

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN TRANSFORMADOR DE POTENCIA A
ALTA FRECUENCIA

AUTOR

YESID OSWALDO RINCÓN SÁNCHEZ

UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO-MECÁNICAS
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y
TELECOMUNICACIONES

2012

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN TRANSFORMADOR DE POTENCIA A
ALTA FRECUENCIA

AUTOR

YESID OSWALDO RINCÓN SÁNCHEZ

Trabajo de grado presentado para obtener el título de Ingeniero Electrónico

DIRECTOR

Msc. Jaime Guillermo Barrero Pérez

CODIRECTOR

Msc. Alfredo Acevedo Picón

UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERÍAS FÍSICO-MECÁNICAS
ESCUELA DE INGENIERÍAS ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y
TELECOMUNICACIONES

2012

DEDICATORIA

A mis padres por darme el apoyo
necesario para enfrentar los retos de mi vida.

A mis hermanos carlos, sernando y sebas
por darme un ejemplo de vida y de conducta a seguir,
por siempre estar a mi lado en los momentos más difíciles.

A Nanita por compartir todos estos años,
con amor y paciencia,
por su apoyo y su cariño incondicional.

A todo mi familia, amigos y todos aquellos que poseen
una parte de mi corazón, porque los momentos
vividos juntos son los más valiosos del mundo.
Este es el fruto del amor y la comprensión de mi familia
gracias por formar la persona que soy.

Yesid Oswaldo Rincón Sánchez

ÍNDICE GENERAL

	Pág.
Capítulo 1	20
Preliminares.....	20
1.1 Introducción.....	20
1.1 Antecedentes Históricos.....	21
Capítulo 2	23
Efectos a frecuencias mayores a 1 KHz	23
2.1.- Alta frecuencia	23
2.1.1.- Introducción.....	23
2.1.2.- Corrientes de Eddy en el conductor	24
2.1.3- Histéresis	30
Capítulo 3.	33
Análisis de diseño y selección de materiales.....	33
3.1.- Diseño componentes magnéticos	33
3.1.1.- Introducción.....	33
3.2.- Consideraciones generales para el diseño	33
3.2.1 Tabla de resumen de datos generales de diseño de un elemento magnético.....	38
Capítulo 4	40
Diseño del Transformador	40
4.1- Diseño magnético en alta frecuencia con núcleos convencionales.....	40
4.1.1 Formulas generales para un Transformador <i>según Switching Power Supply Abraham I. Pressman</i>	41

4.2- Tipos de ferritas	43
4.2.1 Magnetismo en ferritas	44
4.2.2 Resistividad	46
4.2.3 Permitividad.....	46
4.3. Tipos de núcleos	47
4.3.1 Núcleos Copa “Pot”	48
4.3.2. Núcleo EP	48
4.3.3. Núcleo PQ.....	49
4.3.4. Núcleo E.....	50
4.3.5 Núcleos Plano E.....	50
4.3.6 Núcleo tipo CE, EER, ETD y ER	51
4.3.7 Toroides	52
Capítulo 5	54
Construcción del transformador.....	54
5.1 Selección de material	54
5.1.1 Requisitos de diseño	54
5.1.2 selección núcleo por potencia requerida.	54
5.1.3 Material del núcleo.	56
5.2- Calculo del transformador	60
5.2.1 CONSIDERACIONES DE DISEÑO.....	60
Capítulo 6	73
Simulaciones	73
6.1- simulación de selección de núcleo de ferrocube	73
6.1.1 selección de núcleo	73

6.1.2 Cálculo de la pérdida de Potencia	77
6.2- Simulaciones online	78
6.2.1 Pagina para el diseño de Amplificar de Audio	79
6.3- Simulación en Orcad	81
6.3.1 Análisis en frecuencia.....	82
6.3.2 Análisis en el tiempo.....	83
6.3.3 Tensión de salida con acoplo capacitivo	85
7.4.4 Simulación circuito con fuente conmutada.	87
Capítulo 7.	89
Resultados.....	89
7.1- Conclusiones.....	89
7.2- Recomendaciones	90
BIBLIOGRAFÍA.....	91

ÍNDICE DE FIGURAS

	Pág.
Figura 2.1: Distribución De Corriente Debido Al Efecto Piel	25
Figura 2.2: Corriente De Eddy En El Conductor: Distribución De Campo	26
Figura 2.3: Corte Del Conductor Mostrando El Área Utilizada Del Conductor Debido Al Efecto Piel	27
Figura 2.4: Grafica De La Variación De La Resistencia Del Conductor En Función Del Radio Y De La Frecuencia.	28
Figura 2.5: Corriente Inducida En Un Conductor Aislado:	28
Figura 2.6: Efecto De Proximidad En Conductores Cercanos	29
Figura 2.7 Curva De Histéresis	31
Figura 2.8: Curva B-H Operando A Varias Frecuencias	32
Figura 3.1 Factor De Desempeño ($f * B_{max}$)	37
Figura 4.1: Curva De Histéresis	45
Figura 4.5 Núcleo Pot	48
Figura 4.6: Núcleo Ep	49
Figura 4.7: Núcleo Pq	49
Figura 4.8: Núcleo E	50
Figura 4.9 Núcleo Plano E	51
Figura 4.10: Núcleo Tipo Er	51
Figura 4.11 Núcleo Toroidal	52
Figura 5.1: Núcleo E55.28.21 <i>Ferroxcube Medidas En Mm</i> Fuente Power Design Magnetics Ferrites [18]	55
Figura 5.2 Permeabilidad Total En Función De La Frecuencia 3c90	58
Figura 5.3: Permeabilidad Inicial En Función De La Temperatura Y Curva Típica De B - H	59
Figura 5.4 Pv (Kw/M3) Vs B(Mt)	59

Figura: 5.5 Efecto Piel En Alambre	67
Figura 5.12 Foto Del Transformador	72
Figura 6.1 Cálculo De Núcleo <i>Ferroxcube</i>	74
Figura 6.2 Calculo Del Núcleo	76
Figura 6.3 Grafica <i>B_{peak} vs f</i>	76
Figura 6.4 Calculo Factor De Inductancia De Ferroxcube	77
Figura 6.5 Calculo De Las Pérdidas En Ferritas.	78
Figura 6.6 Calculo De Espiras Por Internet	79
Figura 6.7 Calculo Del Efecto Piel	80
Figura 6.8 Acoplamiento Magnético Del Núcleo	81
Figura 6.9 Bobinado Del Transformador	82
Figura 6.10 Circuito Para Simulacion Ac	82
Figura 6.11 Simulacion Maxima Frecuencia Operación	83
Figura 6.12 Circuito De Orcad Para Simulación En El Tiempo	84
Figura 6.13 Imagen Ocsiloscopio Respuesta En El Tiempo	85
Figura 6.14 Simulación Con Acoplo Capacitivo	86
Figura 6.115 Señal De Osciloscopio Generador De Señal	86
Figura 6.16 Circuito Completo Con Puente H	87
Figura 6.17 Imagen De Osciloscopio Primario Transformación	88

ÍNDICE DE TABLAS.

	Pág.
Tabla 3.1 Resumen De Datos Para Diseño De Un Elemento Magnético	38
Tabla 4.2: Resistividad En Función De La Temperatura Para <i>Mnzn</i> (3C90)	46
Tabla 4.3: Resistividad En Función De La Frecuencia Para <i>Mnzn</i>	46
Tabla 4.4: Permittividad En Función De La Frecuencia Para <i>Mnzn</i>	47
Tabla 4.4 Comparación De Núcleos	52
Tabla 4.5 Forma Del Núcleo Según Rango De Potencia	53
Tabla 5.1 Parámetros Del Núcleo E55/28/21	56
Tabla 5.2: <i>AL</i> Para El Material 3C90	57
Tabla 5.3: Pérdidas En El Núcleo [W]	57
Tabla 5.4: Características Básicas Material 3C90.	58
Tabla 5.5 Calibres Para Alambres AWG	65

ÍNDICE DE ANEXOS

- 1- Conceptos básicos de teoría electromagnética
- 2- Hoja de datos núcleo E55/28/21
- 3- Hoja de datos material magnético 3C90
- 4- Hoja de datos Alambre Litz

RESUMEN

TÍTULO: DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN TRANSFORMADOR DE POTENCIA A ALTA FRECUENCIA*

AUTOR: YESID OSWALDO RINCÓN SÁNCHEZ**

PALABRAS CLAVES:

Transformador
Alta frecuencia
Ferrita
Efecto piel
Devanado
Alambre *litz*

DESCRIPCIÓN:

Un problema que se presenta en los sistemas industriales es el desarrollo del transformador utilizado en las etapas de conmutación de alimentación, que cada vez ofrecen mejor rendimiento energético con un peso y un volumen cada vez menores. En los últimos 15 años el volumen de las fuentes se ha reducido en un factor de al menos 8, y la eficiencia promedio ha crecido alrededor de un 20%, para colocarse por encima del 90%; estos cambios se han debido, principalmente, al aumento de la frecuencia de conmutación, que ha sido posible gracias al reemplazo de los transistores BJT de potencia por MOSFETs o IGBTs, y al uso de materiales magnéticos, principalmente ferritas, de mejores características a altas frecuencias.

Una de las estrategias propuestas para disminuir las dimensiones de estos elementos magnéticos consiste en elevar la frecuencia de operación. Sin embargo, esto ocasiona nuevos problemas en el diseño, ya que aparecen fenómenos que deben ser tomados en cuenta en el diseño, como el efecto piel, proximidad, dispersión en el entrehierro, etc. En este trabajo se describe el diseño y construcción de un transformador de potencia a alta frecuencia para suministrar las necesidades de tensión y corriente requeridas para un sistema industrial.

El propósito del transformador de potencia en fuentes de alimentación conmutadas es transferir energía eficiente y de forma instantánea a partir de una fuente eléctrica externa a una carga externa.

En el desarrollo de este trabajo se compararon varios materiales a utilizar, tipos de ferritas, formas de núcleos, tamaños, tipos de bobinados, las topologías conocidas de transformadores y convertidores para seleccionar la más apropiada que cumpliera con los objetivos planteados para el diseño e implementación.

*Proyecto de Grado. Modalidad: Investigación.

** Facultad de Ingenierías Físico Mecánicas. Escuela de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones. Director: Jaime Guillermo Barrero. Codirector: Alfredo Acevedo Picón

ABSTRACT

TITLE: DESIGN AND IMPLEMENTATION OF A POWER TRANSFORMER OF HIGH FREQUENCY*.

Authors: Yesid Oswaldo Rincón Sánchez**

Keywords:

transformer
High frequency
Ferrite
Skin effect
Winding
Wire litz

Description:

A problem encountered in industrial systems is the development of the transformer used in the power switching stages which increasingly offer better energy efficiency with a weight and volume shrinking. In the past 15 years the volume of the sources has been reduced by a factor of at least 8, and the average efficiency has grown about 20%, to stand above 90%, these changes were due mainly to increasing the switching frequency, which has been made possible by the replacement of the power BJT transistors by MOSFETs or IGBTs, and the use of magnetic materials, especially ferrites, better characteristics at high frequencies.

Of the strategies proposed to reduce the size of these magnetic elements is to raise the operating frequency. However, this causes new problems in the design, as there are phenomena that must be taken into account in the design, such as skin effect, proximity, dispersion in the gap, and so on. This paper describes the design and construction of a power transformer at high frequency to supply the needs of current and voltage required for an industrial system.

This paper describes the design and implementation of a power transformer at high frequency to supply the needs of current and voltage required for an industrial system.

The purpose of the power transformer in switching power supplies is to transfer energy efficiently and instantly from an external electrical source to an external load.

In developing this work comparing various materials used, types of ferrite core shapes, sizes, types of coils, transformers known topologies and converters to select the most appropriate to fulfill the objectives set for the design and implementation .

Grade Project. Modality: investigation

** Faculty of Physique Mechanics Engineerings. School of electrical, electronic and telecommunications. Director: Jaime Guillermo Barrero. Co-director: Alfredo Acevedo Picón

Lista de Símbolos

A	Área (m^2)
A_2	Área efectiva del núcleo magnético
A_L	Factor de inductancia ($H/vuelta^2$)
B	Vector de densidad de flujo magnético
B	Módulo del vector de densidad de flujo magnético (T)
B_{max}	Densidad de flujo magnético aceptable en una estructura (t)
B_{sat}	Densidad de flujo de saturación (T)
dl	Modulo de elemento diferencial de longitud (m)
e	Fuerza electromotriz (V)
CA	Corriente Alterna
Dw	Diametro del conductor
Ds	Distancia desde la superficie del conductor hasta un punto.
f	Frecuencia (Hz)
f.m.e	Fuerza magnetomotriz ($A*vuelta$)
g	Entrehierro del núcleo magnético
H	Vector intensidad de campo magnético
H	Modulo del vector intensidad de campo magnético ($A*vuelta/m$)
i	Intensidad de corriente (A)
i_1	Corriente por el devanado primario de un transformador (A)
i_2	Corriente por el devanado secundario de un transformador (A)

i_L	Corriente por una bobina (A)
i_M	Corriente magnetizante de un transformador (A)
I	Intensidad de corriente (A)
I_{ef1}	Valor eficaz de la corriente que circula por el devanado primario (A)
I_{ef2}	Valor eficaz de la corriente que circula por el devanado secundario (A)
$I_{m\acute{a}x}$	Máxima corriente admisible en una estructura sin dar lugar a saturaci3n (A)
k	Relaci3n entre la inductancia de dispersi3n y la magnetizante ($k = L_{disp1}/L_M$)
l	Longitud de una estructura magnética (m)
l_c	Longitud de núcleo magnético (m)
l_e	Longitud efectiva de núcleo magnético (m)
l_{nec}	Longitud necesaria de la estructura para conseguir una inductancia dada (m)
L	Inductancia o coeficiente de autoinducci3n (H)
L_{disp}	Inductancia de dispersi3n de un transformador (H)
L_{disp1}	Parte de la inductancia de dispersi3n asociada al primario (H)
L_{disp2}	Parte de la inductancia de dispersi3n asociada al secundario (H)
L_{ext}	Inductancia obtenida del modelo de reluctancias para calcular L_{disp} (H)
L_{int}	Inductancia obtenida del modelo de reluctancias para calcular L_{disp} (H)
L_M	Inductancia magnetizante en el modelo clásico de transformador (H)
$L_{M_m\acute{i}n}$	Mínimo valor especificado para la inductancia magnetizante (H)
L_{obj}	Valor de inductancia que se pretende conseguir (H)
n	Número de capas conductoras en paralelo que constituyen un conductor
n_1	Número de capas conductoras en paralelo que constituyen el primario

n_2	Número de capas conductoras en paralelo que constituyen el secundario
N	Número de vueltas en una estructura magnética
N_1	Número de vueltas del devanado primario
N_2	Número de vueltas del devanado secundario
P	Permeancia (H/vuelta ²)
P_o	Potencia de salida de la fuente
P_{ext}	Permeancia externa del modelo de reluctancias para calcular L_{disp} (H/vuelta ²)
P_{int}	Permeancia interna del modelo de reluctancias para calcular L_{disp} (H/vuelta ²)
P_{tot}	Permeancia total (por unidad de longitud) de una estructura (H·m-1/vuelta ²)
Q	Factor de calidad de una bobina ($Q = \omega \cdot L / R$)
r	Radio (m)
r_t	Relación de transformación en un transformador
R	Resistencia (Ω)
R_{dc}	Resistencia de continua (Ω)
R_{dc1}	Resistencia de continua del devanado primario del transformador (Ω)
R_{obj}	Valor de resistencia serie que se pretende conseguir (Ω)
R_{obj1}	Valor de resistencia serie que se pretende conseguir en el primario (Ω)
R_s	Resistencia serie (Ω)
R_{s1}	Resistencia serie del devanado primario (Ω)
R_{s2}	Resistencia serie del devanado secundario (Ω)
R_c	Reluctancia del núcleo magnético (vuelta ² /H)
R_{disp}	Reluctancia del camino de dispersión (vuelta ² /H)
R_{ext}	Reluctancia externa utilizada para calcular L_{disp} (vuelta ² /H)
R_g	Reluctancia del entrehierro (vuelta ² /H)

R'_g	Reluctancia del entrehierro considerando el abombamiento (vuelta ² /H)
R_{int}	Reluctancia interna utilizada para calcular L_{disp} (vuelta ² /H)
$R_{p.u.}$	Reluctancia por unidad de longitud (vuelta ² ·m/H)
R_{tot}	Reluctancia total que define una inductancia determinada (vuelta ² /H)
s	Separación entre conductores en estructuras magnéticas integradas (m)
S_c	Sección de un conductor (m ²)
T	Temperatura
t	Tiempo (s)
u_L	Tensión entre los terminales de una bobina (V)
u_r	Vector unitario en la dirección definida por la distancia r
v_1	Tensión en el devanado primario de un transformador (V)
v_2	Tensión en el devanado secundario de un transformador (V)
V	Volumen (m ³)
V_c	Volumen del núcleo magnético (m ³)
V_e	Tensión de entrada en un convertidor (V)
V_g	Volumen definido por el entrehierro (m ³)
V_{nec}	Volumen que origina una estructura magnética de longitud l_{nec} (m ³)
V_s	Tensión de salida en un convertidor (V)
w_m	Densidad de energía magnética (J/m ³)
W_c	Energía almacenada en el núcleo (J)
W_{disp}	Energía de dispersión en una estructura magnética (J)
W_g	Energía almacenada en el entrehierro (J)
W_L	Energía total almacenada en una bobina (J)
W_m	Energía magnética (J)
X	Variable de integración

Z_1	Impedancia referida al devanado primario de un transformador (Ω)
Z_2	Impedancia referida al devanado secundario de un transformador (Ω)
η	Rendimiento de un sistema
λ	Flujo total de enlace (Wb-vuelta)
μ	Permeabilidad magnética (H/m)
μ_0	Permeabilidad magnética del vacío ($4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$ H/m)
μ_c	Permeabilidad del núcleo magnético (H/m)
μ_r	Permeabilidad magnética relativa ($\mu = \mu_r \cdot \mu_0$)
ρ	Resistividad ($\Omega \cdot m$)
σ	Conductividad ($\Omega^{-1} \cdot m^{-1}$)
ΔB	Variación de densidad de flujo en una estructura magnética (T)
$\Delta B_{\text{máx}}$	Máxima variación permitida de la densidad de flujo en una estructura (T)
\emptyset	Flujo magnético (Wb)
\emptyset_{disp}	Flujo de dispersión en una estructura magnética (Wb)
\emptyset_g	Flujo magnético en el entrehierro de una estructura magnética (Wb)
$\emptyset_{\text{máx}}$	Máximo valor de flujo magnético producido en una estructura magnética (Wb)
δ	Profundidad del efecto piel

Capítulo 1

Preliminares

1.1 Introducción

Un problema que se presenta en los sistemas industriales es el desarrollo del transformador utilizado en las etapas de conmutación de alimentación, que cada vez ofrecen mejor rendimiento energético con un peso y un volumen cada vez menores. En los últimos 15 años el volumen de las fuentes se ha reducido en un factor de al menos 8, y la eficiencia promedio ha crecido alrededor de un 20%, para colocarse por encima del 90%; estos cambios se han debido, principalmente, al aumento de la frecuencia de conmutación, que ha sido posible gracias al reemplazo de los transistores BJT de potencia por MOSFETs o IGBTs, y al uso de materiales magnéticos, principalmente ferritas, de mejores características a altas frecuencias [1, 2, 3].

Una de las estrategias propuestas para disminuir las dimensiones de estos elementos magnéticos consiste en elevar la frecuencia de operación. Sin embargo, esto ocasiona nuevos problemas en el diseño, ya que aparecen fenómenos que deben ser tomados en cuenta en el diseño, como el efecto piel, proximidad, dispersión en el entrehierro, etc.

El diseño de componentes magnéticos bobinados es una ciencia exacta. Todas las relaciones y ecuaciones fundamentales ya están deducidas y comprobadas; sus ecuaciones han sido escritas en términos y cantidades prácticas para materiales reales y que se consiguen en el mercado actual. La elección del material magnético el tipo y calibre de alambre, las dimensiones y tamaño del núcleo y las propiedades eléctricas y magnéticas, al ser aproximaciones prácticas al llevarlas a la ejecución están sujetas a varios cambios.

Las fuentes de alimentación conmutadas se han hecho populares debido a su capacidad para funcionar a frecuencias altas, aumentando así su eficacia. Una fuente de alimentación conmutada que proporciona los mismos requisitos de rendimiento de una fuente de alimentación lineal puede ser muchas veces más pequeña en tamaño. [4]

Para probar el funcionamiento del transformador se suministra una fuente de topología puente completo que genera una frecuencia de 50 KHz de onda cuadrada y puede suministrar una potencia de 500 W.

1.1 Antecedentes Históricos

Existen muchos trabajos sobre el diseño magnético en alta frecuencia; cada uno se enfoca en algún problema en particular: forma de los devanados, corrientes parásitas, resistencia de CA, etc.; pero no existe uno que abarque todos estos fenómenos, esto debido principalmente a que depende fuertemente de las características de la aplicación. Se han dedicado esfuerzos para analizar los fenómenos de alta frecuencia con el fin de comprenderlos e incluirlos en el diseño magnético. Aquí se presentarán algunos de los métodos y técnicas existentes en la literatura que buscan solucionar algunos de los problemas que surgen en alta frecuencia.

El propósito de un transformador de potencia en fuentes de alimentación conmutadas es transferir energía eficientemente y de forma instantánea a partir de una fuente eléctrica externa a una carga externa. Al hacerlo, el transformador también proporciona importantes capacidades adicionales:

- Las múltiples salidas en el secundario, con diversos números de vueltas pueden ser utilizados para lograr múltiples salidas a diferentes niveles de voltaje.

- La separación de los arrollamientos primario y secundario de alta tensión es para facilitar la entrada/salida de forma aislada, muy importante para la seguridad en aplicaciones off-line. [5-6-7]

Dentro del conjunto de dispositivos que constituyen un circuito eléctrico, los elementos magnéticos presentan una particularidad importante que los diferencia del resto, y es que, mientras que los demás componentes se adquieren ya fabricados, los elementos magnéticos en la mayor parte de los casos deben ser diseñados y construidos para cada aplicación específica.

Este hecho trae consigo la necesidad imperiosa de disponer de modelos que permitan conocer los parámetros eléctricos de los dispositivos magnéticos, así como de criterios de diseño que faciliten al mismo.

Dichos criterios de diseño serán diferentes en función de que en el elemento magnético aparezcan o no ciertos efectos de redistribución del campo electromagnético. Ello dependerá tanto de la frecuencia de trabajo como de las dimensiones del elemento a diseñar (conductores y núcleo). [6-7-8]

Ya que se trabajara en altas frecuencias es bueno presentar las leyes y principios fundamentales [Anexo 1] que describen el comportamiento electromagnético de los elementos.

Capítulo 2

Efectos a frecuencias mayores a 1 KHz

2.1.- Alta frecuencia

2.1.1.- Introducción

Los fenómenos que contribuyen en mayor medida a elevar las pérdidas como resultado de incrementar la frecuencia son: efecto piel, efecto proximidad, dispersión en el entrehierro y pérdidas por histéresis en el núcleo. Estos fenómenos empiezan a ser significativos a frecuencias mayores a 1 KHz. En general los efecto piel y proximidad son los responsables de las mayores pérdidas de CA en los devanados, y sobre ellos se enfocan los esfuerzos por minimizarlos, sin embargo, cualquiera de estos fenómenos puede ser el predominante, ya que también dependen de la técnica de embobinado y terminado del elemento magnético.

En general las soluciones en una dimensión (1D), es una de las aproximaciones más usadas para calcular las pérdidas en alta frecuencia, siendo suficiente para embobinados sencillos. Sin embargo, en situaciones de muy altas frecuencias y corrientes de excitación, es necesario tomar en cuenta los efectos en 2D, incluso 3D; requiriendo de software especializado (basado en Análisis de Elementos Finitos) para obtener resultados más precisos. [7-8-9]

2.1.2.- Corrientes de Eddy en el conductor

Los dispositivos magnéticos que operan en altas frecuencias incrementan sustancialmente las pérdidas en los conductores de los devanados y en el material magnético utilizado debido a los efectos de las corrientes de Eddy (corrientes inducidas). Los mecanismos que provocan corrientes de Eddy específicamente en conductores son llamados efecto piel y efecto proximidad. Estos efectos alteran la distribución de corriente y campo magnético entre los devanados lo cual resulta en un incremento en la resistencia de CA en función de la frecuencia. [6-9-10-11]

2.1.2.1.- Efecto piel

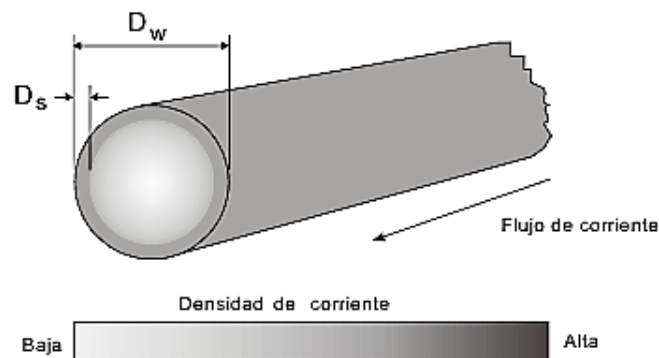
El efecto piel es la tendencia de la corriente a fluir en una capa cercana a la superficie del conductor al incrementar la frecuencia. En bajas frecuencias este efecto es prácticamente despreciable, pero al elevar la frecuencia, esta redistribución de la corriente provoca que no se utilice toda el área disponible del conductor, incrementando su resistencia, y por lo tanto, las pérdidas asociadas.

En la figura 2.1 se muestra el efecto sobre la distribución de la corriente debido al efecto piel en un conductor aislado. Donde D_S es la distancia desde la superficie del conductor hasta el punto donde se mide la densidad de corriente y D_W es el diámetro del conductor.

Esta distribución de corriente es producida en el conductor al circular una corriente $i(t)$ variable en el tiempo la cual genera un campo magnético $H(t)$ circular, tanto en el exterior del conductor como en el interior del mismo (figura 2.2). Este campo alterno (variable en el tiempo), de acuerdo a la Ley de Lenz, genera una corriente (corriente de Eddy) que trata de oponerse a la corriente que generó el campo original. Esto provoca que las corrientes tiendan a cancelarse al centro, disminuyendo la densidad y el campo magnético y se suman en las capas

cercanas a la superficie, aumentando la densidad y el campo magnético. El resultado conjunto es una distribución de la densidad de corriente y campo magnético no lineal y variable con el tiempo. La corriente instantánea en el conductor no cambia, pero si su distribución sobre la sección del conductor; esto provoca que no se utilice la totalidad del área, incrementando las pérdidas en el conductor (pobre utilización de cobre). [32]

Figura 2.1: Distribución de corriente debido al efecto piel



Fuente diseño de elementos magnéticos en alta frecuencia [32]

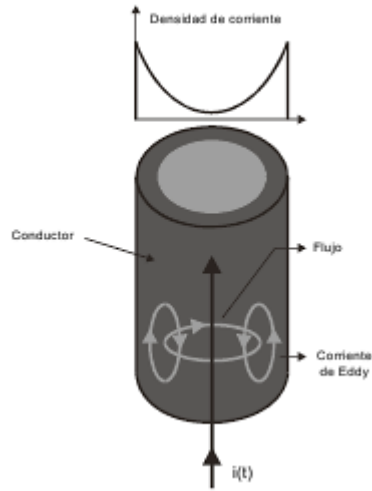
Como las corrientes inducidas son proporcionales a las variaciones de la corriente principal, el fenómeno de redistribución de corriente incrementa sustancialmente con la frecuencia. En la figura 2.1 se muestra una comparación del campo magnético en baja y alta frecuencia y su efecto en la distribución de corriente en un devanado. [6-7-9-11]

Se define como profundidad piel (δ), a la distancia medida desde la superficie del conductor hasta el punto en que la densidad de corriente decae hasta ($1/e=0.367$) de su valor.

Para régimen sinusoidal la profundidad piel es:

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\sigma\mu\pi f}} = \sqrt{\frac{\rho}{\mu\pi f}} \quad (2.1)$$

Figura 2.2: Corriente de Eddy en el conductor: distribución de campo



Fuente diseño de elementos magnéticos en alta frecuencia [32]

μ es la permeabilidad ($\mu = \mu_r \mu_0$), f es la frecuencia de la corriente sinusoidal y σ la conductividad, que también puede expresarse como $\sigma = 1/\rho$.

Para el caso de un conductor de cobre, la resistividad en función de la temperatura es:

$$\rho_{cu} = 1.724[1 + 0.0042(T - 20)] \cdot 10^8 [\Omega \cdot mm] \quad (2.2)$$

Donde T es la temperatura del cobre dada en grados Celsius [$^{\circ}\text{C}$]:

La permeabilidad relativa del cobre es $\mu_r = 1$

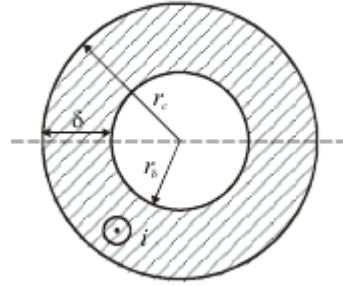
Sustituyendo en (2.1), la profundidad de penetración del efecto piel en el cobre es:

$$\delta = 318 \cdot \sqrt{\frac{0.0394796 + 0.00018102 \cdot T}{f}} \text{ mm} \quad (2.1a)$$

A una temperatura de 100°C la profundidad piel es:

$$\delta = \frac{76}{\sqrt{f}} \text{ en mm} \quad (2.1b)$$

Figura 2.3: Corte del conductor mostrando el área utilizada del conductor debido al efecto piel



A pesar que la densidad de corriente decae exponencialmente desde la superficie del conductor, la resistencia en alta frecuencia (y las pérdidas) para un conductor aislado pueden considerarse las mismas que para un conductor donde la densidad de corriente es constante desde la superficie hasta la profundidad piel, y cero en el resto del conductor (figura 2.3). El área sombreada muestra la densidad de corriente constante hasta la profundidad piel. R_c es el radio del conductor, r_δ es el radio hasta la profundidad piel y δ es la profundidad piel. [9-10-11]

El área utilizada en alta frecuencia, incluyendo el efecto piel, se calcula considerando el concepto anterior, de la siguiente manera:

$$\text{Área del conductor: } A_c = \pi * r_c^2$$

$$\text{Área sin utilizar: } A_\delta = \pi * r_\delta^2$$

$$\text{Área cobre utilizada: } A_{cu} = A_c - A_\delta = \pi * (r_c^2 - r_\delta^2) = 2\pi\delta * (r_c - \delta)$$

Donde r_c es el radio del conductor, δ la profundidad del efecto piel y $r_\delta = r_c - \delta$, el radio del área sin utilizar.

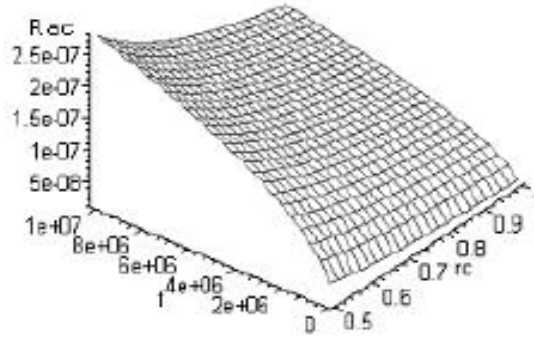
La resistencia del conductor es:

$$R_{dc} = \rho \frac{l}{A_{cu}} = \rho \frac{l}{2\pi\delta(r_c - \delta)} \quad (2.3)$$

ρ es la resistividad, l la longitud y A_{cu} el área de cobre utilizada a la frecuencia de la corriente que circula a través del conductor. Claramente se observa en esta última ecuación la dependencia de la resistencia y de las pérdidas, de la frecuencia de trabajo, en el término δ . La gráfica de la figura 2.4 muestra esta

variación en un conductor en función de su radio y de la frecuencia considerando la ecuación anterior.

Figura 2.4: grafica de la variación de la resistencia del conductor en función del radio y de la frecuencia.

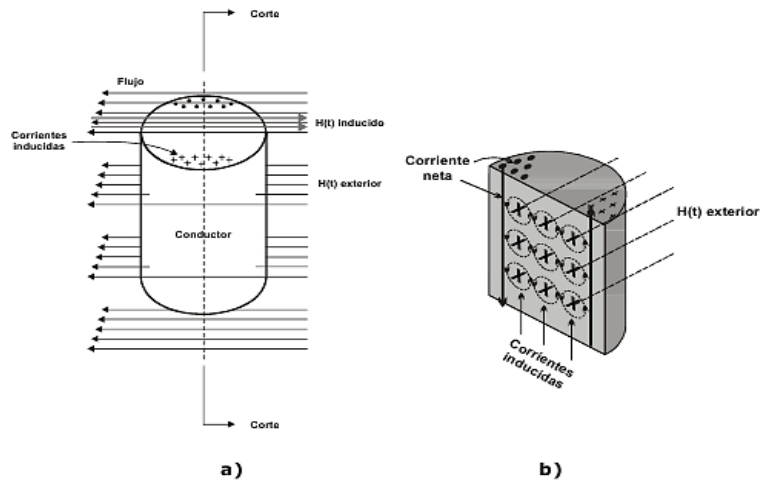


Fuente diseño de elementos magnéticos en alta frecuencia [32]

2.1.2.2.- Efecto proximidad

Al colocar un conductor aislado sin corriente neta circulando a través de él, en una región donde existe un campo magnético externo, variable en el tiempo, se inducen corrientes similares que producen el efecto piel como se observa en la figura 2.5

Figura 2.5: Corriente inducida en un conductor aislado:

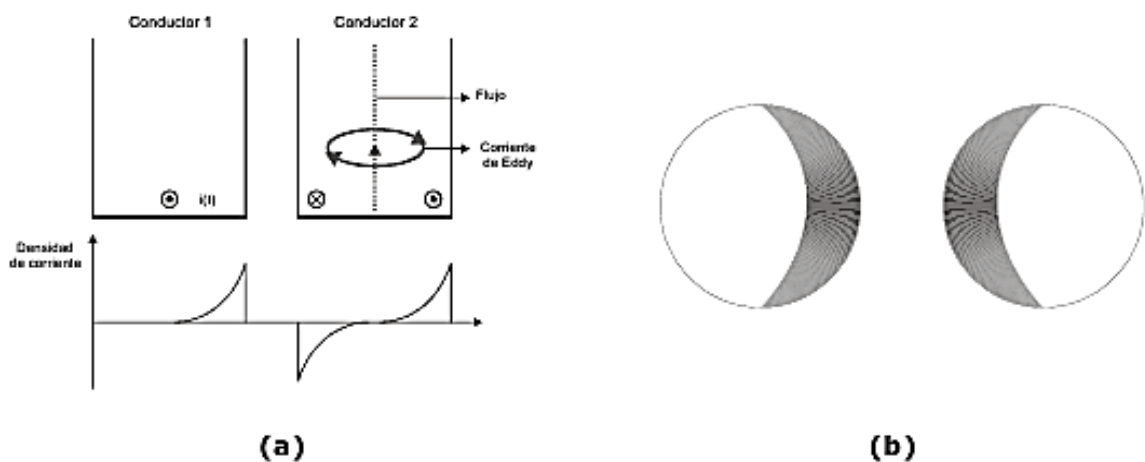


Fuente diseño de elementos magnéticos en alta frecuencia [32]

En este caso las líneas de campo variables que atraviesan la sección del devanado inducen unas corrientes en el mismo, las cuales producen un campo que trata de oponerse al campo exterior. En la figura 2.6 se muestra el efecto causado en un conductor circular, y las corrientes inducidas. Estas corrientes producen pérdidas aún si el conductor no llevara corriente propia circulando a través de él.

Para el caso de que el conductor llevara una corriente neta, este efecto produce también una re-distribución de corriente, incrementando las pérdidas con la frecuencia y reduciendo el área transversal del conductor (figura 2.6).

Figura 2.6: Efecto de proximidad en conductores cercanos



Fuente diseño de elementos magnéticos en alta frecuencia [32]

- a) Corrientes inducidas
- b) Re-distribución de corriente

Este efecto, llamado proximidad, se produce en los conductores que lleven corriente variable en el tiempo, sujetos a campos externos variables en el tiempo, como es el caso de los conductores en los devanados de un dispositivo magnético y ocurre de manera simultánea con el efecto piel, ambos causan una re-

distribución de corriente, disminuyendo el área transversal del conductor, aumentando la resistencia, por lo que las pérdidas aumentan con la frecuencia.

2.1.2.3.- Análisis de las corrientes de Eddy en (1D)

El análisis en 1D es una técnica de gran ayuda para entender la distribución de campo en los componentes magnéticos, además de que permite obtener aproximaciones muy útiles de sus efectos en las pérdidas en alta frecuencia.

En el análisis aproximado en 1D se asume que una dirección principal donde el campo cambia y las componentes en las otras dos direcciones son constantes o nulas. [9-10-11]

2.1.3- Histéresis

Cuando el material magnético ha realizado un ciclo completo de magnetización y desmagnetización, el resultado se muestra en la figura 2.7. Comenzando con un material magnético neutral, recorriendo la curva $B-H$ que empieza en el punto X . Mientras H se incrementa, la densidad de flujo B aumenta a lo largo de la línea combinada al punto de saturación B_s . Ahora, cuando H se decrementa y B es dibujada, la curva $B-H$ recorre la trayectoria de B_r donde H es cero, el núcleo aun esta magnetizado. El flujo aquí es llamado flujo remanente y tiene una densidad de flujo B_r .

La intensidad de magnetización H ahora se invierte en polaridad para dar un valor negativo. La intensidad de magnetización requerida para reducir el flujo B_r es llamada fuerza coercitiva (H_c). Cuando el núcleo es forzado hacia saturación, la retentividad (B_{rs}) es el flujo restante después de la saturación y la coercitividad (H_{cs}) es la fuerza requerida para restablecer a cero. A lo largo de la curva de magnetización inicial (X , la línea combinada de la figura 2.7), B aumenta de la no linealidad original con H hasta que el material se satura. En la práctica la

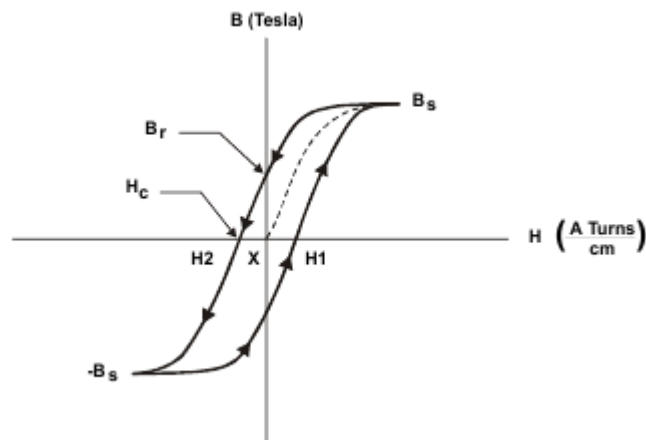
magnetización de un núcleo en un transformador excitado nunca sigue esta curva, porque el núcleo nunca está totalmente desmagnetizado cuando la fuerza magnetizante es aplicada por primera vez.

La curva de histéresis representa la energía pérdida en el núcleo. La mejor forma para generar y visualizar la curva de histéresis es usar corriente DC, porque la intensidad de la fuerza de magnetización puede ser cambiada muy lentamente de manera que no sean generadas corrientes de *Eddy* en el material. Solo bajo esta condición se puede apreciar la pérdida por histéresis dentro del área de la curva cerrada $B-H$. El área encerrada es una medida de la pérdida de energía en el material del núcleo durante ese ciclo. En aplicaciones de CA, este proceso se repite continuamente, concluyendo que las pérdidas por histéresis son dependientes de la frecuencia.

2.1.3.1.- La curva dinámica de Histéresis

La pérdida por histéresis, solo son parte de las pérdidas de energía encontradas en el núcleo del material sometido a un campo variante. El flujo cambiante también induce dentro del material del mismo núcleo, pequeñas corrientes conocidas como corrientes de *Eddy*.

Figura 2.7 Curva de Histéresis

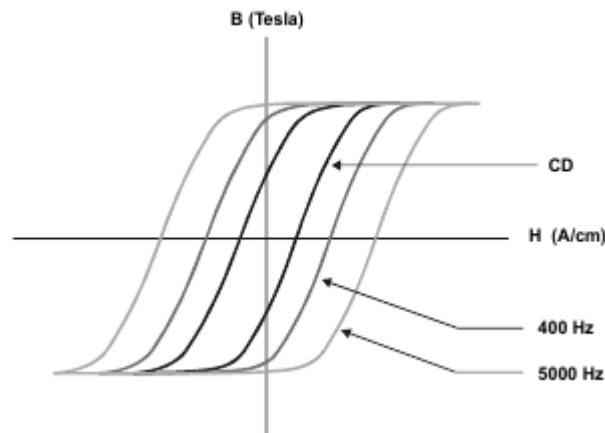


Fuente diseño de elementos magnéticos en alta frecuencia [32]

La magnitud de esas corrientes depende de la frecuencia y de la densidad de flujo impuesta por la aplicación y de la resistividad específica y el espesor del material del núcleo.

Incrementado la frecuencia o velocidad del ciclo, entre $+H$ y $-H$, se puede observar que la curva $B-H$ se ensancha como se muestra en la figura 2.8. El ensanchado de la curva $B-H$ es causado por las corrientes de *Eddy*, principalmente las cuales son generadas por el flujo magnético cuando penetra el núcleo de ferrita. El flujo magnético induce un voltaje y causa una corriente que fluye alrededor de la línea de flujo.

Figura 2.8: Curva B-H operando a varias frecuencias



Fuente diseño de elementos magnéticos en alta frecuencia [32]

Ya que las corrientes de *Eddy* son proporcionales al voltaje inducido en el material del núcleo, las pérdidas por corrientes de *Eddy* pueden disminuirse cuando el voltaje es disminuido. La densidad de corriente está en función del voltaje inducido y de la resistividad del material magnético. Las corrientes de *Eddy* pueden ser reducidas usando laminaciones más delgadas y/o material magnético con resistividad mas alta. [32-6-11-12-13-14]

Capítulo 3.

Análisis de diseño y selección de materiales

3.1.- *Diseño componentes magnéticos*

3.1.1.- Introducción

Una variedad de factores están involucrados en el diseño de un elemento magnético. Selección del material, el tamaño y forma geométrica del núcleo, selección de la densidad de flujo magnético apropiada para no saturar al núcleo y mantener las pérdidas asociadas lo más bajo posible. El diámetro del conductor debe ser lo suficientemente pequeño para llenar el área de la ventana, pero lo suficientemente grande para reducir las pérdidas óhmicas. Si el conductor es muy grueso, los efectos piel y proximidad incrementan sustancialmente las pérdidas en el devanado. El objetivo de este capítulo es presentar los materiales con los que se cuenta para el diseño del transformador y su posterior selección.

3.2.- *Consideraciones generales para el diseño*

❖ *Datos iniciales*

Según la aplicación primero se determina los datos iniciales, las formas de onda y funcionamiento del elemento magnético, su posible impacto en la curva $B-H$, y determinar los datos analizados en el apartado anterior. Estos datos son comunes a cualquier método de diseño.

Para el caso de un transformador, los valores con respecto a la corriente de entrada y la salida a máxima carga o potencia de salida. [6-15-17]

❖ **Densidad de corriente “J” de operación**

Generalmente se utiliza una densidad de corriente de 4.5 A/mm^2 [16]. Esta densidad produce un incremento de temperatura en el devanado de aproximadamente 25°C a temperatura ambiente. Dado que la densidad de corriente no solo se relaciona con la temperatura de operación del devanado, sino también con el grosor del conductor a seleccionar y por tanto el número de vueltas que puede ocupar la ventana con cierto conductor a una corriente dada. Se cumplen las siguientes relaciones:

$$J = \frac{I}{A_b} = \frac{NI}{A_w \cdot K_u} \quad (3.1)$$

Donde N es el número de vueltas, A_w es el área de la ventana y k_u el factor de utilización de la ventana. Seleccionar una densidad de corriente mas baja de (4.5 A/mm^2) reduce la temperatura del devanado, al utilizar un conductor mas grande. Sin embargo, debido al efecto piel y proximidad, según la frecuencia de operación, el área efectiva del conductor pudiera no incrementarse, resultando en un incremento en las pérdidas en CA. La densidad de corriente puede variar entre 3 A/mm^2 y 6 A/mm^2 de forma segura para el tipo de aislamiento estándar del conductor. El valor óptimo dependerá de las características de la aplicación en particular.

❖ **Factor de utilización de la ventana, K_u .**

Depende del tipo de conductor a utilizar. Para conductor alambre magneto redondo, considerando aislamiento entre capas, se utiliza comúnmente $K_u=0.4$. En caso de utilizar alambre trenzado, para evitar el efecto piel y proximidad: $K_u=0.2$.

Para un transformador con múltiples salidas, cada embobinado ocupa la parte proporcional del área de ventana.

El valor de K_u también depende de la técnica de embobinado o manufactura final del devanado. Sin embargo los valores anteriores son una buena aproximación.

❖ **Curva, $B - H$**

Se puede dibujar la curva $B-H$ de funcionamiento, según la forma de corriente que maneja el elemento magnético. Esto permitirá establecer por un lado si es necesario tomar en cuenta las pérdidas en el núcleo y el posible valor inicial de la densidad de flujo. Depende también de la frecuencia de operación.

❖ **Frecuencia de operación, f**

Depende de las características de la aplicación. Sin embargo, a la hora de seleccionar la frecuencia de trabajo, es recomendable verificar la curva $f \times B$ de los materiales, ya sea para seleccionar el mejor material disponible a la frecuencia de operación seleccionada o cambiar la frecuencia de operación de la aplicación a un valor que permita la máxima utilización del núcleo según el material disponible.

❖ **Impedancia del inductor, X_L**

Con el valor de inductancia y la frecuencia de operación se obtiene:

$$X_L = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L \quad (3.2)$$

Que puede ser un factor para aplicar en el cálculo y diseño de elementos magnéticos.

❖ **Selección del material del núcleo**

Para seleccionar el material adecuado se necesita como dato de entrada la frecuencia de operación del elemento magnético. El fabricante proporciona tablas de sugerencia de material magnético en función de la aplicación y de la frecuencia

de trabajo. También son útiles las gráficas del factor de desempeño, que permiten escoger el mejor material de acuerdo a la frecuencia manteniendo constante las pérdidas en el núcleo en un nivel aceptable. Para un cierto diseño, mejorar el funcionamiento reduciendo las pérdidas del núcleo implica seleccionar un mejor material del núcleo.

❖ **Selección de la forma geométrica**

La forma geométrica depende de las características de la aplicación, disposición física del elemento magnético, necesidad de aislamiento magnético, temperatura del medio y ventilación del embobinado. El fabricante presenta una serie de recomendaciones en cuanto a la forma geométrica según la aplicación de que se trate.

❖ **Selección de la densidad de flujo de trabajo**

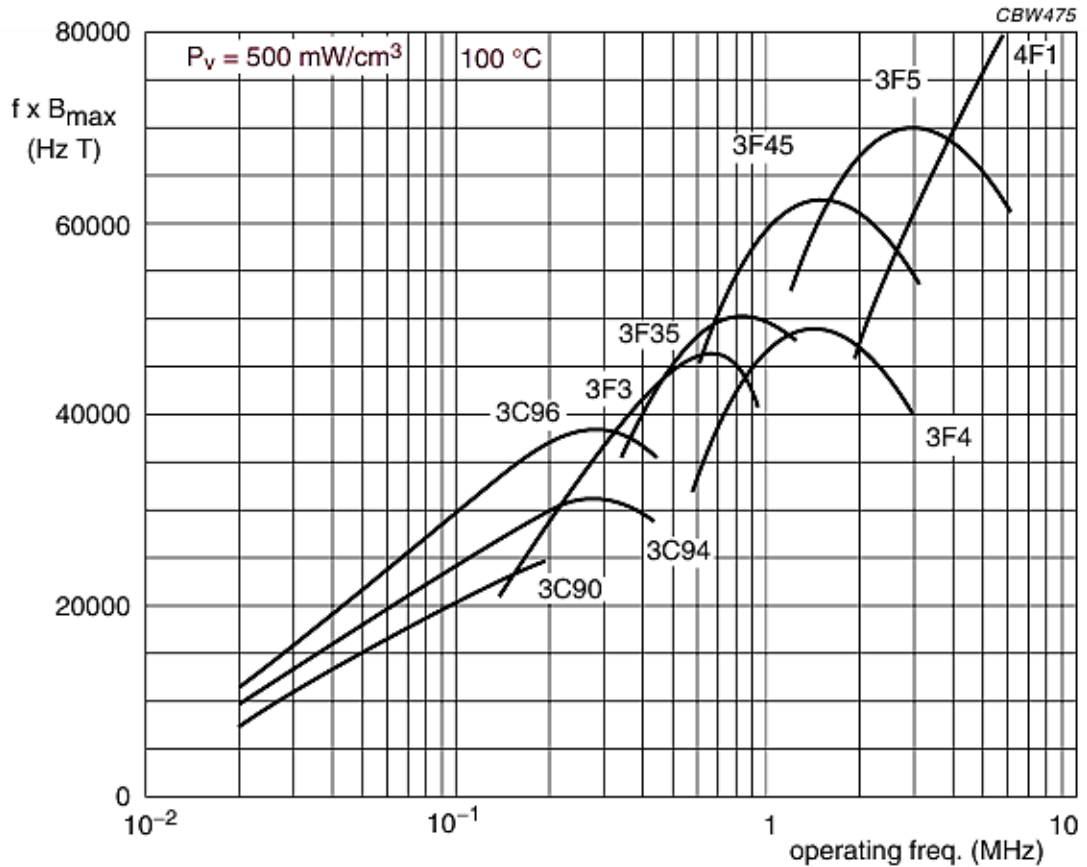
El fabricante, por medio del factor de desempeño del material del núcleo, permite establecer de manera gráfica el punto de partida para escoger una densidad de flujo de operación de tal manera que las pérdidas en el núcleo se mantengan en un nivel constante y aceptable, tomando como variable la frecuencia de operación.

Por ejemplo, la compañía *FERROXCUBE*, define el factor de desempeño ($f_x B_{max}$) como la medida de potencia que el núcleo puede manejar a cierto nivel de pérdidas aceptables. En la gráfica de la figura 3.1 es claro que para bajas frecuencias no hay mucha diferencia entre los materiales, dado que el límite de diseño es la saturación del núcleo B_{sat} . A frecuencias más altas la diferencia se incrementa. En este caso el límite de diseño es un valor muy por debajo de la saturación B_{max} .

Sin embargo, dada la cantidad de aplicaciones, la experiencia es la mejor forma para establecer un valor aceptable final, ya que depende de criterios muy

particulares de diseño relacionados con la aplicación así como la prueba final del elemento en el circuito.

Figura 3.1 Factor de Desempeño ($f * B_{max}$)



Fuente Power Design Magnetics Ferrites [18]

Seleccionar una densidad de flujo alta (límite densidad de saturación B_{sat}) permite reducir el tamaño del núcleo, disminuye el número de vueltas, reduce las pérdidas del cobre en el devanado, reduce el efecto del entrehierro. Sin embargo aumentan las pérdidas en el núcleo, incrementa la temperatura de operación. Por otro lado trabajar con una B_{max} por debajo de saturación aumenta el tamaño del núcleo pero disminuye las pérdidas. Incrementa el número de vueltas, aumenta la resistencia del cobre del devanado. En resumen, la densidad de flujo de partida

se toma del fabricante del material y la frecuencia de operación según la tabla *fxB*. Los requerimientos particulares de la aplicación y los criterios principales del diseño, alteran el valor final según sea necesario. La experiencia y el mayor conocimiento posible del funcionamiento del elemento magnético en la aplicación evitan tener que realizar varios diseños, ensayando con varios valores de densidad de flujo, y seleccionar el mejor después de probar su funcionamiento.

3.2.1 Tabla de resumen de datos generales de diseño de un elemento magnético.

En la siguiente tabla se resumen los datos mas importantes para el diseño de un transformador.

TABLA 3.1 RESUMEN DE DATOS PARA DISEÑO DE UN ELEMENTO MAGNÉTICO

	Dato	Símbolo	Ecuación	Unidades
1	Inductancia	L	Depende de la aplicación.	Henrios
2	Corriente nominal en valores eficaz, pico y eficaz de la derivada de la corriente.	I_{rms} I_{pico} $I_{rms'}$	Depende de la aplicación. Para un inductor con componente de DC: $I_{rms}^2 = I_{dc}^2 + I_{ac}^2$ Para el caso de un transformador con respecto a la corriente de entrada	Amperes
3	Densidad de corriente de operación.	J	Depende de la aplicación. Valor general usado entre 3 A/mm ² y 6 A/mm ²	A/mm ²
4	Frecuencia de operación.	F	Depende de la aplicación.	Hertz
5	Impedancia.	X_L	$X_L = 2\pi fL$	Ohms
6	Tensión del elemento magnético.	V_L	Inductor: $V_L = X_L I_{rms}$ Transformador: Tensión de entrada.	Volts
7	Energía almacenada.	P	Para un transformador: potencia de entrada más potencia de salida. $P_t = P_{in} + P_o$	Joules o Watts
8	Material del núcleo		Depende de la aplicación. Información del fabricante.	

9	Forma geométrica del núcleo.		Depende de la aplicación. Información del fabricante.	
10	Densidad de flujo de operación.	B	Depende de la aplicación. Información del fabricante.	Tesla

Fuente Diseño de elementos magnéticos en alta frecuencia [32]

Capítulo 4

Diseño del Transformador

4.1- Diseño magnético en alta frecuencia con núcleos convencionales

El problema básico para el diseño de un elemento magnético “con núcleo” puede dividirse en cuatro partes:

- Obtención de los datos requeridos para el diseño (conocimiento de la aplicación).
- Selección del núcleo: material y forma geométrica.
- Selección de los devanados (tamaño y disposición).
- Criterios de optimización.

Es muy importante entender el funcionamiento exacto del elemento magnético en la aplicación, ya que permite establecer criterios específicos que facilitan tomar las decisiones adecuadas durante el desarrollo del diseño.

Los primeros dos puntos se discutieron en el capítulo 3, donde se obtienen los datos iniciales generales para cualquier diseño.

El método de diseño por producto de áreas [27] funciona en baja frecuencia, pero en altas frecuencias (mayores a 100 kHz) ya no funciona correctamente, en parte debido a los fenómenos que aparecen, como el efecto piel, proximidad, el entrehierro, etc. Y por otra parte los datos que proporciona el fabricante, como el cálculo de pérdidas en el núcleo, son determinados en baja frecuencia, los cuales pueden quedar alejadas de los valores que se obtienen en alta frecuencia.

El método de producto de áreas, relaciona las dimensiones físicas del núcleo (área de ventana por área transversal) con los parámetros del diseño en particular. Su principal problema es determinar la densidad de flujo y el crecimiento de temperatura aceptable que minimice las pérdidas tanto en el núcleo como en el cobre.

4.1.1 Formulas generales para un Transformador según *Switching Power Supply Abraham I. Pressman*

A partir de la ley de Faraday:

$$E = N \cdot A_e (dB/dt) \cdot 10^{-8} \quad (4.1)$$

E = tensión aplicada entre extremos de la bobina.

N = Numero de espiras

A_e = Area de la ferrrita en cm^2

dB = Maximo cambio de flujo maganetico

dt = Maximo ciclo de trabajo

$dt = T_{on}$

Teniendo en cuenta que para los cálculos del transformador se debe tener en cuenta el circuito que suministra la frecuencia y tensión, en nuestro caso la fuente conmutada. De dicha fuente se sabe la tensión DC mínima de entrada $V_{dc(min)}$. El máximo tiempo por transistor es $0.8T$ que produce el $V_{dc(min)}$ se puede calcular :

A_e, A_b = Area del nucleo en cm^2

$SF = 0.4$

D_{cma} = Densidad de corriente, circular $\frac{mils}{rms}$ A

A_{ti} = Area del alambre cm^2

A_{tcm} = Area del alambre en circular mils

N_p = Espiras del primario

I_{pft} = equivalente al flat – topped pulso de corriente del primario

El I_{pft} se produce en un ciclo de trabajo de 0.8, su valor eficaz es:

$$I_{rms} = I_{pft} \cdot \sqrt{0.8} = 0.894 I_{pft} \quad \text{o} \quad I_{pft} = 1.21 * I_{rms} \quad (4.2)$$

de donde $P_0 = 0.8 \cdot P_{in} = 0.8 \frac{*V_{dc(min)}}{2} * I_{average}$

$$P_0 = 0.4 \cdot V_{dc(min)} * 0.8 \cdot I_{pft}$$

$$P_0 = 0.32 \cdot V_{dc(min)} * I_{pft}$$

$$P_0 = 0.358 \cdot V_{dc(min)} * I_{rms} \quad (4.3)$$

$$A_p = 0.2 A_{bi} = N_p \cdot A_{ti}$$

Pero $A_{ti} = \frac{0.2 \cdot A_{bi}}{N_p}$ donde $A_{ti} = A_{tcm} (\pi/4) \cdot 10^{-6}$

$$A_{tcm} = 0.255 \cdot \left(\frac{A_{bi}}{N_p} \right) \cdot 10^6 \quad (4.4)$$

$$I_{rms} = \frac{A_{tcm}}{D_{cma}}$$

$$I_{rms} = 0.255 \cdot \frac{A_{bi}}{N_p D_{cma}} 10^6 \quad (4.5)$$

Remplazando la ecuación 4.3 en 4.5 se obtiene

$$P_0 = 0,0913 \frac{V_{dc(min)} A_{bi}}{N_p D_{cma}} 10^6 \quad (4.6)$$

$$V_{p(min)} = V_{dc(min)} = N_P A_e \frac{\Delta B}{\Delta T} 10^{-8}$$

Donde ΔB es $2B_{max}$ y ΔT es $0.8T$ entonces

$$V_{dc(min)} = 4 \cdot N_P \cdot f \cdot A_e \cdot B_{max} \cdot 10^{-8}$$

Remplazando esto en la ecuación 5.6 se obtiene:

$$P_0 = \frac{0.00913 \cdot B_{max} \cdot f \cdot A_e \cdot A_{bi}}{D_{cma}}$$

Si se divide por 6.45 para dar el área en cm^2 :

$$P_0 = \frac{0.0014 \cdot B_{max} \cdot f \cdot A_e \cdot A_b}{D_{cma}} \quad (4.7)$$

Donde P_0 es la potencia de salida, y $V_{dc(min)}$ es el voltaje de la señal cuadrada.

Para el efecto piel se cuenta con la ecuación 2.1b, la profundidad del efecto piel se define como la distancia por debajo de la superficie, donde la densidad de corriente ha caído a 10% o 37% de su valor en la superficie.

Una vez seleccionado el núcleo y conociendo las dimensiones físicas, el diseño se basa en ecuaciones generales. [13-14-15]

4.2- Tipos de ferritas

Con los nuevos adelantos en la fabricación de las ferritas magnéticas se han abierto caminos decisivos en la problemática del diseño. Hoy en día se dispone de una amplia variedad de formas y tamaños de núcleos normalizados dentro de una

amplia selección de materiales magnéticos, que ofrecen una combinación de propiedades magnéticas, eléctricas y mecánicas que pueden ser utilizadas para la conveniencia del diseño.

El primer paso en el diseño del transformador es la elección de la ferrita como forma física, tipo de material y dimensiones. Es una elección muy importante que caracteriza el proyecto como todos los cálculos subsiguientes que se basan en ellos. Un error en los cálculos iniciales puede llevar al final del proyecto a una medida equivocada en el cálculo de la dimensión del núcleo así obteniendo resultados equivocados y con ello un gasto considerable de tiempo y de recursos.

Las ferritas se caracterizan por sus bajas pérdidas a altas frecuencias, las ferritas son fabricadas con aleaciones de óxidos de hierro y otros metales tales como zinc y manganeso. El material se pulveriza junto con óxidos de aislamiento y luego moldeado utilizando técnicas básicas de cerámica. Esto permite hacer ferritas con gran variedad de formas y dimensiones.

Las ferritas típicamente tienen una densidad de flujo de saturación entre 300 y 500m [Tesla], también la presencia de óxidos aumenta la resistividad específica a niveles muy altos, permitiendo así reducir las pérdidas en corrientes parásitas [4].

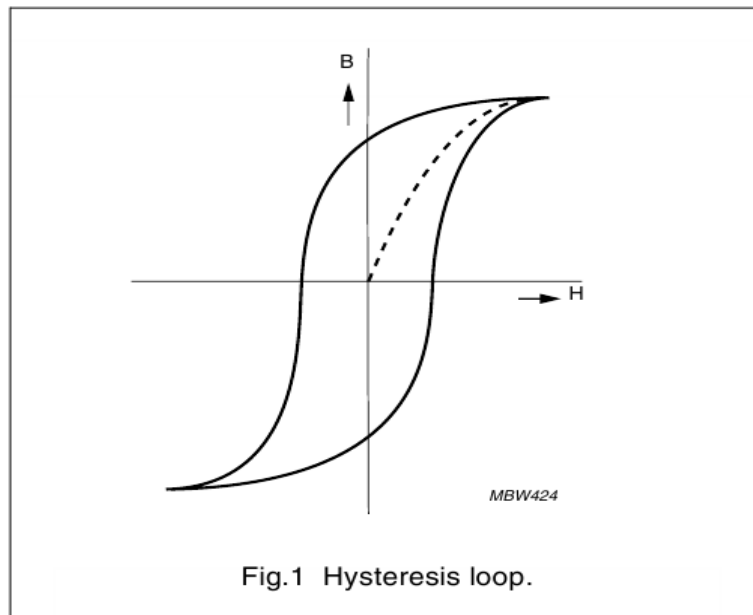
Las formas actuales de ferritas incluyen barras, toroides, EE y EI. La temperatura de *Curie TC*, es decir la temperatura a la cual el material pierde sus propiedades ferromagnéticas, es entre 100 y 300°C, dependiendo del tipo de material.

El rango de las ferritas está en la composición $MeFe_2O$ donde *Me* representa uno o varios de los metales de transición divalentes, tales como manganeso (*Mn*), zinc (*Zn*), níquel (*Ni*), o de magnesio (*Mg*). [6-18-19-20-24]

4.2.1 Magnetismo en ferritas

Una ferrita sintética se compone de cristales pequeños, típicamente de 10 a 20 *micras* en su dimensión. Los dominios que existen dentro de estos cristales (dominios *Weiss*) en la que los imanes moleculares ya están alineados (ferromagnetismo). Cuando un campo magnético de conducción (H) se aplica al material los dominios se alinean progresivamente. Durante este proceso de magnetización las barreras de energía deben ser superadas, siendo el resultado un bucle de histéresis figura 4.1. Si la resistencia contra la magnetización es pequeña, un gran flujo inducido resultará en un campo magnético dado. La forma de la curva de histéresis también tiene una marcada influencia en otras propiedades, por ejemplo las pérdidas de potencia.

Figura 4.1: Curva de Histéresis



Fuente Switching Power Supply Desing [2]

4.2.2 Resistividad

La Ferrita es un semiconductor con una resistividad DC en los cristalitos del orden de $3-10 \Omega \cdot m$ para una ferrita tipo *MnZn*, y aproximadamente $30 \Omega \cdot m$ para una ferrita *NiZn*. Esta resistividad depende de la frecuencia y la temperatura de medición, esto se muestra claramente en las tablas 4.2.

TABLA 4.2: RESISTIVIDAD EN FUNCIÓN DE LA TEMPERATURA PARA *MNZN* (3C90)

TEMPERATURE (°C)	RESISTIVITY (Ωm)
-20	≈ 10
0	≈ 7
20	≈ 4
50	≈ 2
100	≈ 1

Fuente Power Design Magnetics Ferritas [18]

Si se mide la resistividad en función de la frecuencia se debe tener en cuenta que a frecuencias más altas los límites del cristal son más o menos corto-circuito por efecto de capacitancia y los medidos disminuyen la resistividad, como se muestra en la Tablas 4.3.

TABLA 4.3: RESISTIVIDAD EN FUNCIÓN DE LA FRECUENCIA PARA *MNZN*

FREQUENCY (MHz)	RESISTIVITY (Ωm)
0.1	≈ 2
1	≈ 0.5
10	≈ 0.1
100	≈ 0.01

Fuente Power Design Magnetics Ferritas [18]

4.2.3 Permitividad

La Permitividad básica de todas las ferritas es del orden de 1M. Esto es válido para los materiales *MnZn* y *NiZn*. Esto es causado por la conductividad dentro de los cristalitos. La complicada red de condensadores más o menos permeable también muestra una fuerte dependencia de la frecuencia.

En la tabla 4.4 se muestra la relación entre la Permitividad y la frecuencia para la ferrita *MnZn*.

TABLA 4.4: PERMITIVIDAD EN FUNCIÓN DE LA FRECUENCIA PARA MNZN

FREQUENCY (MHz)	PERMITTIVITY (ϵ_r)
0.1	$\approx 2 \cdot 10^5$
1	$\approx 10^5$
10	$\approx 5 \cdot 10^4$
100	$\approx 10^4$

Fuente Power Design Magnetics Ferritas [18]

4.3. Tipos de núcleos

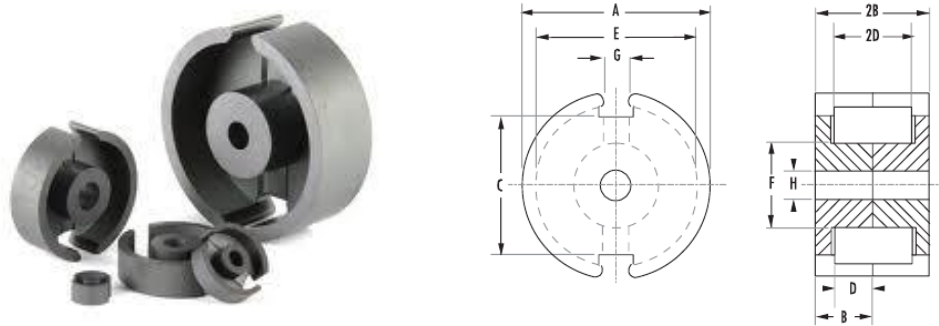
Los datos que entrega el fabricante sobre los materiales y núcleos son el mejor aliado, ya que permiten seleccionar de manera práctica, con gráficas y tablas, el material y la forma geométrica, de acuerdo a los parámetros de la aplicación. [25-26]

Aquí se hace necesario empezar a tomar ciertas consideraciones prácticas para establecer los criterios que permitirán optimizar el diseño del elemento magnético. [6-24]

4.3.1 Núcleos Copa "Pot"

Se utiliza para inductores y transformadores. La forma de un núcleo tipo copa es redonda con un interior hueco que encierra casi completamente la bobina. Por lo general, un núcleo copa se realiza en dos mitades que encajan entre sí alrededor de un formaleta. Este diseño de núcleo tiene un efecto protector, evitando que la radiación y reducir la interferencia electromagnética, este tipo de núcleo no es recomendado para aplicaciones de potencia y por su forma es el núcleo más caro económicamente.

Figura 4.5 Núcleo Pot

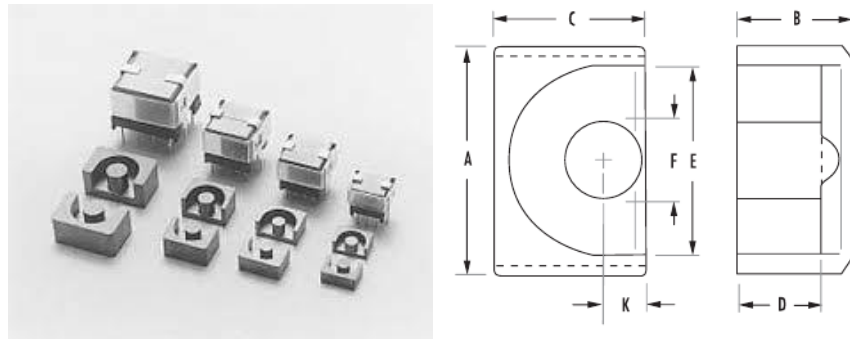


Fuente Power Design Magnetics Ferritas [18]

4.3.2. Núcleo EP

Los núcleos EP tienen un poste central, de formas cúbicas que encierran la bobina por completo a excepción de los terminales del circuito impreso. La forma particular minimiza el efecto de espacios de aire formados en las superficies de contacto en la trayectoria magnética y proporciona un espacio utilizable mayor. La protección es excelente.

Figura 4.6: Núcleo EP

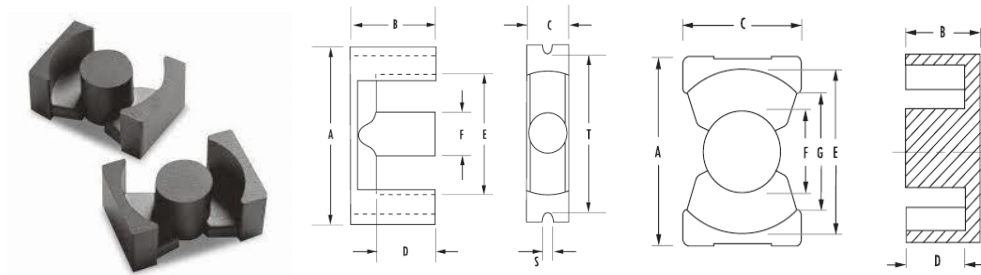


Fuente Power Design Magnetics Ferritas [18]

4.3.3. Núcleo PQ

Núcleos PQ están diseñados especialmente para el modo de conmutación de fuentes de energía. El diseño proporciona una relación optimizada de volumen en la zona de bobinado y el área superficial. Como resultado, tanto la inductancia máxima como el área de bobinado son posibles con un tamaño mínimo esencial. Los núcleos así proporcionar una potencia máxima de salida con un relación mínima de peso del transformador y el volumen, además de tomar una cantidad mínima de la superficie de la placa de circuito impreso.

Figura 4.7: Núcleo PQ

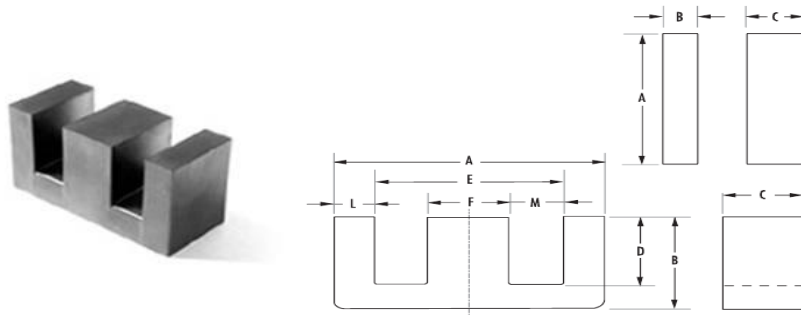


Fuente Power Design Magnetics Ferritas [18]

4.3.4. Núcleo E

La geometría del núcleo E ofrece un diseño económico para un amplio rango de aplicaciones. En ferritas de potencia, los núcleos E son usados en una amplia gama de diseños para potencia, y los núcleos U son frecuentemente usados en choques de salida, filtros de entrada en potencia y transformadores para fuentes conmutadas y balastos HF.

Figura 4.8: Núcleo E

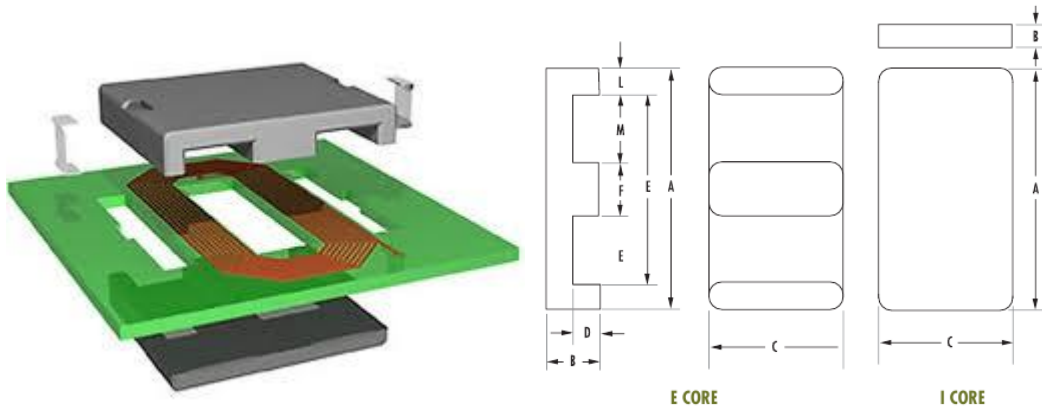


Fuente Power Design Magnetics Ferritas [18]

4.3.5 Núcleos Plano E

Material de inducción magnética R se adapta perfectamente a los diseños planos, debido a sus bajas pérdidas de núcleo en DC y pérdidas mínimas a 100°C. Los diseños Planos típicamente tienen pocas vueltas y una disipación térmica favorable en comparación con los transformadores de ferrita convencional, y como consecuencia resultan óptimos para diseños de poco espacio y con eficiencia en densidades de flujo más altas. En estos diseños, la ventaja de rendimiento del material R es especialmente significativa.

Figura 4.9 Núcleo Plano E

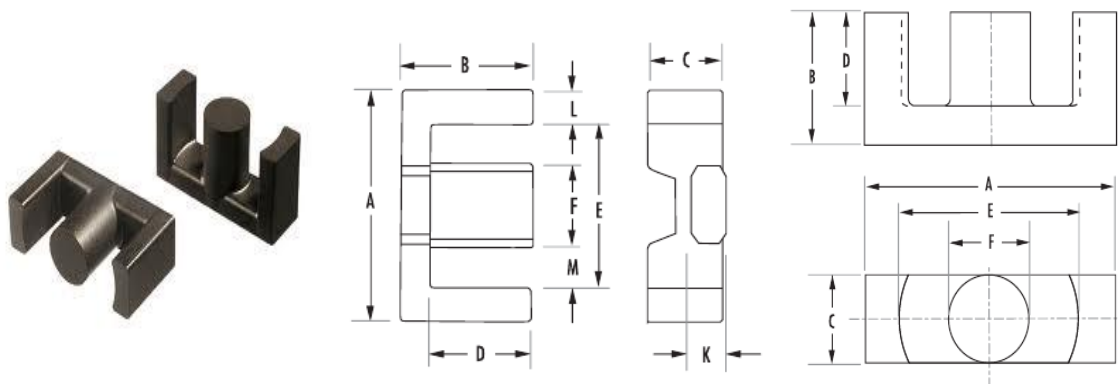


Fuente Power Design Magnetics Ferritas [18]

4.3.6 Núcleo tipo CE, EER, ETD y ER

Estas formas son un cruce entre los núcleos de E y núcleos copa. Al igual que los núcleos de E, estos proporcionan una amplia abertura en cada lado. Esto da un espacio adecuado para los cables de gran tamaño requeridos para bajos de voltaje de salida en fuentes de conmutación. También permite un flujo de aire que mantiene refrigerado el montaje.

Figura 4.10: Núcleo tipo ER

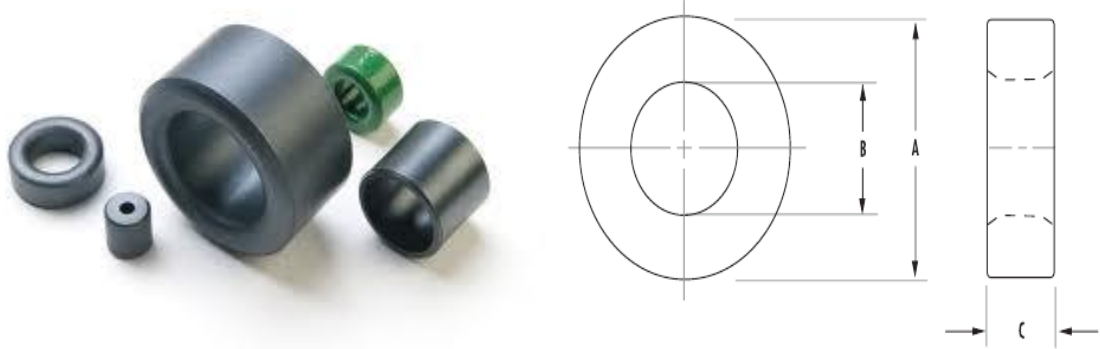


Fuente Power Design Magnetics Ferritas [18]

4.3.7 Toroides

Los núcleos Toroidales son económicos de fabricar. Dado que no se requiere formaleta para la bobina, los costos de los accesorios y el montaje son nulos. La protección es relativamente buena.

Figura 4.11 núcleo toroidal



Fuente Power Design Magnetics Ferritas [18]

Para especificación de cada núcleo se dan los siguientes resultados [5-21]

TABLA 4.4 COMPARACIÓN DE NÚCLEOS

núcleos de ferrita comparación en consideración de geometrías						
	POT	EP	PQ	E	EC, ETD, EER, ER	TOROIDE
Costo del Núcleo	Alto	Medio	Alto	Bajo	Medio	Muy Bueno
costo de la Bobina	Bajo	Alto	Alto	Bajo	Medio	Nada
Flexibilidad del Bobinado	Bueno	Bueno	Bueno	Excelente	Excelente	Razonable
Montaje	Simple	Simple	Simple	Simple	Medio	nada

Flexibilidad del Montaje	Bueno	bueno	Bueno	Bueno	Razonable	Poco
Disipación de Calor	Poco	Bueno	Poco	Excelente	Bueno	Bueno
Blindaje	Excelente	Bueno	Excelente	Poco	Poco	Bueno

Fuente Power Design Magnetics Ferritas [18]

La siguiente tabla suministrada por *Ferroxcube* muestra los tipos de núcleos según el rango de potencia a los cuales se recomienda trabajar, y en el cual tienen mejor desempeño. [18]

TABLA 4.5 FORMA DEL NÚCLEO SEGÚN RANGO DE POTENCIA

POWER RANGE (W)	CORE TYPE
< 5	RM4; P11/7; T14; EF13; U10
5 to 10	RM5; P14/8
10 to 20	RM6; E20; P18/11; T23; U15; EFD15
20 to 50	RM8; P22/13; U20; RM10; ETD29; E25; T26/10; EFD20
50 to 100	ETD29; ETD34; EC35; EC41; RM12; P30/19; T26/20; EFD25
100 to 200	ETD34; ETD39; ETD44; EC41; EC52; RM14; P36/22; E30; T58; U25; U30; E42; EFD30
200 to 500	ETD44; ETD49; E55; EC52; E42; P42/29; U67
> 500	E65; EC70; U93; U100; P66/56; PM87; PM114; T140

Fuente Power Design Magnetics Ferritas [18]

Para la selección de la ferrita a utilizar se tiene en cuenta la frecuencia a trabajar y el área de empleo del transformador. Para transformadores de potencia se recomienda trabajar con ferritas tipo 3C81, 3C90, 3C91, 3C92, 3C93, 3C94, 3C96. A una frecuencia inferior a los 100 KHz [25].

Capítulo 5

Construcción del transformador

5.1 Selección de material

Siguiendo los objetivos planteados en el plan de proyecto y teniendo en cuenta los materiales disponibles, se seleccionarán los materiales para la construcción del transformador.

5.1.1 Requisitos de diseño

- Potencia 500 W
- Frecuencia 50.000 Hz
- Tensión de entrada a la fuente de 120 V

5.1.2 selección núcleo por potencia requerida.

Este trabajo esta diseñado para suministrar una potencia promedio de 500W, tomando como referencia la tabla 4.5 de *Ferroxcube* se tiene que la recomendación para la forma geométrica del núcleo seria.

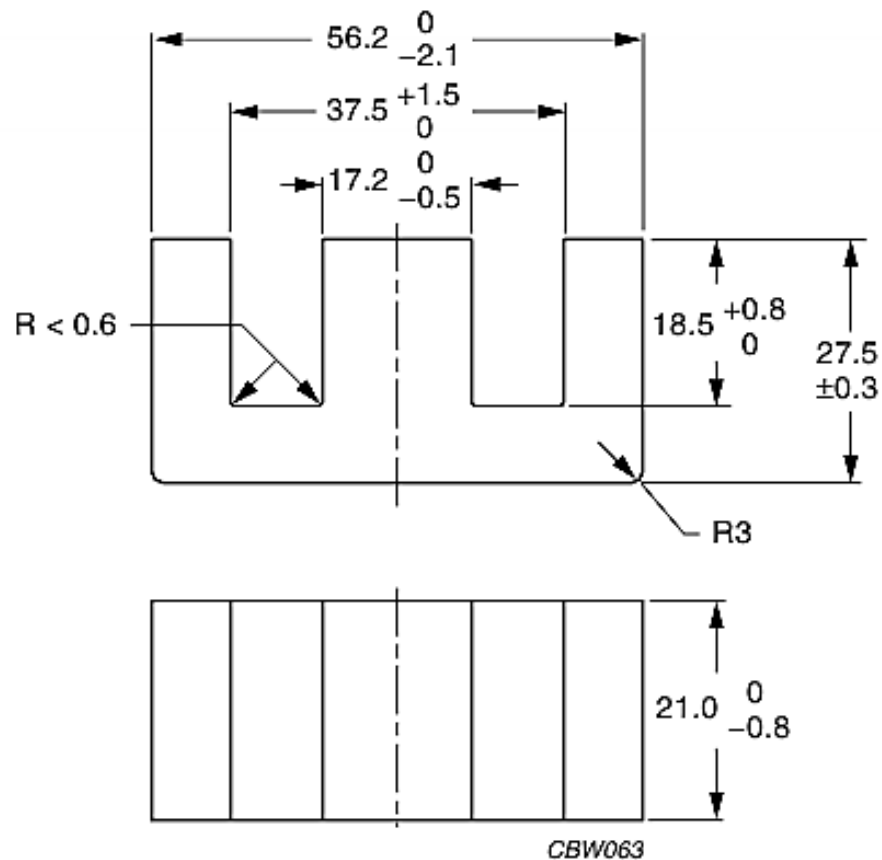
- ETD44
- ETD49
- ETD44
- E55
- EC52
- E42
- P42/29
- U67.

Donde varían las dimensiones, formas y costos según cada núcleo. De los núcleos mostrados en la lista se tendrá que seleccionar el más conveniente según los requerimientos de diseño.

Tomando como referencia la tabla 4.4 suministrada por *Ferroxcube* se puede ver que el núcleo con menor costo y mayor flexibilidad para trabajar a 500 W es el tipo E55 o el E42.

La referencia *E* nos indica el tipo de núcleo y el número 55 o 42 el tamaño del núcleo. Se trabaja con un núcleo E55/28/21 de *Ferroxcube* ya que las dimensiones nos permiten obtener la potencia requerida, todas las especificaciones referentes están en el ANEXO 2 hoja de datos del núcleo.

Figura 5.1: Núcleo E55.28.21 *ferroxcube* medidas en mm



Fuente Power Design Magnetics ferrites [18]

En la tabla 5.1 se tienen los parámetros básicos del núcleo que proporciona el fabricante para el núcleo E55/28/21:

TABLA 5.1 PARÁMETROS DEL NÚCLEO E55/28/21

SÍMBOLO	PARÁMETRO	VALOR	UNIDADES
$\Sigma(l/A)$	Factor del núcleo	0.350	mm ⁻¹
V_e	Volumen efectivo	44000	mm ³
l_e	Longitud efectiva	124	mm
A_e	Área efectiva	353	mm ²
A_{min}	Área mínima	345	mm ²
m	Peso medio	≈108	g

Fuente Power Design Magnetics ferrites [18]

5.1.3 Material del núcleo.

Del capítulo 4 donde se tratan los materiales con los que están contruidos los núcleos de ferrita, y sus aplicaciones, se selecciona el tipo 3C90 que es para aplicaciones industriales y trabaja a frecuencias por debajo de los 100KHz.

En la tabla 5.2 de *ferroxcube* se pueden ver los distintos núcleos, según su espacio de aire, lo cual cambia el código de compra o referencia.

TABLA 5.2: A_L PARA EL MATERIAL 3C90

GRADE	A_L (nH)	μ_e	TOTAL AIR GAP (μm)	TYPE NUMBER
3C90	$100 \pm 5\%^{(1)}$	≈ 28	≈ 8740	E55/28/21-3C90-E100
	$160 \pm 5\%^{(1)}$	≈ 45	≈ 4560	E55/28/21-3C90-E160
	$250 \pm 5\%^{(1)}$	≈ 70	≈ 2500	E55/28/21-3C90-E250
	$315 \pm 5\%^{(1)}$	≈ 88	≈ 1840	E55/28/21-3C90-E315
	$400 \pm 8\%^{(1)}$	≈ 112	≈ 1360	E55/28/21-3C90-E400
	$630 \pm 10\%^{(1)}$	≈ 176	≈ 780	E55/28/21-3C90-E630
	$6300 \pm 25\%$	≈ 1760	≈ 0	E55/28/21-3C90

Fuente Power Design Magnetics Ferrites [18]

Las pérdidas del núcleo se pueden apreciar en la tabla 5.3 suministrada por *ferroxcube*, las cuales se muestran a diferentes operaciones de trabajo, tanto en frecuencia como en temperatura

TABLA 5.3: PÉRDIDAS EN EL NÚCLEO [W]

GRADE	B (mT) at	CORE LOSS (W) at				
	H = 250 A/m; f = 25 kHz; T = 100 °C	f = 25 kHz; B = 200 mT; T = 100 °C	f = 100 kHz; B = 100 mT; T = 100 °C	f = 100 kHz; B = 200 mT; T = 25 °C	f = 100 kHz; B = 200 mT; T = 100 °C	f = 400 kHz; B = 50 mT; T = 100 °C
3C81	≥ 320	≤ 9.0	-	-	-	-
3C90	≥ 320	≤ 4.8	≤ 5.9	-	-	-
3C91	≥ 320	-	$\leq 3.5^{(1)}$	-	$\leq 20^{(1)}$	-
3C92	≥ 370	-	≤ 3.8	-	≤ 27	-
3C94	≥ 320	-	≤ 3.8	-	≤ 27	-
3C95	≥ 320	-	-	≤ 27.7	≤ 26.4	-
3F3	≥ 320	-	≤ 5.6	-	-	≤ 10

Fuente Power Design Magnetics Ferrites [18]

En la tabla 5.4 se presentan las características básicas del material 3C90, como es su flujo máximo, la Permitividad, las pérdidas a distintas condiciones de operación.

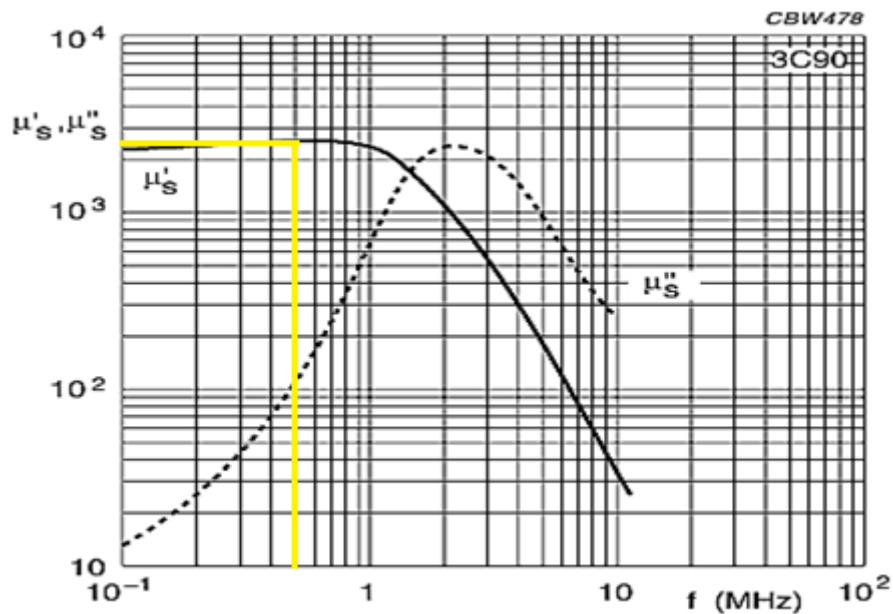
TABLA 5.4: CARACTERISTICAS BASICAS MATERIAL 3C90.

	CONDITIONS	VALUE	UNIT
μ_i	25 °C; ≤ 10 kHz; 0.25 mT	$2300 \pm 20\%$	
μ_a	100 °C; 25 kHz; 200 mT	$5500 \pm 25\%$	
B	25 °C; 10 kHz; 1200 A/m	≈ 470	mT
	100 °C; 10 kHz; 1200 A/m	≈ 380	mT
P_V	100 °C; 25 kHz; 200 mT	≤ 80	kW/m ³
	100 °C; 100 kHz; 100 mT	≤ 80	
	100 °C; 100 kHz; 200 mT	≈ 450	
ρ	DC, 25 °C	≈ 5	Ωm
T_C		≥ 220	°C
density		≈ 4800	kg/m ³

Fuente Power Design Magnetics Ferrites [18]

De la figura 5.2 se puede saber la permeabilidad del núcleo seleccionado a una frecuencia de referncia para 50000 Hz, la permeabilidad es de 1300.

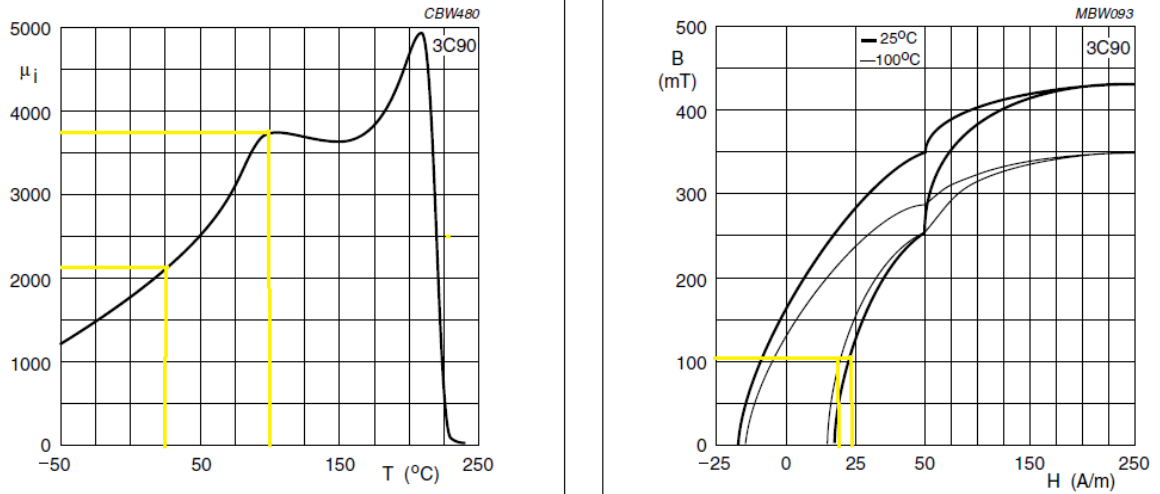
Figura 5.2 Permeabilidad Total en función de la Frecuencia 3C90



Fuente Power Design Magnetics Ferrites [18]

Teniendo varios aspectos claros sobre el tipo de material seleccionado en la figura 5.3 se toman los valores de la permeabilidad y se observa la curva característica de $B-H$ para una temperatura de 25°C y otra de 100°C . ANEXO [3]

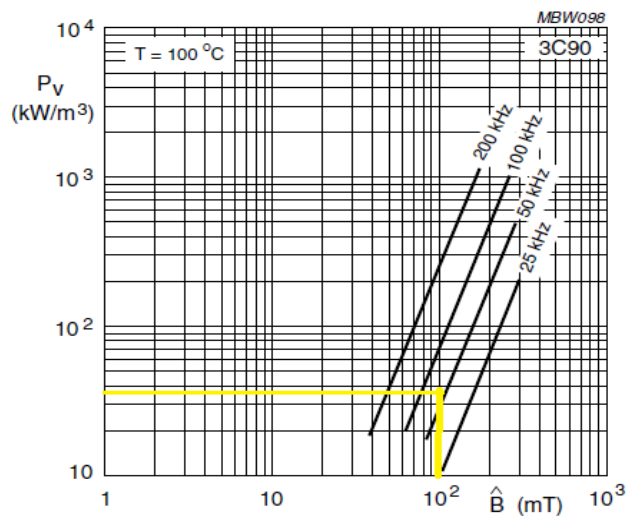
Figura 5.3: Permeabilidad inicial en función de la temperatura y Curva típica de $B - H$



Fuente Power Design Magnetics Ferrites [18]

En la grafica de la figura 5.4 se pueden obtener las pérdidas en el núcleo trabajando a a una temperatura de 100°C para una frecuencia de 50kHz y un $B=100$ mT que da como resultado 70 KW/m^3

Figura 5.4 P_v (KW/m^3) vs $B(\text{mT})$



Fuente Power Design Magnetics Ferrites [18]

5.2- Calculo del transformador

Para el cálculo del transformador a construir se tendrá en cuenta la implementación. Para este proyecto es una fuente conmutada, con un transformador de 500 W con núcleo de ferrita, en topología de puente completo "full bridge".

La fuente deberá trabajar con una tensión de alimentación de 120 VAC (+10%, -20%) es decir debe trabajar desde 96 VAC hasta 132 VAC y una frecuencia de trabajo de 50 KHz.

La tensión de alimentación es doblada, rectificada y filtrada para obtener una tensión DC de entrada de unos 330 V. es aconsejable trabajar con esta tensión para tener la mitad de la corriente en el primario del transformador.

Con la tensión mínima de alimentación (teniendo en cuenta las caídas de tensión en el puente rectificador, en la resistencia térmica, en el condensador que va en serie con el primario del transformador y los mosfets), además hay que tener en cuenta el rizado al filtrarla, se obtiene una tensión del orden de 250 VDC.

5.2.1 CONSIDERACIONES DE DISEÑO

Datos de alimentación de la fuente conmutada puente completo.

$$V_{AC(min)} = 96 Vac$$

$$V_{AC(max)} = 132 Vac$$

$$f_l = 60Hz$$

Datos que la fuente entrega al transformador

$$f_s = 50KHz$$

$$V_0 = 330 \text{ Vdc}$$

$$V_{dc(min)} = 250 \text{ Vdc}$$

$$n = 0.85 \text{ (85\%)}$$

Datos de diseño de hojas de datos de material

$$D_{cma} = 900 \text{ circular mils/rms } A \text{ por hoja de datos del fabricante}$$

$$B_{max} = 1000 \text{ G por tipo de diseño "puente completo"}$$

$$P_v = 70 \text{ KW/m}^3$$

$$B = 100 \text{ mT}$$

$$\mu_i = 2300 \mp 20\%$$

$$\mu_a = 5500 \mp 25\%$$

$$\rho \approx 5 \text{ } \Omega\text{m [resistividad]}$$

$$T_c = 220 \text{ }^\circ\text{C}$$

$$\text{densidad} = 4800 \text{ kg/m}^3$$

➤ Paso 1 calculo del periodo

$$T = \frac{1}{f} [\text{segundos}] \quad T = \frac{1}{50000} \quad T = 20 [\mu\text{-seg}] \quad (5.1)$$

➤ Paso 2 calculo del t_{on}

$$t_{on} = \frac{T}{2} = 10 \mu\text{seg}$$

$$t_{on(max)} = 0.45 * T$$

$$t_{on(max)} = 9 [\mu\text{-seg}] \quad (5.2)$$

➤ Paso 3 calcular D_{max}

$$D_{max} = \frac{t_{on(max)}}{T}$$

$$D_{max} = \frac{0.9}{20}$$

$$D_{max} = 0.45 \quad (5.3)$$

- Paso 4 potencia de salida voltaje mínimo

$$P_0 = 500 \text{ W}$$

$$V_{in(min)} = \sqrt{2} * 96 \text{ Vac} = 135.765 \text{ Vdc} \quad (5.5)$$

$$V_{in(max)} = \sqrt{2} * 132 \text{ Vac} = 186.675 \text{ Vdc} \quad (5.6)$$

- Paso 5 calcular la máxima potencia, teniendo en cuenta la limitación de corriente del 15% por encima de lo estipulado.

$$P_t = \frac{500}{0.85} * 1.15 = 676.47 \text{ W} \approx 676 \text{ W} \quad (5.7)$$

- Paso 6 se calcula el área efectiva del bobinado

$$P_t = \frac{0.0014 \cdot B_{max} \cdot f \cdot A_e \cdot A_b}{D_{cma}}$$

$$676 = \frac{0.0014 \cdot 1000 \cdot 50000 \cdot A_e \cdot A_b}{900}$$

$$A_e \cdot A_b = 8.69 \text{ cm}^4 \quad (5.8)$$

Se puede bobinar el transformador ya que el área es menor a la del núcleo y carrete que es $A_p = 3.53 * 2.77 = 9.77 \text{ cm}^4$ “datos de la hoja de datos”

$$A_p = 3.53 * 2.77 = 9.77 \text{ cm}^4 \quad (5.9)$$

Con este valor que está por encima en un aproximado del 13% del mínimo requerido necesario

- Paso 7 se calcula el número de espiras del primario, con el voltaje suministrado por la fuente en una onda cuadrada de 250V

$$V_{dc(min)} = 4 \cdot N_p \cdot f \cdot A_e \cdot B_{max} \cdot 10^{-8}$$

$$N_p = \frac{V_{dc(min)}}{4 \cdot f \cdot A_e \cdot B_{max} \cdot 10^{-8}}$$

$$N_p = \frac{250}{4 \cdot 50000 \cdot 3.53 \cdot 1000 \cdot 10^{-8}}$$

$$N_p = 35.41 \approx 36 \text{ espiras} \quad (5.10)$$

Las espiras del primario serian 36.

- Paso 8 se calcula el efecto piel para saber el calibre del conductor.

$$\gamma = \frac{76}{\sqrt{f}} [m m]$$

$$\gamma = 0.3398 [mm]$$

$$calibre = \pi * \gamma^2$$

$$calibre = \pi * 0.3398^2 = 0.3629 \text{ mm}^2 \quad (5.11)$$

Por la tabla 5.5 de calibres de alambres que corresponde a un calibre AWG 22.

Para que las pérdidas por efecto piel sean muy pequeñas, se necesitan alambres con un diámetro menor o igual a 0.6438 mm o 0.326 mm^2 que equivalen a un calibre AWG 22.

➤ Paso 9 se calcula la corriente de entrada

$$P_0 = 0.8 \cdot P_{in} = 0.8 \cdot V_{dc(min)} * I_{pft}$$

$$P_0 = 0.7158 \cdot V_{dc(min)} * I_{rms}$$

$$676 = 0.7158 * 250 * I_{rms}$$

$$I_{rms} = 3.778 \text{ A}$$

$$I_{rms} \approx 3.8 \text{ A} \quad (5.12)$$

El área en circular mils para el alambre del primario es

$$900 * 3.8 = 3420 \text{ mm} \quad (5.13)$$

Sabiendo que un circular mil es aproximadamente 0.0005067 mm^2 , se requiere un alambre de:

$$3420 * 0.0005067 = 1.7329 \text{ mm}^2 \quad (5.14)$$

Que corresponde a un calibre AWG 14, al no poderse utilizar este calibre ya que se aumentan las pérdidas por el efecto piel, se usaran varios alambres en paralelo que nos de la misma área del AWG 14, teniendo en cuenta que debe ser un calibre menor a 22 AWG.

El efecto piel afectaría en este caso, un ejemplo es, si la frecuencia fuera de 60 Hz, se necesitaría un alambre de calibre mayor a 1.628 mm. (Figura 5.5, izquierda).

TABLA 5.5 CALIBRES PARA ALAMBRES AWG

AWG	Diámetro		Área		Resistencia Eléctrica	Resistencia Eléctrica
	(in)	(mm)	(kcmil)	(mm ²)	(Ω /1 km)	(Ω /1000 ft)
10	0.1019	2.588		5.26	32.772	0.9989
11	0.0907	2.305		4.17	41.339	1.260
12	0.0808	2.053		3.31	5.210	1.588
13	0.0720	1.828		2.62	6.572	2.003
14	0.0641	1.628		2.08	8.284	2.525
15	0.0571	1.450		1.65	10.45	3.184
16	0.0508	1.291		1.31	13.18	4.016
17	0.0453	1.150		1.04	16.614	5.064
18	0.0403	1.02362		0.823	20.948	6.385
19	0.0359	0.9116		0.653	26.414	8.051
20	0.0320	0.8128		0.518	33.301	10.15
21	0.0285	0.7229		0.410	41.995	12.80
22	0.0253	0.6438		0.326	52.953	16.14
23	0.0226	0.5733		0.258	66.798	20.36
24	0.0201	0.5106		0.205	84.219	25.67
25	0.0179	0.4547		0.162	106.201	32.37
26	0.0159	0.4049		0.129	133.891	40.81
27	0.0142	0.3606		0.102	168.865	51.47
28	0.0126	0.3211		0.081	212.927	64.90
29	0.0113	0.2859		0.0642	268.471	81.83

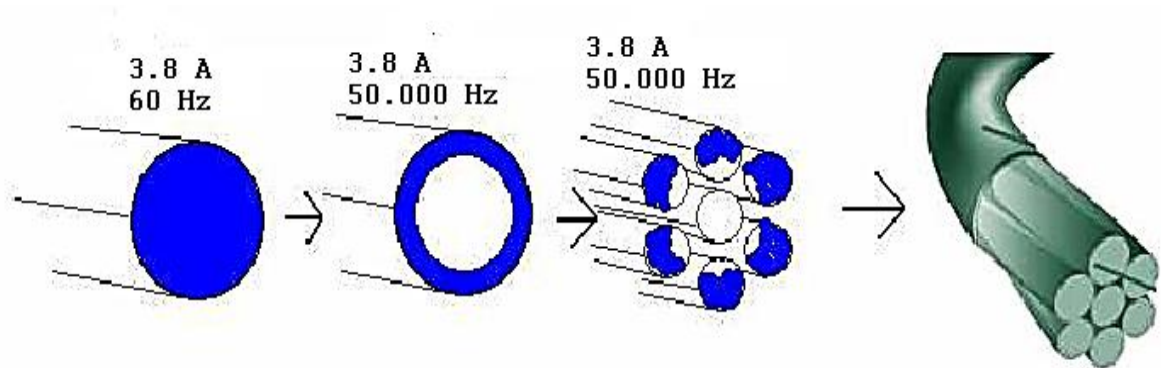
30	0.0100	0.2546		0.0509	338.583	103.2
31	0.0089	0.2268		0.0404	426.837	130.1
32	0.0080	0.2019		0.0320	538.386	164.1
33	0.0071	0.1798		0.0254	678.806	206.9
34	0.0063	0.1601		0.0201	833	260.9
35	0.0056	0.1426		0.0160	1.085.958	331.0
36	0.0050	0.1270		0.0127	1.360.892	414.8
37	0.0045	0.1131		0.0100	1.680.118	512.1
38	0.0040	0.1007		0.00797	2.127.953	648.6
39	0.0035	0.08969		0.00632	2.781.496	847.8

Si la frecuencia aumentara a 50000 Hz, debido al efecto piel, la corriente en un solo alambre sin importar su calibre ocuparía 0.213 mm de diámetro. Por lo que ocurren dos problemas: el alambre conduce únicamente en su superficie, con una densidad de corriente muy alta (dado que se sigue trabajando a 3.8 A); y existe un desperdicio de material, puesto que la parte central del alambre no juega ningún papel. (Figura 5.10 centro-izquierda).

Por lo tanto, para disminuir las pérdidas del material se debe utilizar alambre del calibre equivalente al diámetro del Efecto Piel. Para este ejemplo, si se necesitan 0.648 mm de calibre AWG 22, un calibre 23 de 0.5733 mm sería lo óptimo. Y para seguir cubriendo el área de 1.628 mm para permitir la circulación de los 3.8 A se necesitaría utilizar varios alambres; sin embargo, si dichos alambres no están trenzados entre sí, el efecto piel seguiría presente, con la corriente ocupando la superficie de los alambres externos, y dejando intactos los alambres internos (Figura 5.5 centro-derecha).

El alambre tipo Litz se basa en trenzar de manera uniforme varios alambres magnetos aislados entre sí, con lo que se reduce en gran medida el efecto piel y el efecto de proximidad. (Figura 5.5 derecha). [6]

Figura: 5.5 Efecto piel en Alambre



Fuente Litz Wire Types & Construction [33]

➤ Paso 10 calibre del conductor

Para el cálculo del alambre litz se tiene en cuenta el trenzado de los alambres, en este caso si se utiliza el calibre AWG 24 que es de 0.205, mm se tiene que calcular cuántos hilos entorchados se necesitan y si se pueden utilizar para que soporten la corriente suministrada, aparte de esto en el número de capas, en estos casos se aconsejan usar capas completas.

El diámetro del conductor se calculara usando 7 hilos utilizando el método de trenzado número 1*. ANEXO [4]

$$A_{trenz} = \#hilos * calibre hilo * 1.18 \quad (5.15)$$

$$A_{trenz} = 7 * 0.205 = 1.483 \text{ mm}^2 \quad (5.16)$$

➤ Paso 11 devanado

Conociendo el diámetro del conductor, el número de vueltas y las dimensiones de la bobina, el área de embobinado se obtiene el número de conductores que llenan la altura de la ventana y las capas del devanado.

Conductor por capa

$$N_{cap} = \frac{H_b}{A_{con}} \quad (5.17)$$

$$N_{cap} = \frac{33.7}{1.483} = 22.72 \approx 22 \text{ hilos trenzados} \quad (5.18)$$

N_{cap} Numero de capas, teniendo en cuenta que hace falta el cartón fibra y las cintas se tomaran 18 hilos.

Luego el número de capas:

$$m_{cap} = \frac{N}{N_{cap}} \quad (5.19)$$

$$m_{cap} = \frac{36}{18} = 2 \text{ capas} \quad (5.20)$$

Se debe bobinar la primera capa y luego colocar un cartón fibra (de espesor 0.25 +/-10 mm) para que se pueda bobinar la segunda capa, de lo contrario no se pueden acomodar.

El espacio que tenemos en la formaleta para que el bobinado quepa es de 9 mm (incluido el espesor de los cartones fibra y de las cintas que se usen).

➤ Paso 12 Cálculo del número de espiras del secundario.

En el cálculo del número de espiras del secundario es necesario identificar con buena aproximación el valor real de la tensión aplicada al primario y la tensión requerida en el secundario.

$$N_{sec} = \frac{(V_0 + V_d) \cdot N_{prim}}{(V_{i\ min}) \cdot T} \quad (5.21)$$

N_{sec} : Numero de espiras del secundario

V_0 : Tension de salida requerida en V [48]

V_d : Caída de tensión estimada en el diodo rectificador en V [2]

T : Ciclo de trabajo

V_{TR} : Caída de tensión estimada en los elementos de conmutación en V

$$N_{sec} = \frac{(50+2) \cdot 36}{(250) \cdot 0.8} = 9.36 \approx 10 \text{ espiras} \quad (5.22)$$

➤ Paso 12 Calculo de la sección del Devanado

$$A_{Cu} = \frac{0.5 \cdot A_N \cdot f_{Cu}}{N} \quad (5.23)$$

A_{Cu} : Seccion estimado del arrollamiento en mm^2

A_N : Area utilizable del soporte en mm^2

f_{Cu} : Factor de apilamiento de la espira (0,25)

$$A_{Cu} = \frac{0.5 \cdot 353 \cdot 0.25}{10} = 4.41 mm^2 \quad (5.24)$$

Lo que comprueba el buen diseño ya que corresponde a casi la mitad del área que se tiene para el devanado, y en el primario se utilizó la mitad.

➤ Paso 13 cálculo de la corriente efectiva en cada secundario.

$$I_{rms} = \sqrt{D} * I_{dc}$$

I_{dc} = es la corriente máxima de salida de la fuente

D = es el ciclo útil de cada devando para la minima AC de entrada.

$t_{on} = 0.4 \cdot T$ cuando la tencion de entrada esta en la minima tensión de trabajo

$$D = \frac{t_{on}}{T} = 0.4$$

$$I_{dc} = \frac{500 W * 1.15}{48} = 11.97 A \quad (5.25)$$

$$I_{rms} = \sqrt{0.4} * 11.97 = 7.576 \approx 7.6 A \quad (5.26)$$

$$I_{rms} \approx 7.6 A$$

➤ Paso 14 cálculo del calibre del bobinado secundario

El área en circular mils para el alambre del primario es

$$700 * 7.6 = 5320 mm \quad (5.27)$$

Donde se trabajara con una $D_{cma} = 700$ para mayor eficiencia del material.

Sabiendo que un circular mil es aproximadamente $0.0005067 mm^2$, se requiere un alambre de:

$$5320 * 0.0005067 = 2.6956 mm^2 \quad (5.28)$$

Como se trabajo en el cálculo del devanado primario:

Esa área corresponde aproximadamente a un alambre calibre AWG 14.

Y como ya se hablo para el cálculo del primario, no se puede usar ese calibre.

La solución es hacer dos devanados en paralelo para cubrir el área que requiere la corriente.

$$\frac{2.6956 \text{ mm}^2}{2} = 1.347 \text{ mm}^2$$

$$\text{que corresponde a AWG} = 16 \quad (5.29)$$

Como se trabajo en el primario se toman 7 espiras de alambre que es la forma en que mejor se acomodan el entorchado o alambre tipo LITZ.

$$\frac{\text{Area efectiva mm}^2}{\text{numero de hilos}} = \frac{1.347}{7} = 0.192 \text{ mm}^2 \quad (5.30)$$

Esta área corresponde a un calibre AWG 24.

Entonces se tiene 2 entorchados en paralelo de 7 hilos cada uno de alambre AWG 24 para cubrir un área total de:

$$\text{calibre alambre} * \text{numero de hilos} * \text{numero de entorchados} \rightarrow$$

$$0.2051 * 7 * 2 = 2.871 \text{ mm}^2 \quad (5.31)$$

Lo ideal por acomodamiento del devanado seria acomodar 2 capas cada una con 10 espiras, teniendo en cuenta el espacio que ocupa la cinta y los cartones.

Al realizar los cálculos del bobinado en el espacio de la formaleta observamos que no caben las 10 espiras.

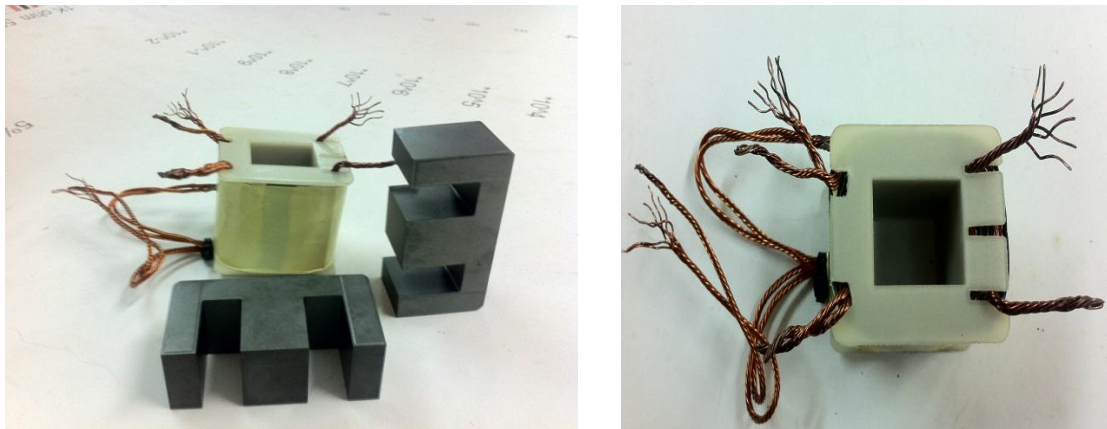
Las opciones para realizar este bobinado seria:

- volver a calcular todo el transformador utilizando un flujo mayor y por consiguiente menos espiras.
- Aumentar un poco la frecuencia de conmutación (“swicheo”) y así tener que colocar menos espiras en el primario y en el secundario.
- También se puede trabajar con un diámetro de alambre un poco menor “AWG 25”, al realizar los cálculos y sabiendo que no es mucho la diferencia del diámetro requerido y el del alambre utilizado es menor al 15% se puede emplear este método.

Se fabrico con dos entorchado de 10 espiras en paralelo en un calibre de alambre AWG 25, viendo que el bobinado se acomoda perfectamente al diámetro de la ventana de la formaleta.

La figura 5.12 muestra la formaleta ya bobinada y los hilos de alambre trenzados, también se puede ver el núcleo utilizado.

Figura 5.12 foto del transformador



Fuente el Autor

Capítulo 6

Simulaciones

En este capítulo se realizan las simulaciones para el diseño del transformador basadas en programas que suministran los fabricantes de núcleos, páginas web de aplicaciones y comportamiento del núcleo.

6.1- simulación de selección de núcleo de ferroxcube

Este programa puede ser utilizado para seleccionar núcleos de ferrita de la gama de producto real de FERROXCUBE para el diseño de un transformador *Forward* o *flyback* para su uso en convertidores de alimentación conmutada “*Switched mode power converter*”. Al usuario se le pide que introduzca el valor de potencia requerido. Luego se elige familia de núcleo y los materiales de ferrita que se deben tener en cuenta. El programa calcula el rendimiento de la potencia esperada para todos los núcleos seleccionados y muestra los núcleos que con los criterios establecidos en la ventana de resultados.

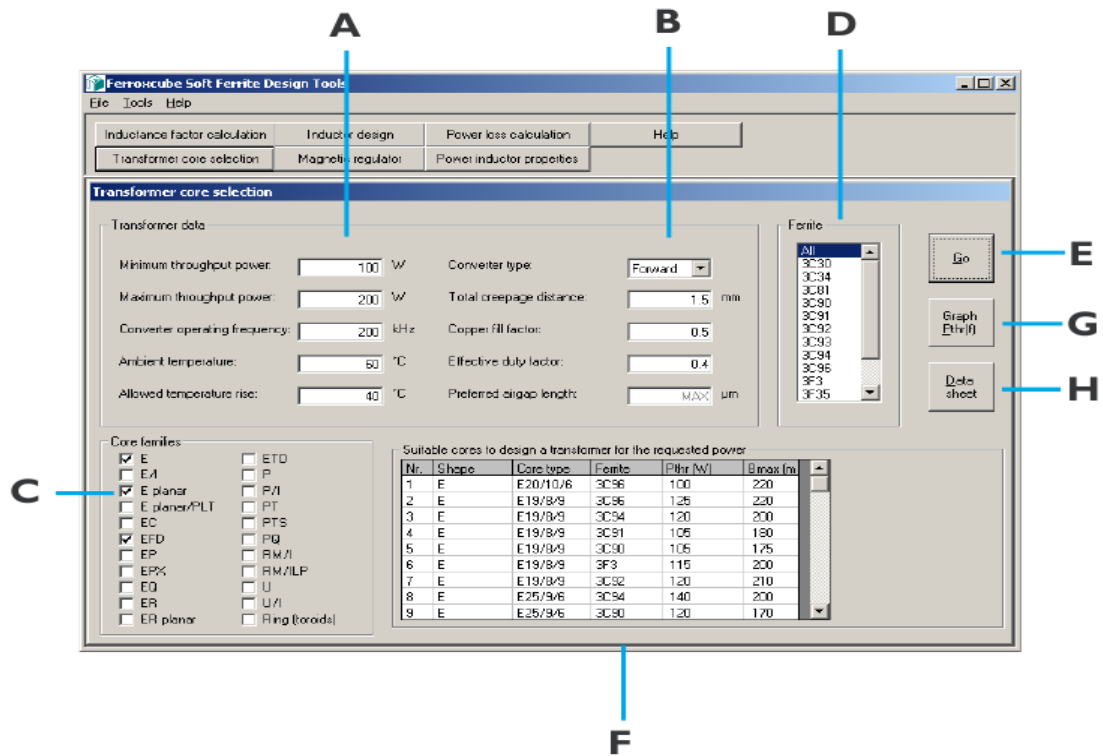
Para algunos tipos de núcleos se muestra la gráfica de las pérdidas en función de la frecuencia. [18-19]

6.1.1 selección de núcleo

En la figura 6.1 se muestra el programa que suministra *Ferroxcube* para el diseño del núcleo según unas especificaciones.

- A. Introduzca los parámetros de diseño. Tomar un valor razonable para el rendimiento máximo de potencia, por ejemplo 2 veces la potencia mínima necesaria, para limitar la elección de tamaños básicos adecuados.
- B. Hacer una elección de tipo de convertidor. Introduzca la distancia de fuga requerida entre los bobinados de cobre esperada factor de llenado y ciclo de trabajo, o aceptar los valores por defecto.
- C. Revise las familias principales que desea tener en cuenta para su diseño.
- D. Seleccione el material que desea aplicar, o "todo" para dejar la elección en el programa.

Figura 6.1 cálculo de núcleo *Ferroxcube*



Fuente Power Design Magnetics Ferritas [18]

- E. Haga *clic* en "Go" para iniciar un nuevo cálculo.
- F. Los tipos básicos capaces de manejar el poder de procesamiento requerido se muestran en esta ventana.

- G. Haga clic en "Gráfica" para ver un gráfico de rendimiento de energía frente a la frecuencia para el tipo de núcleo seleccionado.
- H. Haga clic en "Hoja de datos" para ver una hoja de datos del tipo de núcleo seleccionado.

Con los datos de diseño propuestos.

$$f = 50000 \text{ Hz} \quad (6.1)$$

$$V_{rms} = 250 \text{ V} \quad (6.2)$$

$$N = 36 \text{ espiras} \quad (6.3)$$

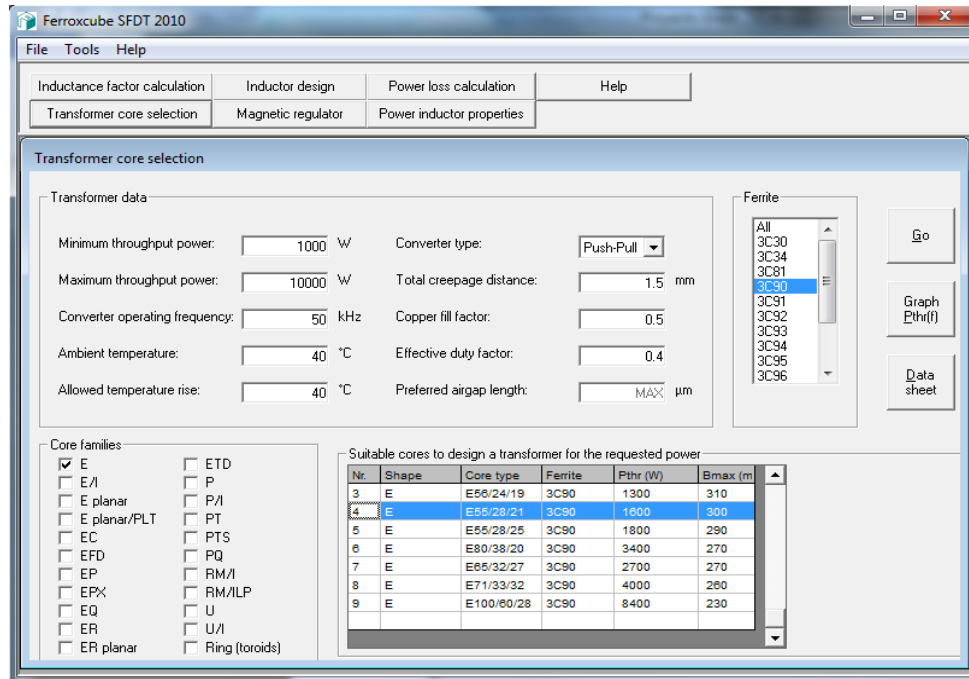
En la figura 6.2 se puede ver los núcleos que el fabricante ofrece para los datos suministrados de potencia, frecuencia, temperatura, material y forma.

El núcleo utilizado para el proyecto está dentro de las opciones que nos da Ferroxcube y nos ofrece 6 tamaños distintos si se selecciona como configuración *forward*, que es la configuración con la que se trabajó.

Si se selecciona como configuración *flyback*, solo nos da como resultado 4 tamaños diferentes, y con *push-pull* 9 recomendaciones. En todas el núcleo seleccionado "E55/28/21" se encuentra dentro de los resultados mostrados por el programa, concluyendo que el núcleo nos puede servir para distintas aplicaciones.

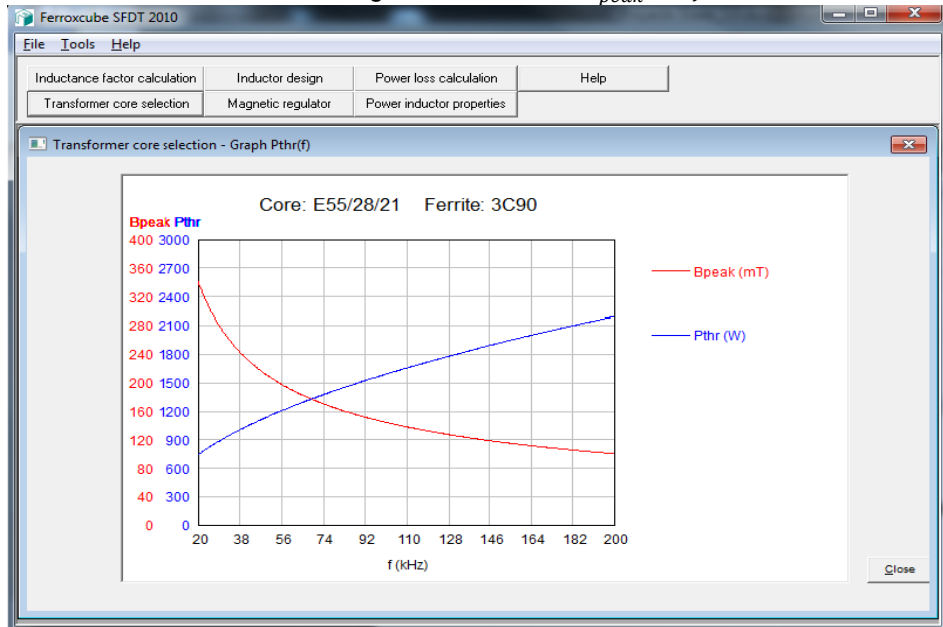
También nos da la opción de ver la grafica de $B_{peak} (mT)$, $P_{thr} (W)$ vs $f(KHz)$, para el núcleo seleccionado en la figura 6.3.

Figura 6.2 Calculo del núcleo



Fuente *Ferroxcube* datos el Autor.

Figura 6.3 Grafica B_{peak} vs f



Fuente *Ferroxcube* datos el Autor.

6.1.2 Cálculo de la pérdida de Potencia

Con este programa es posible calcular la densidad de la pérdida de potencia para las ferritas de potencia FERROXCUBE bajo diversas condiciones. La señal de densidad de flujo puede ser una forma de onda arbitraria o una onda sinusoidal, con o sin un sesgo de flujo. Los cálculos se basan en las fórmulas de ajuste que describen la densidad de pérdida de potencia en función de la frecuencia, la densidad de flujo y la temperatura. En el programa se trabaja con la frecuencia de operación deseada en (kHz) o tiempo de ciclo (en μs) y se puede dar como entrada la densidad de flujo magnético en (mT) figura 6.6. De esta grafica se comprueba que el material 3C90 es que tiene menores pérdidas con respecto al cambio de temperatura.

El programa calcula las pérdidas en un rango de temperaturas de 0 a 140°C para la selección de la ferrita de potencia.

Figura 6.4 Calculo factor de inductancia de ferroxcube

The screenshot shows the 'Ferroxcube SFDT 2010' software interface. The main window is titled 'Inductance factor calculations - Ferroxcube standard cores'. It features a menu bar with 'File', 'Tools', and 'Help'. Below the menu bar are several tabs: 'Inductance factor calculation', 'Inductor design', 'Power loss calculation', 'Help', 'Transformer core selection', 'Magnetic regulator', and 'Power inductor properties'. The main area is divided into several sections:

- Input - Core shape:** Includes 'Core type' (E cores selected) and 'Core size' (E55/28/21 selected).
- Input - Material:** Includes 'Material' (3C90 selected) and 'Mating face quality' (ground selected).
- Input/output - Calculations:** Includes fields for A_L (7532 nH), Total airgap (5 μm), L (9761 μH), N (36), V_{rms} (250 V), Frequency (50.0 kHz), B_{peak} (88.6 mT), I_{dc} (0 A), H_{bias} (0 A/m), and B_{bias} (0 mT).
- Output:** Includes fields for l_e (124 mm), A_e (353 mm^2), A_{min} (345 mm^2), V_e (44000 mm^2), Core factor (C1) (0.351 mm^{-1}), μ_e (2105), Parasitic airgap (2.5 μm), and Gap position (middle).

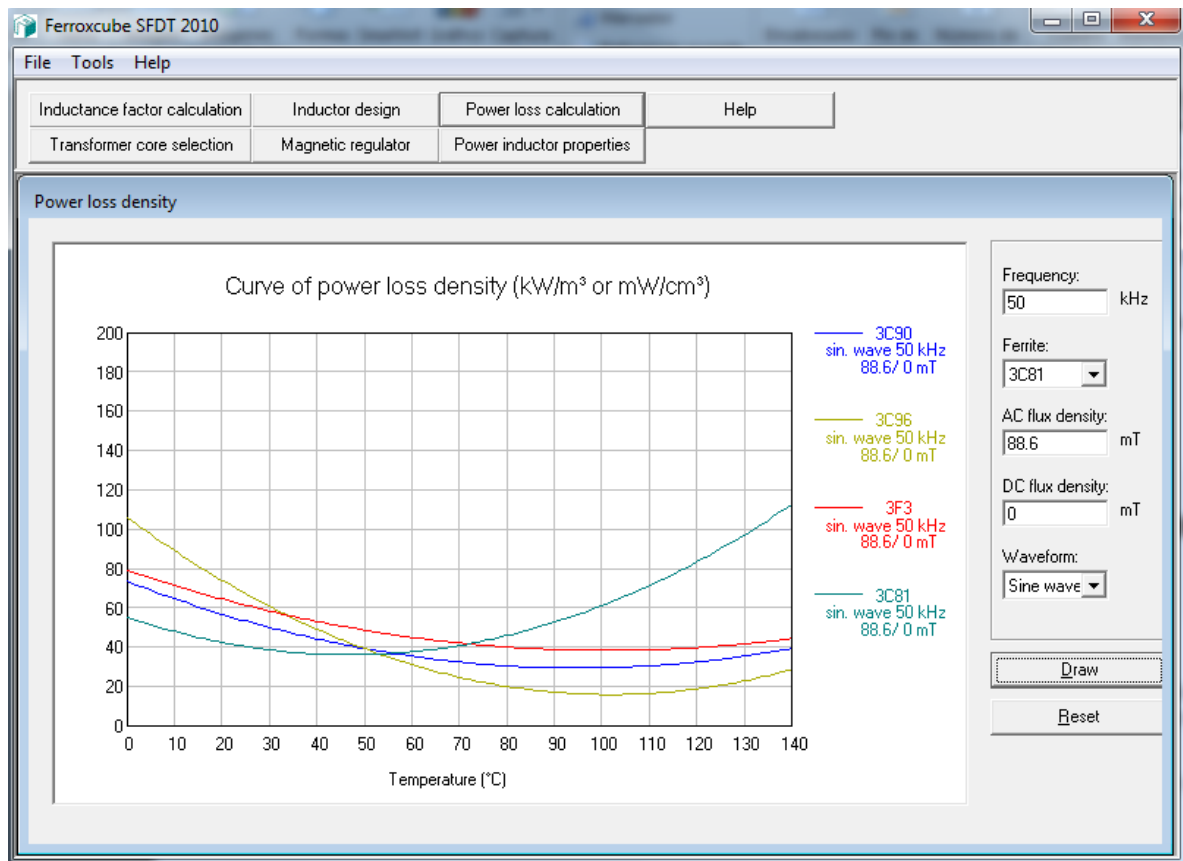
Buttons for 'Go', 'Data sheet', and 'User defined cores' are located at the bottom right of the interface.

Fuente *Ferroxcube* datos el Autor.

El programa protege al usuario de decisiones equivocadas. Una vez que una frecuencia se da como entrada, sólo se puede trabajar con aquellas ferritas que estén diseñadas para dicha frecuencia

No se puede seleccionar una densidad de flujo mayor a la del nivel de saturación de la ferrita seleccionada.

Figura 6.5 Calculo de las pérdidas en ferritas.



Fuente *Ferroxcube* datos el Autor.

6.2- Simulaciones online

En diferentes páginas de internet podemos encontrar simuladores de cálculos para el diseño del transformador.

Simuladores del numero de espiras, del efecto piel, del calibre del alambre...

6.2.1 Pagina para el diseño de Amplificar de Audio

De la pagina <http://www.bcae1.com/trnsfrmr.htm> que es de diseño de amplificadores de audio, podemos ver otra aplicación del núcleo seleccionado, resaltando su buen desempeño y rendimiento.

Calculo del número de espiras con los datos de diseño:

$$f = 50000 \text{ Hz} \quad (7.7)$$

$$A_e = 3.53 \text{ cm}^2 \quad (7.8)$$

$$B = 1000 \text{ Gauss} \quad (7.9)$$

$$V_{min} = 250 \text{ V} \quad (7.10)$$

Figura 6.6 Calculo de espiras por internet

Primary Turns:
The number of primary turns returned by the calculator is the total number of turns on the primary side of the transformer. Of course, with a push pull system, the number of turns on each half of the primary must be equal. If the output says that you need 13 turns, you'd round up to 14 turns and each half of the primary would have 7 turns. From the previous diagram, you'd have 7 orange turns and 7 green turns on the core.

Input

- The default A_e is for the 43615-TC core
- Primary voltage is twice the supply voltage for push-pull systems
- For square wave only

Operating Frequency? 50000 Hertz

Core Area (cross section)? 3.51 cm²

Target Flux Density? 1000 Gauss

Primary Voltage? 250 Volts

Total Primary Windings Clear

Output

Primary Turns: 35.6

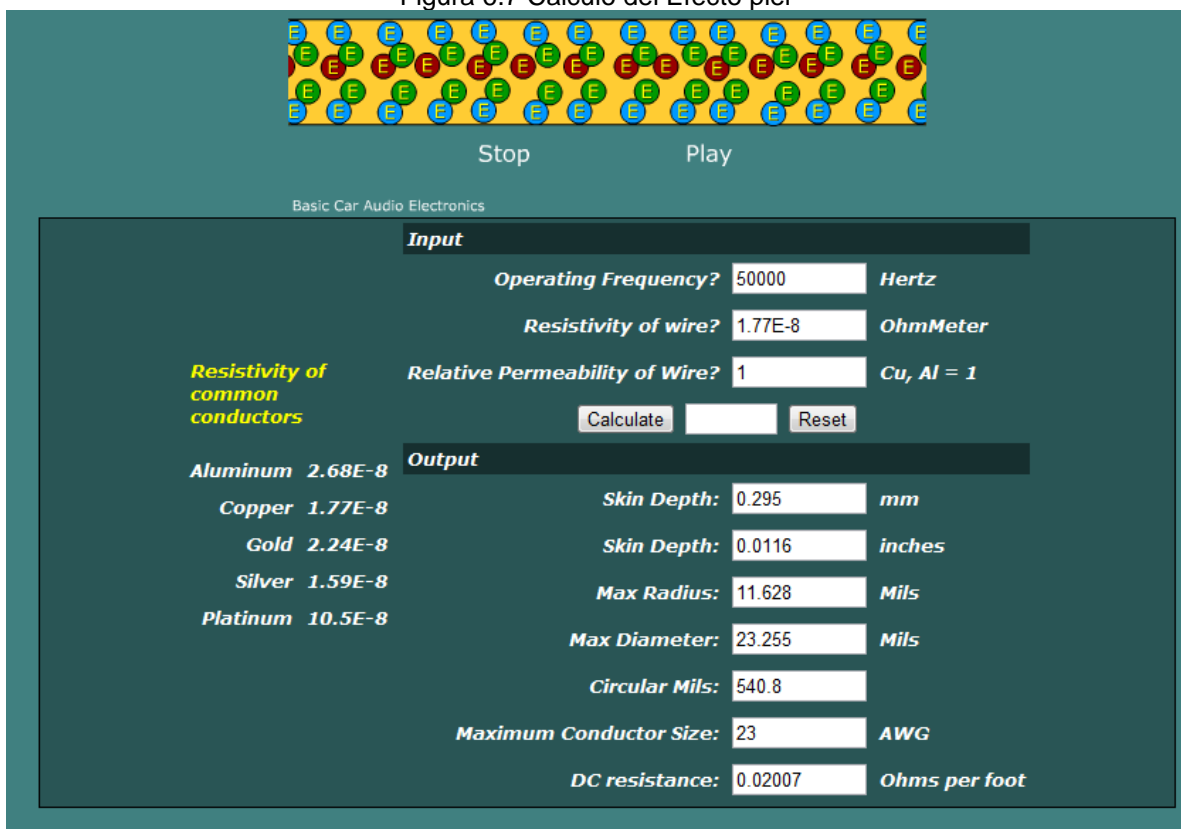
Fuente *BCAE1* datos el Autor.

Con los datos suministrados ya conocidos en la sección anterior se puede calcular el número de espiras necesarias para satisfacer el diseño.

$$N = 35.6 \approx 36$$

También podemos calcular el efecto piel, que es un fenómeno que depende de la frecuencia, en la figura 6.8 se ve la profundidad que afecta y el diámetro del alambre que se puede utilizar.

Figura 6.7 Calculo del Efecto piel



Fuente *BCAE1* datos el Autor.

(*Max Radius*) Es el diámetro máximo del alambre por el cual circula el 100% de la densidad de corriente

Con este calibre se asegura el 100% de la densidad de corriente en la frecuencia introducida en el simulador anteriormente.

Si se seleccionan los conductores basados en el área de cobre (en mils circulares), es necesario utilizar varios hilos de este calibre para alcanzar el número deseado de mils circulares.

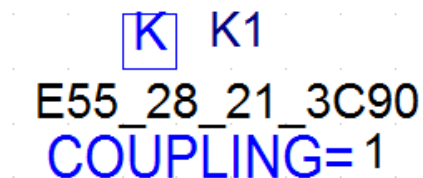
Cuando se utiliza un alambre de calibre grande para altas frecuencias, se tiene pérdida debido a la "resistencia de CA". Cuando se utilizan varios alambres para alcanzar el número deseado/requerido de mils circulares, se reduce la pérdida. Si cada alambre tiene un radio que es menor o igual a profundidad del efecto piel, prácticamente se eliminan las pérdidas a altas frecuencias.

6.3- Simulación en Orcad

En la simulación en *Orcad* se comprobaba el diseño del transformador y los resultados expuestos en su forma física, como son prueba de circuito abierto, barrido en frecuencia y comportamiento con carga.

Para realizar la simulación la librería *Magnetics* nos permite elegir entre una gran variedad de núcleos, donde selecciona el núcleo con el cual se realizó el trabajo. Se hizo la simulación en este caso con el *E55/28/21* que es el acoplamiento magnético figura 6.8, donde se selecciona el tipo de material de fabricación de la ferrita.

Figura 6.8 Acoplamiento magnético del núcleo

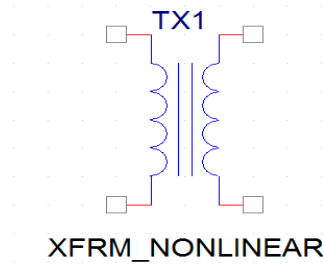


The image shows a screenshot of simulation parameters for a magnetic core coupling. It features a blue box containing the letter 'K', followed by the text 'K1', 'E55_28_21_3C90', and 'COUPLING=1'.

fuentes Orcad

luego se busca el devanado que satisfaga con el realizado físicamente, se utiliza el *XFRM_NONLINEAR/Desing cache* figura 6.9, que es un devanado de dos espiras de funcionamiento no lineal, en las propiedades se varia el número de espiras tanto del primario como del secundario. En el primario son 36 espiras y en el secundario 10 espiras

figura 6.9 Bobinado del transformador

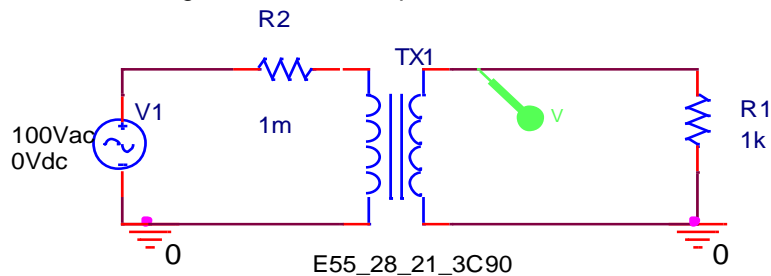


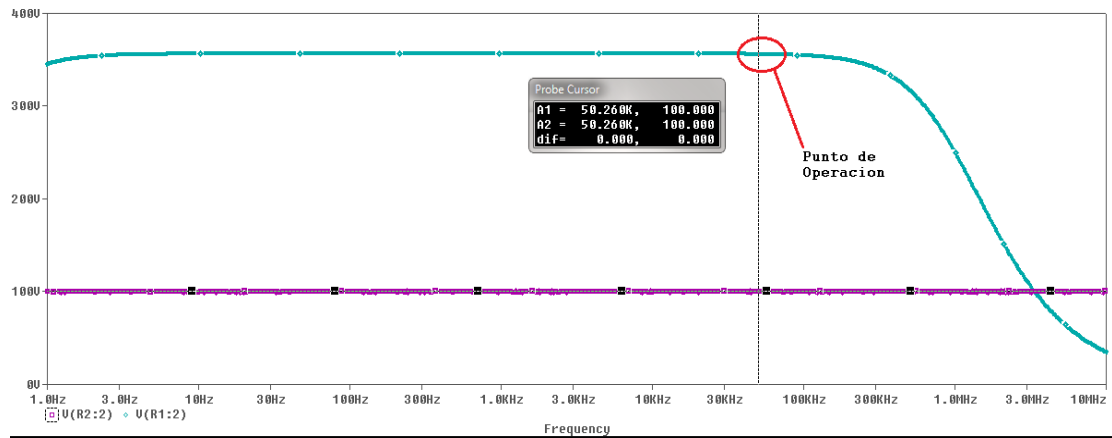
Fuente el Autor

6.3.1 Análisis en frecuencia

Lo que se busca con la simulación en Orcad es realizar un barrido en AC para comprobar el punto de operación del núcleo y el máximo de frecuencia. Configurando el inicio del barrido en 1 Hz el final en 10 Mega Hz con 101 puntos por década.

Figura 6.10 Circuito para simulacion AC



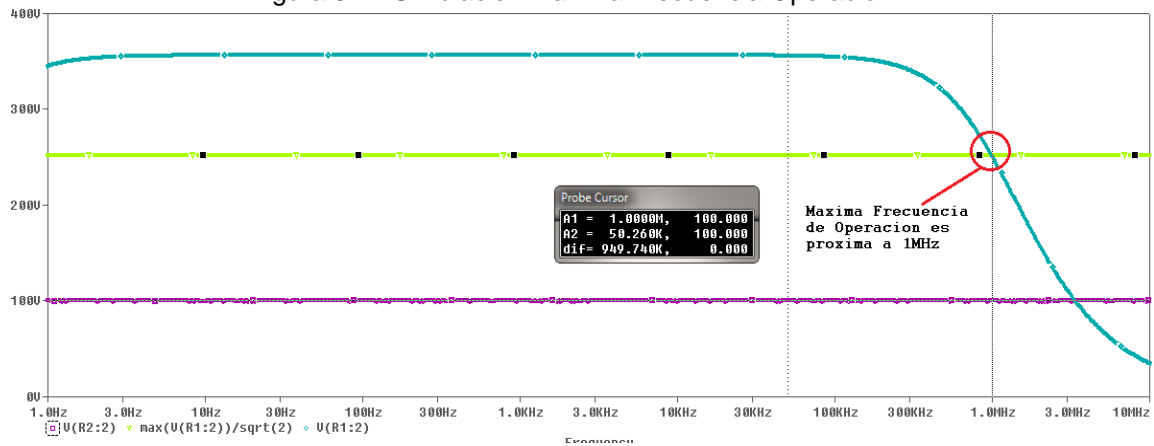


Fuente el autor

En la figura 6.11 se verifica que el núcleo seleccionado es adecuado para el diseño, ya que se encuentra dentro del ancho de banda requerido.

Para encontrar la máxima frecuencia de operación se realiza $\max(V(R1:2))/\sqrt{2}$ que nos muestra que para el núcleo seleccionado es cercana a 1MHz Figura 6.12

Figura 6.11 Simulación Maxima Frecuencia Operación

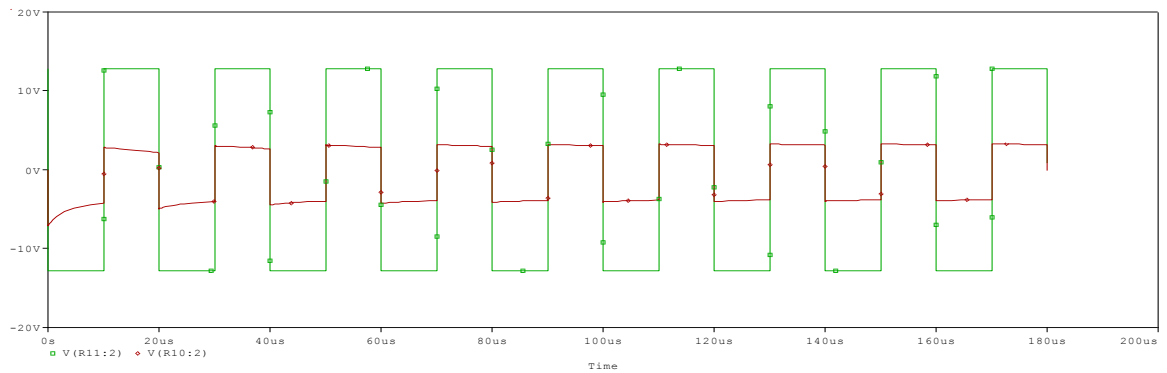
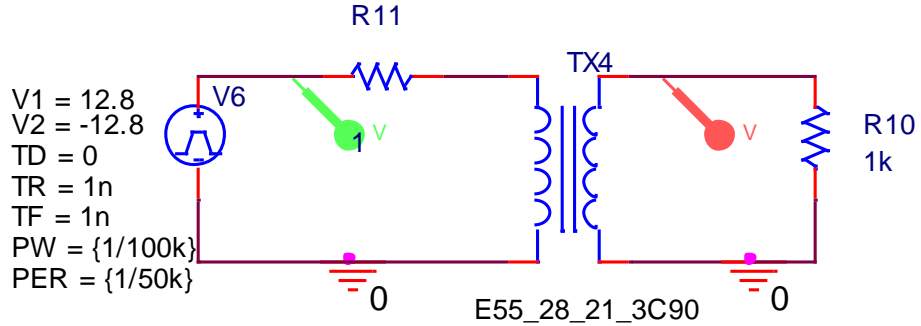


Fuente el Autor

6.3.2 Análisis en el tiempo

Se realiza la simulación para ver la respuesta en el tiempo con el acople directo. Verificando que la forma de onda y los valores obtenidos experimentalmente, concuerdan con los obtenidos con Orcad.

Figura 6.12 circuito de Orcad para simulación en el tiempo

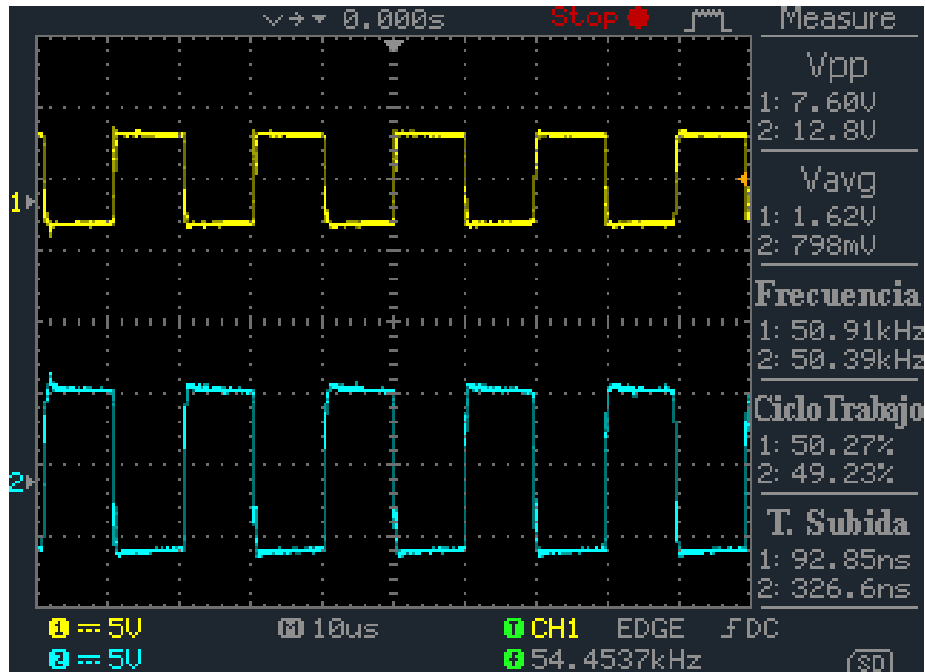


Fuente el Autor

En la simulación se puede apreciar un transitorio el cual se estabiliza los 60us. Esto se puede solucionar con un condensador de acople. En la figura 6.14 se muestra la imagen tomada en el osciloscopio de la entrada y la salida del transformador, aplicándole una onda cuadrada de 12.8 V de amplitud con el generador de señales.

Se puede concluir que es la misma señal que se generó con Orcad.

Figura 6.13 Imagen osciloscopio respuesta en el tiempo



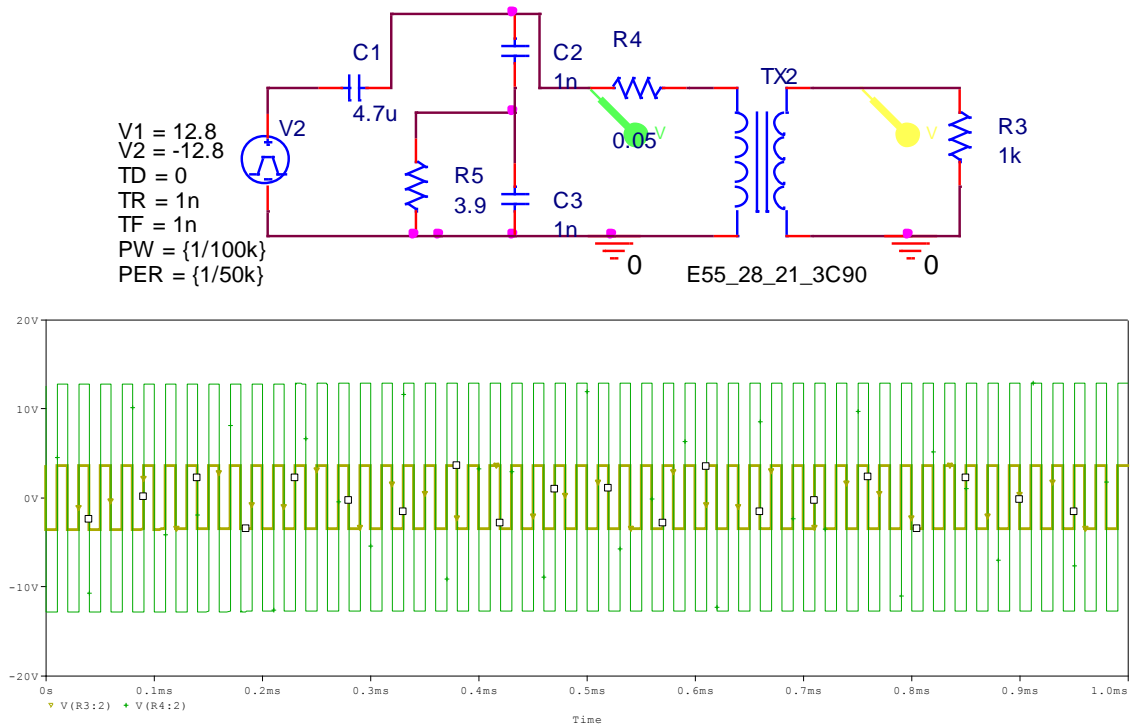
Fuente el autor

6.3.3 Tensión de salida con acoplo capacitivo

Se realiza la simulación con acoplo capacitivo y con el transitorio suprimido. El circuito se realiza basado en el circuito de acoplo de la fuente que suministra la tensión para alimentar el transformador. En la figura 6.14 se ve que el transitorio desaparece.

Se realiza la simulación en Orcad con una amplitud de 12.8 para comparar con la imagen de la figura 6.15 tomada del osciloscopio, que es el resultado de aplicar una onda cuadrada de amplitud 12.8 y una frecuencia de 50 KHz con el generador de señal.

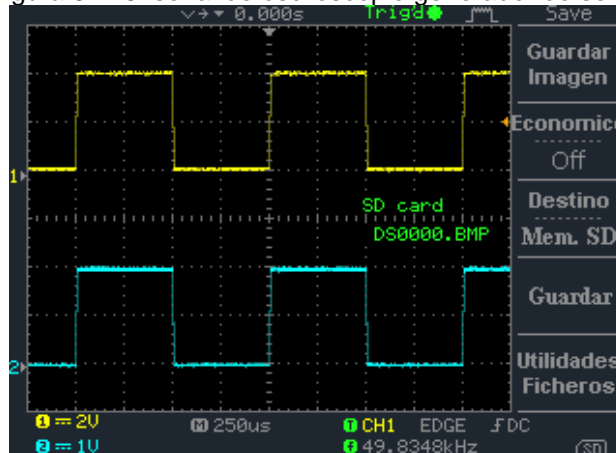
Figura 6.14 simulación con acoplo capacitivo



Fuente el Autor

En la imagen 6.16 tomada en el osciloscopio se pueden ver las ondas de entrada y de salida generadas con el generador de señal a una frecuencia de 50KHz. Se puede ver que la forma de onda del osciloscopio y la generada con Orcad es la misma, comprobando que el transformador realizado cumple con el diseño requerido.

Figura 6.115 señal de osciloscopio generador de señal



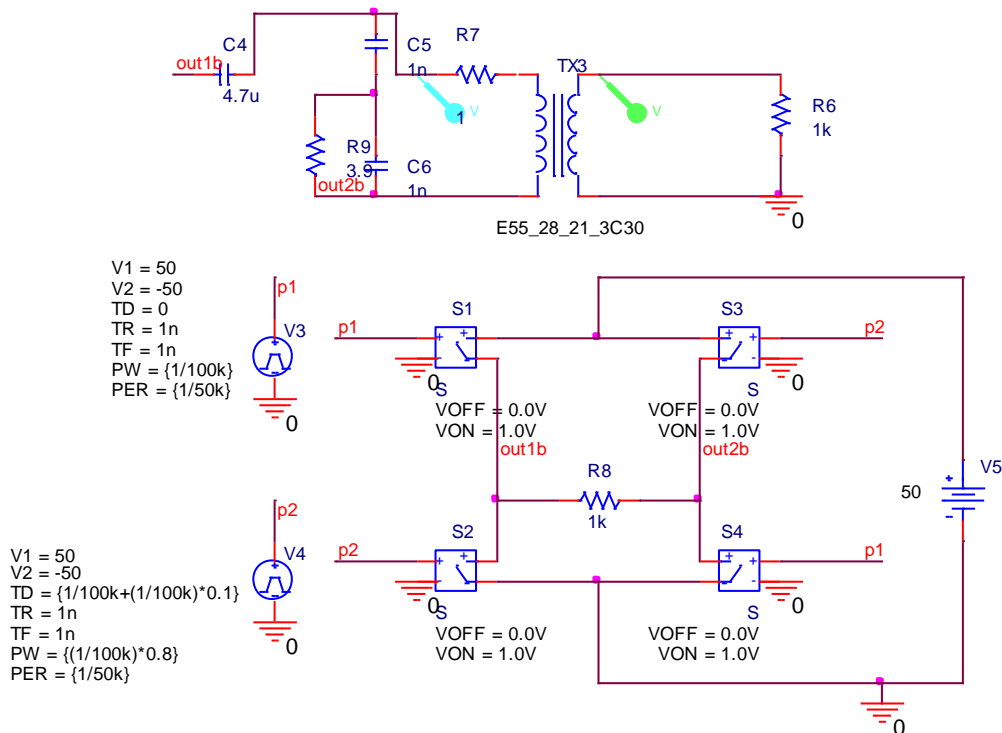
Fuente el Autor

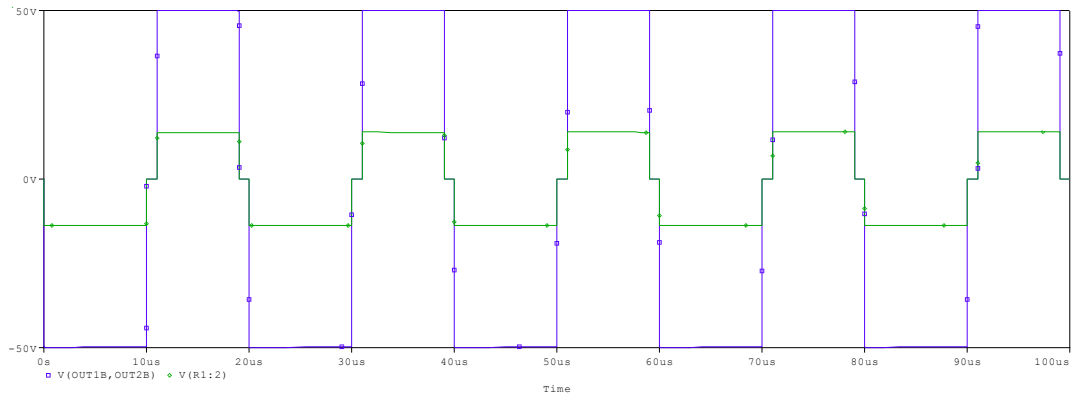
7.4.4 Simulación circuito con fuente conmutada.

Para obtener una simulación acorde con la realidad el suministro de la fuente no tiene que ser ideal, se hicieron las simulaciones con dos fuentes de pulsos, trabajando medio ciclo cada una con un factor de 0.8 por periodo. Se le suministro una onda cuadrada de amplitud 250 V con periodo de 20us. las fuentes alimentan un puente H creado con 4 switch conmutados.

La figura 6.16 muestra el circuito en Orcad que se creo para generar la señal de onda que entrega la fuente que se utiliza para probar que el transformador este funcionando a 50 KHz y entregue una potencia de 500 W. la forma de onda es similar a la obtenida con el osciloscopio y tomada en el primario del transformador.

Figura 6.16 circuito completo con puente H

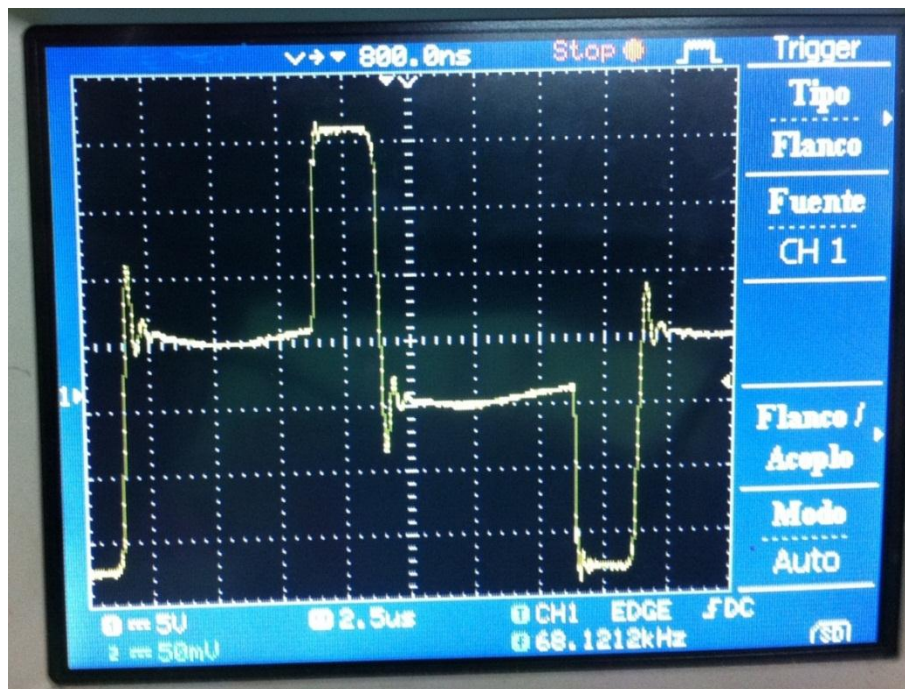




Fuente el Autor

En la figura 6.18 se puede ver la forma de onda en el primario del transformador, comprobando la frecuencia a la que trabaja.

Figura 6.17 imagen de osciloscopio primario transformación



Fuente el Autor

Capítulo 7.

Resultados

7.1- Conclusiones

- En el presente trabajo se han expuesto los fundamentos necesarios para abordar el estudio de cualquier estructura magnética. Asimismo, se han particularizado las ecuaciones más generales del Magnetismo al caso concreto de transformadores. Las ecuaciones que permiten diseñar estos elementos magnéticos también han sido incluidas, haciendo mención de los parámetros que pueden utilizarse para caracterizar dichos elementos (reluctancia, entrehierro, inductancia magnetizante, dispersión, etc.)
- Quedan sentadas las bases para desarrollar el estudio de nuevas estructuras que permitan desarrollar componentes magnéticos pensados para trabajar en aplicaciones de alta frecuencia y alta densidad de potencia.
- Se mostraron los pasos a seguir para el diseño de un transformador de potencia a alta frecuencia
- No es sencillo establecer un método general que contenga todas las características óptimas de funcionamiento en el diseño de un elemento magnético en alta frecuencia dada la diversidad de aplicaciones y criterios involucrados en su funcionamiento.
- Se comprobó mediante simulaciones que los cálculos desarrollados para la implementación en el transformador funciona no solo para el diseño de una fuente conmutada, sino para cualquier aplicaciones a alta frecuencia.

- Se realizaron pruebas con un transformador de ferro-silicio con una frecuencia de 50 KHz, comprobando que este material no realiza ninguna relación de transformación a altas frecuencias.
- Se comprobó el buen funcionamiento del alambre entorchado, para evitar el efecto piel, se hicieron pruebas con el mismo núcleo y bobinado de un solo hilo comprobando que con el alambre entorchado las pérdidas son muy bajas y no se calienta el transformador.
- Se realizaron simulaciones en *Orcad* de la curva *B-H*, con distintas características magnéticas para el núcleo, comprobando que a mayor frecuencia mayor es el área dentro de la curva y mayores son las pérdidas.

7.2- Recomendaciones

- El tipo de núcleo E55/28/21 nos puede servir para varias configuraciones *fordware- flyback- push-pull* según nos muestra la simulación de ferroxcube.
- Para futuros trabajos de grado se recomienda trabajar con el núcleo planar tipo E, que ya está integrado dentro de la PCB
- Al pegar el núcleo no se debe poner pegante o pócimas en el medio de las dos partes del núcleo, ya que esto formaría un espacio de aire indeseado.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] **Abraham I. Pressman.**, Switching Power Supply Desing, second edition, Editorial McGraw-Hill, 1998.
- [2] **Rashid M. H.**, Power Electronics Handbook, Academic Press New York, second edition, 2006.
- [3] **P Krein P. T.**, Elements of Power Electronics, Oxford University Press, New York, 1998
- [4] **Fernando Nuño García.** “Elementos Magnéticos en Convertidores Electrónicos de Potencia: Bobinas y Transformadores”. Lección de Oposición para la plaza de Profesor Titular de Universidad. Universidad de Oviedo. Marzo, 1993
- [5] **Lloyd H. Dixon** Magnetics Desing for Switching Power Supplies, Copyright 2001. Texas Instruments Incorporated
- [6] **Juan Manuel Lopera Ronda.** Tesis doctoral: “Elementos magnéticos en alta frecuencia: estudio, modelado y criterios de diseño”. Universidad de Oviedo, España. Diciembre de 1993. Gijón, España
- [7] **Colonek Wn. T. Maclyman.** “ Transformer and Inducter Design Handbook”. Editorial Board, 1988
- [8] Electromagnetics 1.”6_M_field.pdf”. CN Kuo, fall 2003
- [9] **M.A Plonus.** “*Electromagnetismo aplicado*” editorial Reverté. 1992.
- [10] **Alex P. Van den Bossche.** “Design of inductors with both DC and HF components”.EEAB. IEEE Benelux Chapter Meeting. Eindhoven, October 1, 2003.
- [11] **Anderson F. Hoke, Charles R. Sullivan.** “An Improved Two-Dimensional Numerical Modeling Method for E-Core Transformers”. Thayer School of Engineering, 8000 Cummings Hall, Dartmouth College, Hanover, NH 03755-8000, <http://engineering.dartmouth.edu/inductor>.

- [12] **Ashkan Rahimi-kian, Ali keyhani, Jeffrey M Powell.** "Minimum Loss Design of a 100 kHz Inductor with Litz wire". IEEE Annual Meeting, New Orleans, LA., Octubre 5-9, 1997.
- [13] **Charles R. Sullivan and Tarek Abdallah.** "Optimization of a flyback transformer winding considering two-dimensional field effects, cost and loss". Dartmouth College, Hanover, NH, USA, <http://engineering.dartmouth.edu/inductor>. Toru Fujiwara Matsushita ElectricWorks, Osaka, Japan. Sfdcl.odf.
- [14] EASI. "Facility Electrical Losses: Proximity Effect, Skin Effect, and Eddy Current Losses"
- [15] **J. P. Vandelac and P.D. Ziogas.** "A Novel Approach for Minimizing High Frequency Transformer Copper Losses". IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 3, No. 3, pp. 266-276, July 1988.
- [16] **Robert Erickson.** "Fundamentals of Power Electronics". Dragan Maksinovic. Universidad de Colorado. Segunda Edición. 2001.
- [17] **William P. Robbins.** "Design of Magnetic Components". Dept. of Electrical and Computer Engineering. University of Minnesota. 2005.
- [18] Power Design Magnetics Ferritas <http://www.mag-inc.com/products/ferrite-cores>
- [19] Composicion de las ferritas Ferroxcube <http://www.ferroxcube.com/environmentalpects>
- [20] **David K. Cheng.** "Fundamentos de Electromagnetismo para Ingeniería". Addison Wesley Longman de México, S.A. 1998.
- [21] **E.C. Snelling,** Soft Ferrites, Properties and Applications 2nd Edition, Butterworths Publishing, 80 Montvale Ave., Stoneham, MA 02180 Tel: (617) 928-2500
- [22] **C. Snelling & A. Giles** Ferrites for Inductors and Transformers, Research Studies Press, distributed by J. Wiley & Sons, 605 Third Ave., New York, NY 10016

- [23] **C. McLyman, Marcel Deckker** “Magnetic Core Selection for Transformers and Inductors”, 207 Madison Ave., New York, Ny10016
- [24] **Vittori Carboni** “*Guida al progetto dei trasformatori per alimentatori Flyback e Forward. Italia*”: Universita di Ancona Dipartimento di Elettronica e Automatica AA 1999/2000
- [25] Product Selection Guida 2003 Ferroxcube. <http://www.ferroxcube.com/>
- [26] Soft ferrites and Accessories <http://www.ferroxcube.com/>
- [27] **Walter, Julio, CEGLIA, Gerardo, GUZMAN, Víctor et al.** Comparación de tres topologías de transformadores de alta frecuencia y alta potencia mediante el uso de elementos finitos magnéticos. *uct*, mar. 2009, vol.13, no.50, p.005-012. ISSN 1316-4821
- [28] **McGraw Hill** Handbook of Transformer Applications W. Flanigan, Publishing Co., 1221 Ave. of Americas, New York, NY 10020.
- [29] **C. McLyman, Marcel Deckker** Transformer and Inductor Design Handbook, 207 Madison Ave., New York, NY10016
- [30] **Enrique Maset, Esteban Sanchis.** “*Sistemas electrónicos de Alimentación*” 96316055, I.T.T.(S.E) Universidad de Valencia febrero del 2003.
- [31] **J. Luis Muñoz, S. Hernández,** “SISTEMAS DE ALIMENTACIÓN CONMUTADOS” Paraninfo,1997, ISBN:84-283-2347-X.
- [32] **Roger Efraín Carillo Díaz.** “Diseño de elementos magnéticos en alta frecuencia” Tesis para obtener el título de Maestro en ciencias en Ingeniería Electrónica. Cuernavaca, México. 2004
- [33] **Miguel Ángel José Prieto.** “Elementos magnéticos integrados para la aplicación de convertidores electrónicos de alta densidad de potencia” Tesis doctoral. Gijon, España. 2000.
- [34] Litz Wire Types & Construction. www.newenglandwire.com

ANEXO 1 Conceptos Básicos

1.1 Elementos Magnéticos

Los elementos magnéticos se dividen de forma general en dos grandes grupos según la función que realizan:

- Inductores

El objetivo de los sistemas de potencia es extraer energía de una fuente primaria para suministrarla a una determinada carga de forma controlada. En los sistemas electrónicos de potencia esta energía inicial proviene de un campo eléctrico. Para controlar el flujo de energía hacia la carga será necesario almacenar parte de la energía en algunos instantes de tiempo. Para ello existen dos formas clásicas: almacenar la energía en forma de campo eléctrico (condensadores) o almacenarla en forma de campo magnético (inductores).

Así pues un inductor es un dispositivo que almacena energía procedente de una corriente eléctrica.

- Transformadores

Al igual que los inductores, los transformadores convierten la energía de un campo eléctrico en un campo magnético, pero no con la misión de almacenarla, sino para volver a convertirla en un nuevo campo eléctrico, y conseguir así modificar las propiedades (tensión – corriente) del campo inicial, además de proporcionar aislamiento galvánico.

Esta división general de los elementos magnéticos en transformadores e inductores es muy simple, ya que las misiones específicas de los componentes magnéticos son muy variadas. En un circuito electrónico podemos encontrar elementos tan diversos como: [5-6-7]

- Transformadores de alterna, de baja frecuencia.

- Inductores para filtros de entrada, de corrientes bajas.
- Transformadores de potencia de alta frecuencia.
- Inductores para filtros de salida, de corrientes altas.
- Transformadores de impulsos.
- Inductores auxiliares para circuitos resonantes.
- Amplificadores magnéticos.
- Inductores para filtros.
- Transformadores de corriente y señal.

1.2 Principios de Teoría Electromagnética

A continuación se citaran las leyes básicas que describen el comportamiento electromagnético.

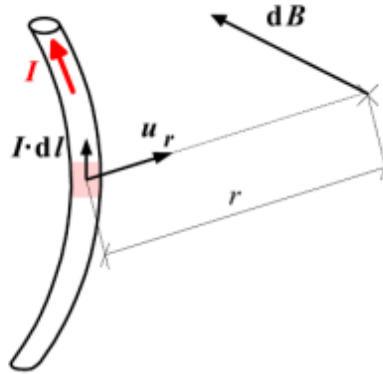
-Ley de Biot-Savart

Al determinar el campo magnético producido por un circuito por el que circula corriente. En estos casos, la ley de *Biot-Savart* permite determinar la densidad de flujo magnético B causada por un elemento diferencial de corriente $I \cdot d\mathbf{l}$ a una distancia r del mismo.

$$d\mathbf{B} = \frac{\mu \cdot I}{4 \cdot \pi} \cdot \frac{d\mathbf{l} \times \mathbf{u}_r}{r^2} \quad (1.1)$$

donde μ es la permeabilidad del medio, I es la corriente que circula por el conductor, r es la distancia entre el punto considerado y el elemento de corriente, \mathbf{u}_r es un vector unitario en la dirección de la recta que va del elemento de corriente al punto considerado, y $d\mathbf{l}$ es un vector diferencial tangente al elemento de corriente considerado y cuyo sentido es el de la intensidad circulante.

Figura 2.1: Campo creado por un elemento de corriente



Fuente Elementos Magnéticos en Convertidores Electrónicos de Potencia: Bobinas y Transformadores [4]

El campo magnético B se producirá cuando se integra $I \cdot dl$ en un punto dado P dado por

$$\mathbf{B} = \frac{\mu \cdot I}{4 \cdot \pi} \oint_C \frac{dl \times \mathbf{u}_r}{r^2} \quad (1.2)$$

El valor de B en un punto es la suma de los efectos de todos los elementos $I \cdot dl$ del circuito.

-Ley de Ampere

La ley de Ampère relaciona el valor del vector intensidad de campo magnético H con la corriente I que origina dicho campo. Esta ley indica que

$$\oint \mathbf{H} \cdot dl = I \quad (1.3)$$

Esta expresión refleja la relación directa que existe entre H e I y determina las unidades de H como amperios por metro (A/m). Si un camino encierra una misma corriente N veces, el segundo miembro de la Ecuación (1.3) se convierte simplemente en $N \cdot I$, dando lugar a la expresión más general de la ley de Ampère:

$$\oint \mathbf{H} \cdot dl = N \cdot I \quad (1.4)$$

La ley de Ampère es de gran utilidad en el estudio de bobinas y transformadores, así como en los casos en que sea necesario determinar el campo magnético a partir de corrientes con cierto grado de simetría.

-Ley de Faraday de la inducción electromagnética

La variación de un campo magnético que enlaza una espira de hilo, induce una tensión (fuerza electromotriz) en la espira. Esta fuerza electromotriz (**f.e.m**) es proporcional a la variación con el tiempo del flujo magnético a través de la espira. El flujo magnético puede variar con el tiempo de varias maneras. La espira puede estar fija en el espacio mientras que el campo cambia con el tiempo, como por ejemplo cuando se produce por una corriente alterna o cuando un imán permanente se mueve acercándose o alejándose de la espira. La espira puede también moverse o cambiar su forma en un campo magnético estático. La polaridad de la tensión inducida viene dada por la ley de Lenz: produce una corriente en la espira que da lugar a un campo magnético que se opone al cambio de flujo. Según esto, la ley de Faraday puede escribirse de la forma

$$e = -\frac{d\phi}{dt} \quad (1.5)$$

donde **e** es la f.e.m. inducida en la espira y ϕ es el flujo magnético a través de la misma. Cuando hay **N** vueltas, el segundo miembro de la ecuación (1.5) debe multiplicarse por este valor, obteniéndose así

$$e = -N \cdot \frac{d\phi}{dt} = -\frac{d\lambda}{dt} \quad (1.6)$$

Siendo $\lambda=N*\phi$ lo que se conoce como flujo magnético de enlace o flujo total de enlace.

-Energía en el campo magnético

Para inducir corrientes en espiras conductoras se requiere un trabajo que se almacenará como energía magnética. La densidad de energía en cualquier punto del campo magnético viene dada por la Ecuación

$$W_m = \int \mathbf{H} \cdot d\mathbf{B} \quad (1.7)$$

Donde W_m es la densidad de energía (J/m^3), \mathbf{B} es el vector densidad de flujo (**Teslas**) y \mathbf{H} es el vector intensidad de campo magnético (A/m).

$$\mathbf{B} = \mu \cdot \mathbf{H} \quad (1.8)$$

Donde μ es la permeabilidad magnética del medio (para el vacío se tiene $\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} H/m$), con esto la densidad de energía magnética se puede expresar en estos casos como

$$w_m = \frac{1}{2} \cdot \mu \cdot H^2 = \frac{1}{2} \cdot \frac{B^2}{\mu} \quad (1.9)$$

-Ley de la divergencia

Es una de las ecuaciones de Maxwell, de aquí se puede deducir que hay fuentes de flujo magnético, sino que las líneas de flujo magnético son continuas y forman trayectorias que se cierran sobre si mismas, sin fuentes ni sumideros

$$\text{div } \mathbf{B} = 0 \quad (1.10)$$

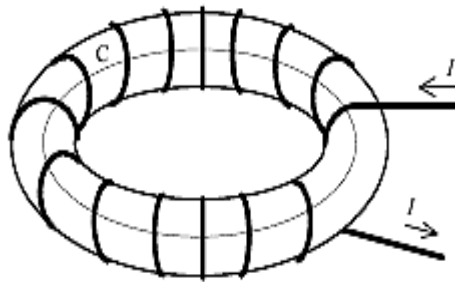
1.2.1 Circuitos Magnéticos

Si asociamos el flujo magnético con una determinada distribución de corriente se puede hablar de un circuito magnético. En los materiales ferromagnéticos se

puede aproximar dicha aclaración ya que estos tienen una permeabilidad μ muy elevada y consiguen así que haya pocas pérdidas de flujo.

Si se tiene una buena definición de las trayectorias se pueden determinar el flujo magnético en las mismas. En la figura 1.2 se muestra un circuito de estas características formado por un anillo de material ferromagnético sobre el que se enrolla un devanado toroidal.

Figura 1.2 Devanado toroidal



Fuente Elementos Magnéticos en Convertidores Electrónicos de Potencia: Bobinas y Transformadores [4]

En un circuito magnético la ley de Ampère describe la relación que existe entre la corriente eléctrica que genera un campo magnético y el propio campo, en la figura 1.2 se puede tomar como el total de N vueltas, se cumple que

$$\oint_C \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} = N \cdot I \quad (1.11)$$

En la anterior ecuación el sentido del vector intensidad H respecto a la intensidad I viene dada por la regla de la mano derecha.

Otra forma de escribir la ecuación anterior es de la siguiente

$$\oint_C \frac{\phi \cdot dl}{\mu \cdot A_e} = N \cdot I \quad (1.12)$$

donde **Ae** es el área de la sección transversal del núcleo en un punto. Teniendo en cuenta que en el circuito descrito el flujo ϕ es constante en todos los puntos, la ecuación 2.12 se puede reescribir como

$$\phi \cdot \oint_C \frac{dl}{\mu \cdot A_e} = N \cdot I \quad (1.13)$$

De allí se puede definir la *reluctancia* del circuito magnético como

$$R = \oint_C \frac{dl}{\mu \cdot A_e} \quad (1.14)$$

Magnitud que tiene unidades de **A/Wb** y es un parámetro que depende únicamente de las características de la geometría del circuito magnético. Para definir la reluctancia en un circuito magnético exige que el flujo sea idéntico para todos los tramos del mismo. De esta definición se puede partir para reescribir la ley de Ampère de la ecuación 1.4 a la siguiente forma

$$f.m.m = N \cdot I = R \cdot \phi \quad (1.15)$$

Donde se sabe que **f.m.m** es la fuerza magnetomotriz y de donde se puede observar una clara analogía con la **ley de ohm** de un circuito eléctrico

$$e = R \cdot I \quad (1.16)$$

Se pueden ver las principales analogías entre circuito eléctrico y circuito magnético:

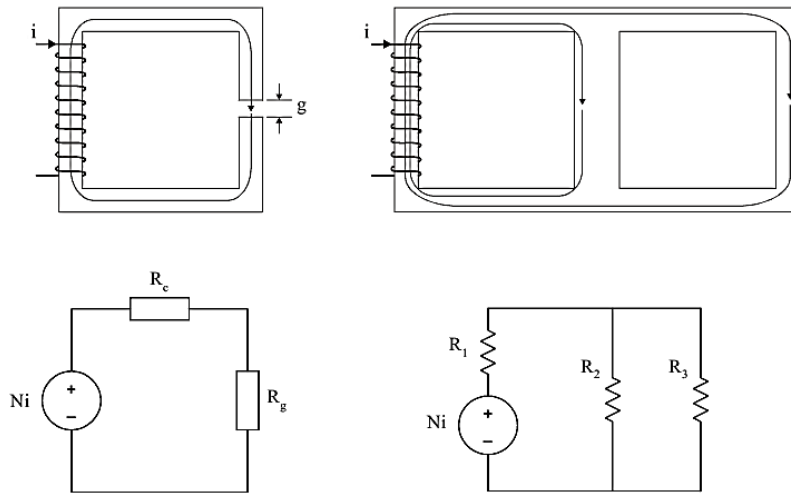
$$e(f.e.m) \rightarrow F(f.m.m)$$

$$R(\text{resistencia}) \rightarrow R(\text{reluctancia})$$

$$I(\text{intensidad de corriente}) \rightarrow \Phi (\text{flujo magnetico})$$

La reluctancia es, por tanto, una medida de la “resistencia” que presenta el circuito magnético o parte del mismo a la “circulación” de un flujo de campo magnético. La analogía con el circuito eléctrico puede emplearse para el análisis de circuitos magnéticos complejos, siendo posible la combinación de reluctancias en serie y en paralelo de la misma forma que era posible la asociación de resistencia, la figura 1-3 sugiere dos disposiciones, serie y paralelo respectivamente, para dos circuitos magnéticos diferentes así como sus dos circuitos eléctricos análogos. [6]

Figura 1.3 Asociación serie y paralelo en circuitos magnéticos



Fuente Diseño de elementos magnéticos en alta frecuencia [32]

1.3 Parámetros eléctricos en los elementos magnéticos

1.3.1 Elementos magnéticos: Bobinas

De modo amplio, se puede decir que las bobinas son dispositivos almacenadores de energía y como tales son empleados para conseguir el filtrado de formas de onda conmutadas, la generación de corrientes o tensiones senoidales en circuitos resonantes, la limitación en la velocidad de variación en las corrientes o circuitos de protección, corrientes de arranque o transiciones limitadas, etc.

El parámetro fundamental que define una bobina es su inductancia, cuyo significado físico y valoración será establecido a continuación. [6-7]

1.3.1.1 Inductancia

El flujo magnético que atraviesa un circuito eléctrico aislado queda determinado por la forma geométrica del circuito y es linealmente dependiente de la intensidad de corriente en el propio circuito. Por tanto, para un circuito estacionario rígido, los cambios de flujo serán debidos a cambios en la corriente. Esto se puede expresar como sigue:

$$\frac{d\lambda}{dt} = \frac{d\lambda}{di} \cdot \frac{di}{dt} \quad (1.17)$$

Sabiendo que la expresión $\lambda = N * \Phi$ es el flujo total del enlace. De donde podemos obtener la inductancia o coeficiente de auto inductancia (L) como la relación

$$L = \frac{d\lambda}{di} \quad (1.18)$$

Magnitud que se mide en henrios (H), de donde se sabe $1\text{H}=1\text{Wb}/1\text{A}$.

Si la relación entre λ y la corriente que causa el campo magnético es lineal, la inductancia es una constante de valor

$$L = \frac{\lambda}{I} = \frac{N \cdot \phi}{I} \quad (1.19)$$

Si esta ecuación se combina con la ley de Faraday recogida en la ecuación (1.6), se puede obtener

$$e = -L \cdot \frac{di}{dt} \quad (1.20)$$

Basados en las anteriores expresiones, una bobina es un elemento que almacena energía en forma de campo magnético, siendo la inductancia una medida de esa capacidad de almacenamiento de energía magnética, que se puede ver de otra forma como:

$$W_m = \int u_L \cdot i_L \cdot dt = \int_0^I i_L \cdot L \cdot di_L \rightarrow W_L = \frac{1}{2} \cdot L \cdot I^2 \quad (1.21)$$

De la anterior expresión se observa que para la misma evolución de corriente, cuando mayor sea la inductancia, mayor será la energía acumulada.

La reluctancia y su inversa, denominada permeancia (P), son de gran utilidad en el análisis de estructuras magnéticas complejas.

$$P = \frac{1}{R} = \frac{\mu \cdot A_e}{l_e} \quad (1.22)$$

Para simplificar la determinación de la inductancia de una bobina sin tener que calcular su reluctancia, los fabricantes de núcleos suministran para cada caso un

parámetro denominado factor de inductancia (A_L) que corresponde a la inductancia referida a una vuelta para el núcleo y material especificado. Por tanto, el factor de inductancia coincide con la permeancia, dado que se verifica que

$$L = A_L \cdot N^2 \quad (1.23)$$

1.3.1.2 Efecto del entrehierro

La presencia de un entrehierro en un circuito magnético supone la inclusión de una zona de reluctancia elevada (o permeancia reducida), que da lugar a una disminución de la inductancia total del circuito. Aun así, son muchas las ocasiones en que las bobinas incorporan un entrehierro como parte de su circuito magnético. Las razones que justifican esto son principalmente dos:

- a) Estabilizar los valores de la inductancia consiguiendo que no dependan de la permeabilidad del núcleo (la cual varía con el flujo presente en la estructura)
- b) Retardar la saturación del núcleo magnético, pudiendo así aprovechar las propiedades magnéticas del mismo con corrientes más elevadas.

A continuación se ilustran estas características con un ejemplo en el que se pretende calcular la inductancia de una bobina en un núcleo con entrehierro como la representada en la Figura 1.4. En dicha Figura, la reluctancia de los tramos de núcleo y entrehierro serían respectivamente:

$$R_c = \frac{l_c}{\mu_0 \cdot A} \quad (1.24)$$

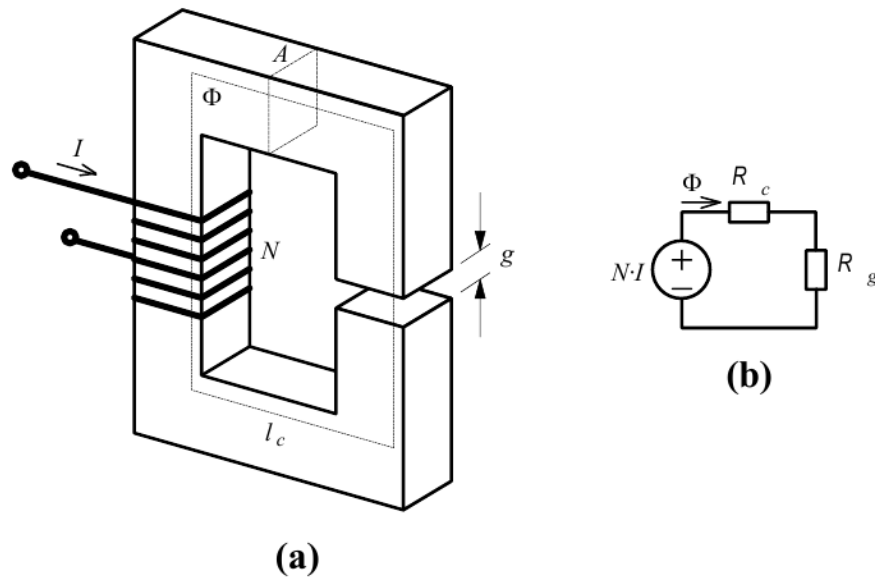
$$R_g = \frac{g}{\mu_0 \cdot A} \quad (1.25)$$

$$L = N^2 \cdot \frac{1}{R_c + R_g} = \frac{\mu_0 \cdot A \cdot N^2}{\frac{\mu_0}{\mu_c} \cdot l_c + g} \quad (1.26)$$

Si se sabe que $g \gg \frac{\mu_0}{\mu_c} \cdot l_c$ y que es factible que esto suceda ya que $\mu_c \gg \mu_0$ se entiende que la inductancia no depende de las propiedades magnéticas del material, sino que viene determinada por el entrehierro elegido:

$$L = \frac{\mu_0 \cdot A \cdot N^2}{g} \quad (1.27)$$

Figura 1.4: Bobina con entrehierro a) Circuito magnético b) circuito eléctrico equivalente



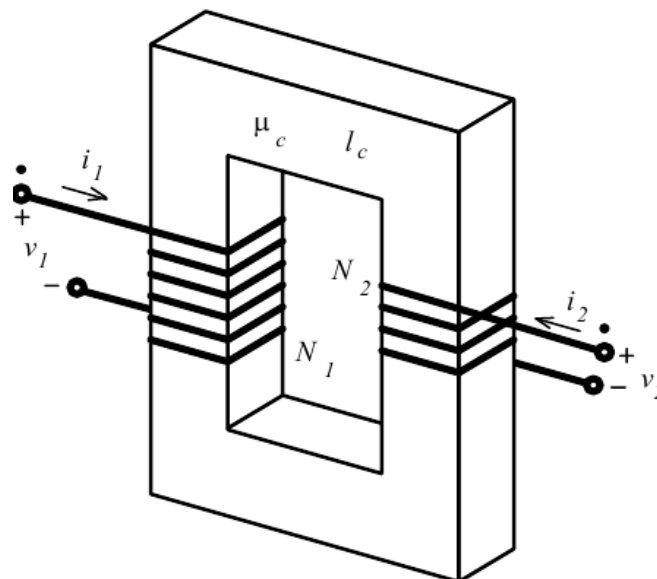
Fuente Elementos magnéticos integrados para la aplicación de convertidores electrónicos de alta densidad de potencia

1.3.2 Elemento magnético: Transformadores

Un transformador es un dispositivo de corriente alterna que transforma tensiones, corrientes e impedancias. Normalmente consiste en dos o más bobinas acopladas magnéticamente a través de un núcleo ferromagnético común tal y como se ilustra en la figura 1.4, donde se muestra un transformador de dos devanados.

El núcleo del transformador es el que suministra el circuito magnético de baja reluctancia a través de cual circula la mayoría del flujo generado por los devanados. Los transformadores, dentro de los circuitos electrónicos de potencia, se emplean con muy diversos cometidos y características: transformadores de baja frecuencia (elevar o reducir la tensión de línea, conseguir aislamiento eléctrico o lograr desplazamientos de fase en sistemas polifásicos), transformadores de alta frecuencia (aislar y modificar tensiones, permitir en ciertos casos almacenamiento de energía), transformadores de impulsos (efectuar el mando de los dispositivos de control de potencia), transformadores de corriente, etc.

Figura 1.5: Transformador



Fuente Elementos magnéticos integrados para la aplicación de convertidores electrónicos de alta densidad de potencia [33]

1.3.2.1 Transformador ideal

Se dice que los devanados de un transformador de dos bobinas están perfectamente acoplados si ambos se encuentran atravesados por el mismo flujo de enlace y éste es el único que los atraviesa. En ese caso, la tensión inducida por vuelta es la misma, siendo además la tensión en cada devanado directamente proporcional a su número de espiras:

$$\frac{v_1}{v_2} = \frac{N_1}{N_2} \quad (1.28)$$

El origen del campo magnético en el transformador es la suma algebraica de las **f.m.m.** producidas por cada uno de los devanados. Se emplea el convenio de puntos para indicar la polaridad de los devanados, de manera que si las corrientes son entrantes por los puntos señalados (terminales correspondientes), los flujos generados por ambos se suman. Tómese como ejemplo el transformador de la Figura 2.4, en el cual la aplicación de la regla de la mano derecha indica cuáles son los terminales correspondientes.

La intensidad del campo magnético se puede determinar a partir de la ley de Ampère recogida en la Ecuación (1.4):

$$H = \frac{N_1 \cdot i_1 + N_2 \cdot i_2}{l_c} \quad (1.29)$$

Si la permeabilidad del núcleo fuese infinita, **H** debería ser cero para evitar que la densidad de flujo magnético **B** fuese infinita, pero la condición de nulidad de **H** sólo se verifica si la suma de f.m.m. es cero, es decir:

$$\frac{i_1}{i_2} = \frac{N_2}{N_1} \quad (1.30)$$

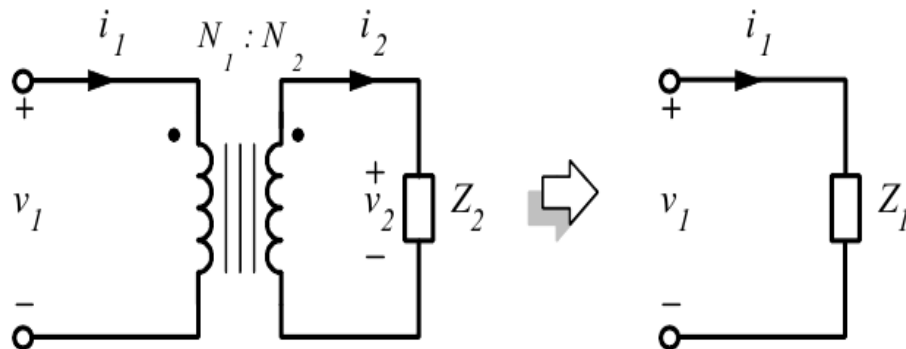
de donde se concluye que los sentidos de las corrientes son opuestos: una entrante y otra saliente de su terminal correspondiente.

La impedancia vista desde los terminales de entrada (correspondientes al devanado 1) supuesta una señal senoidal en los mismos, corresponde a la relación entre su tensión y su corriente. Por tanto, haciendo uso de las Ecuaciones (1.28) y (1.30):

$$Z_1 = \frac{v_1}{i_1} = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 \cdot \frac{v_2}{i_2} = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 \cdot Z_2 \quad (1.31)$$

En la Figura 1.5 se ilustra el caso de una impedancia de carga de valor Z_2 situada en el secundario que podría reemplazarse, a efectos del primario, por una impedancia equivalente Z_1 del valor indicado por la Ecuación (1.31).

Figura 1.6: Impedancia referida la primario.



Fuente Elementos magnéticos integrados para la aplicación de convertidores electrónicos de alta densidad de potencia [33]

Las Ecuaciones (1.28) a (1.31) describen el comportamiento de un transformador ideal. Un transformador real difiere del ideal en tres aspectos fundamentales:

- a) Las tensiones no responden exactamente a la relación (1.28), puesto que la existencia de un flujo de dispersión evita que todo el flujo que atraviesa uno de los devanados cruce el otro.
- b) La permeabilidad es finita, con lo que la Ecuación (1.30) tampoco es totalmente cierta. Es necesaria una *f.m.m.* total no nula para crear un flujo en el núcleo. La corriente precisa para crear ese campo se denomina corriente magnetizante.
- c) Las Ecuaciones (1.28) y (1.30) expuestas no dependen de la frecuencia, pudiendo usarse en continua, pero éste no es el caso de un transformador real.

A pesar de estas diferencias, la aproximación del transformador ideal resulta muy útil en el modelado de los transformadores reales.

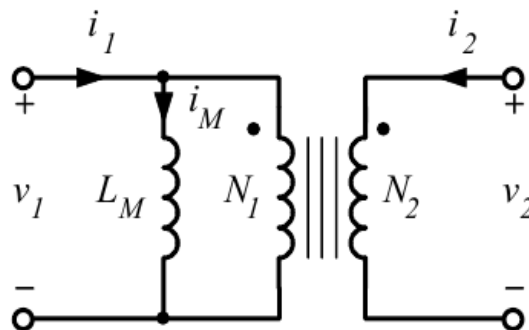
1.3.2.2 Inductancia magnetizante

Tal y como ha sido puesto de manifiesto, para que dos devanados se encuentren acoplados magnéticamente deberá existir un flujo que los atraviese a ambos. Normalmente, uno de ellos genera una densidad de campo **B** que enlaza al otro devanado. Sólo en el caso hipotético de permeabilidad infinita puede existir densidad de flujo **B** sin intensidad de campo **H**, y por tanto con *f.m.m.* total nula. La mayor aproximación se obtendrá empleando un núcleo sin entrehierro y alta permeabilidad. En ese caso, lo que se tiene desde uno de los devanados, si el otro se encuentra en circuito abierto, es simplemente una inductancia de valor muy elevado (pero finito) denominada inductancia magnetizante. En función de cuál sea el devanado desde el que se mide la inductancia magnetizante, ésta puede

tomar dos valores distintos que estarán relacionados entre sí por el cuadrado de la relación de espiras.

La Figura 1.5 muestra un transformador con acoplamiento perfecto pero con una inductancia magnetizante finita L_m que se sitúa en paralelo con el transformador ideal correspondiente. [6-7-8]

Figura 1.7: Modelo de inductancia magnetizante



Fuente Elementos magnéticos integrados para la aplicación de convertidores electrónicos de alta densidad de potencia [3]

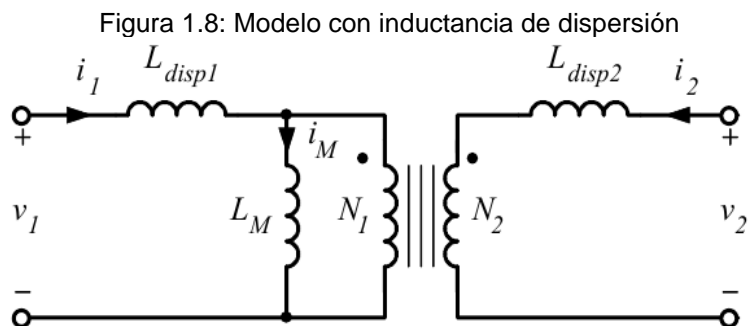
La inductancia magnetizante podría situarse en cualquiera de los dos lados del transformador ideal. La corriente que circula a través de esa inductancia (i_M) se denomina corriente magnetizante y es la causante de que la Ecuación (2.30) no sea exacta debido a la necesidad de que la **f.m.m.** total generada por los dos devanados sea no nula.

El cálculo de la inductancia magnetizante de un transformador se obtiene por el mismo procedimiento de cálculo de inductancias visto con anterioridad si se considera únicamente el devanado primario o el secundario y se mantiene el otro en circuito abierto.

1.3.2.3 La inductancia de dispersión

Según se ha comentado al hablar de los circuitos magnéticos, es muy probable que no todo el flujo generado por uno de los devanados circule por el circuito magnético y atraviese el otro devanado. Existe una porción de flujo que atraviesa el aire y no enlaza a los dos devanados, lo que provoca un acoplamiento imperfecto entre los mismos.

A la hora de incluir esta circunstancia en el modelo de un transformador real, se incorporan unas inductancias de dispersión en serie con los terminales de entrada y salida tales como L_{disp1} y L_{disp2} en la figura 1.7



Fuente Elementos magnéticos integrados para la aplicación de convertidores electrónicos de alta densidad de potencia [3]

La relación de tensiones primario/secundario diferiría de la dada por la Ecuación (1.28) debido a las caídas de tensión existentes en las dos inductancias de dispersión.

La dispersión del flujo fuera del circuito magnético presenta un efecto más importante en los transformadores que en las bobinas. En estas últimas, el único efecto es un aumento del valor previsto, mientras que en el otro caso se interfiere el funcionamiento básico del transformador. Por tanto, será necesario conocer el

motivo de la dispersión del flujo en un transformador para realizar un diseño más efectivo.

En la mayoría de los casos se pretenderá minimizar este parámetro, puesto que, aparte de la discrepancia con la Ecuación (1.28), la inductancia de dispersión puede provocar la aparición de sobretensiones indeseadas en los dispositivos de conmutación al intentar cortar de manera brusca la corriente que circula a través de ellos. Ese sería el caso del convertidor CD/CD mostrado en la Figura 1.8, donde la inductancia de dispersión se sitúa de manera directa en serie con el transistor de conmutación.

Figura 1.9: Convertidor PWM de topología *flyback*

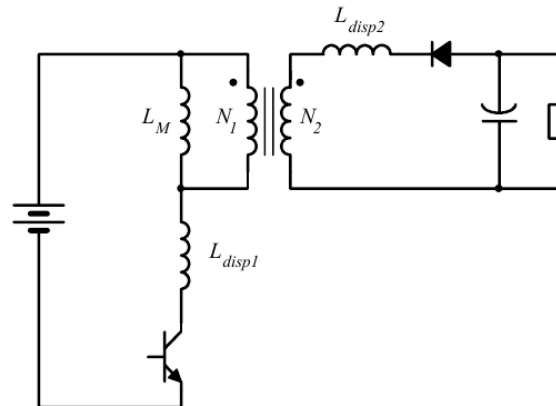
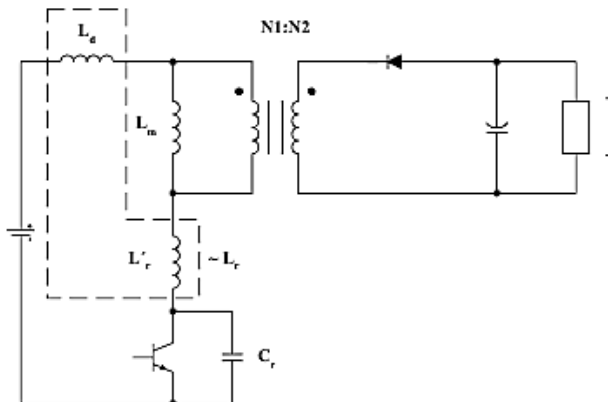


Figura 1.10: convertidor de interruptor resonante



Fuente Elementos magnéticos integrados para la aplicación de convertidores electrónicos de alta densidad de potencia [3]

1.4 Materiales diamagnéticos, paramagnéticos y ferromagnéticos.

Si se introducen como núcleo, en el toroide de la figura 1.10, varios materiales, se observan tres distintos efectos:

- a) Para unos materiales la B obtenida es ligeramente menor a la obtenida con núcleo de aire. Su susceptibilidad magnética será por tanto negativa. A estos modelos se les denomina diamagnéticos.
- b) En otros materiales la B observada es ligeramente superior que en caso de núcleo de aire. Su susceptibilidad magnética es positiva. Dichos materiales se denominan paramagnéticos.
- c) Por último, para algunos materiales la B obtenida es muy superior a B_0 . Estos materiales, que se denominan ferromagnéticos, presentan además la peculiaridad de que dicho efecto ($B \gg B_0$) desaparece a partir de una temperatura denominada temperatura de Curie T_c^* .

TABLA 1.1 CLASIFICACIÓN DE LOS MATERIALES CON SU RESPECTIVA SUSCEPTIBILIDAD MAGNÉTICA.

	Material	Susceptibilidad
PARAMAGNÉTICO	Mg	1.2×10^{-5}
	Al	2.2×10^{-5}
	Pt	3.6×10^{-4}
	aire	3.6×10^{-7}
	O ₂	2.1×10^{-6}
DIAMAGNÉTICO	Na	-0.24×10^{-5}
	Cu	-1.0×10^{-5}
	diamante	-2.2×10^{-5}
	Hg	-3.2×10^{-5}
	H ₂ O	0.9×10^{-5}
FERROMAGNÉTICO	Fe	(cristales) 1.4×10^6
	Si-Fe	hojas para transformador 7×10^4
	Si-Fe	cristales 3.8×10^6
	μ -metal	10^5

Fuente diseño de elementos magnéticos en alta frecuencia [32]

Temperatura de Curie

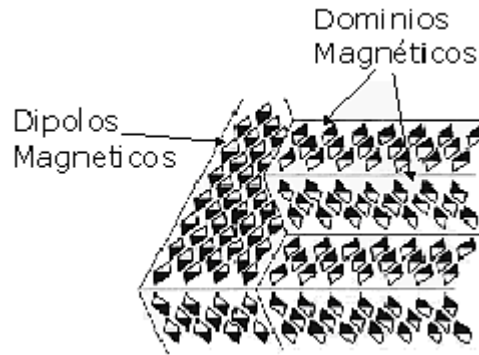
La permeabilidad de los materiales usados para diseño de elementos magnéticos, como las ferritas, varían con la temperatura generalmente hasta un valor máximo y decae rápidamente hasta un valor de 1. La temperatura a la cual ocurre esto se llama temperatura de Curie. Es decir, en la temperatura Curie, el material del núcleo pierde sus características magnéticas

1.5 Dominios magnéticos

Por debajo de la temperatura de Curie, los momentos dipolares magnéticos de los átomos de materiales ferromagnéticos tienden a alinearse por sí mismos en una dirección paralela en pequeñas regiones llamadas dominios magnéticos. Cuando un material ferromagnético es desmagnetizado por enfriamiento lento desde encima de su temperatura de Curie, los dominios magnéticos se alinean aleatoriamente de forma que no hay ningún momento magnético neto para una muestra del material (figura 1.10). Los dipolos están alineados en cada dominio, pero los dominios

están alineados aleatoriamente, por lo que la magnetización neta es cero. [32]

Figura 1.11: dominios magnéticos en un material ferromagnético

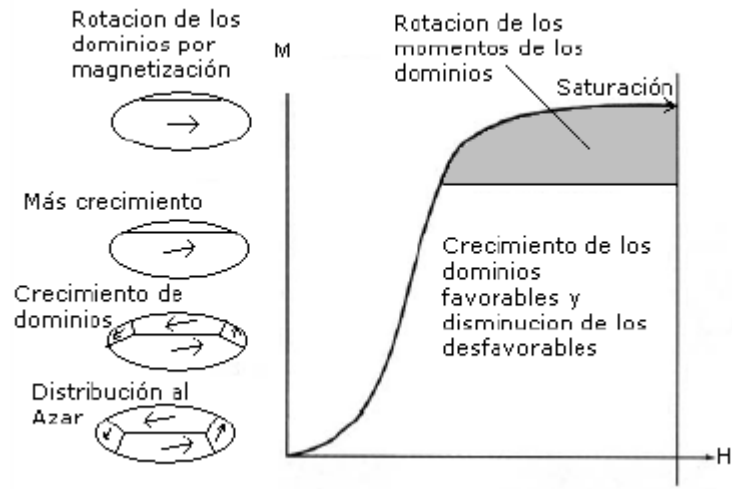


Fuente diseño de elementos magnéticos en alta frecuencia [4]

Cuando se aplica un campo magnético externo a un material ferromagnético desimanado, los dominios magnéticos cuyos momentos están inicialmente paralelos al campo magnético aplicado crecen a expensas de los dominios menos favorablemente orientados (fig. 1.11). El crecimiento del dominio tiene lugar por el movimiento de las paredes del dominio, como se indica en la figura 1-11.

Cuando el crecimiento del dominio termina, si el campo aplicado material ferromagnético desimanado al imanarlo hasta la saturación mediante un campo magnético aumenta sustancialmente, ocurre la rotación del dominio. La rotación del dominio necesita considerablemente más energía que el crecimiento del dominio, y la pendiente de la curva B o M frente a H decrece para campos altos para la rotación del dominio (fig. 1-11). Cuando se elimina el campo aplicado, la muestra permanece imanada, aunque se pierde algo de imanación debido a la tendencia de los dominios a rotar a su alineación original. [4-6-7-8-9]

Figura 1.12 Crecimiento y rotación de dominios en un material ferromagnético al aplicarse una intensidad de campo H



Fuente diseño de elementos magnéticos en alta frecuencia [7]