

Diseño de un transformador planar y comparación con un transformador convencional para pruebas de eficiencia.

**Un Trabajo de Grado Presentado Para Obtener El Título De
Ingeniero Electrónico
Universidad Santo Tomás, Tunja**

Jaidith González Bernal

Marzo 2022



Universidad Santo Tomás

Facultad de Ingeniería Electrónica

Jaidith Geraldine González Bernal, 2022

Las ideas representadas e ilustradas en este trabajo, así como los conceptos documentados son de responsabilidad total y exclusiva del autor. Ninguno de estos representa opiniones y/o posiciones de la Universidad Santo Tomás ni de la Facultad de Ingeniería Electrónica de la misma.



Universidad Santo Tomás

Facultad de Ingeniería Electrónica

Diseño de un transformador planar y comparación con un transformador convencional para pruebas de eficiencia.

Una Tesis Presentada Para Obtener El Título De
Ingeniero Electrónico

Jaidith Geraldine González Bernal

Director: Ing. Arnold Wiesner Hernandez,

Co-director: Ing. Pablo Andrés Álvarez Camargo,

Co-director: Inge. William Fernando Álvarez Castañeda

Aprobado por

Fecha

Arnold Wiesner Hernandez
Docente director

Pablo Andrés Álvarez Camargo
Docente co-director

William Álvarez Castañeda
Docente co-director

Primer lector
Docente

Segundo lector
Docente

Tercer lector
Docente

Dedicado a Jesús y a mi familia.

AGRADECIMIENTOS

Quisiera agradecer a Dios antes que, a nadie, porque gracias a Él todo el desarrollo del trabajo investigativo ha sido posible. A mi familia por creer en mí, por estar siempre, a mi madre por siempre cuidar de que haya un café caliente en mi mesa, a mi padre por sus consejos y sugerencias, a mi hermana y su esposo por apoyarme en cada situación y a mi mejor amiga, Brigi Santoyo, por estar presente en cada etapa de este trabajo, desde la idea hasta el último punto final del texto, dándome ánimo y sosteniendo mis brazos cuando venía el cansancio. Quiero agradecer al ingeniero Pablo Andrés Álvarez por su inagotable paciencia y su admirable disposición para ayudar siempre y a mi director de tesis, Arnold Wiesner Hernandez por su disposición constante, su ayuda, su paciencia, por compartir su conocimiento y por siempre responder a todas mis preguntas de la mejor manera.

RESUMEN

La humanidad está generando un crecimiento tecnológico no sólo continuo sino exponencial, una idea que abre la posibilidad a imaginar un futuro emocionante, cada vez el ser humano se interesa más por lograr mayor eficiencia en sus dispositivos de tal manera que se pueda aprovechar la energía lo máximo posible pues no se desconoce que la demanda energética es cada vez mayor. Puntualmente hablando de dispositivos, los transformadores de energía son más que comunes, la utilidad prestada por los mismos es muy alta dada la diversidad de tensiones que son demandadas, por lo tanto, lograr que la eficiencia de estos sea cada vez mejor, lograr que las pérdidas energéticas sean las mínimas posibles, lograr que un dispositivo de poco tamaño alcance grandes rendimientos, no solo garantiza mejoras tecnológicas, significa a su vez menos contaminación y mejor aprovechamiento del recurso eléctrico. La tecnología planar es una amplia puerta a todas esas posibilidades mencionadas gracias a su disminuido tamaño, su alta eficiencia, sus bajos componentes parásitos y su versatilidad a la hora de diseñar.

1. INTRODUCCIÓN	1
2. PROBLEMA	1
2.1. Formulación de preguntas.....	1
2.2. Definición del problema.....	2
2.3. Delimitación del problema.....	2
2.4. Justificación	2
2.5. Objetivos	3
2.5.1. Objetivo general	3
2.5.2. Objetivos específicos.....	3
3. MARCO TEÓRICO	4
3.1. Antecedentes	4
3.1.1. Históricos	4
3.2. Base teórica y estado del arte	6
3.2.1. Efecto pelicular y efecto de proximidad	6
3.2.2. Inductores incrustados en placas circuitales	6
3.2.3. Transformadores planares.....	9
4. DESARROLLO DEL PROYECTO.....	14
4.1. Cálculos para diseño	14
4.2. Diseño de PCB	17
4.3. Cálculo de espiras para transformador convencional	20
4.4. Construcción de los transformadores.....	20
4.5. Modelo del transformador.....	21
5. ANÁLISIS DE RESULTADOS Y DISCUSIÓN.....	24
5.1. Frecuencias de resonancia en transformador planar	24
5.2. Inductancias del transformador planar	24
5.3. Capacitancias parásitas del transformador planar.....	26

5.4.	Frecuencias de resonancia en transformador convencional	27
5.5.	Inductancias del transformador convencional	27
5.6.	Capacitancias parásitas del transformador convencional.....	28
5.7.	Eficiencia de los transformadores.....	29
5.7.1.	Circuito de prueba medio puente	29
5.7.2.	Driver y circuito de Bootstrap	30
5.7.3.	Generación de señal de prueba	30
5.7.4.	Pruebas de potencia	31
5.8.	Resistencias asociadas a los bobinados.....	33
5.9.	Comparación de los transformadores	35
5.9.1.	Capacitancias parásitas asociadas	35
5.9.2.	Inductancias de fuga y magnetización asociadas.	36
5.9.3.	Potencia y eficiencia.....	37
5.9.4.	Resistencia de los bobinados	39
5.9.5.	Propiedades del material del núcleo	41
5.9.6.	Tamaño (volumen)	41
6.	CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS	43
6.1.	Conclusiones	43
6.2.	Trabajos futuros.....	44
7.	BIBLIOGRAFÍA.....	45
8.	ANEXOS.....	47

Tabla de figuras.

Figura 1. Modelo base de inductancia. Reconstruido de (Wheeler, 1928).....	4
Figura 2. Bobina helicoidal de una sola capa. Reconstruido de (Wheeler, 1928)	4
Figura 3. Bobina espiral de una sola capa. Reconstruido de: (Wheeler, 1928, págs. 1-3).....	5
Figura 4. Modelo cuadrado, octogonal, hexagonal y circular para un inductor. Tomado de: (Mohan, 1999)	5
Figura 5. Tipos de inductores embebidos en PCB. Tomado de: (Madsen, 2013)	7
Figura 6. Comparación del inductor implementado contra una moneda de un centavo. Tomado de: (Islam, 2013)	8
Figura 7. Diagrama de conexión entre los inductores y prototipo implementado. Tomado de: (Lope, 2013)	8
Figura 8. Esquema circuital equivalente de un transformador de alta frecuencia. Tomado de: (Tria, 2015)	9
Figura 9. Comparación de datos medidos por diferentes métodos. Tomado de: (Tria, 2015).....	10
Figura 10. Esquema circuital de un transformador planar. Tomado de: (Wang, 2010).....	13
Figura 11. Forma de onda del voltaje de entrada para el transformador.	14
Figura 12. Características del material N87 y curva de histéresis. Tomado de (Electronics).....	15
Figura 13. Propiedades del núcleo B66387Q0250K187. Tomado de: (TDK, Hoja de datos núcleo B66387Q0250K187)	15
Figura 14. Unión gráfica de los núcleos. Modificado de: (TDK, Hoja de datos núcleo B66387Q0250K187)	15
Figura 15. Propiedades técnicas del núcleo planar. Tomado de (Fair-Rite).....	16
Figura 16. Curva de histéresis del material PC95. Tomado de (Fair-Rite).	17
Figura 17. Reglas de impresión de JLC- PCB	18
Figura 18. Gráfico de ancho del trazo en función de la corriente. Consultado de (Circuits, 2022)	18
Figura 19. Vista de simulación de PCB.....	19
Figura 20. Vista previa de la PCB. Bobinado primario (izquierda), bobinado secundario (derecha).....	19
Figura 21. Transformador planar construido.	20
Figura 22. Espacio (GAP) entre el bobinado y el núcleo.....	21
Figura 23. Transformador convencional construido.	21
Figura 24. Circuito equivalente completo del transformador. Por: (McLyman, 2004) y (Flanagan, 1992)	21
Figura 25. Modelo equivalente simplificado del transformador.	21
Figura 26. Picos de corriente provocados por capacitancias parásitas. Tomado de: (McLyman, 2004).	22
Figura 27. Distorsión en el voltaje y corriente consecuencia de L_k . (McLyman, 2004).....	23
Figura 28. Frecuencias de resonancia para transformador planar.	24
Figura 29. Dispersión de los datos de L_k (izquierda) y de los datos de L_m (derecha).....	26
Figura 30. Frecuencias de resonancia para transformador convencional.	27
Figura 31. Dispersión de los datos de L_k (izquierda) y de los datos de L_m (derecha) del convencional.	28
Figura 32. Esquema general de circuito de prueba.	29
Figura 33. Circuito de prueba Medio puente.	30
Figura 34. Circuito controlador (driver) y Bootstrap de prueba.....	30
Figura 35. Configuración del PIC como generador de onda cuadrada.....	31
Figura 36. Espesor y ancho de la pista del bobinado primario planar.....	33
Figura 37. Ancho de la pista del bobinado secundario planar.....	34
Figura 38. Potencia de entrada contra potencia de salida en el planar.	38
Figura 39. Potencia de entrada contra potencia de salida en el convencional.	38
Figura 40. Dispersión de los datos de eficiencia del planar.	39
Figura 41. Dispersión de datos de eficiencia en el convencional.....	39

Índice de tablas.

Tabla 1. Coeficientes para modificar las expresiones de Wheeler. Tomado de: (Mohan, 1999)	6
Tabla 2. Ventajas y desventajas de cada una de las tres estructuras. Tomado de: (Madsen, 2013).....	7
Tabla 3. Características de las diferentes categorías de materiales para núcleos. Tomado de: (Ahmad, 2018)	11
Tabla 4. Parámetros de diseño del transformador. Tomado de: (Ahmad, 2018).....	11
Tabla 5. Parámetros de diseño para los transformadores.	14
Tabla 6. Mediciones de Inductancias magnética y de fuga.....	25
Tabla 7. Mediciones de Inductancias magnética y de fuga en convencional.	28
Tabla 8. Tabla de potencia teórica.....	32
Tabla 9. Datos de potencia medida en el transformador planar.	32
Tabla 10. Datos de potencia medida en el transformador convencional.	32
Tabla 11. Resistencias del transformador planar.	35
Tabla 12. Resistencias del transformador convencional.	35
Tabla 13. Comparación entre capacitancias parásitas.....	35
Tabla 14. Diferencia entre las capacitancias parásitas de los transformadores.	36
Tabla 15. Comparación de inductancias L_k y L_m entre transformadores.....	36
Tabla 16. Diferencia entre las inductancias asociadas a los transformadores.	37
Tabla 17. Comparación de eficiencia entre transformadores.	37
Tabla 18. Resistencias en los bobinados de los transformadores.....	40
Tabla 19. Porcentaje de error en las mediciones de resistencia.	40
Tabla 20. Diferencia entre resistencias de bobinado de los transformadores.	40
Tabla 21. Comparación de parámetros técnicos de los núcleos.	41
Tabla 22. Dimensiones físicas del núcleo convencional.....	41
Tabla 23. Dimensiones físicas del núcleo planar.....	41
Tabla 24. Comparación entre volumen y peso de los transformadores.....	42
Tabla 25. Diferencias entre volumen y peso de los transformadores.....	42

1. Introducción

El crecimiento tecnológico invita no solo a imaginar los grandes avances que puedan llegar a lograrse sino el cómo alcanzarlos; el hacer más eficientes y pequeños los dispositivos tecnológicos es un objetivo constante que la electrónica persigue y hace parte de ese crecimiento tecnológico que también adquiere un propósito aún más loable cuando se aplica al cuidado de los recursos naturales que han sido dados como es el agua. Así mismo, cuando se piensa en sanitizar el recurso hídrico con técnicas no invasivas como la luz UV, el buscar dispositivos que ayuden a este objetivo y que brinden eficiencia y portabilidad abre la puerta a una gran oportunidad para la tecnología planar. Los dispositivos de transformación de energía no solo son importantes sino imprescindibles, por eso mismo este trabajo busca establecer comparación entre la tecnología existente y la emergente en lo que a los transformadores respecta, para abrirse paso a la mejora desde la base que es administrar correctamente el recurso eléctrico. La vía de desarrollo del trabajo busca establecer una comparación objetiva haciendo uso de recursos matemáticos como de herramientas de medición que permitan la obtención de datos sólidos y veraces. Se aplica una metodología cuantitativa, donde los datos recolectados son trasladables a las matemáticas y es posible crear estadísticas con los resultados obtenidos. El estudio realizado es experimental y determinístico, las variables involucradas son calculables y controlables, ninguna proviene de un evento estocástico. Las variables más importantes a considerar son el flujo de electricidad en el transformador, los valores máximos y mínimos de voltaje, corriente, potencia y componentes parásitos, las dimensiones físicas del transformador como lo son largo, ancho y alto. Con el propósito de identificar los valores de dichas variables se establecen indicadores dados por mediciones pertinentes en cada caso, adicional es posible establecer tablas de valores esperados o calculados de manera teórica y contrastar su cercanía con las mediciones realizadas sobre el dispositivo construido. Todo con el fin de concluir sobre las bondades de la tecnología de transformadores convencionales, pero, sobre todo, resaltar la magnificencia de la tecnología planar emergente.

2. Problema

2.1. Formulación de preguntas

- ¿Cuál es la eficiencia de un transformador planar?
- ¿Cuál, entre un transformador planar y uno convencional, es más eficiente?
- ¿En qué proporción se disminuye el tamaño de una implementación con un transformador planar?

2.2. Definición del problema

La vía de conversión de corriente alterna a corriente continua es siempre la misma y dentro del proceso siempre interviene un transformador; un transformador cuadrado (generalmente), amplio en volumen y peso que se compone de un determinado número de espiras de alambre de cobre. El problema se centra en sus características físicas, su amplio volumen y peso, dado que estas propiedades no se ajustan a uno de los objetivos que sigue la electrónica: aumentar la eficiencia de los dispositivos disminuyendo el tamaño de los mismos. Si bien los transformadores convencionales pueden ser eficientes a la hora de aumentar o disminuir voltajes, el hecho de involucrarlos en un dispositivo completo obliga a que su tamaño se incremente.

El transformador planar, dada su arquitectura, es de tamaño reducido, sin embargo, la información de eficiencia y rendimiento está en construcción todavía; no es posible decir puntualmente qué cifras ofrece al momento de implementarlo en comparación con un transformador convencional.

2.3. Delimitación del problema

El diseño e implementación de un transformador planar va enfocado a la medición de eficiencia y rendimiento del mismo a la hora de convertir voltajes importantes que eventualmente se convertirán para alimentar con corriente continua una lámpara UV.

2.4. Justificación

Se diseña y construye un transformador planar para compararse con un transformador convencional; este transformador es importante porque persigue un objetivo puntual de la electrónica que busca mayor eficiencia de los sistemas así mismo como la reducción de su tamaño. (Islam, 2013, pág. 1) La reducción del tamaño del transformador en cuestión significa aumentar la densidad de energía por unidad de área, esto debido a las leyes pilares que rigen las variables de la electricidad. El diseño e implementación de un transformador planar se realiza para eliminar los componentes parásitos existentes, lo que a su vez reduce las pérdidas y logra un dispositivo más eficiente. (Biglarbegian, 2015, pág. 1) En el proceso de diseño se escoge de manera adecuada el número de hebras (Sullivan, 1999, pág. 1) para que los valores obtenidos en la salida sean suficientes para alimentar la lámpara UV.

Los transformadores planares presentan un problema directamente relacionado con los componentes parásitos, esto reduce su eficiencia y contrarresta las ventajas del tamaño reducido, por lo tanto, es una problemática que se espera resolver. (Shen Wang, 2003, pág. 1) Atendiendo a que el transformador en cuestión a construir es acoplable a un sistema de purificación de agua haciendo uso de luz ultravioleta, es posible afirmar que el impacto social del proyecto es evidente; una de las problemáticas que más aqueja a diferentes comunidades es la falta de una fuente hídrica potable, por lo tanto, un sistema del tipo planteado es una solución directa a la situación presentada y bajo una optimización acorde puede incluso llegar a representar un sistema de bajo costo alcanzable por cualquier comunidad que lo necesite.

Cuando se habla de purificación de agua y recursos hídricos limpios, necesariamente se involucra el medio ambiente; este proyecto de investigación tiene una incidencia directa en el medio ambiente

y es posible observar el foco favorable haciendo eco en la preservación de los recursos no renovables, la utilización inteligente del agua y el cuidado medio ambiental proveniente del uso de energías limpias y alternativas no invasivas.

2.5.Objetivos

2.5.1. Objetivo general

Diseñar un transformador planar y un transformador convencional, para establecer por comparación cuál de las dos configuraciones es más eficiente, con el fin de optimizar el sistema de alimentación de la lámpara UV, incrementando la densidad de energía por unidad de volumen y reduciendo algunos de los componentes parásitos.

2.5.2. Objetivos específicos

- Revisar la literatura asociada a los transformadores planares y a la impresión de inductores en placa circuital, así como los avances alcanzados para situar la investigación desde un punto donde se pueda generar nuevo conocimiento.
- Diseñar un modelo de transformador planar con los valores de voltaje, potencia, frecuencia y corriente específicos para satisfacer la demanda energética de la lámpara UV involucrada en el esquema de proyecto general.
- Implementar el diseño previo del transformador planar para obtener un prototipo físico sobre el cual sea posible trabajar en pro de la obtención de resultados.
- Probar la funcionalidad, eficiencia y desempeño del transformador haciendo uso de las herramientas de medición pertinentes y correspondientes con cada tipo de variable a medir.
- Comparar el transformador planar construido contra un transformador convencional de iguales características técnicas para identificar las diferencias existentes entre estos en cuanto a rendimiento en función de alcanzar una conclusión puntual sobre cuál puede representar superioridad.

3. Marco teórico

En esta sección se hace mención de la información más importante consultada que se relaciona con el desarrollo del trabajo de investigación.

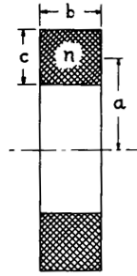
3.1. Antecedentes

Inicialmente se señalan las bases históricas sobre las bobinas y el estado primario de donde surgió la tecnología planar.

3.1.1. Históricos

Las bobinas cobran relevancia cuando se habla de transformadores dado que todo el efecto de conversión se da en estas. Para comprender la naturaleza de las bobinas y su comportamiento, hace falta definir y explicar las ecuaciones que gobiernan las bondades de las mismas. Para una figura como la siguiente (ver Figura 1) la fórmula (Eq. 1) permite calcular la inductancia y trabaja bien, y si la bobina es cercana en arquitectura a la figura mostrada, está dentro de un 1% y los tres términos dispuestos en el denominador tienden a ser iguales, teniendo en cuenta que las dimensiones se ofrecen en pulgadas.

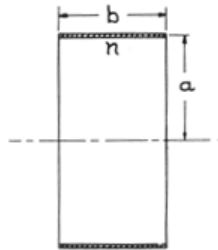
Figura 1. Modelo base de inductancia. Reconstruido de (Wheeler, 1928)



$$L = \frac{0.8a^2 * n^2}{6a + 9b + 10c} \mu H \quad (Eq. 1)$$

La (Eq. 2) permite calcular el valor de la inductancia de una sola capa helicoidal si las dimensiones (en pulgadas también), se parecen a la Figura 2.

Figura 2. Bobina helicoidal de una sola capa. Reconstruido de (Wheeler, 1928)



$$L = \frac{a^2 * n^2}{9a + 10b} \mu H \quad (\text{Eq. 2})$$

Esta fórmula es correcta con un error dentro del 1% si el término $b > 0.8a$. La última ecuación derivada proporcionada por Wheeler, es:

$$L = \frac{a^2 * n^2}{8a + 11c} \left(\text{or } \frac{a^2 * n^2}{8a + 11b} \right) \mu H \quad (\text{Eq. 3})$$

Al igual que las demás, permite averiguar al valor de la inductancia de una sola capa de una bobina helicoidal (o espiral) si las dimensiones coinciden o se acercan a la Figura 3:

Figura 3. Bobina espiral de una sola capa. Reconstruido de: (Wheeler, 1928, págs. 1-3).

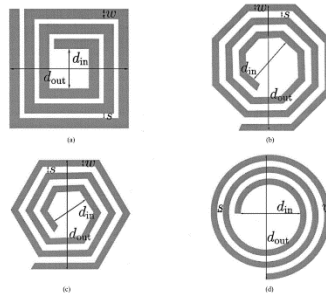


La fórmula (Eq. 3) es correcta también si las relaciones entre las dimensiones a , b y c , corresponden con $c > 0.2a$ o $2a > b > 0.2a$.

La precisión de las ecuaciones disminuye cuando el número de espiras en la bobina es muy poco o cuando el espacio entre ellas es demasiado grande, adicional, factores como el efecto pelicular (skin) y la capacitancia distribuida contribuyen a esta disminución dada su importancia (Wheeler, 1928).

Las bobinas, pueden, sin embargo, ser de diferentes formas y no estar limitadas a una configuración espiral; dentro de las posibilidades encuadran las bobinas cuadradas, hexagonales, octagonales o circulares. (Mohan, 1999) Cada una tiene sus propias dimensiones y las características de cada una ofrece resultados diferentes posterior a la experimentación.

Figura 4. Modelo cuadrado, octogonal, hexagonal y circular para un inductor. Tomado de: (Mohan, 1999)



De la Figura 4 puede observarse en todos los tipos de bobina, las diferentes dimensiones y parámetros tomados en cuenta como son el radio menor y mayor, (*din*, *dout*), el ancho del conductor (*w*), el espacio que se genera entre las espiras (*s*) o el número de espiras que conforma la bobina como convencionalmente se conoce (*n*). Para este tipo de espiras se construyen unas expresiones personalizadas cuya base son las fórmulas deducidas por Wheeler (Wheeler, 1928). Dichas fórmulas fueron modificadas agregando las variables referentes a la geometría de cada bobina con el propósito de crear expresiones que logren predecir la precisión del funcionamiento de cada modelo planteado usando expresiones generalizadas. La ecuación base es una modificación de la ecuación de Wheeler.

$$L_{mv} = K_1 \mu_0 \frac{n^2 * d_{avg}}{1 + K_2 \rho} \quad (Eq. 4)$$

Para la (Eq. 4) se asocian los coeficientes *K* en la Tabla 1.

Tabla 1. Coeficientes para modificar las expresiones de Wheeler. Tomado de: (Mohan, 1999)

Diseño	K1	K2
Cuadrado	2.34	2.75
Hexagonal	2.33	3.82
Octagonal	2.25	3.55

La ecuación modificada de Wheeler tiene una buena precisión en inductores discretos, así como la expresión derivada de principios magnéticos es más intuitiva por su similitud con las expresiones de las inductancias y muestra mayor fruto cuando se aplica en elementos convencionales. Es importante mencionar que tiene una tolerancia al error entre 1 y 2% (Mohan, 1999).

3.2.Base teórica y estado del arte

Para empezar el desarrollo del trabajo se partió de conocer las bases teóricas que rigen los transformadores y la evolución que estos han alcanzado, como se describe en este numeral.

3.2.1. Efecto pelicular y efecto de proximidad

El efecto pelicular, efecto skin o efecto Kelvin se define como la propensión de las corrientes, en condiciones de alta frecuencia, a fluir sobre la superficie del conductor que la debe contener. (Sullivan, 1999, pág. 2)

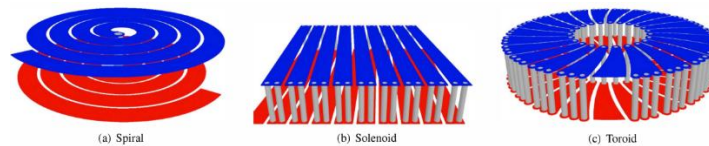
Por otro lado, el efecto de proximidad es en esencia la tendencia de la corriente a fluir en patrones no deseados o no establecidos, tales como bucles o distribuciones concentradas en puntos específicos a causa de la presencia de campos magnéticos que se crean por la existencia de conductores cercanos. (Sullivan, 1999, pág. 2)

3.2.2. Inductores incrustados en placas circuitales

Tres son las configuraciones que se suelen comparar a la hora de crear inductancias: espirales, solenoides y toroides. (Ver Figura 5). La comparación de rendimiento de las inductancias se hace

con respecto al valor de inductancia, la resistencia en corriente continua y corriente alterna, el campo electromagnético y el diseño. (Madsen, 2013, págs. 1 - 4)

Figura 5. Tipos de inductores embebidos en PCB. Tomado de: (Madsen, 2013)



Después de hacer la simulación de elementos finitos, (FEM, Finite Element Simulations), y establecer la comparación, los autores de **‘Printed Circuit Board Embedded Inductors for Very High Frequency Switch-Mode Power Supplies’**, (Madsen, 2013) concluyen y documentan las ventajas y desventajas de cada modelo en la siguiente tabla (ver Tabla 2):

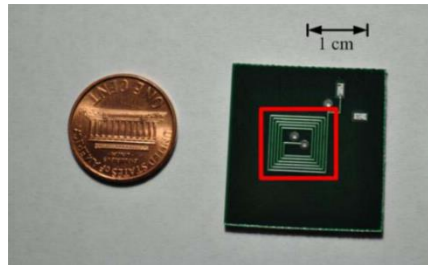
Tabla 2. Ventajas y desventajas de cada una de las tres estructuras. Tomado de: (Madsen, 2013).

Estructura	Pros	Contras
Toroide	Campo externo más pequeño	Menos flexible Q más bajo y menor longitud L por área.
Solenoide	Forma rectangular. Alto Q	Campo externo ancho
Espiral	Mayor Q Mayor flexibilidad	Campo externo fuerte

Las características destacables respecto al modelo en espiral, es posible lograr el área PR de la inductancia más alta, y es la única que puede imprimirse en una sola capa de PCB, por otro lado, la forma de solenoide ofrece facilidad en cuanto a escalabilidad y su diseño puede fácilmente encajar en un diseño completo y el modelo de toroide, en cuanto a campo magnético externo, es por mucho superior.

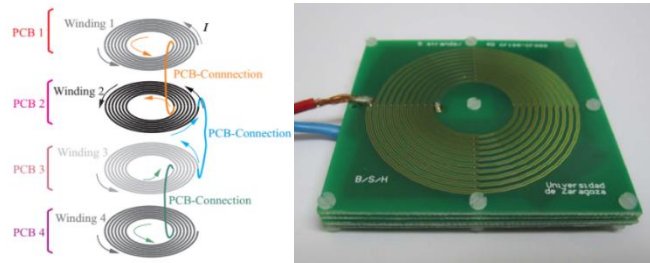
Partiendo de que la transferencia de energía de manera inalámbrica haciendo uso de estructuras inductivas es, por el momento, un movimiento de gran popularidad dado que representa un esquema alternativo de alimentación en los sensores biomédicos. El trabajo de diseño de un inductor de tipo solenoide de varias espiras aplicado a la biomédica usando una banda de 13,56MHz es una aplicación directa de esta tecnología. El método de apilamiento aplicado permite mejorar la densidad de inductancia en el inductor de acuerdo a un área determinada (Islam, 2013, págs. 1 - 8) En el artículo **‘Design and Optimization of Printed Circuit Board Inductors for Wireless Power Transfer System’**, genera una aplicación directa, haciendo uso de la frecuencia mencionada y reportando como resultados un inductor cuyo valor característico es mayor al que se puede encontrar en la literatura asociada. Como resultado contundente se tiene la mayor cantidad de inductancia debido al apilamiento de las espiras. Parte de la optimización del diseño propuesto (ver Figura 6), se basa en un modelo π , que, a su vez, toma base de las ecuaciones empíricas ya establecidas. (Islam, 2013, págs. 1 - 8)

Figura 6. Comparación del inductor implementado contra una moneda de un centavo. Tomado de: (Islam, 2013)



Otras aplicaciones dadas a los inductores impresos pueden hallarse en ámbitos domésticos; cuando se introduce el término ‘calentamiento por inducción’, es fácil incluir también las funciones de un inductor (valga mencionar). En una pila de placas puede disponerse un inductor (Islam, 2013, págs. 1 - 8), como ha sido tratado en líneas más arriba, a la que se implementa a su vez una estructura de Litz planar (Sullivan, 1999, págs. 2 - 6) (Shen Wang, 2003, pág. 1). La unificación de dos técnicas como lo son la estructura de hilo de Litz y el apilamiento de PCBs cuyos resultados individuales son destacables, permiten alcanzar un prototipo de calentamiento de bajo costo usado en placas de cocción. (Lope, 2013, págs. 1 - 3) Sabiendo que la estructura planar de Litz disminuye las pérdidas por efecto pelicular y de proximidad (Shen Wang, 2003, pág. 1) y que el apilamiento de placas circuitales permite transferir energía de manera inalámbrica (Islam, 2013, págs. 1 - 8), en este caso en forma de calor, el producto que puede lograrse tiene como características una baja resistencia tanto en AC como en DC y un alto valor de inductancia. El prototipo propuesto por los autores de **‘Printed Circuit Board Implementation of Small Inductors for Domestic Induction Heating Applications Using a Planar Litz Wire Structure’** (Lope, 2013, págs. 1 - 3) y su esquema de conexión puede observarse en la Figura 7.

Figura 7. Diagrama de conexión entre los inductores y prototipo implementado. Tomado de: (Lope, 2013)



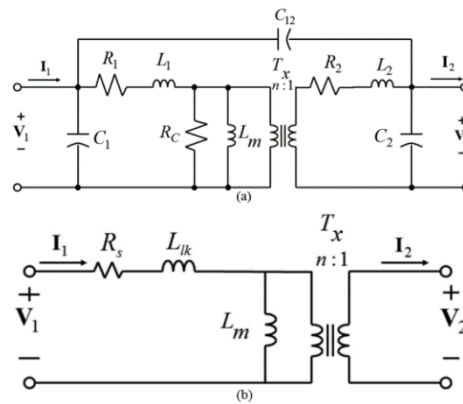
La industria automotriz es por mucho otro de los campos donde los inductores impresos y las aplicaciones dadas a estos como los transformadores de potencia toman importancia debido a los altos costes de estos mismos cuando la precisión es un factor que no se puede descuidar. (Schafer, 2020, pág. 1) La necesidad de reducir al máximo los costos generados por los devanados externos lleva a proponer que se integre directamente el mismo a la placa de circuito impreso, lo que a su vez permite reducir las pérdidas que se generan a altas frecuencias por conducción (Shen Wang, 2003, pág. 6) (Schafer, 2020, pág. 1), utilizando el campo entre franjas alrededor de un espacio de aire (air gap) o varios espacios distribuidos (Schafer, 2020, pág. 11) con el fin de disminuir los efectos peliculares y de proximidad que suceden dentro del devanado (Sullivan, 1999, pág. 2). Al lograr disminuir las pérdidas, la resistencia en corriente alterna y continua disminuye y en consecuencia, la cantidad de cobre en el devanado. El espacio de aire que se aplica a un modelo planteado ofrece buenos resultados, sin embargo, la disminución en el cobre utilizado significa que

su eficiencia no sea tan prometedora como la de un transformador convencional (Schafer, 2020, págs. 13 - 15)

3.2.3. Transformadores planares

Los transformadores convencionales, sobre los cuales se define un núcleo con unas dimensiones determinadas de acuerdo a los valores que se espera obtener y los cuales tienen unos devanados que junto con el núcleo estimado, generan una transformación en los voltajes que se le aplican, se establecen como principio, como concepto base pero modificable; una variación del modelo convencional es el transformador planar, donde los devanados impresos en una placa circuital reemplazan a los devanados de hilo de cobre alrededor de un núcleo, disminuyendo su tamaño y modificando de alguna manera la respuesta que estos deben dar dependiendo de una señal de entrada. El modelo de un transformador planar puede verse así (ver Figura 8):

Figura 8. Esquema circuital equivalente de un transformador de alta frecuencia. Tomado de: (Tria, 2015)

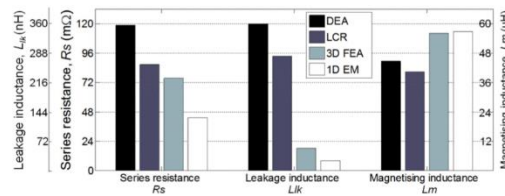


El modelo parte de un transformador ideal T_x , cuya cantidad de espiras se describe con n , la inductancia magnetizante está dada por L_m , la resistencia asociada al núcleo se define por R_c , las inductancias fuga corresponden a L_1 y L_2 , las resistencias correspondientes a cada devanado se definen como R_1 y R_2 y las capacitancias parásitas relacionadas según el esquema circuital son C_1 , C_2 y C_{12} . (Tria, 2015, pág. 1)

Según los autores de '**High-Frequency Planar Transformer Parameter Estimation**' (Tria, 2015, pág. 1) se pueden establecer tres métodos para determinar los parámetros para el modelo del circuito eléctrico equivalente de un transformador planar de alta frecuencia. Los métodos en cuestión son, la simulación de circuitos en software utilizando un análisis electromagnético 1-D. El segundo método utiliza un análisis electromagnético 3D y se implementa en un software de análisis de elementos finitos. El tercer método es un algoritmo basado en la evolución diferencial (DE) usando los datos del transformador experimental. Según el análisis realizado, los dos primeros métodos ofrecen respuesta favorable en la etapa de diseño, pueden predecir el rendimiento futuro del transformador planar y el tercer método, es más efectivo a la hora de validar el diseño hecho previamente. La comparación mostró que las predicciones de la inductancia magnetizadora mediante los dos análisis numéricos son exactas y comparables con las del método de estimación basado en DEA. Sin embargo, la resistencia en serie y la inductancia de fuga determinada por el

algoritmo DE tienden a ser más altas, según lo predicho por los dos métodos numéricos, debido a la no consideración de la impedancia de cables de medición en los modelos numéricos.

Figura 9. Comparación de datos medidos por diferentes métodos. Tomado de: (Tria, 2015)



La comparación de los datos obtenidos en cada uno de los tres métodos se documenta por los autores en la Figura 9. Los análisis numéricos, referentes al primer y segundo método, tomaron como base de sus cálculos las dimensiones físicas del transformador y las propiedades del material, mientras que el algoritmo basado en DE (Evolución Diferencial), hace uso de datos experimentales. En este caso, los parámetros reales del transformador se toman haciendo uso de mediciones con un LCR en configuraciones de cortocircuito y de circuito abierto. La comparación realizada después de obtener los resultados de los diferentes métodos mostró una buena concordancia entre los valores estimados de DE, las mediciones de LCR y los análisis numéricos de la inductancia magnetizante. (Tria, 2015, pág. 4) Esto sugiere, que el uso de los tres métodos sostenidos, permite tener una aproximación generosa cuando se diseña un transformador planar. Las variaciones en los valores de la resistencia en serie y la inductancia de fuga tuvieron una desviación notoria y es prudente insinuar que se debe a los valores parásitos inducidos por las herramientas de medida como los conectores y las sondas. Los resultados muestran que la DE se puede utilizar como herramienta para determinar los parámetros de un modelo de transformador de alta frecuencia utilizando los datos experimentales. Una de las múltiples ventajas del método de medición es que permite determinar sin retirar físicamente el transformador lo que permite la determinación en línea de los parámetros del transformador y el control inteligente de los convertidores de potencia (Tria, 2015, pág. 4) Los métodos numéricos son útiles en la etapa de diseño para predecir el desempeño del transformador. Sin embargo, se debe considerar el efecto de conectores, cables o sondas para modelar con precisión un diseño práctico.

Es ya un hecho que los transformadores planares se utilizan popularmente sobre los transformadores convencionales de alambre por su precisión de diseño, su alta densidad de potencia y sus bajos componentes parásitos.

Explorando diferentes arquitecturas de bobinado de transformadores es posible elegir un diseño de transformador con un mínimo de componentes parásitos (Vijaya Kumar, 2018, pág. 1). Se tiene el transformador planar de bobinado rectangular no intercalado, el transformador planar de bobinado espiral y el transformador planar de bobinado espiral intercalado. La inductancia de fuga para el devanado rectangular no intercalado y el transformador de devanado en espiral intercalado es un tercio de la de un transformador de devanado en espiral no intercalado. Mediante la comparación de los tres modelos planteados se hace posible decir que la auto-capacitancia del transformador de devanado en espiral no intercalado es la mínima (Vijaya Kumar, 2018, pág. 1).

El método más utilizado para la estimación de componentes parásitas en todo lo que respecta a los inductores y a los transformadores planares, es el Método de Elementos Finitos (FEM, Finite

Elements Method) y la simulación haciendo uso de este método llamada Análisis de Elementos Finitos (FEA, Finite Elements Analysis).

A la hora de crear un transformador planar, el material de su núcleo juega un importante papel, de este también depende que los componentes parásitos sean mayores o menores, que su densidad de potencia cambie y que su respuesta a altas frecuencias sea distinta. Partiendo de que las frecuencias de trabajo serán altas, es decir, en el orden de los MHz, se mencionan algunos materiales para el núcleo y se contrasta el desempeño de cada uno mediante una comparación (Ahmad, 2018, pág. 3). La correcta elección del material del núcleo garantiza la durabilidad del transformador pues evita el daño por sobrecalentamiento debido a las pérdidas en el mismo. La comparación de pérdidas y aumento de temperatura de núcleos magnéticos planos compuestos de diferentes materiales magnéticos clasificados como F, P, R y L. Los materiales propuestos en grupos generales son aleaciones de hierro, materiales amorfos, ferritas magnéticas blandas y polvos de hierro, que a su vez son los principales grupos de materiales del núcleo del transformador disponibles en el mercado. Los materiales categorizados como F, P, R y L, se caracterizan por tener diferente permeabilidad y resistividad (Ahmad, 2018).

Tabla 3. Características de las diferentes categorías de materiales para núcleos. Tomado de: (Ahmad, 2018)

Categorías	Propiedades			
	Permeabilidad inicial a 25°C	Densidad de flujo (Teslas)	Resistividad (m)	Densidad(g/cm3)
L	900	0.42	10	4.8
R	2300	0.47	5	4.8
P	2500	0.47	5	4.8
F	3000	0.47	5	4.8

Es importante resaltar que la comparación entre diferentes núcleos se basa en el MnZn, sin embargo, su permeabilidad y resistividad varía en cada caso y los parámetros técnicos del transformador son detallados por la siguiente tabla. (ver Tabla 4)

Tabla 4. Parámetros de diseño del transformador. Tomado de: (Ahmad, 2018)

Entrada	5V/2A
Salida	10V/1A
Ratio de potencia	10 W
Espiras bobinado secundario/bobinado primario	2:1
Estrategia de devanado	P-s

Grosor de bobinado primario (m)	70
Grosor de bobinado secundario (m)	70
Ancho de bobinado primario (m)	6
Ancho de bobinado secundario (m)	4
Aislante	FR4
Temperatura ambiente °C	25

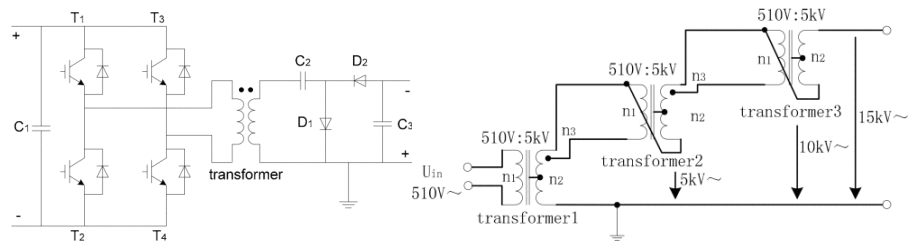
Partiendo de las variables más importantes al momento de pensar en un núcleo para el transformador son la permeabilidad, la alta resistividad y la baja conductividad, hechas las simulaciones y obtenidos los datos provenientes de cada tipo de material se afirma que un núcleo con características como las de la categoría L, ofrece pérdidas mínimas en cuanto a una frecuencia de funcionamiento de 1MHz y una potencia como lo expresa la Tabla 4, adicionalmente, el análisis térmico hecho sobre este material, permite observar que la categoría L logra un diseño más estable térmicamente.

Para un núcleo cuyo transformador está pensado para trabajar a altas frecuencias los materiales más idóneos a utilizar son materiales magnéticos de ferrita blanda tales como MnZn o NiZn dada su correspondencia fiel con las características mencionadas anteriormente. La diferencia entre usar uno MnZn o NiZn reside en la frecuencia de trabajo de cada uno, mientras el MnZn es usado para rangos por debajo de los 2 MHz, el NiZn se ajusta a un rango de frecuencias mucho más amplio comprendido entre 1 MHz y los varios cientos de MHz (Ahmad, 2018, pág. 5).

Como muestra de diseño de un transformador, se plantea un modelo y una secuencia de parámetros donde el diseño se basa en la tecnología de placa de circuito impreso multicapa. Tal transformador se aplica a fuentes de alimentación conmutadas. La salida en potencia del modelo descrito es de 4,5 kW y la frecuencia a la cual ha de someterse está en los 20 kHz. El producto final descrito alcanza un porcentaje de eficiencia del 96%. Al establecer una comparación con un transformador convencional que trabaja a alta tensión, el comportamiento térmico es mejor, adicionalmente contiene una alta densidad de potencia (Wang, 2010, págs. 1 - 2).

El esquema de un transformador planar está dado por la Figura 10.

Figura 10. Esquema circuital de un transformador planar. Tomado de: (Wang, 2010)



Con un prototipo correspondiente a los esquemas de la Figura 10, la distribución del potencial eléctrico es más uniforme que en un transformador tradicional y permite una disminución de las distancias de aislamiento. El enfriamiento es bueno y la eficiencia es superior al 96%, es decir que se disminuyen de cierta forma las pérdidas (Wang, 2010, págs. 5 - 6).

4. Desarrollo del proyecto

En este capítulo se explica puntualmente cada etapa del proceso de diseño y construcción de cada uno de los transformadores, mencionando cada consideración que se tuvo en cuenta para lograr los productos finales.

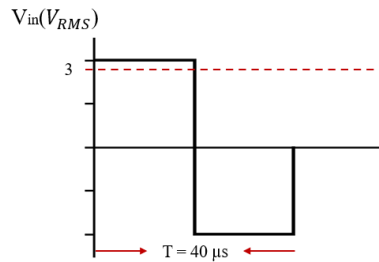
4.1.Cálculos para diseño

Los cálculos de diseño de los transformadores se desarrollaron conociendo los parámetros de cada uno con el propósito de lograr el resultado requerido. Los parámetros de diseño se relacionan en la siguiente tabla (Tabla 5).

Tabla 5. Parámetros de diseño para los transformadores.

Parámetro	Valor
Voltaje primario	$3 V_{RMS}$
Voltaje secundario	$30 V_{RMS}$
Corriente primario (máx)	3 A
Corriente secundario (máx)	300 mA
Relación de transformación	1:10
Frecuencia	25 kHz
Potencia	9 W

Figura 11. Forma de onda del voltaje de entrada para el transformador. Fuente: Autor



Inicialmente se escogieron los núcleos para cada transformador atendiendo a las exigencias de potencia y frecuencia. Para esto, se partió de la ecuación que relaciona el producto de las áreas del núcleo con sus características físicas. (Eq. 5)

$$A_e * S_b \geq \frac{2.1\alpha * P}{J * B_{máx} * f} \quad (Eq. 5)$$

Donde:

A_e es el área efectiva del núcleo (datasheet)

S_b es la superficie de bobinado del núcleo

α es el coeficiente de llenado (2,5)

J es densidad de corriente ($3 A/mm^2$)

$B_{máx}$ es densidad de flujo magnético (propiedades del material)

P es potencia (120 W)

f es la frecuencia (200 kHz)

El núcleo escogido de referencia B66387Q0250K187 del fabricante TDK es una ferrita cuyo material es N87 el cual cumple con las características necesarias de frecuencia. De este material también se analizó la curva de histéresis y se extrajo el valor de densidad de flujo magnético máximo, donde la curva sostiene un comportamiento lineal como se muestra:

TDK Electronics TDK Europe

Products Design Support Tech Library Company Contacts Contact

Customer's Login [EN](#) [English](#) [DE](#) [Francaise](#)

SIFERRIT materials

Sf87T

Power

Transformer (over 100W)	1x100 kHz	Sf27s	μ = 2000	low cost, 75 power
		Sf41s	μ = 2800	current transformer
		Sf51s	μ = 3000	loss max. @ 40°C
		Sf77s	μ = 2200	standard
		Sf85s	μ = 1900	loss max. @ 140°C
	1x100 kHz	Nf5s	μ = 3000	flat temperature behavior
		Nf7s	μ = 2900	flat temperature behavior
		Sf27s	μ = 2200	lower losses
		Sf41s	μ = 1900	
		Sf51s	μ = 900	frequency up to 4 kHz
5-500 kHz	PC220s	μ = 2200	standard	
	Sf77s	μ = 2200	highly saturated	
5-1 MHz	Sf2s	μ = 1500	low B _{sat} @ 100°C	
	Sf2s	μ = 2200	low B _{sat} - near flat temperature behaviour	
Output choke (50W-500W @ 100°C)				
Ballast				

Dynamic magnetization curves
(typical values)
(f = 10 kHz, T = 25 °C)

Figura 13. Propiedades del núcleo B66387Q0250K187. Tomado de: (TDK, Hoja de datos núcleo B66387Q0250K187)

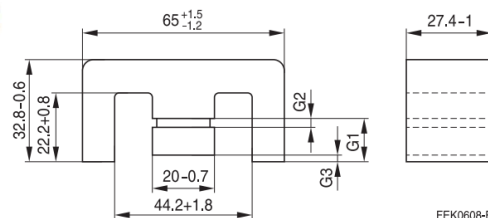
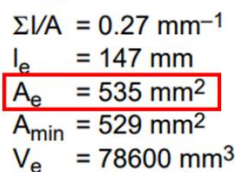
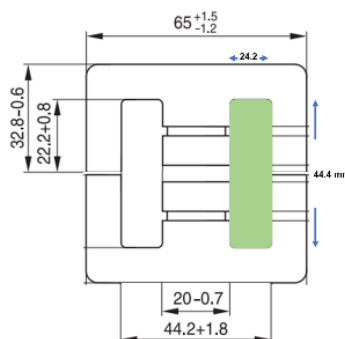


Figura 14. Unión gráfica de los núcleos. Modificado de: (TDK, Hoja de datos núcleo B66387Q0250K187)



Por tanto, la ecuación de relación entre áreas para el núcleo seleccionado es:

$$535 \times 10^{-6} * 537,24 \times 10^{-6} \geq \frac{2.1*2.5*120}{3 \times 10^6 * 330 \times 10^{-3} * 200 \times 10^3} \quad (Eq. 6)$$

$$2,87 \times 10^{-7} mm^2 * mm^2 \geq 3,18 \times 10^{-9} mm^2 * mm^2$$

Se sabe entonces que las corrientes a transitar por cada uno de los bobinados tanto primario como secundario son 3 A y 300 mA, respectivamente, por tanto, se aplica la ecuación siguiente que permite conocer el área transversal que debe poseer el conductor:

$$\frac{I_{RMS1}}{J} = \frac{3 A}{3 A/mm^2} = 1 mm^2 \quad (Eq. 7)$$

$$\frac{I_{RMS2}}{J} = \frac{3 \times 10^{-3} A}{3 A/mm^2} = 0,1 mm^2 \quad (Eq. 8)$$

Basándose en la tabla AWG se puede conocer que los calibres para el alambre de cobre están entonces entre el 26 o 27 para el bobinado secundario y entre 16 o 17 para el primario, sin embargo, se escogió el calibre siguiente más grande para no trabajar sobre los límites. Es posible hallar la tabla AWG en los anexos.

El proceso de diseño del transformador planar difiere por poco del diseño del transformador convencional, el proceso de búsqueda y cálculos es par en cuanto al núcleo, por lo tanto, se parte de la misma relación de áreas documentada líneas arriba.

Para el núcleo del transformador planar de referencia 7895400721 del fabricante Fair-Rite el cual fue escogido aplican los siguientes valores según lo indica su hoja de datos (Fair-Rite):

$$A_e = 518 mm^2$$

$$S_b = 115.2 mm^2$$

$$\alpha = 2,5$$

$$J = 10 A/mm^2$$

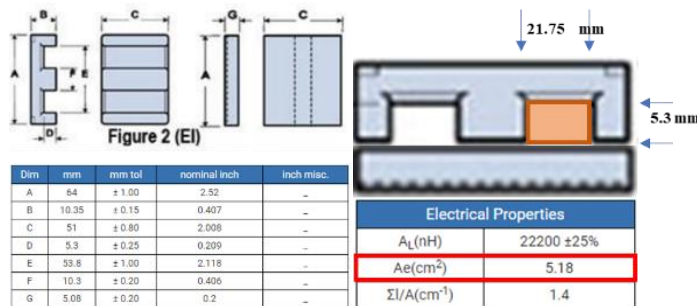
$$B_{m\acute{a}x} = 470 mT$$

$$P = 120 W$$

$$f = 200 kHz$$

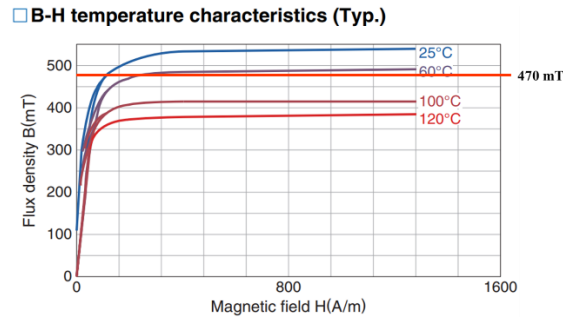
La superficie de bobinado fue calculada tomando en cuenta las dimensiones físicas del núcleo halladas en la información mecánica de su datasheet.

Figura 15. Propiedades técnicas del núcleo planar. Tomado de (Fair-Rite).



Haciendo uso del mismo método gráfico y de observación de la curva de histéresis que se aplicó en el transformador convencional se halló la densidad de flujo magnético correspondiente al material del núcleo denominado 95 o PC95.

Figura 16. Curva de histéresis del material PC95. Tomado de (Fair-Rite).



Luego la relación entre áreas y propiedades del núcleo toma los valores que se muestran seguidamente:

$$518 \times 10^{-6} * 115,2 \times 10^{-6} \geq \frac{2.1 * 2,5 * 120}{10 \times 10^6 * 470 \times 10^{-3} * 200 \times 10^3} \quad (Eq. 9)$$

$$5,97 \times 10^{-8} mm^2 * mm^2 \geq 6,7 \times 10^{-10} mm^2 * mm^2$$

Conociendo las dimensiones físicas del transformador, así como las características de impresión se procedió a diseñar la placa a imprimir PCB. Inicialmente se calculó el número de espiras por bobinado aplicando la ecuación

$$n = \frac{V_p}{2 * f * B_{max} * A_e}$$

$$n_1 = \frac{20}{2 * 200 \times 10^3 * 470 \times 10^{-3} * 518 \times 10^{-6}} \approx 3 \quad (Eq. 10)$$

$$n_2 = \frac{200}{2 * 200 \times 10^3 * 470 \times 10^{-3} * 518 \times 10^{-6}} \approx 30$$

Se hizo una aproximación en las espiras de 3 y 30 para cumplir con la relación de amplificación del transformador que es 1:10 y para no trabajar sobre los límites mínimos.

4.2.Diseño de PCB

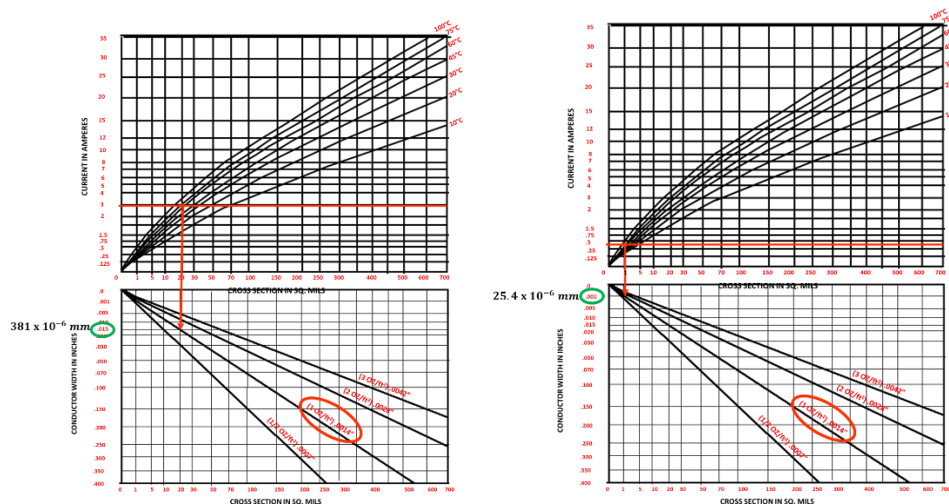
Se ajustó el diseño de la placa a las reglas de impresión de la empresa JLC - PCB las cuales se documentan en la siguiente imagen (ver Figura 17):

Figura 17. Reglas de impresión de JLC- PCB

Especificaciones de PCB			
Características	Capacidad	Notas	Patrones
Recuento de capas	1,2,4,6 capas	El número de capas de cobre en el tablero	
Impedancia controlada	4/6 capas, apilamiento de capas predeterminado	Ajustamiento de capas de PCB de impedancia controlada Calculadora de impedancia JLCPCB	
Material	FR-4	FR-4 Estándar Tg 130-140° Tg 155	
Constante dieléctrica	4.5 (PCB de doble cara)	7628 Preimpregnado 4.6 2313 Preimpregnado 4.05 2116 Preimpregnado 4.25	
máx. Dimensión	400x500mm	La dimensión máxima que JLCPCB puede aceptar	
Tolerancia de dimensión	±0.2 mm	±0.2 mm para enrutamiento CNC y ±0.4 mm para ranurado en V	
Espesor del tablero	0.4/0.6/0.8/1.0/1.2/1.6/2.0mm	El espesor del tablero terminado	
Tolerancia de grosor (Espesor ±1.0mm)	±10%	Por ejemplo, para el grosor del tablero de 1.6 mm, el grosor del tablero terminado varía de 1.44 mm (T-1.6 × 10 %) a 1.76 mm (T + 1.6 × 10 %)	
Espaciado y ancho de trazo mínimo			
	mín. Ancho de trazo	mín. Espaciado	Patrones
1-2 capas	5 mil (0.127 mm)	5 mil (0.127 mm)	
4-6 capas	3.5 mil (0.09 mm)	3.5 mil (0.09 mm)	
peso de cobre de 2oz	8 mil (0.2 mm)	8 mil (0.2 mm)	

Así mismo, teniendo en cuenta las corrientes que deben transitar por cada trazo se observó el gráfico del ancho del conductor en función de la sección transversal estipulado por la norma genérica IPC-2221 sobre diseño de placas de circuito impreso.

Figura 18. Gráfico de ancho del trazo en función de la corriente. Consultado de (Circuits, 2022)



Para el bobinado primario el cual lleva una corriente de 3 A, tomando un espesor de cobre en la placa igual a 1 onza y una temperatura en las capas externas entre los 60° y 75°, el grosor del trazo debe ser mínimo de 0.015 mils o lo que es igual a $381 \times 10^{-6} \text{ mm}$. Para el bobinado secundario, aplicando las mismas condiciones del anterior, el trazo debe tener un ancho de 0.001 mils o $25,4 \times 10^{-6} \text{ mm}$. Sin embargo, teniendo en cuenta las limitaciones del software de diseño utilizado y la ventaja del bajo número de espiras, la placa se diseñó con un grosor de 0.118 in o 3 mm para el primario y para el secundario se aplicó un grosor de 5 mils o 0.127 mm.

El espaciado entre trazos mínimo permitido por el fabricante es igual a 0.127 mm o 5 mils, sin embargo, el espaciado en el diseño se hizo mayor debido al número de espiras y buscando siempre la simetría. La ecuación planteada para calcular un espaciado simétrico fue:

$$\frac{\text{espacio total disponible} - (\# \text{ espiras} * \text{ancho del track})}{\# \text{ espiras} + 1}$$

$$\text{espaciado primario} = \frac{21,7 \text{ mm} - (3 * 3 \text{ mm})}{3 + 1} = 3,175 \text{ mm} \quad (\text{Eq. 11})$$

$$\text{espaciado secundario} = \frac{21,7 \text{ mm} - (30 * 0,127 \text{ mm})}{30 + 1} = 0,57 \text{ mm}$$

Se hace necesario mencionar que, a pesar de que en el bobinado primario el espaciado es de 3.175 mm, entre espiras se dejó un espaciado de 2 mm y entre las espiras y el núcleo se dejó un espacio de aproximadamente 4 mm debido al grosor del trazo. De esta manera se obtiene el diseño de la PCB cuya vista previa es:

Figura 19. Vista de simulación de PCB. Fuente: Autor

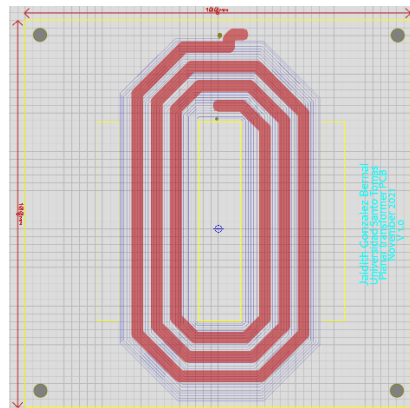
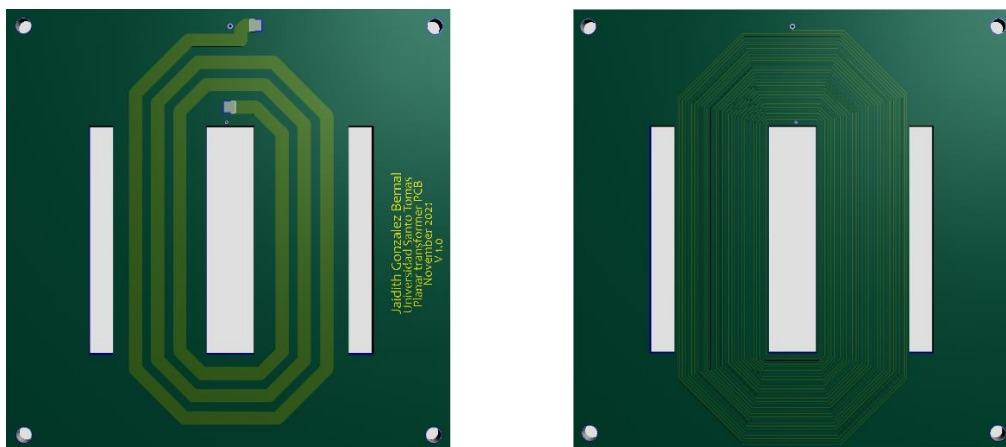


Figura 20. Vista previa de la PCB. Bobinado primario (izquierda), bobinado secundario (derecha). Fuente: Autor



4.3.Cálculo de espiras para transformador convencional

Para el cálculo de espiras del transformador convencional no se aplicó la ecuación (Eq. 10), sino que se revisó la hoja de parámetros técnicos de ambos núcleos para hacer uso de la ecuación (Eq. 12) tomada de (Ferroxcube).

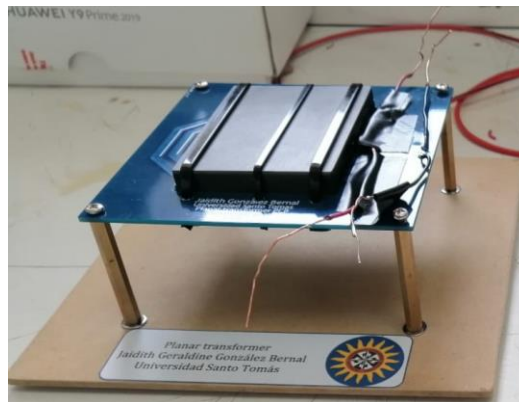
$$L = N^2 * A_L \quad (Eq. 12)$$

Donde se despeja N, el número de espiras, conociendo L (longitud de una espira), igual a 94 mm y A_L , o factor de inductancia dado por la hoja de datos, que para este caso es igual a 250 nH. Haciendo los cálculos de despeje necesarios se encontró que el bobinado primario debe construirse con 26 espiras y por consecuencia el secundario con 260; esto con el propósito de tener dos transformadores de valores inductivos lo más cercanos posible.

4.4.Construcción de los transformadores

Conociendo el proceso de armado de los transformadores planares que es en esencia acoplar la placa impresa (PCB) al núcleo planar (7895400721) y asegurar la pieza en E e I del mismo lo más justo posible haciendo uso de amarres plásticos, así de esta forma se obtuvo el primer transformador construido.

Figura 21. Transformador planar construido. Fuente: Autor



Conociendo la cantidad de espiras tanto para el bobinado primario como el secundario y el espacio de bobinado disponible, y conociendo el calibre del alambre a usar calculado anteriormente, (ver 4.1), se encontró que el bobinado primario del transformador convencional ocupa una capa y que el bobinado secundario ocupa 4 capas, así entonces, se realizó el proceso de enrollado de donde es importante resaltar que, por el grosor del alambre y la forma rectangular del centro, quedó un espacio entre el bobinado y el núcleo, esto invita a considerar un posible aumento en los componentes parásitos dado que estos se reducen cuanto mejor es el acople del bobinado con el núcleo.

Figura 22. Espacio (GAP) entre el bobinado y el núcleo. Fuente: Autor

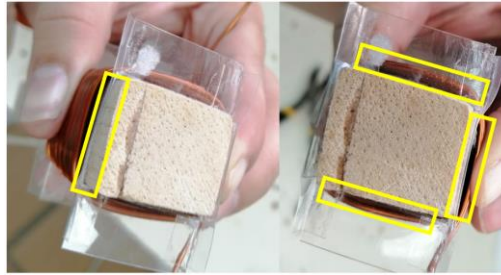
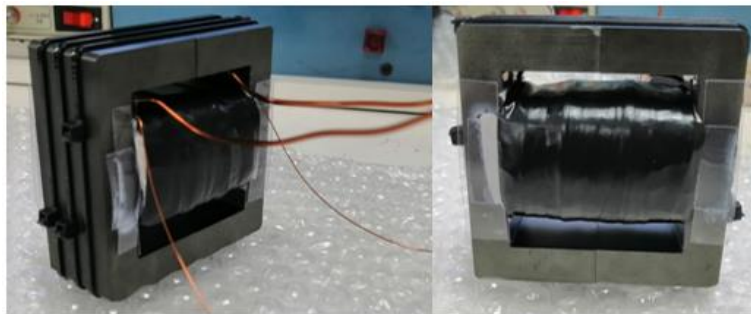
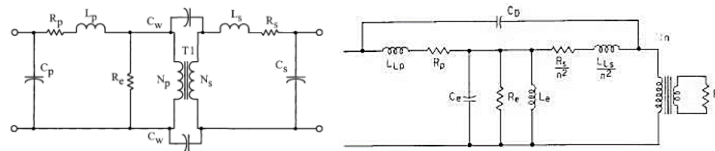


Figura 23. Transformador convencional construido. Fuente: Autor



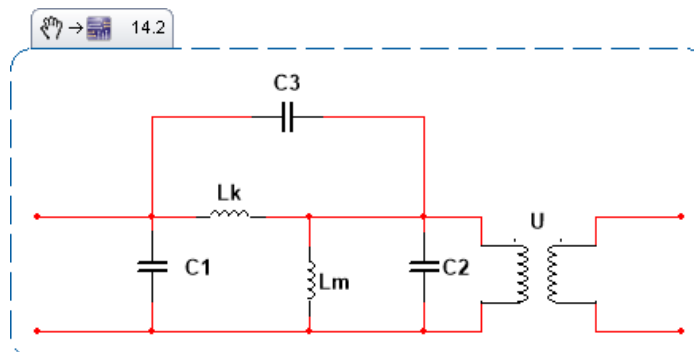
4.5. Modelo del transformador

Figura 24. Circuito equivalente completo del transformador. Por: (McLyman, 2004) y (Flanagan, 1992)



Cabe mencionar que: $C_w = C_D$, $C_p = C_e$, es decir, simbolizan los mismo valores. Para trabajar sobre un modelo sólido, se reflejó todos los componentes del modelo en el bobinado primario como el modelo de (Flanagan, 1992), como se muestra (ver Figura 25):

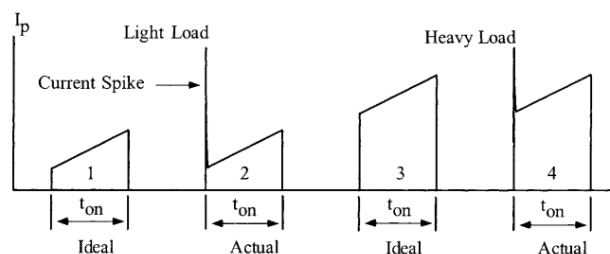
Figura 25. Modelo equivalente simplificado del transformador. Fuente: Autor



Se define, C_1 , C_2 y C_3 como las capacitancias parásitas propias del transformador, L_k (del inglés *leakage*: fuga) como la inductancia de fugas, L_m como la inductancia de magnetización. El modelo de la Figura 25 toma relevancia cuando se quiere comprender el comportamiento que tendrá un posible transformador considerando los componentes parásitos que lo afectan. Para comprender el desempeño de los transformadores construido primero se definirá a qué hace referencia cada uno de los elementos ilustrados en el modelo y de qué manera afectan a los resultados que se esperan encontrar.

Las capacitancias parásitas son aquellas que aparecen cuando se tiene un conductor cerca de otro separados por un dieléctrico; (reconozcase esto como la definición base de un capacitor), en el caso de un transformador este evento se ve entre cada espira de los bobinados, es decir, en el espacio que se genera entre cada una de las vueltas y también entre el espacio del conductor y el núcleo del transformador (Djibrillah, 2011, pág. 116). Por lo tanto, es posible comprender que estas capacitancias están directamente relacionadas con el número de vueltas tanto del bobinado primario como secundario. Acerca de estas capacitancias, como su nombre lo indica, son parásitas ya que representan pérdidas y desviación de la corriente que eventualmente transita por los conductores puesto que se almacena en estos capacitores generando grandes picos de corriente sobre todo en el bobinado primario manteniendo su amplitud indistintamente de la carga (McLyman, 2004), esta aumenta cuanto más aumentan las capas de bobinado, cuando la distancia entre los bobinados y el núcleo se incrementa y aún, en el acople entre los mismos bobinados (Djibrillah, 2011, págs. 116, 129) y cuando la inductancia de fugas disminuye. Dado que esta capacitancia depende de la cantidad de espiras y capas, es complejo caracterizarla y conocerla previamente como lo aseguran (Arnold Wiesner H., 2011, pág. 13), sin embargo, existen modelos que permiten predecir sus valores y compararlos con los resultados prácticos como lo documenta (Kazimierzczuk, 1997), y así mismo, el entender que estas capacitancias también están relacionadas con la frecuencia, el hallar las frecuencias de resonancia permite descubrir sus valores (Djibrillah, 2011, pág. 193). La influencia de las capacitancias parásitas en la corriente puede apreciarse en la Figura 26.

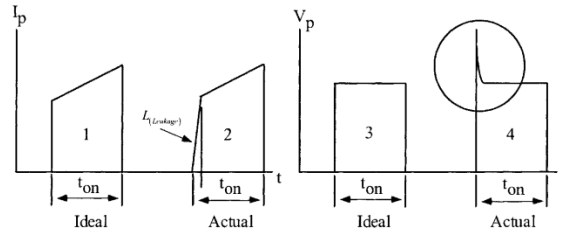
Figura 26. Picos de corriente provocados por capacitancias parásitas. Tomado de: (McLyman, 2004).



Por otro lado, el modelo ilustrado en la Figura 25 involucra una inductancia de fugas de la cual es necesario decir que no es deseable y por ende, no es favorable, porque, una inductancia de fugas provoca grandes picos de voltaje causados por la energía almacenada en ese flujo de fuga y aumentan cuanto más aumenta la carga (McLyman, 2004, pág. 450), es directamente una consecuencia de un acoplamiento imperfecto entre los bobinados del transformador (Djibrillah, 2011), así mismo, afecta la pendiente de la forma de onda de la corriente. (McLyman, 2004, pág. 450). Es importante resaltar que esta inductancia de fugas es una pérdida en la inductancia de

magnetización y aparece cuando el bobinado secundario está en corto circuito (Arnold Wiesner H., 2011), sin embargo, esta se encuentra distribuida a través del bobinado tanto primario como secundario. La distorsión provocada en el voltaje por esta inductancia se aprecia en la Figura 27.

Figura 27. Distorsión en el voltaje y corriente consecuencia de L_k . Tomado de: (McLyman, 2004)



La acumulación de energía causada por la pérdida del flujo magnético que provoca la inductancia de fugas se relaciona con esta misma multiplicada por un medio del cuadrado de la corriente pico como se muestra en la (Eq. 13).

$$\text{Energía} = \frac{L_k * (I_{pk})^2}{2} \quad (\text{Eq. 13})$$

Por último se analiza el término L_m o inductancia de magnetización, es propia de los bobinados del transformador y se relaciona directamente con el flujo magnético del mismo, matemáticamente responde a la proporcionalidad exacta y directa del cuadrado del número de vueltas. En el modelo del transformador esta inductancia se relaciona directamente con la suma de la corriente de la carga y la corriente magnetizante. La proporción inversa de la inductancia de magnetización con la corriente promete que cuanto más grande es la inductancia menor es la corriente que se desplaza por ella, por lo tanto conviene tener una inductancia de magnetización de alto valor para que la corriente que se mueve a través de esta represente las mínimas pérdidas posibles (Djibrillah, 2011).

Adicionalmente están asociadas al modelo del transformador unas resistencias propias a cada bobinado, sin embargo, sus valores pueden ser un poco más manipulables y medibles que los valores de aquellos componentes parásitos mencionados.

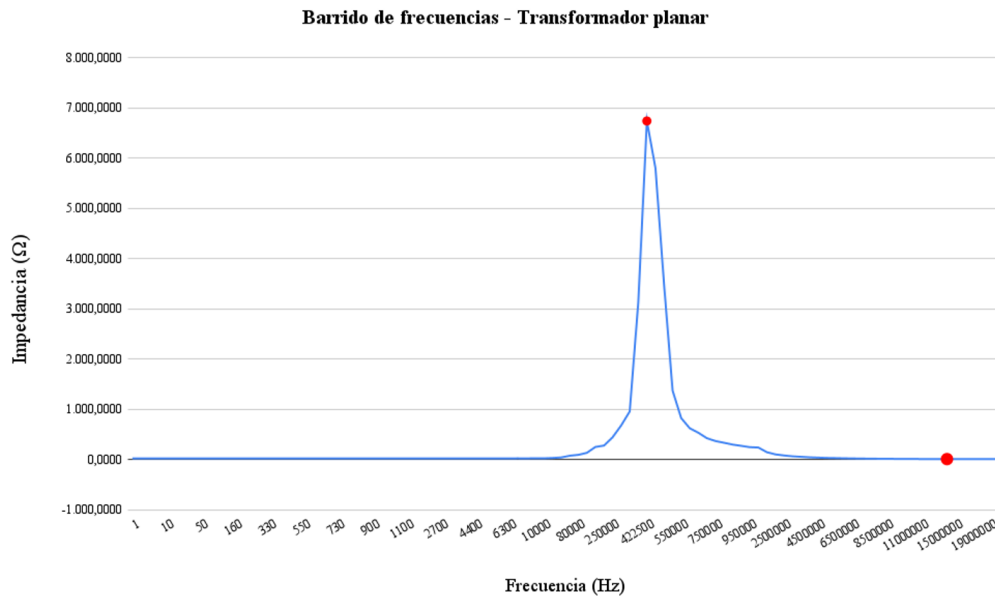
5. Análisis de resultados y discusión

En este capítulo se hace un análisis de cada uno de los resultados obtenidos de las pruebas realizadas a cada transformador y se hace énfasis especial en las diferencias de cada uno respecto al otro.

5.1.Frecuencias de resonancia en transformador planar

Como se mencionó líneas atrás acerca de las capacitancias parásitas y las inductancias de fuga y de magnetización, estos valores se relacionan con las frecuencias de operación de los transformadores, especialmente son notables en las frecuencias de resonancia de este. Para el transformador planar se hizo pruebas de barrido en frecuencia en lazo abierto midiendo a su vez el voltaje y la corriente en función del voltaje con una resistencia de bajo valor en el transformador para así por ley de Ohm, poder hallar los puntos donde la impedancia tenía valores críticos y la corriente medida y el voltaje se encontraban en fase. Así se encontró para el transformador planar solo la frecuencia de resonancia ω_1 y ω_2 , mas la frecuencia de resonancia tercera se encontraba en un rango de frecuencia muy superior.

Figura 28. Frecuencias de resonancia para transformador planar. Fuente: Autor



Los valores de frecuencia hallados para este transformador fueron: $f_1 = 423$ kHz y $f_2 = 14,2$ MHz.

5.2.Inductancias del transformador planar

Usando la herramienta LCR se tomó el transformador planar y se hizo medición de inductancias inicialmente con el transformador en circuito abierto. Al revisar el modelo del transformador en la Figura 25 se puede observar que en circuito abierto se tiene la suma aritmética de las inductancias

de magnetización y fuga ($L_m + L_k$), por lo tanto, la primera medición proporcionó el valor de esta suma.

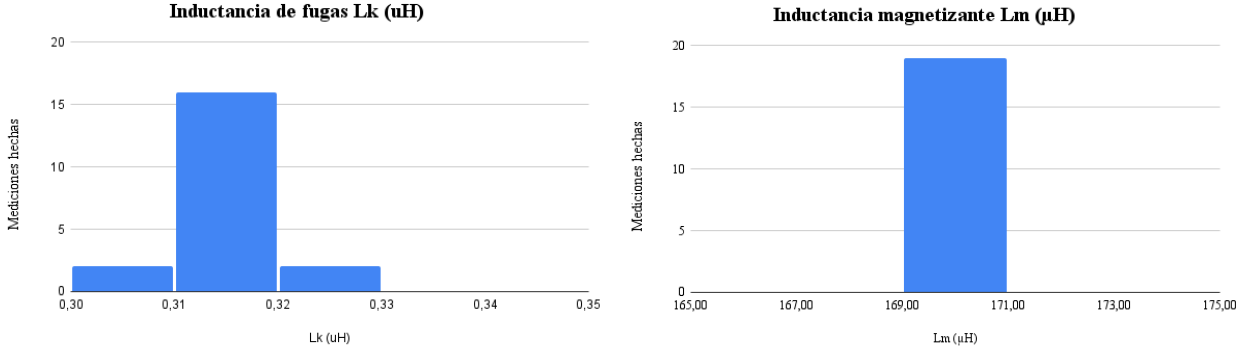
La siguiente medida realizada, poniendo el transformador en corto circuito, entregaba la inductancia de fugas, esto debido a que el corto circuito elimina todo componente que se encuentre conectado de forma paralela al mismo corto, por lo tanto, al analizar el modelo del transformador se encuentra que la inductancia L_m desaparece quedando solo L_k .

Conocidos los valores de la suma de inductancias ($L_m + L_k$) y L_k , se hizo un despeje simple para averiguar el valor propio de L_m y se generaron operaciones estadísticas sobre los datos tomados para conseguir el dato más cercano y conocer la coherencia de los datos obtenidos.

Tabla 6. Valores de inductancias magnética y de fuga medidos. Fuente: Autor

	Lm + Lk (μH)	Lk (μH)	Lm (μH)
	170,61	0,3187	170,2913
	170,32	0,3230	169,9970
	171,04	0,3134	170,7267
	170,07	0,3143	169,7557
	170,05	0,3156	169,7344
	169,99	0,3158	169,6742
	170,61	0,3187	170,2913
	170,78	0,3122	170,4678
	171,23	0,3133	170,9167
	171,27	0,3141	170,9559
	170,89	0,3128	170,5772
	170,41	0,3127	170,0973
	170,05	0,3232	169,7268
	170,03	0,3041	169,7259
	170,01	0,3109	169,6991
	170,14	0,3121	169,8279
	170,23	0,3128	169,9172
	170,93	0,3078	170,6222
	170,12	0,3145	169,8055
	171,27	0,3144	170,9556
Promedio	170,503	0,3142	170,188
Moda	170,61	0,3187	170,2913
Desviación estándar	0,46725	0,004434	0,467669

Figura 29. Dispersión de los datos de inductancia de fuga (L_k) y de los datos de inductancia de magnetizante (L_m), respectivamente. Fuente: Autor



La inductancia de fuga para el transformador planar se encontró entonces de 0,3142 μH y la inductancia de magnetización entonces de 170,188 μH . Hechas estas mediciones se encontró que la razón por la cual la tercera frecuencia de resonancia no fue hallada en un intervalo de 1 a 20 MHz es porque la inductancia de fugas es tan baja que la frecuencia para hallarla debe ser muy alta, esto porque las inductancias de fuga y magnetización se relacionan inversamente proporcional a la frecuencia de resonancia como se mostrará líneas abajo.

5.3.Capacitancias parásitas del transformador planar

Para calcular los valores de las capacitancias parásitas pertenecientes al transformador se hizo uso de las ecuaciones que (Djibrillah, 2011, pág. 193) menciona en su trabajo (Ver (Eq. 14(Eq. 15 y (Eq. 16).

$$C_1 + C_2 = \frac{1}{4\pi^2 f_1^2 * L_m} \quad (\text{Eq. 14})$$

$$C_2 + C_3 = \frac{1}{4\pi^2 f_2^2 * L_k} \quad (\text{Eq. 15})$$

$$C_1 + C_3 = \frac{1}{4\pi^2 f_3^2 * L_k} \quad (\text{Eq. 16})$$

Por cuanto la inductancia de fugas es tan pequeña para el transformador planar se concluye que el valor del condensador C_3 es tan bajo que se toma como despreciable por lo tanto los valores de capacitancia a averiguar se reducen a C_1 y C_2 , despejándolos de las ecuaciones (Eq. 14(Eq. 15.)

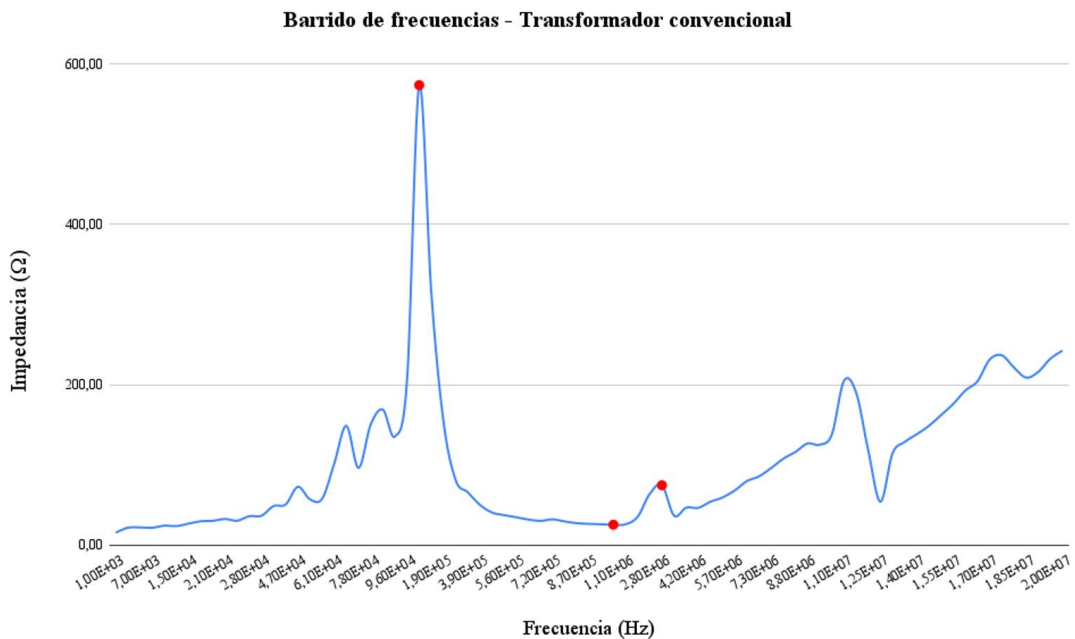
$$C_1 = \frac{1}{4\pi^2(423 \times 10^3)^2 \text{Hz} * 170,188 \times 10^{-6} \text{H}} - 400 \text{ pF} = 433,7 \text{ pF}$$

$$C_2 = \frac{1}{4\pi^2(14,2 \times 10^6)^2 \text{Hz} * 0,3142 \times 10^{-6} \text{H}} = 400 \text{ pF}$$

5.4.Frecuencias de resonancia en transformador convencional

La metodología utilizada para hallar las frecuencias de resonancia en el transformador convencional fue la misma que para el planar explicado en el numeral 5.1, se realizó un barrido de frecuencias en un rango entre 1 y 20 MHz, buscando los puntos donde la impedancia tiene valores críticos y el desfase entre la forma de onda del voltaje y la corriente fueron cero. Al igual que en el procedimiento anterior se pudo encontrar la curva de comportamiento de la impedancia con respecto a la frecuencia. Es importante resaltar que estas pruebas fueron realizadas en circuito abierto.

Figura 30. Frecuencias de resonancia para transformador convencional. Fuente: Autor



Analizando la forma de onda se encuentra que las frecuencias de resonancia 1, 2 y 3 son respectivamente 127,466 kHz, 1 MHz y 2,7 MHz.

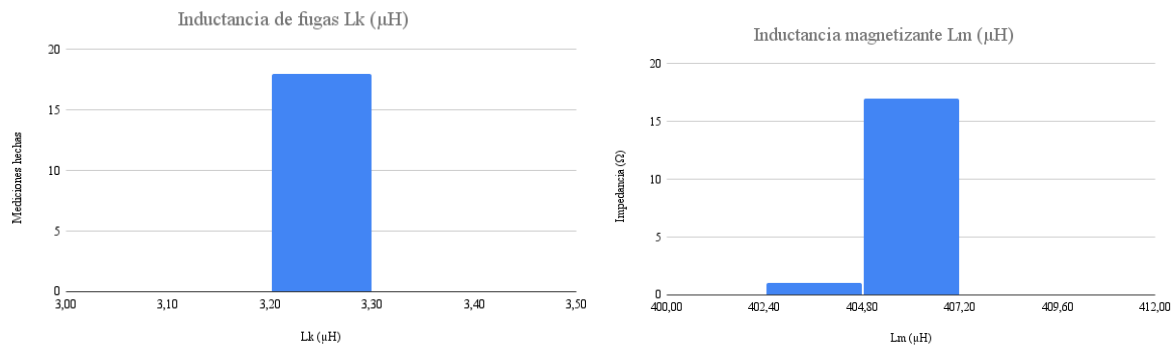
5.5.Inductancias del transformador convencional

Las inductancias se midieron directamente con el LCR tanto en circuito abierto para hallar la suma entre la inductancia de magnetización y de fuga, como en corto circuito para hallar la inductancia fugas. Los datos tomados y analizados estadísticamente se muestran en la tabla.

Tabla 7. Mediciones de Inductancias magnética y de fuga en convencional. Fuente: Autor

	Lm + Lk (μH)	Lk (μH)	Lm (μH)
	407,90	3,2347	404,67
	409,75	3,2353	406,5147
	409,77	3,2366	406,5334
	409,76	3,2366	406,5234
	409,78	3,2367	406,5433
	409,77	3,2364	406,5336
	409,79	3,2361	406,5539
	409,78	3,2318	406,5482
	409,76	3,2326	406,5274
	409,77	3,2325	406,5375
	409,78	3,2333	406,5467
	409,78	3,2306	406,5494
	409,79	3,2310	406,5590
	409,78	3,2318	406,5482
	409,77	3,2328	406,5372
	409,75	3,2300	406,5200
	409,77	3,2315	406,5385
	409,76	3,2320	406,5280
	409,77	3,2304	406,5396
	409,77	3,2289	406,5411
Promedio	409,68	3,23308	406,44
Moda	409,77	3,2366	406,5482
Desviación estándar	0,41853	0,002490	0,418917

Figura 31. Dispersión de los datos de Lk (izquierda) y de los datos de Lm (derecha) del convencional. Fuente: Autor



La inductancia de fuga para el transformador convencional fue de 3,233 μH y la inductancia de magnetización de 406,44 μH.

5.6.Capacitancias parásitas del transformador convencional

Debido a que en el barrido de frecuencias documentado en el numeral 5.4 se hallaron las tres primeras frecuencias de resonancia correspondientes a las tres relaciones entre las capacitancias parásitas, se entiende que, para este caso el capacitor C_3 no mantiene un valor que se puede despreciar, por lo tanto, el sistema es de 3 ecuaciones con 3 incógnitas.

$$C_1 + C_2 = \frac{1}{4\pi^2(127,466 \times 10^3)^2 \text{Hz} * 406,44 \times 10^{-6} \text{H}}$$

$$C_2 + C_3 = \frac{1}{4\pi^2(1 \times 10^6)^2 \text{Hz} * 3,23 \times 10^{-6} \text{H}}$$

$$C_1 + C_3 = \frac{1}{4\pi^2(2,7 \times 10^6)^2 \text{Hz} * 3,23 \times 10^{-6} \text{H}}$$

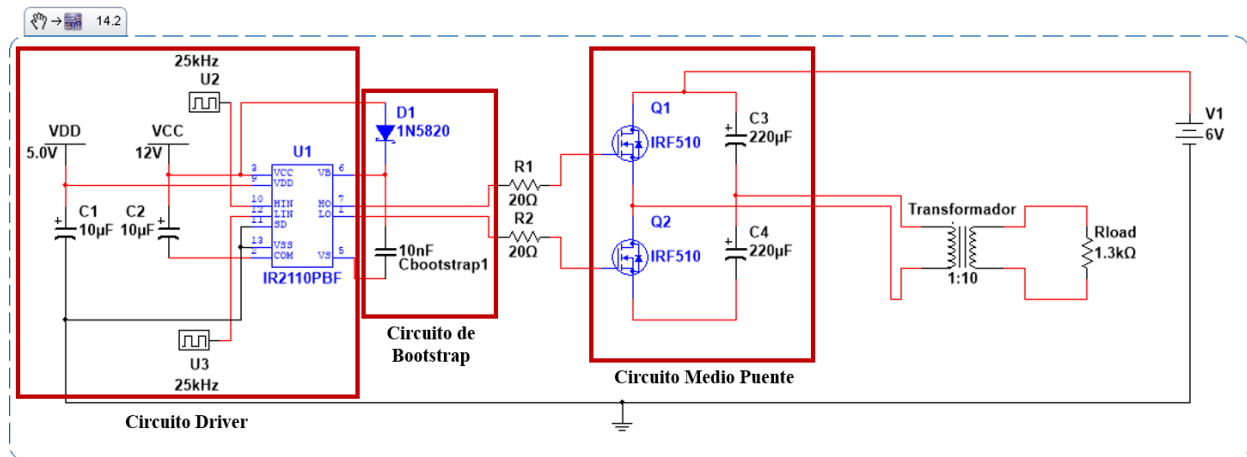
Del desarrollo del sistema de ecuaciones se halló $C_1 = 2,455 \text{ nF}$, $C_2 = 1,408 \text{ nF}$ y $C_3 = -1,379 \text{ nF}$.

Como se puede notar, el tercer condensador tiene un valor de capacitancia negativa; a pesar de que no es fácil pensar en esta dimensión antecedida de una negación, se reconoce que es un valor válido. Cuando se piensa acerca de lo que es una capacitancia, puede entenderse que es la capacidad de almacenar energía en dos conductores separados por un dieléctrico, cuando esta magnitud es negativa puede comprenderse como la función contraria a almacenar energía, esta podría ser, entregarla.

5.7.Eficiencia de los transformadores

Para la realización de pruebas de potencia, se expuso el circuito a una señal cuadrada construida, pasada por un circuito driver, un circuito de Bootstrap y un medio puente para acoplar las señales completamente alternas y generar una ganancia en corriente para poder realizar pruebas que permitan alcanzar la potencia requerida.

Figura 32. Esquema general de circuito de prueba. Fuente: Autor

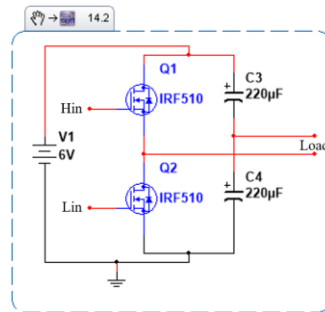


5.7.1. Circuito de prueba medio puente

El circuito medio puente fue un circuito inversor sencillo de prueba construido necesariamente para lograr las condiciones de corriente requeridas, donde los switches involucrados conmutan a la frecuencia estipulada de una señal cuadrada sosteniéndose cerrado medio periodo de tal manera que la salida de la señal no contiene componentes continuas. La caracterización de los switches de tipo MOSFET se hizo revisando su hoja de datos y buscando la mejor respuesta de velocidad, el

dispositivo disponible comercialmente fue el MOSFET IRF510 del fabricante *International Rectifier*. El esquema puede apreciarse en la Figura 33.

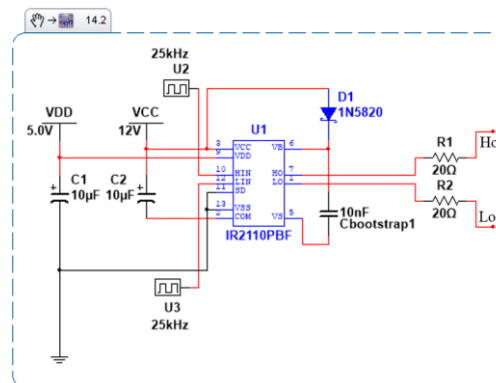
Figura 33. Circuito de prueba Medio puente. Fuente: Autor



5.7.2. Driver y circuito de Bootstrap

El circuito de Bootstrap es un pequeño circuito acoplado al micro chip driver IR2110 calculado para hacer un correcto acople de impedancias con el circuito medio puente de tal manera que la señal a transportar no se vea afectada, se compone de un condensador y un diodo de rápida conmutación. El condensador de Bootstrap es calculado rigurosamente teniendo en cuenta las frecuencias de trabajo del sistema para lograr un acople de impedancias correcto y no al contrario. El circuito driver gobernado por el micro chip IR2110 también del fabricante *International Rectifier*, como su nombre lo sugiere, se implementa para controlar el circuito medio puente ya que para este último es imposible administrar su amplitud de salida si no se cuenta con la ayuda de un controlador. En este circuito de control se unifican tierras digitales y análogas para sostener homogeneidad en todo el sistema ya que el dispositivo demanda de ambos tipos de fuente. El esquema circuital es entonces (ver Figura 34):

Figura 34. Circuito controlador (driver) y Bootstrap de prueba. Fuente: Autor



5.7.3. Generación de señal de prueba

Como se revisó en el numeral anterior el circuito controlador requiere de dos señales de entrada, una alta (*Hin*) y una baja (*Lin*); reconociendo que los transformadores se prueban en potencia con señales cuadradas, se comprende entonces que la señal debe tener una frecuencia de 25 kHz, un periodo de 40 µs, un ciclo útil del 50% y se asume que su amplitud será de 5 voltios dado que es

el valor máximo proporcionado por un micro controlador. Adicionalmente las señales deben estar desfasadas 180° entre ellas para no generar un corto en el driver y es imperativo que su ciclo útil sea simétrico para que su promedio sea entonces 0 y así no generar acumulación de energía en el transformador que luego provocará daño a los núcleos.

Para la generación de esta señal se usó el microcontrolador PIC16F873A del fabricante *Microchip*. Se generó un código para generar una señal PWM con los requerimientos estimados líneas arriba y para lograr la señal desfasada 180° se hizo uso de una compuerta inversora conectada a la patilla de salida del puerto activo CCP del PIC.

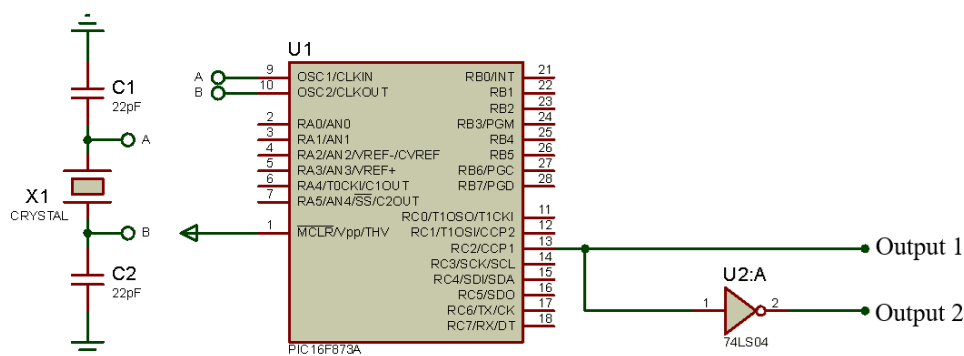
Código 1. Código para generar señal PWM. Fuente: Autor

```
#include <16F873A.h>           //Librería para PIC16F873A.
#define ADC=10                 //Conversor Analógico digital a 10 bits.
#define fuses HS, NOWRT, NOWDT, NOPROTECT, NOPUT, NOLVP //Configuración de fusibles.
#define use delay(crystal=20MHz) //Frecuencia de oscilador 20MHz.
#include <stdlib.h>             //Librería stdlib para realización de cálculos matemáticos.

void main (void)               //Función Principal.
{
    int valor;                 //Variable entera 'valor' para estipular el ciclo útil de la señal.
    setup_ccp1(CCP_PWM);      //Configuración del módulo CCP1 como salida PWM.

    while(true)                //Bucle Infinito.
    {
        setup_timer_2(T2_DIV_BY_1,199,1); //Timer2 >> Pre-escaler=1, PR2=49, Post-escaler=4 25kHz.
        valor=100;             //Duty Cycle 50%.
        set_pwm1_duty(valor);   //Activación de la salida CCP1 como PWM.
    }
}
```

Figura 35. Configuración del PIC como generador de onda cuadrada. Fuente: Autor



5.7.4. Pruebas de potencia

Contando con el circuito de prueba funcional, se hizo pruebas a cada transformador cambiando la resistencia de carga con el fin de obtener diferentes valores de potencia. Idealmente el transformador fue diseñado para disipar una potencia máxima de 9 watts, teniendo una señal de

3V_{RMS} en la entrada y una corriente máxima de 3 A. Se diseñó una tabla ideal de potencia donde las pérdidas son cero y los valores de resistencia tienen una tolerancia del 0% con el propósito de tener una guía teórica.

Tabla 8. Tabla de potencia teórica. Fuente: Autor

Resistencia de carga (Ω)	Vsecundario RMS (V)	Isecundario RMS (A)	Vprimario RMS (V)	Iprimario RMS (A)	Potencia teórica (W)
3300	30	0,009091	3	0,09	0,27
1800	30	0,016667	3	0,17	0,50
680	30	0,044118	3	0,44	1,32
560	30	0,053571	3	0,54	1,61
330	30	0,090909	3	0,91	2,73
220	30	0,136364	3	1,36	4,09
150	30	0,200000	3	2,00	6,00
120	30	0,250000	3	2,50	7,50
100	30	0,300000	3	3,00	9,00

Para el transformador planar, los datos obtenidos de potencia después de realizar cambios de carga en la salida del transformador se detallan en la siguiente tabla (ver Tabla 9).

Tabla 9. Datos de potencia medida en el transformador planar. Fuente: Autor

TRANSFORMADOR PLANAR							
Resistencia (Ω)	Vsecundario RMS (V)	Isecundario RMS (A)	Vprimario RMS (V)	Iprimario RMS (A)	Potencia medida primario (W)	Potencia medida secundario (W)	Eficiencia Po/Pi (η)
3300	30,11	0,01009	3,09	0,1306	0,40	0,30375	0,75
1800	29,35	0,01816	3,05	0,1858	0,57	0,53303	0,94
680	29,24	0,04419	3,12	0,5137	1,60	1,29217	0,81
560	28,69	0,05204	3,11	0,6014	1,87	1,49294	0,80
330	27,24	0,08889	3,05	0,9459	2,88	2,42136	0,84
220	26,23	0,12303	3,04	1,2585	3,83	3,22708	0,84
150	24,61	0,16653	3,06	1,6539	5,06	4,09830	0,81
120	23,57	0,20086	3,04	2,0554	6,25	4,73427	0,76
100	23,03	0,27010	3,07	2,3052	7,08	6,22040	0,88
Des. estándar	0,05897						
Promedio η	0,83						

Al realizar los diferentes cambios de la resistencia de carga, para el transformador convencional, se encontró los siguientes resultados (ver Tabla 10):

Tabla 10. Datos de potencia medida en el transformador convencional. Fuente: Autor

TRANSFORMADOR CONVENCIONAL							
Resistencia (Ω)	Vsecundario RMS (V)	Isecundario RMS (A)	Vprimario RMS (V)	Iprimario RMS (A)	Potencia medida primario (W)	Potencia medida secundario (W)	Eficiencia Po/Pi
3300	30,73	0,01157	3,07	0,1444	0,44	0,35552	0,80
1800	30,37	0,01925	3,07	0,2015	0,62	0,58459	0,94
680	30,67	0,04696	3,19	0,5449	1,74	1,44032	0,83
560	30,61	0,05608	3,16	0,6306	1,99	1,71661	0,86
330	29,14	0,09308	3,17	1,0119	3,21	2,71235	0,85
220	27,21	0,12623	3,17	1,3503	4,28	3,43472	0,80
150	26,03	0,1893	3,38	1,8184	6,15	4,92748	0,80
120	25,39	0,2347	3,52	2,1787	7,67	5,95903	0,78
100	24,42	0,2717	3,62	2,5485	9,23	6,63491	0,72
Des. estándar	0,06225						
Promedio	0,82						

5.8. Resistencias asociadas a los bobinados

Por definición física se conoce que la resistencia en un conductor depende de la resistividad del material del mismo, de la longitud que tiene dicho conductor y del área de su sección transversal (McLyman, 2004, pág. 36).

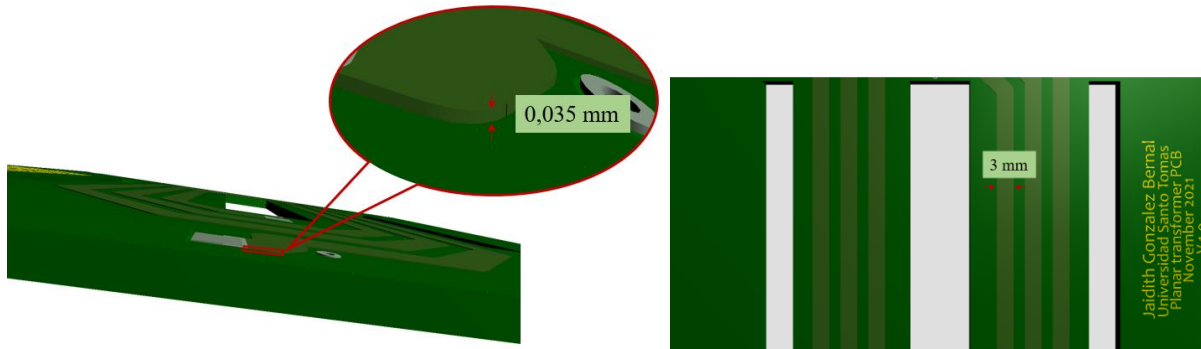
Para conocer los datos de resistencia de forma teórica en cada uno de los bobinados, es necesario conocer la ecuación (Eq. 17)

$$R = \frac{\rho \cdot l}{A_w} \Omega \quad (\text{Eq. 17})$$

Donde l es la longitud del conductor, A_w es la sección transversal del conductor, ρ es la resistividad propia del material por unidad de área y R , la resistencia en ohmios.

Para conocer la resistencia del bobinado primario se halló la longitud total del mismo, la cual se encontró igual a 577,98 mm. Adicionalmente se calculó la sección transversal del conductor. Sabiendo que no es un alambre cilíndrico, sino una pista cuyo ancho es de 3 mm y su espesor de 1 onza, se consultó la altura del espesor que dada por el fabricante fue de 0,035 mm.

Figura 36. Espesor y ancho de la pista del bobinado primario planar. Fuente: Autor

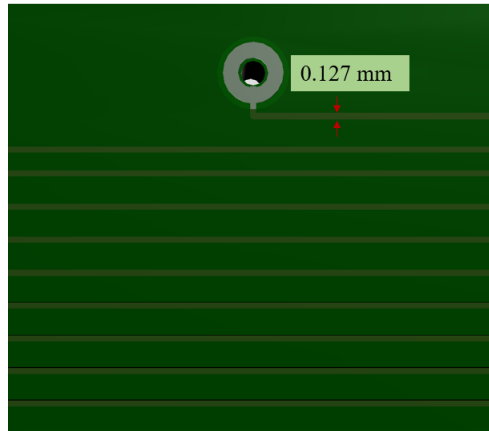


Por lo tanto, la sección transversal del conductor del bobinado primario del transformador planar sería $0,105 \text{ mm}^2$. Adicionalmente la resistividad propia del cobre es de $1,71 \times 10^{-8} \Omega \cdot \text{m}^2$. Conociendo los datos se aplica la ecuación (Eq. 17) y se obtiene que:

$$R_p = \frac{1,71 \times 10^{-8} \Omega \cdot \text{m}^2 \cdot 577,98 \times 10^{-3} \text{ m}}{0,105 \times 10^{-6} \text{ m}^2} = 94,13 \times 10^{-3} \Omega$$

Para el bobinado secundario se hizo la misma multiplicación de espesor por ancho de la pista, conservando el mismo espesor, pero teniendo un ancho igual a 0,127 mm. El producto entre estos dos valores fue entonces $4,445 \times 10^{-9} \text{ m}^2$.

Figura 37. Ancho de la pista del bobinado secundario planar. Fuente: Autor



El valor de resistencia para el secundario es:

$$R_s = \frac{1,71 \times 10^{-8} \Omega \cdot \text{m}^2 \cdot 5778,65 \times 10^{-3} \text{m}}{4,445 \times 10^{-9} \text{m}^2} = 22,23 \Omega$$

Para el transformador convencional, se averiguó el área transversal del conductor, en este caso proporcionada por AWG. Para el bobinado primario con un alambre de cobre AWG 16, su área transversal es de $1,31 \text{ mm}^2$ y para el bobinado secundario, un alambre AWG 26 de sección transversal igual a $0,129 \text{ mm}^2$.

Para conocer la longitud total del conductor enrollado en primario se tuvo en cuenta el perímetro del área alrededor de la cual bobinar del núcleo convencional cuyas dimensiones fueron de 94 mm. Como se calculó en el numeral 4.3, para el primario se tienen 26 espiras, dado que cada espira tiene una longitud de 94 mm, el total entonces de la longitud del conductor es el producto simple de esos valores, lo que es igual a 2,5 m. Para este bobinado, la resistencia teórica es de:

$$R_p = \frac{1,71 \times 10^{-8} \Omega \cdot \text{m}^2 \cdot 2,5 \text{ m}}{1,31 \times 10^{-6} \text{m}^2} = 32,63 \times 10^{-3} \Omega$$

La resistencia para el conductor en secundario se calcula de la misma forma, teniendo en cuenta que son 260 espiras, la longitud total alcanza los 25 m, por tanto, su valor teórico es:

$$R_s = \frac{1,71 \times 10^{-8} \Omega \cdot \text{m}^2 \cdot 25 \text{ m}}{0,129 \times 10^{-6} \text{m}^2} = 3,314 \Omega$$

Luego, experimentalmente se tomó el transformador planar y con ayuda del multímetro se midió la resistencia del bobinado primario y del secundario cuyos valores están en la Tabla 11.

Tabla 11. Resistencias del transformador planar. Fuente: Autor

	Transformador planar
Primario (Ω)	0,200
Secundario (Ω)	21,11

En el transformador convencional, las mediciones de resistencia con multímetro de cada bobinada fueron:

Tabla 12. Resistencias del transformador convencional. Fuente: Autor

	Transformador convencional
Primario (Ω)	0,140
Secundario (Ω)	4,11

5.9.Comparación de los transformadores

En esta sección se comparan los transformadores en cada resultado medido y obtenido de tal manera que pueda notarse los aspectos donde las diferencias entre cada diseño son más relevantes.

5.9.1. Capacitancias parásitas asociadas

Para comparar los transformadores en función de las capacitancias parásitas, es necesario comprender qué significa una capacitancia parásita y cuál es su valor deseable, para ello, puede remitirse al numeral 4.5 donde se explica el modelo completo del transformador. Una capacitancia es parásita ya que representa pérdidas de corriente en el conductor, se genera entre las espiras y entre el acople de los bobinados con el núcleo, por lo tanto, aumenta cada tanto que aumenta el número de espiras de un transformador; entre mayor es su valor, mayor es la energía que acumulan y, por ende, mayores las pérdidas.

En el numeral 5.3 y 5.6 se hicieron los cálculos pertinentes para hallar las capacitancias parásitas de ambos transformadores teniendo como datos medidos previos las inductancias de fugas y magnetización, así como las frecuencias de resonancia. Recordando los valores de dichos condensadores se construye la siguiente tabla:

Tabla 13. Comparación entre capacitancias parásitas. Fuente: Autor

	Transformadores	
Capacitancias parásitas	Planar	Convencional
C_1	433,7 pF	2,455 nF
C_2	400 pF	1,408 nF
C_3	-	-1,379 nF

De las ecuaciones (Eq. 14), (Eq. 15) y (Eq. 16) se puede decir que cuanto más grande es la frecuencia, menor es el valor de la capacitancia parásita correspondiente, por esto es correcto decir que el valor de la capacitancia parásita 3 del transformador planar es tan pequeña que puede despreciarse dado que se encuentra en una frecuencia por encima de los 20 MHz, lo que significa

que el transformador planar solo tiene dos componentes capacitivas indeseables; eso en contra del transformador convencional que cuenta con tres de estas, es muy favorable debido a que su incidencia significa pérdidas de corriente a la salida del transformador. El transformador planar tiene capacitancias parásitas más bajas que el convencional además de solo tener dos de estas. Numéricamente hablando en la capacitancia 1 del planar es 5,6 veces más pequeña que la convencional, lo que es favorable para el transformador planar. Respecto a la capacitancia 2 en el convencional es 3,5 veces más grande que la planar, marcando nuevamente una mejor respuesta en el transformador planar. En cuanto a la tercera capacitancia, dado que se tomó como cero, la mejora puede comprenderse como total. La Tabla 14 resume las diferencias.

Tabla 14. Diferencia entre las capacitancias parásitas de los transformadores. Fuente: Autor

Planar VS Convencional		
Capacitancias parásitas	Diferencia de capacitancias	Diferencia porcentual
C_1	2021,3 pF	82,3%
C_2	1008 pF	71,6%
C_3	1379 pF	100%

Para disminuir las capacitancias parásitas, tanto del transformador planar como el convencional, es recomendable hacer una disminución en su número de espiras y número de capas de bobinado, también puede optarse por hacer un mejor acople entre los bobinados y el núcleo, disminuir el tamaño de los dieléctricos usando aislantes delgados entre las capas de bobinado y un *case* de bobinado lo más delgado posible. El disminuir la inductancia de magnetización también ayuda a disminuir las capacitancias parásitas, ya que estos dos factores son directamente proporcionales.

5.9.2. Inductancias de fuga y magnetización asociadas.

En el numeral 5.2 y 5.5 se hallaron experimentalmente las inductancias de fuga y magnetización de los transformadores haciendo uso del LCR. El resumen de estas mediciones se detalla en la Tabla 15.

Tabla 15. Comparación de inductancias Lk y Lm entre transformadores. Fuente: Autor

	Transformador Planar	Transformador Convencional
Lk	0,3142 μ H	3,233 μ H
Lm	170,18 μ H	406,44 μ H

Es evidente que la inductancia de magnetización del transformador convencional es más grande que la del transformador planar; como se explicó en el numeral 4.5, esta inductancia es propia de los bobinados y su relación es directa con el flujo magnético, ya que su relación es inversa y proporcional con la corriente que fluye en ella, cuanto más grande es esta inductancia, menor será la pérdida de corriente debido a esta inductancia. Entre la inductancia magnetizante del transformador convencional y la del planar, hay una superioridad del convencional sobre el planar de aproximadamente 2,4 veces, sin embargo, es necesario resaltar que la inductancia de magnetización puede hallarse teóricamente con la ecuación (Eq. 18).

$$Lm = N^2 \mu \frac{A_e}{l_e} \quad (Eq. 18)$$

Donde N hace referencia al número de espiras del bobinado, y μ , A_e y l_e son parámetros propios del núcleo y del material del mismo, (μ es permeabilidad, A_e es área efectiva y l_e es longitud efectiva), por lo tanto, debe reconocerse que las espiras del transformador planar están en proporción de 3:30 y las del convencional de 26:260, por lo que hay 8,6 veces más espiras en los bobinados del transformador convencional que en el planar, aumentando así su inductancia L_m .

Para mejorar la inductancia de magnetización del transformador planar se recomienda aumentar el número de espiras en sus bobinados ya que, cuanto mayores son estas, mayor es la inductancia de magnetización debido a su proporcionalidad directa. Reconociendo que la inductancia de fugas en una pérdida de la inductancia de magnetización, para aumentar L_m también puede disminuirse L_k .

Ahora, hablando de la inductancia de fugas, la cual conviene que su valor sea el más pequeño posible, se tiene que el transformador planar tiene una inductancia de fugas 10,3 veces más pequeña, lo que significa que las pérdidas de corriente a causa de esta inductancia en el transformador planar, serán mucho más pequeñas que las del transformador convencional, evidenciándose en grandes picos de voltaje en la señal de salida del transformador, representando a su vez, distorsión en este.

Si se quisiese disminuir esta inductancia, es necesario mejorar el acople entre los bobinados primario y secundario del transformador, disminuyendo el espacio entre estos, así mismo, esta inductancia crece en proporción directa al crecimiento de la carga puesta, por lo tanto, para aminorarla hay que aminorar la carga del transformador.

El resumen de diferencias entre las inductancias es:

Tabla 16. Diferencia entre las inductancias asociadas a los transformadores. Fuente: Autor

Planar VS Convencional		
Inductancias asociadas	Diferencia de inductancias	Diferencia porcentual
L_k	2,92 μ H	90,3%
L_m	236.26 μ H	58.13%

5.9.3. Potencia y eficiencia

Conózcase la eficiencia η como la relación entre la potencia de salida sobre la potencia de entrada, idealmente hablando, esta relación debe ser 1, sin embargo, en la realidad esto no sucede ya que los sistemas cuentan con componentes parásitas que generan pérdidas. Para los transformadores planar y convencional se hizo diferentes pruebas de potencia modificando las cargas a la salida del transformador con el fin de caracterizar su eficiencia (ver numeral 5.7.4) y reconocer por medio de la comparación cuál de los dos representa menos pérdidas. Los datos recolectados son:

Tabla 17. Comparación de eficiencia entre transformadores. Fuente: Autor

	Transformador Planar	Transformador Convencional
Eficiencia promedio	0,83	0,82
Desviación estándar de los datos	0,058	0,062

De la Tabla 17 se puede notar que el transformador planar es ligeramente más eficiente que el convencional dado que su promedio de eficiencias es 0,01 más grande que el convencional. Aunque esta no es una cifra representativa que permita decantarse por uno u otro a la hora de requerir eficiencia, es necesario recalcar que la dispersión de los datos es ligeramente más amplia en el convencional que en el planar y eso significa que el promedio de eficiencias del mismo puede cambiar; también se hace necesario recalcar que, la resistencia de bobinados medida en el transformador planar es mayor que la convencional y la inductancia de magnetización en el convencional es mayor, lo que implica que respecto a estos factores el transformador planar se encuentra por debajo del convencional.

Figura 38. Potencia de entrada contra potencia de salida en el planar. Fuente: Autor

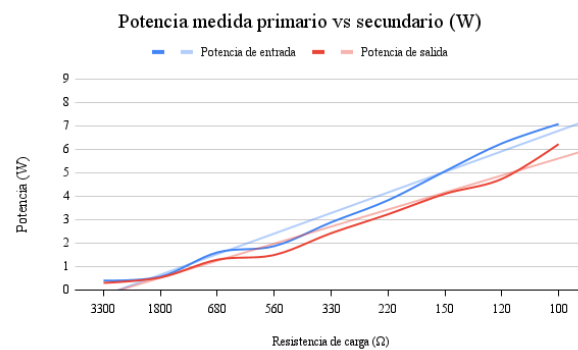
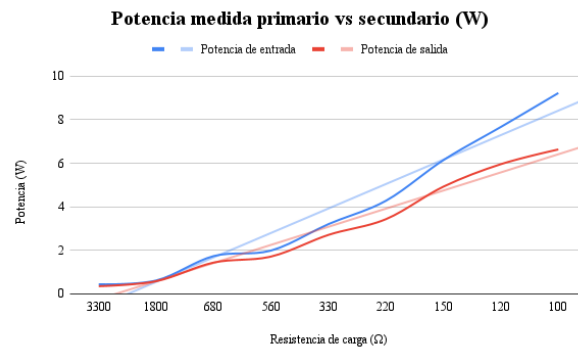


Figura 39. Potencia de entrada contra potencia de salida en el convencional. Fuente: Autor



Al revisar las figuras 38 y 39 es posible ver más detalladamente el comportamiento de la eficiencia en ambos transformadores. Para el transformador planar según la Figura 38 el comportamiento de la potencia de salida contra la de entrada se mantiene y la distancia entre sus líneas de tendencia cuando la potencia es más alta, es menor que la de la gráfica de la Figura 39.

Figura 40. Dispersión de los datos de eficiencia del planar. Fuente: Autor

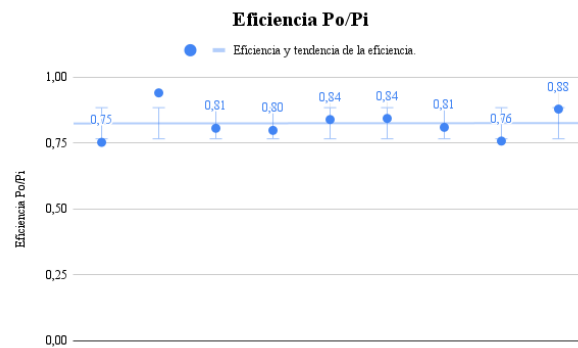
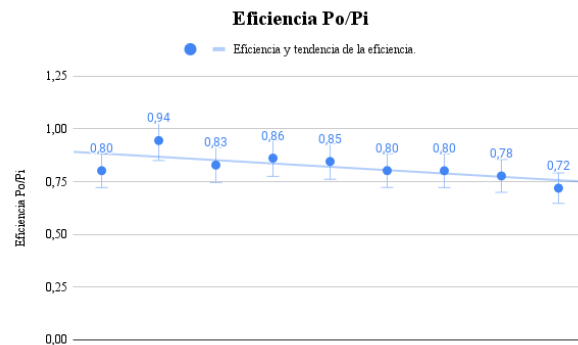


Figura 41. Dispersión de datos de eficiencia en el convencional. Fuente: Autor



En las gráficas (Figura 40 y Figura 41) que relacionan el comportamiento que sigue la dispersión de los datos, para el transformador planar este comportamiento se ve lineal constante, es decir que su eficiencia tiende a mantenerse o a disminuir poco a medida de que la potencia aumenta, contrariamente sucede en el convencional donde su tendencia de comportamiento para la eficiencia se ve lineal decreciente, lo que sugiere que cuanto más se aumente la potencia, la eficiencia de este será menor. En cuanto a comportamiento de la eficiencia, por ser más estable, el transformador planar demuestra superioridad sobre el convencional.

Para mejorar la eficiencia de los transformadores se puede optar por disminuir las resistencias en sus bobinados ya que estas generan caídas de voltaje que provocan pérdidas de corriente y disminución del voltaje de salida. También se hace necesario disminuir las capacitancias parásitas, la inductancia de fuga y aumentar la inductancia de magnetización, ya que estas provocan pérdidas de voltaje y corriente, lo que es directamente pérdidas en potencia.

5.9.4. Resistencia de los bobinados

En el numeral 5.8 se midió experimentalmente y se calculó también de manera teórica lo que sería la resistencia perteneciente a cada uno de los bobinados de los transformadores.

Tabla 18. Resistencias en los bobinados de los transformadores. Fuente: Autor

	Rp (teórica)	Rp (experimental)	Rs (teórica)	Rs (experimental)
Transformador planar	94,13 mΩ	200 mΩ	22,23 Ω	21,11 Ω
Transformador convencional	32,63 mΩ	140 mΩ	3,314 Ω	4,11 Ω

Es notable como la resistencia de los bobinados del planar son más grandes que las del convencional, lo que significa pérdidas de corriente ya que entre más grande es una resistencia, menor es la corriente que circula por ella, además, eventualmente puede llegar a significar calentamiento en los conductores.

En la Tabla 18, es posible ver la gran diferencia entre la resistencia del primario medida con respecto a la calculada teóricamente en ambos transformadores; esto es debido a que es una resistencia de un valor muy pequeño, tanto así que el instrumento de medida utilizado (multímetro) no alcanza a tomar un valor de medición tan bajo con una precisión aceptable y la medida se ve trastornada incluso por los componentes internos del mismo.

El error entre la medición teórica y experimental de la resistencia de bobinado primario es de 52,9% en el transformador planar y de 76,7% en el convencional; unos porcentajes de error demasiado altos, lo que indica las limitaciones del instrumento de medida a la hora de hacer la comprobación experimental. Nótese que el error de la resistencia primaria del convencional es más grande que el error de la medida del planar, sabiendo que R_p del convencional es mucho más pequeña que R_p del planar, es coherente que el error sea mucho mayor ya que la herramienta mide con menor precisión.

En la Tabla 19 y la Tabla 20 se relaciona el porcentaje de error de las resistencias en los bobinados, así como la diferencia entre las resistencias de ambos transformadores. Es necesario mencionar que el valor de resistencia del bobinado primario tomado experimentalmente tiene un error tan grande, que no será tomada en cuenta.

Tabla 19. Porcentaje de error en las mediciones de resistencia. Fuente: Autor

	Error porcentual de Rp	Error porcentual de Rs
Transformador planar	52,9%	5.3%
Transformador Convencional	76,7%	19,4%

Tabla 20. Diferencia entre resistencias de bobinado de los transformadores. Fuente: Autor

Planar VS Convencional				
Resistencias de los bobinados	Diferencia de Resistencia teórica	Diferencia porcentual teórica	Diferencia de Resistencia experimental	Diferencia porcentual experimental
Rp	61,5 mΩ	65%	-	-
Rs	18,92 Ω	85%	17 Ω	80%

Si se pretende disminuir las resistencias propias a los bobinados de los transformadores se puede buscar un conductor con una constante de resistividad ρ menor, disminuir el calibre del alambre cuidando de que el nuevo resista las corrientes que pasarán por él. En el caso del planar es posible disminuir el ancho de la pista de cada bobinado al mínimo posible y usar un espesor de la pista menor a 1 onza.

5.9.5. Propiedades del material del núcleo

Para la construcción del transformador planar se usó un núcleo del material PC95 y para el convencional el material de la ferrita fue N87. Al comparar los núcleos por sus características técnicas más relevantes se construye la siguiente tabla. (Ver Tabla 21)

Tabla 21. Comparación de parámetros técnicos de los núcleos. Fuente: Autor

	Transformador convencional	Transformador planar
Base del material	MnZn	MnZn
Área efectiva	535 mm ²	518 mm ²
Longitud efectiva	147 mm	70 mm
Factor de inductancia	250 nH	22200 nH
Volumen efectivo del núcleo	78600 mm ³	36300 mm ³
Permeabilidad inicial	2200 (a 25°)	3000 (a 25°)
Resistividad	10 Ω m	2 Ω m
Densidad de flujo	490 mT	500 mT
Rango óptimo de frecuencia	25 kHz a 500 kHz	Superior a 200 kHz
Temperatura de Curie	>210 °C	>220 °C

5.9.6. Tamaño (volumen)

Las dimensiones físicas de un dispositivo son importantes pues de estas dependen muchos otros factores, tanto eléctricos como estéticos. El volumen ocupado por cada uno de los transformadores se calcula computando las dimensiones del núcleo más el exceso que genera el bobinado de estos.

Tabla 22. Dimensiones físicas del núcleo convencional. Fuente: Autor

Transformador convencional	
Alto	65,6 mm
Ancho	65 mm
Largo	27,4 mm

El volumen computado del núcleo convencional es: $116,3 \times 10^{-6} \text{ m}^3$.

Tabla 23. Dimensiones físicas del núcleo planar. Fuente: Autor

Transformador planar	
Alto	15,43 mm
Ancho	51 mm
Largo	64 mm

El volumen computado del núcleo planar es: $50,36 \times 10^{-6} \text{ m}^3$.

La placa circuital que contiene los bobinados del transformador planar tiene un área de $10 \times 10^{-3} \text{ m}^2$ y un volumen de $16 \times 10^{-6} \text{ m}^3$. El volumen total del transformador planar es de $66,36 \times 10^{-6} \text{ m}^3$.

Tabla 24. Comparación entre volumen y peso de los transformadores. Fuente: Autor

	Transformador planar	Transformador convencional
Volumen total	66,36 x10 ⁻⁶ m ³	116,3 x10 ⁻⁶ m ³
Peso del núcleo	178 g	394 g
Peso total	206,5 g	496,5 g

Tabla 25. Diferencias entre volumen y peso de los transformadores. Fuente: Autor

Transformador planar vs convencional			
Diferencia de volumen	Diferencia porcentual	Diferencia de peso	Diferencia porcentual
49,94 x10 ⁻⁶ m ³ .	43%	290 g	58,4%

6. Conclusiones y trabajos futuros

En este capítulo el lector encontrará las conclusiones relacionadas a todo el trabajo desarrollado con respecto a los objetivos establecidos al inicio de la investigación, así como los posibles trabajos futuros sobre los mismos transformadores.

6.1. Conclusiones

La revisión bibliográfica permitió comprender los principios de los transformadores planares y conocer de qué manera esta tecnología emergente ha venido modificando los parámetros de transformación que se venían manejando con los transformadores convencionales, permitiendo avanzar en el conocimiento de estos dispositivos y desde allí direccionar la investigación, como se plasmó en el capítulo de estudio bibliográfico.

Se reconoció, como se muestra en la sección 4.5, que el modelo del transformador funciona de manera consistente para la aplicación a dar al transformador, aunque proviene de una aproximación, se usó este modelo pues en la literatura estudiada se observó la precisión de los resultados que ofrece; además la razón de uso involucra que el caracterizar los componentes de manera precisa no fue posible ya que no se contaba con las herramientas especializadas.

Conociendo las características de la carga y las frecuencias de trabajo, se hizo la elección de los núcleos, así como de los conductores y pistas se calcularon con base en la corriente RMS, como se explica con detalle en el numeral 4.1. Respecto al voltaje se menciona que infortunadamente no se pudo probar dada la insuficiencia de los equipos disponibles, sin embargo, se hizo los cálculos respectivos invitando a retomarlo en trabajos futuros.

Iniciando por unos requisitos de diseño dados, se escogieron los núcleos del transformador planar y el convencional buscando que cubrieran la condición de potencia de trabajo y de superficie de bobinado suficiente; posteriormente se calcularon las condiciones necesitadas para cada trazo de los bobinados, tales como ancho de las pistas, distancia entre ellas y cantidad de espiras, reconociendo las corrientes RMS a las que estarían expuestos como se explica en el numeral 4.1, 4.2 y 4.3.

Se probó la funcionalidad el transformador planar y fue posible identificar que trabajaba bajo los parámetros de diseño de la manera adecuada, así como fue posible identificar su comportamiento real, eficiencia y desempeño. Sobre su relación de transformación (1:10), fue posible apreciar las pérdidas de voltaje de salida y corrientes debido a los componentes como las resistencias de los bobinados las cuales corresponden a 94,13 m Ω en el primario y a 22,23 Ω en el secundario; y la baja inductancia de magnetización de 170,188 μ H, lo cual se evidencia en los apartados 5.2, 5.7.4 y 5.8.

Así mismo, se hizo el diseño completo del transformador convencional y se implementó con el propósito de probar su correcto funcionamiento y extraer de este, datos, producto de las pruebas de potencia, frecuencia y mediciones de resistencia. Al establecer las comparaciones entre estos dos transformadores fue posible ver la superioridad del transformador planar en parámetros como inductancia de fugas, donde hubo un porcentaje de diferencia del 90,3%, encontrando un valor de

0,3142 μH para esta, así como las capacitancias parásitas 1, 2 y 3 las cuales fueron muy pequeñas comparadas con las del transformador convencional, donde los porcentajes de diferencia son 82,3%, 71,6% y 100% respectivamente, tal como se detalla en el numeral 5.9.1 y 5.9.2. En cuanto a la respuesta en frecuencia, su superioridad resalta al estar diseñado para funcionar a medias y altas frecuencias, lo que representa favorabilidad ya que diariamente se busca que los dispositivos puedan funcionar a mayores velocidades. La potencia fue mayor en el transformador planar, aunque ligeramente, sin embargo, el comportamiento de la eficiencia mantuvo una tendencia más estable que la del convencional lo que significa que su potencia tiende a tener menos pérdidas a pesar de los cambios en las cargas puestas a la salida del transformador según lo documentado en el apartado 5.9.3. El volumen, tamaño y peso, fueron variables en las cuales el transformador planar se posicionó como un dispositivo optimizado, ya que su volumen fue menor al del convencional y en consecuencia su tamaño y su peso (Numeral 5.9.6). Respecto a variables como resistencias en los bobinados e inductancia de magnetización, el transformador convencional ofreció una mejor respuesta logrando unas resistencias bajas en sus conductores y una inductancia de magnetización con un valor por lo menos dos veces más alto que el del transformador planar tal como se señaló en los numerales 5.9.2. y 5.9.4.

A pesar de que el transformador convencional obtuvo una mejor inductancia de magnetización y unas resistencias de bobinados menores, se reconoció que estos factores son mejorables de tal manera que el transformador planar pueda lograr ofrecer una respuesta más favorable en ellos también. Por ejemplo, para aumentar la inductancia de magnetización es posible el incrementar el número de espiras de los bobinados los tantos necesarios para alcanzar el valor deseado y si bien es cierto que esto aumenta las capacitancias parásitas, el material del núcleo ofrece tan buena respuesta en frecuencia que permite mantener estas a un nivel bajo a pesar del aumento de la densidad de bobinado, así como la arquitectura permite mantener un acople muy bueno con el núcleo. Respecto a la resistencia de los bobinados es posible disminuir el espesor y peso de la pista en la placa circuital a un valor por debajo de 1 onza, así como disminuir el grosor de la PCB, logrando reducir la resistencia de los bobinados, tal como se sugiere en los numerales 5.9.2 y 5.9.4.

6.2.Trabajos futuros

Dentro de las posibilidades de trabajos futuros sobre transformadores planares está el realizar una placa circuital con más capas, que permita tener unos bobinados con un mayor número de espiras haciendo uso de la misma superficie de bobinado.

También está el disminuir aún más el tamaño del núcleo de la PCB e incrementar los valores de los parámetros de diseño llevando al transformador a trabajar a una alta frecuencia y a ofrecer una mayor potencia.

7. Bibliografía

- Ahmad, M. K. (2018). Comparison and analysis of core materials for high frequency (1MHz) planar transformers. *International Conference on Computing, Mathematics and Engineering Technologies (iCoMET)*. Obtenido de <https://doi.org/10.1109/icomet.2018.8346429>
- Ammouri, A. B. (2014). High-frequency investigation of planar transformers. 2014 International Conference on Electrical Sciences and Technologies in Maghreb (CISTEM). *International Conference on Electrical Sciences and Technologies in Maghreb (CISTEM)*. Obtenido de <https://doi.org/10.1109/cistem.2014.7076927>
- Arnold Wiesner H., J. J. (2011). *CÁLCULO, SIMULACIÓN E IMPLEMENTACIÓN DE UN TRANSFORMADOR DE ALTO*. Libro final, Universidad Javeriana, Cundinamarca, Bogotá, D.C. Obtenido de <https://repository.javeriana.edu.co/bitstream/handle/10554/7077/tesis539.pdf?sequence=1&isAllo wed=y>
- Biglarbegian, M. S. (2015). Design considerations for high power density/efficient PCB embedded inductor. *IEEE 3rd Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications (WiPDA)*. Obtenido de <https://doi.org/10.1109/wipda.2015.7369285>
- Circuits, S. (8 de Octubre de 2022). *ProtoExpress*. Obtenido de <https://www.protoexpress.com/blog/trace-current-capacity-pcb-design/>
- Djibrillah, M. A. (20 de Julio de 2011). Éléments de conception d'un générateur électrique pour l'alimentation d'un dispositif à décharge à barrière diélectrique (DBD). *IEEE*. Obtenido de <https://tel.archives-ouvertes.fr/tel-00609813/document>
- Electronics, T. (s.f.). *Ferrite Materials*. Recuperado el 2021 - 2022, de <https://www.tdk-electronics.tdk.com/en/529404/products/product-catalog/ferrites-and-accessories/ferrite-materials>
- Fair-Rite. (s.f.). *Fair - Rite Products Corp*. Obtenido de <https://www.fair-rite.com/product/planar-cores-7895400721/>
- Ferroxcube. (s.f.). Obtenido de <https://www.ferroxcube.com/en-global/download/download/11>
- Flanagan, W. M. (1992). *Handbook of Transformer Design & Applications* (2 ed.). USA: McGraw-Hill.
- Islam, A. B. (2013). Design and Optimization of Printed Circuit Board Inductors for Wireless Power Transfer System. Circuits and Systems. *Scientific Research*, 4(2). Obtenido de <https://doi.org/10.4236/cs.2013.42032>
- Kazimierzczuk, A. M. (4 de Julio de 1997). Self-Capacitance of Inductors. *IEEE*. Obtenido de <https://citeseerx.ist.psu.edu/viewdoc/download?doi=10.1.1.205.7356&rep=rep1&type=pdf>
- Lope, I. C. (2013). Printed circuit board implementation of small inductors for domestic induction heating applications using a planar litz wire structure. *Twenty-Eighth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. Obtenido de <https://doi.org/10.1109/apec.2013.6520632>

- Madsen, M. K. (2013). Printed circuit board embedded inductors for very high frequency Switch-Mode Power Supplies. *IEEE ECCE Asia Downunder*. Obtenido de <https://doi.org/10.1109/ecce-asia.2013.6579241>
- McLyman, C. W. (2004). *Transformer And Inductor Design Handbook* (3 ed.). California, USA: McGraw-Hill.
- Mohan, S. d. (1999). Simple accurate expressions for planar spiral inductances. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*. Obtenido de <https://doi.org/10.1109/4.792620>
- Schafer, J. B. (2020). Novel Highly Efficient/Compact Automotive PCB Winding Inductors Based on the Compensating Air-Gap Fringing Field Concept. *IEEE Transactions on Power Electronics*. Obtenido de <https://doi.org/10.1109/tpel.2020.2969295>
- Shen Wang, d. R. (2003). Reduction of high-frequency conduction losses using a planar Litz structure. *IEEE 34th Annual Conference on Power Electronics Specialist*. Obtenido de <https://doi.org/10.1109/pesc.2003.1218173>
- Sullivan, C. (1999). Optimal choice for number of strands in a litz-wire transformer winding. *IEEE Transactions on Power Electronics*. Obtenido de <https://doi.org/10.1109/63.750181>
- TDK. (s.f.). *TDK Electronics*. Obtenido de <https://www.tdk-electronics.tdk.com/download/528882/71e02c7b9384de1331b3f625ce4b2123/pdf-n87.pdf>
- TDK. (s.f.). *TDK Electronics*. Recuperado el 2021 - 2022, de https://product.tdk.com/system/files/dam/doc/product/ferrite/ferrite/ferrite-core/data_sheet/80/db/fer/e_65_32_27_dg.pdf
- Tria, L. A. (2015). High-Frequency Planar Transformer Parameter Estimation. *IEEE Transactions on Magnetics*. Obtenido de <https://doi.org/10.1109/tmag.2015.2443791>
- Vijaya Kumar, N. &. (2018). Comparison of Planar Transformer Architectures and Estimation of Parasitics for High Voltage Low Power DC-DC Converter. *IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*. Obtenido de <https://doi.org/10.1109/pedes.2018.8707537>
- Wang, Y. A. (2010). Design of a planar power transformer for high voltage, high frequency use. *IEEE PES T&D*. Obtenido de <https://doi.org/10.1109/tdc.2010.5484361>
- Wheeler, H. A. (1928). SIMPLE INDUCTANCE FORMULAS FOR RADIO COILS. *IEEE Xplore*.

8. Anexos

- Fotografías de la implementación de los transformadores.
- Hojas de cálculo de los datos obtenidos en las pruebas realizadas.
- Capturas de pantallas del osciloscopio de las formas de onda encontradas.
- Archivos de simulaciones.
- Archivos de código para microcontrolador.