo, el punto de partida está en +300 Vs (+500 Vs - 200 Vs). En el gráfico 3, donde se muestra una captura de pantalla de este método de desmagnetización una vez finalizado, el punto de inicio se ha determinado y se muestra al encargo de la prueba mediante un punto rojo en el gráfico. Con cada repetición posterior, los voltios por segundo aplicados al devanado se reducen normalmente entre el 10 y el 50 %. En la práctica, esto se convierte en un método de frecuencia variable de tensión constante (CVVF).

Los valores anteriores y posteriores como Vs o % de saturación se proporcionan como se indica en el gráfico 3.

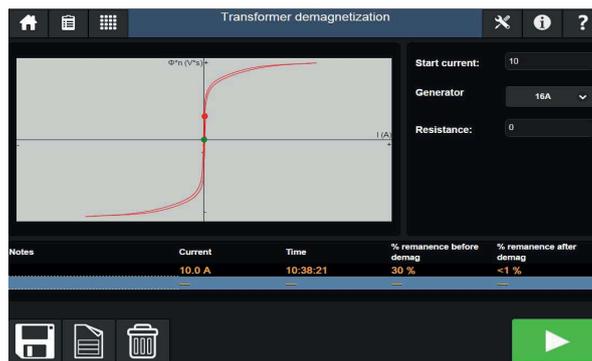


Gráfico 3. Instrumento de pruebas de subestaciones multifunción de Megger TRAX: captura de pantalla de la desmagnetización de un transformador