



CCADET

CENTRO DE CIENCIAS APLICADAS Y DESARROLLO TECNOLÓGICO
UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

Metodología para el diseño de transformadores de alta frecuencia

José Castillo Hernández

Carlos Hasmanhy Hilario Huerta

Juan Ricardo Damián Zamacona

Mayo de 2016

Proyecto Interno

Financiamiento interno

Metodología para el diseño de transformadores de alta frecuencia

José Castillo Hernández, Carlos Hasmanhy Hilario Huerta, Juan Ricardo
Damián Zamacona

Centro de Ciencias Aplicadas y Desarrollo Tecnológico, Universidad
Nacional Autónoma de México, Circuito Exterior S/N, Ciudad Universitaria
AP 70-186, C.P. 04510, México D.F. México

Resumen

En este trabajo se presenta un método para el diseño de transformadores de alta frecuencia usados en el área de electrónica de potencia, específicamente en sistemas conmutados como convertidores de voltaje y fuentes conmutadas. El método considera transformadores con núcleo toroidal de materiales magnéticos como ferritas y aleaciones de tierras raras. El procedimiento que se expone en este trabajo surge de la necesidad de fabricar estos dispositivos debido a que los fabricantes nacionales están orientados al desarrollo de transformadores de baja frecuencia, usualmente de 60Hz y los proveedores de productos de importación que pueden facilitar estos elementos tienen una gama limitada que no cubren las expectativas cuando se desarrolla un prototipo a la medida.

Índice

Nomenclatura	3
Introducción	4
Definición del problema	4
Entorno actual	4
Descripción del problema	5
Relevancia y limitaciones	5
Objetivos y resultados esperados	5
Organización del informe	5
1. Método de diseño	6
1.1. Especificaciones del transformador	7
1.2 Especificaciones geométricas del núcleo	7
1.3 Pérdidas en el núcleo	8
1.4 Cálculo del número de vueltas de los embobinados	9
1.5 Cálculo del calibre del alambre	10
2. Ejemplo de diseño	12
2.1. Ejemplo 1	12
2.2. Ejemplo 2	15
3. Resultados	18
Conclusiones	26
Apéndice	27
Referencias	29

Nomenclatura

Símbolo	Significado
n	Factor de transformación
N_P	Número de vueltas del devanado primario
N_S	Número de vueltas del devanado secundario
η	Eficiencia
F_c	Frecuencia de conmutación
V_{Emin}	Voltaje de entrada mínimo
V_S	Voltaje de salida
P_S	Potencia de salida
A_e	Área efectiva de la sección transversal del núcleo
V_e	Volumen efectivo del núcleo
A_w	Área efectiva de la ventana
PA	Producto de áreas
CL	Pérdidas del núcleo por unidad de volumen(Core Loss)
B_{pk}	Densidad de flujo magnético
P_N	Pérdidas del núcleo
ID	Diámetro interno del núcleo
OD	Diámetro externo del núcleo
HT	Espesor del núcleo
V_F	Voltaje de encendido del diodo
D	Ciclo de trabajo
V_{on}	Voltaje de encendido del transistor
Tap	Derivación central

Introducción

En el desarrollo de sistemas conmutados en electrónica de potencia, la fabricación, el diseño y el uso de componentes magnéticos como los inductores y transformadores es esencial. El empleo de estos elementos se ve reflejado en convertidores electrónicos de voltaje como son los inversores de voltaje, fuentes conmutadas, convertidores de DC a DC, balastros electrónicos, amplificadores de audio, etc. De estos componentes magnéticos, el transformador en particular desempeña funciones de aislamiento galvánico y la transformación de energía de manera eficiente. Estas características se explotan ampliamente en la mayoría de los aparatos que se deben conectar a la red eléctrica doméstica. En sus inicios los transformadores se diseñaban para frecuencias reducidas (50Hz y 60Hz) y se empleaban generalmente para la fabricación de fuentes de alimentación que usualmente manejaban bajas potencias (menores de 50 Watts). Estos transformadores de baja frecuencia se fabrican a partir de núcleos de tipo laminar que ofrecen características de densidad de flujo magnético limitadas. Por otro lado, las dimensiones de un transformador depende de varios factores, la potencia que puede manejar, la frecuencia de operación, la densidad de flujo de su núcleo, las pérdidas que limitan su eficiencia, etc. Las dimensiones de un transformador se pueden reducir incrementando la frecuencia, esto incrementa las pérdidas si se desea mantener la misma densidad de flujo en el núcleo, por lo que la solución inmediata sería incrementar este último parámetro; sin embargo, esta acción puede llegar a saturar el núcleo, terminando por destruir el transformador. A diferencia de los núcleos laminados clásicos, los núcleos de ferrita y de tierras raras ofrecen mayores condiciones de operación para la densidad de flujo magnético, con lo que es posible obtener transformadores pequeños que puedan manejar potencias considerables siempre y cuando estos elementos magnéticos trabajen a frecuencias del orden de kHz, razón por la que se denominan transformadores de alta frecuencia. Por ejemplo, la fuente conmutada de una computadora de escritorio opera a una frecuencia mayor de 30kHz, su transformador con núcleo de ferrita es menor a un cubo de 5 cm por lado con peso de 200 g y llega a manejar potencias superiores a 200 Watts; un transformador de núcleo laminado operando a una frecuencia de 60 Hz y manejando la misma potencia, presenta una dimensión de 15 cm por lado con peso superior a 5 kg.

Definición del problema

Existen varios métodos para el diseño de transformadores (Colonel, 1988), (Erickson y Maksimovic, 2004), (Billings y Morey, 2011) y (Brown, 2007) sin embargo el proceso que describen llegan a ser engorrosos y confusos. No hay un procedimiento estándar sobre esto. Los fabricantes de núcleos magnéticos ofrecen algunos métodos sencillos (Magnetics, 2013) basados en las tablas de sus productos. Se puede extrapolar estos resultados pero no siempre es efectivo. Los métodos hallados en la bibliografía (Colonel, 1988), (Brown, 2001), muestran errores y omisiones cuando se ponen en práctica, lo que no deja claro si el problema es el método mismo, si existen errores técnicos o si hay una mala interpretación de los autores que ofrecen la información. Con el presente trabajo se pretende desarrollar una metodología propia con base en la información encontrada que nos permita diseñar nuestros propios transformadores.

Entorno actual

Existen algunos valores comerciales para transformadores de núcleo laminados; sin embargo, cuando es necesaria alguna relación particular de transformación, existen en el mercado nacional casas que se dedican a la fabricación de estos. En el caso de transformadores de alta frecuencia, también existen algunos modelos comerciales, pero lo usual es mandar a fabricar estos elementos. El problema reside en que las casas dedicadas a la venta o fabricación no son nacionales y en su caso generalmente piden un

volumen mínimo de fabricación. Por esta razón se enfrenta el problema de cómo diseñar y fabricar estos elementos magnéticos.

Descripción del problema

Como antes se mencionó, los métodos investigados nos han parecido confusos, sin embargo se ha observado que estos mantienen ciertas similitudes, lo cual es de esperarse debido a que todos tienen su fundamento en la teoría electromagnética. Es importante resaltar que estos métodos tienden a complementarse, aunque no todos manejan las mismas convenciones. También es interesante mencionar que el diseño del transformador depende de la topología y la conexión en donde va a ser usado. Ejemplos de estas topologías son push-pull, flyback, forward, full bridge y half bridge entre otros. Estas configuraciones se pueden consultar en las referencias (Mohan et al, 2002), (Rashid, 2008) y (Kassakian et al, 1992). Por otro lado, los fabricantes de núcleos ofrecen una amplia información de sus productos, aunque no siempre conservan un estándar. Nuestro problema se centra en encontrar una metodología ad hoc para las necesidades del laboratorio, basada en la información que ofrecen los fabricantes de núcleos, o en su defecto brindar los procedimientos adecuados para extraer de esta información los parámetros necesarios en el diseño.

Relevancia y limitaciones

La motivación en el presente trabajo es desarrollar una metodología propia de diseño que nos permita mejorar el desempeño de las fuentes de alimentación de los prototipos generados en el laboratorio de electrónica, incrementando así sus expectativas de dimensión, peso y eficiencia.

Nuestro desarrollo está orientado a núcleos de ferritas y materiales de tierras raras. Es importante resaltar que a partir de la información recabada, el diseño de transformadores en lo general es un problema que se asienta en las características geométricas del núcleo. En este informe se presentan los resultados para núcleos toroidales, sin embargo es posible extrapolar la metodología a otras geometrías.

En este trabajo no se trata la teoría electromagnética en la que se basa el funcionamiento del transformador, pero se recomienda las referencias (Erickson 2004), (Mohan et al, 2002) y (Kassakian et al, 1992) para su estudio desde un punto de vista de electrónica de potencia.

Objetivo y resultados esperados

- Elaborar un método para la fabricación de transformadores de alta frecuencia para su aplicación en el desarrollo de sistemas conmutados.
- El método estará orientado para la construcción de transformadores de núcleo toroidal, sin embargo se espera que permita su extrapolación para otras geometrías de núcleos.
- Este trabajo no contempla los problemas debidos al efecto piel, ni el problema de proximidad en la distribución de los devanados debido a la fabricación.

Organización del informe

En el capítulo uno se describe el método para el diseño de transformadores. Se establecen cuáles son las especificaciones eléctricas del transformador y las especificaciones geométricas y magnéticas del núcleo. Se dan los pasos a seguir para determinar el número de vueltas de los devanados primario y secundario, así como el calibre requerido para su fabricación. En el capítulo dos se presentan dos ejemplos aplicando el método, el primero considera una configuración push-pull como elevador y el

segundo una configuración push-pull como reductor. En el capítulo tres se presenta los resultados experimentales de la implementación de los dos transformadores.

1. Método de diseño

Un transformador es un dispositivo eléctrico que permite convertir una señal eléctrica de voltaje o corriente en otra similar pero de amplitud diferente. Esta transformación en muchas aplicaciones se considera lineal y es muy eficiente llegando a ser superior al 90%. Este proceso además tiene la característica de aislar en principio ambas señales; es por esto que una de sus aplicaciones inmediata es el desarrollo de las fuentes de polarización que se conectan a la red de electrificación doméstica y energizan una infinidad de dispositivos eléctricos y electrónicos. Existe una relación inversa de su volumen y peso con su frecuencia de operación. El intervalo de la frecuencia de operación a su vez depende además del tipo de núcleo magnético con que se fabrican. El transformado se basa en el principio de inducción (Erickson y Maksimovic, 2004) que se lleva a cabo entre dos bobinas enrolladas en un núcleo magnético. En la figura 1 se muestra el esquema básico de un transformador.

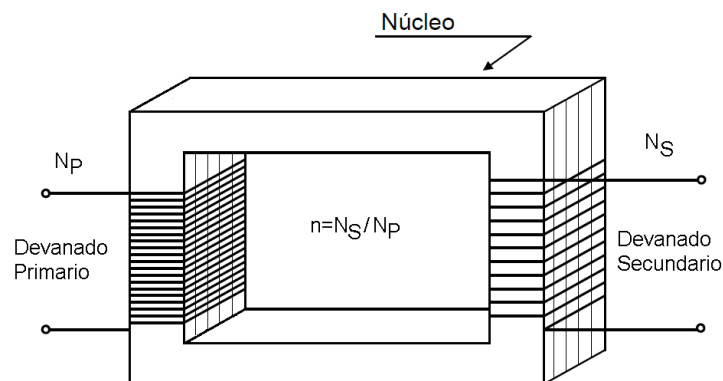


Figura 1. Diagrama básico de un transformador

La bobina en donde se aplica la señal de entrada se denomina devanado primario y tiene un número de vueltas N_p . La bobina de la señal de salida se nombra devanado secundario y su número de vueltas se identifica como N_s . El parámetro que relaciona la conversión se denomina factor de transformación n y a groso modo corresponde con el cociente del número de vueltas de las bobinas. El objetivo del diseño de un transformador es determinar el número de vueltas en los devanados primario y secundario, que permitan convertir la amplitud del voltaje de entrada en otra en la salida. Para un factor de transformación en particular, es claro que existe una combinación infinita de valores para N_p y N_s ; sin embargo, el número de vueltas en cada devanado depende de diversas características que deben cumplir el transformador como la eficiencia, la potencia, la frecuencia de operación, etc. Esto queda en función de las propiedades geométricas y magnéticas de los núcleos que se utilizan para la fabricación de transformadores. Estas propiedades las ofrecen los fabricantes en sus catálogos. También es necesario determinar el calibre adecuado de los cables, dependiendo de la corriente que en principio deberá de manejar el dispositivo. El diseño y construcción de transformadores es un área de trabajo muy extensa y depende del tipo de aplicación que se da a estos dispositivos, así como las condiciones de operación. No hay un método estandarizado y algunos de ellos requieren información con la que no se cuenta; sin embargo, en todos ellos se dan algunas similitudes. En este trabajo se resume un método con base en la información recabada que nos permita diseñar nuestros propios transformadores. Para aplicar el método es necesario contar con las especificaciones que se desean del transformador y las especificaciones del núcleo que se va a emplear. Las especificaciones del transformador son las características que se desea

muestre este elemento magnético, es decir el diseñador propone estas variables. Las especificaciones se toman del manual del núcleo elegido. A continuación se da la descripción del método de diseño.

1.1. Especificaciones del transformador

Se debe establecer cual es voltaje de entrada mínimo V_{Emin} que se aplicará al transformador del lado del primario. Esta consideración es necesaria para ofrecer un margen adecuado de operación cuando existen fluctuaciones, como por ejemplo en la línea de energía domesticas; de forma que cuando el transformador está en operación, las fluctuaciones que se observan en el voltaje V_S del lado del secundario se mantengan dentro de intervalo adecuado de operación.

Otro parámetro que se debe tomar en cuenta es la potencia de salida P_S que puede liberar el transformador sobre la carga. El término de carga se refiere a cualquier elemento que demanda energía de una fuente. Por otro lado no es necesario establecer una potencia de entrada; en su lugar se fija la eficiencia η que se espera del transformador. Finalmente, se debe establecer la frecuencia de conmutación F_c a la que va a trabajar el transformador; sin embargo este parámetro, como más adelante se verá, está relacionado con las pérdidas del núcleo. En resumen las especificaciones necesarias de diseño para el transformador son las siguientes:

- V_{Emin} = Voltaje de entrada mínimo [V]
- V_S = voltaje de salida en [V]
- P_S = Potencia de salida en [W]
- η = Eficiencia
- F_c = Frecuencia de conmutación [Hz]

1.2. Especificaciones geométricas del núcleo

En la figura 2 se muestra el esquema de la geometría de un núcleo toroidal. Las especificaciones geométricas del núcleo involucran su diámetro interno ID , su diámetro externo OD , y su espesor HT . A partir de esta información se puede derivar el parámetro A_e que corresponde con el área efectiva de la sección transversal.

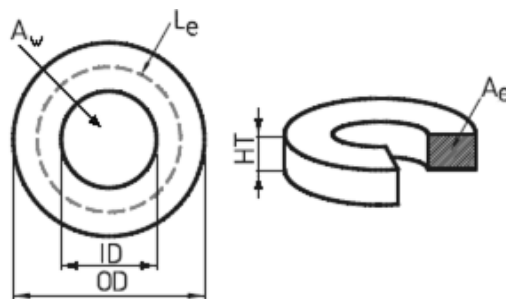


Figura 2. Núcleo toroidal y sus especificaciones geométricas.

El área del diámetro interno del núcleo se denomina área de ventana (A_w); esta variable es importante porque en su momento limita, dependiendo del calibre del cable usado, el número de vueltas de los devanados primario y secundario. El parámetro L_e denomina la longitud promedio de la ruta que sigue el flujo magnético, este valor multiplicando por el área A_e da como resultado el volumen efectivo del núcleo

V_e . El producto del área de ventana por el área de sección transversal se denomina producto de área PA . Esta información generalmente la proporcionan los fabricantes de núcleos, sin embargo si es necesario, las ecuaciones 1 a 5 indican las expresiones para el cálculo de estos parámetros.

$$L_e = \frac{\pi(OD - ID)}{\ln \frac{OD}{ID}} \quad (1)$$

$$A_e = \frac{HT(OD - ID)}{2} \quad (2)$$

$$V_e = L_e A_e \quad (3)$$

$$A_w = \pi \left(\frac{ID}{2} \right)^2 \quad (4)$$

$$PA = A_w A_e \quad (5)$$

Resumiendo, los parámetros de la geometría del núcleo que se requieren para el método son los siguientes:

- A_e = Área efectiva de la sección transversal [cm^2]
- V_e = Volumen efectivo del núcleo [cm^3]
- A_w = Área efectiva de la ventana [cm^2]
- PA = Producto de áreas [cm^4]
- L_e = Longitud promedio de la ruta que sigue el flujo magnético

1.3. Pérdidas en el núcleo

Además de la geometría, es necesario conocer la densidad de flujo magnético B_{pk} que debe manejar el núcleo. Este valor dependerá de las pérdidas P_N que debe soportar este elemento. A su vez la densidad de flujo magnético y las pérdidas dependen de la frecuencia de conmutación. Los fabricantes proporcionan esta información en una gráfica denominada *CoreLoss vs B_{pk}* en donde se muestran una gama de curvas a diferentes frecuencias. En la figura 3, extraída del manual de MICROMETALS (Micrometals, 2015), se presenta un ejemplo de esta gráfica.

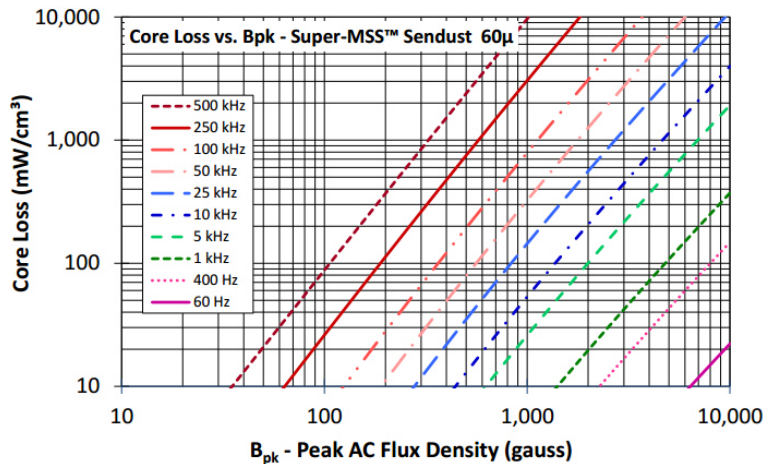


Figura 3. Gráfica de pérdidas del núcleo contra densidad de flujo a diferentes frecuencias.

Como se observa las pérdidas CL (CoreLoss) están expresadas en mW/cm^3 y la densidad de flujo en Gauss, aunque también es usual expresar esta última en Teslas. Para el diseño se busca que las pérdidas sean lo menor posible.

Para determinar las pérdidas finales del transformador debidas al núcleo es necesario además conocer su volumen. Esto se explicará más adelante cuando se presenten las pruebas de diseño. Con base en lo anterior se requiere la siguiente información.

- P_N = Pérdidas en el núcleo [mW/cm^3]
- B_{pk} = Densidad de flujo magnético de pico en [Gauss]

1.4. Cálculo del número de vueltas de los embobinados

La relación de transformación indica el cociente entre el número de vueltas del devanado primario y el devanado secundario. Esto se expresa según la ecuación 6

$$n = \frac{N_P}{N_S} \quad (6)$$

Para esta ecuación se considera lo siguiente:

- n = Relación de transformación
- N_P = Número de vueltas del devanado primario
- N_S = Número de vueltas del devanado secundario

La relación de transformación también se puede establecer, según la ecuación 7.1 a partir de los voltajes de entrada y de salida del transformador. En este caso los voltajes V_E y V_S corresponden con los valores pico del primario y secundario de este dispositivo.

$$n = 0.95 \cdot \frac{V_{Emin}}{V_S} \quad (7.1)$$

Sin embargo, cuando este dispositivo se emplea en circuitos conmutados de conversión de voltaje, es necesario considerar además parámetros como el ciclo de trabajo y voltaje de polarización de algunos dispositivos electrónicos como diodos y transistores. En el caso de los diodos, esta caída corresponde con voltaje de encendido del diodo. Para los transistores es usual considerar, si es un transistor de juntura bipolar, el voltaje colector-emisor de saturación. La ecuación 7.2 describe como se calcula la relación de transformación cuando se consideran estos parámetros.

$$n = \frac{0.95(V_{Emin} - V_{on})D}{V_S + V_F} \quad (7.2)$$

En esta ecuación, además de las variables que ya se han mencionado, se tiene:

- V_{on} = Voltaje de operación del transistor[V]
- D = Ciclo de trabajo
- V_F = Voltaje de encendido del diodo [V]

Con base en la relación de transformación expresada por las ecuaciones 6 y 7 se puede determinar el número de vueltas de alguno de los devanados, siempre y cuando se conozca el valor del otro. El número de vueltas del primario se puede calcular a partir de la expresión (8) que se presenta a continuación

$$N_p = \frac{V_{Emin}(10^8)}{A_e B_{pk} 4F_c} \quad (8)$$

Con este valor y la relación de transformación, se puede despejar de la ecuación 6 el número de vueltas del secundario según se indica en la ecuación 9.

$$N_s = \frac{N_p}{n} \quad (9)$$

En este punto del método se tiene la información del número de vueltas de cada lado del transformador. Es interesante comentar que la relación de vueltas como tal no es suficiente para determinar estos valores, ya que existe una combinación infinita de valores que cumplen con éste; sin embargo existe sólo una combinación que hace válida las especificaciones de diseño planteadas inicialmente junto con las características del núcleo. El siguiente paso es la elección de los calibres de alambre que se debe usar para la fabricación del transformador.

1.5. Cálculo del calibre del alambre

Para el calibre del alambre es necesario calcular primero la corriente máxima que puede manejar el primario y el secundario. En el caso de primario la corriente se calcula aplicando la siguiente ecuación:

$$I_{pmax} = \frac{P_{Emax}}{V_{Emin} k_f} \quad (10)$$

En donde:

- I_{pmax} = Corriente máxima en el primario [A]
- P_{Emax} = Potencia máxima de entrada [W]
- k_f = Constante de configuración

La potencia P_{Emax} se calcula a través de la eficiencia y la potencia máxima de salida P_{Smax} como se indica en la ecuación 11.

$$P_{Emax} = \frac{P_{Smax}}{\eta} \quad (11)$$

La configuración en donde se emplea el transformador establece el valor de la constante k_f . En la tabla 1 se muestra este valor para tres configuraciones típicas. En esta tabla, en la sección de devanado, la S indica devanado sencillo y TC indica devanado con derivación central.

Configuración del Convertidor	Devanado	k_f
Directo	S/S	0.71
Puente y M. puente	S/TC	1.0
Push-Pull	TC/TC	1.41

Tabla1. Factor k_f para diferentes configuraciones de convertidor

Para el cálculo de la corriente máxima del secundario I_{Smax} se usa la ecuación 12

$$I_{Smax} = \frac{P_{Smax}}{V_s \sqrt{2}} \quad (12)$$

También es necesario determinar la densidad de corriente J_{max} que puede manejar el núcleo. Este factor indica la cantidad de corriente que fluye por unidad de área, en nuestro caso sus unidades son Amperes por cm^2 . Para nuestro procedimiento la densidad de corriente se obtiene a partir de la siguiente ecuación:

$$J_{max} = 450(PA)^{-0.125} \quad (13)$$

A partir de las ecuaciones 14 y 15 se puede calcular el área A_{CP} y A_{CS} en cm^2 del alambre requerido para los devanados primario y secundario respectivamente.

$$A_{CP} = \frac{I_{Pmax}}{J_{max}} \quad (14)$$

$$A_{CS} = \frac{I_{Smax}}{J_{max}} \quad (15)$$

Con el valor de estas áreas se selecciona de una tabla AWG el calibre del cable, tomando en cuenta que el valor elegido siempre debe tener un área igual o mayor al calculado. En la tabla 2 se indican diferentes calibres AWG para alambre desnudo (CONDUMEX, 2011). En la tabla las áreas transversales de alambre desnudo vienen en unidades de mm^2 , in^2 y circular-mils.

I. CARACTERÍSTICAS DIMENSIONALES DE ALAMBRES DESNUDOS									
Calibre	Diámetro del alambre en mm			Área de la sección transversal	Diámetro del alambre en in			Área de la sección transversal	Calibre
AWG	mínimo	nominal	máximo	mm^2	mínimo	nominal	máximo	circular mils in ²	AWG
4	5.138	5.189	5.225	21.15	0.2023	0.2043	0.2057	41735	4
5	4.575	4.620	4.666	16.76	0.1801	0.1819	0.1832	33084	5
6	4.074	4.115	4.155	13.30	0.1604	0.1620	0.1631	26246	6
7	3.630	3.665	3.701	10.55	0.1429	0.1443	0.1453	20820	7
8	3.231	3.264	3.297	8.367	0.1272	0.1285	0.1294	16513	8
9	2.878	2.906	2.929	6.633	0.1133	0.1144	0.1153	13089	9
10	2.563	2.588	2.609	5.260	0.1009	0.1019	0.1027	10381	10
11	2.281	2.304	2.322	4.169	0.0898	0.0907	0.0914	8228	11
12	2.032	2.052	2.069	3.307	0.0800	0.0808	0.0814	6527	12
13	1.811	1.829	1.843	2.627	0.0713	0.0720	0.0726	5185	13
14	1.613	1.628	1.643	2.082	0.0635	0.0641	0.0647	4108	14
15	1.435	1.450	1.466	1.651	0.0565	0.0571	0.0577	3259	15
16	1.278	1.290	1.303	1.307	0.0503	0.0508	0.0513	2579	16
17	1.138	1.151	1.163	1.040	0.0448	0.0453	0.0458	2053	17
18	1.013	1.024	1.034	0.8236	0.0399	0.0403	0.0407	1625	18
19	0.902	0.912	0.922	0.6533	0.0355	0.0359	0.0363	1289	19
20	0.805	0.813	0.820	0.5191	0.0317	0.0320	0.0323	1024	20
21	0.716	0.724	0.732	0.4117	0.0282	0.0285	0.0288	812	21
22	0.635	0.643	0.650	0.3247	0.0250	0.0253	0.0256	641	22
23	0.569	0.574	0.579	0.2588	0.0224	0.0226	0.0228	511	23
24	0.505	0.511	0.516	0.2051	0.0199	0.0201	0.0203	405	24
25	0.450	0.455	0.460	0.1626	0.0177	0.0179	0.0181	321	25
26	0.399	0.404	0.409	0.1282	0.0157	0.0159	0.0161	253	26
27	0.358	0.361	0.363	0.1024	0.0141	0.0142	0.0143	202	27
28	0.318	0.320	0.323	0.0804	0.0125	0.0126	0.0127	159	28
29	0.284	0.287	0.290	0.0647	0.0112	0.0113	0.0114	128	29
30	0.251	0.254	0.257	0.0507	0.0099	0.0100	0.0101	100	30
31	0.224	0.226	0.229	0.0401	0.0088	0.0089	0.0090	79.2	31

Tabla 2. Calibre AWG para alambre desnudo

2. Ejemplos de diseño

En este capítulo se aplica el método en dos ejemplos de diseño. El primero es un transformador elevador y el segundo es un reductor. En ambos ejemplos se considera una configuración Push-Pull. En este tipo de configuración los devanados del transformador, tanto primario como secundario, tienen derivación central. A continuación se presentan los dos ejemplos en donde se aplica el procedimiento de diseño.

2.1. Ejemplo 1

Diseñar un transformador para una configuración push-pull y frecuencia de conmutación de 100kHz que cumpla con las siguientes características,

- Voltaje de entrada 12V.
- Potencia de salida máxima 50 W.
- Voltaje de salida de 50 V.
- Eficiencia mayor del 95%.

El diseño está basado en núcleo toroidal del fabricante MICROMETALS con número de parte MS-184060-2 (Micrometals, 2015). La hoja de especificaciones del núcleo se incluye en el apéndice del reporte. Las dimensiones del núcleo se presentan en la figura 4.

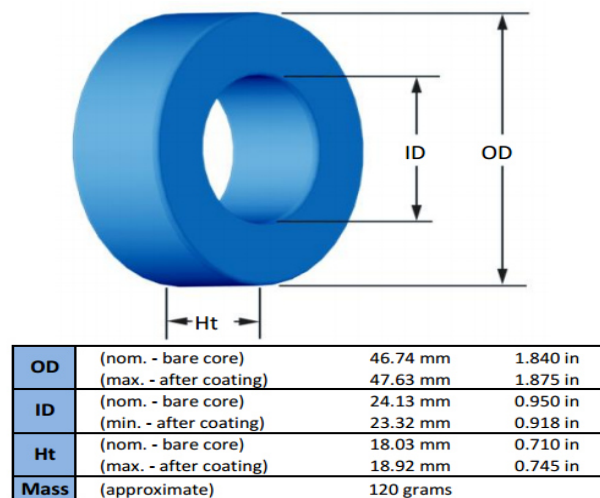


Figura 4. Dimensiones del núcleo MS-184060-2

De la hoja de especificaciones se extraer la siguiente información:

- $L_e = 10.743 \text{ cm}^2$
- $A_e = 1.99 \text{ cm}^2$
- $V_e = 21.4 \text{ cm}^3$
- $A_w = 4.27 \text{ cm}^2$
- $PA = 8.49 \text{ cm}^4$

Puede haber casos en donde no se cuente con las especificaciones geométricas del núcleo o puede ocurrir que estén incompletas, por lo que a modo de ilustración aplicaremos las ecuaciones 1 a 5 para verificar la información anterior:

$$L_e = \frac{\pi(OD - ID)}{\ln \frac{OD}{ID}} = \frac{\pi(4.674 \text{ cm} - 2.413 \text{ cm})}{\ln \frac{4.674 \text{ cm}}{2.413 \text{ cm}}} = 10.74 \text{ cm}$$

$$A_e = \frac{HT(OD - ID)}{2} = \frac{(1.803 \text{ cm})(4.674 \text{ cm} - 2.413 \text{ cm})}{2} = 2.038 \text{ cm}^2$$

$$V_e = L_e A_e = (10.74 \text{ cm})(2.038 \text{ cm}^2) = 21.9 \text{ cm}^3$$

$$A_w = \pi \left(\frac{ID}{2} \right)^2 = \pi \left(\frac{2.332 \text{ cm}}{2} \right)^2 = 4.27 \text{ cm}^2$$

$$PA = A_w A_e = (4.27 \text{ cm}^2)(2.038 \text{ cm}^2) = 8.70 \text{ cm}^4$$

En los cálculos anteriores, se observan ciertas diferencias con la información de la hoja de especificaciones, debido a que los fabricantes consideran otros factores como el efecto de los bordes redondeados, el recubrimiento de aislante, análisis estadísticos, etc. Por ejemplo en el cálculo de A_w se consideró el dato del diámetro interno después de aplicar el recubrimiento. Si bien para este ejemplo usaremos la información del fabricante, es importante resaltar que las diferencias obtenidas al usar las fórmulas para determinar los parámetros geométricos del transformador, no repercuten significativamente en los resultados finales.

En la figura 5 se muestra una gráfica que describe el comportamiento de las pérdidas del núcleo en función de la densidad de flujo. En la gráfica se incluyen curvas para diferentes frecuencias de operación. Las pérdidas están expresadas en unidades de mW/cm^3 y la densidad de flujo en gauss. El núcleo que se usa para este ejemplo, permite intervalos de operación que van desde 60Hz hasta los 500kHz y la densidad de flujo va de los 40 a 10000 gauss aproximadamente.

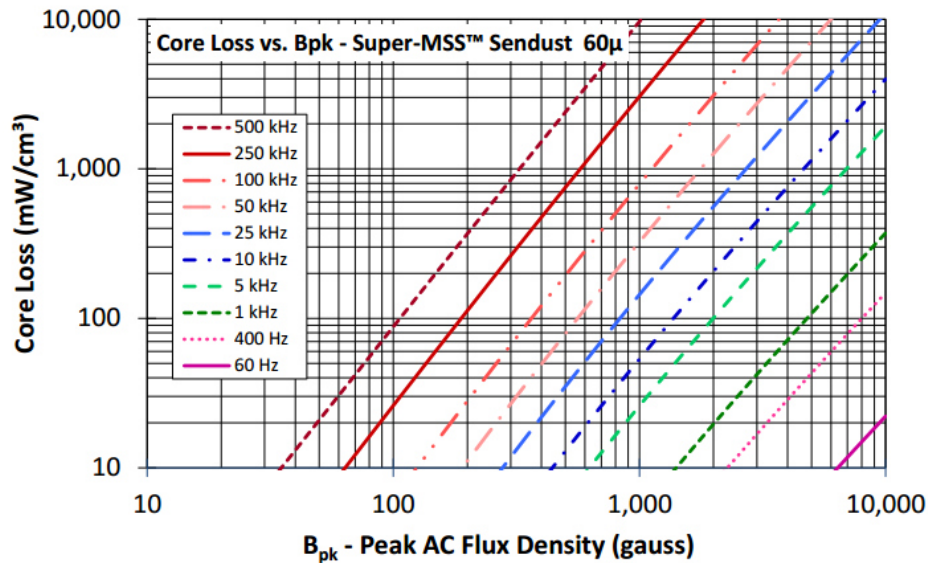


Figura 5. Gráfica de pérdidas contra densidad de núcleo MS-184060-2

En la gráfica se puede apreciar la curva de 100 kHz, la frecuencia de conmutación que trabajara nuestro núcleo y a partir de esta podemos tener una densidad de flujo así como sus respectivas pérdidas. De esta forma, las pérdidas por unidad de volumen se pueden expresar como:

$$CL = \frac{P_N}{V_e}$$

De tal forma que estableciendo un valor particular para las pérdidas del núcleo y considerando su volumen, se puede determinar el factor CL (*CoreLoss*), para que a partir de éste se pueda definir la densidad de flujo requerida para nuestros cálculos. Con base en lo anterior si la eficiencia debe ser mayor del 95% y la potencia de salida es 50 W, entonces las pérdidas totales del transformador deben ser menores de 2.5 W. Si consideramos un valor de 0.5 W para P_N , dando un margen amplio para cubrir las especificaciones planteadas, las pérdidas por unidad de volumen CL son:

$$CL = \frac{P_N}{V_e} = \frac{0.5 \text{ W}}{21.4 \text{ cm}^3} = 23.36 \frac{\text{mW}}{\text{cm}^3}$$

Redondeando esta cifra a 23 mW/cm³, de la gráfica de la figura 5 se tiene aproximadamente una densidad de flujo de B_{pk} de 175 Gauss cuando el transformador trabaja a una frecuencia de 100kHz.

A partir de este dato el número de vueltas del primario se puede calcular a partir de la ecuación 8 como se muestra a continuación:

$$N_p = \frac{V_{Emin}(10^8)}{A_e B_{pk} 4F_c} = \frac{(12 \text{ V})(10^8)}{4(1.99 \text{ cm}^2)(175 \text{ gauss})(100 \text{ kHz})} \approx 9 \text{ vueltas}$$

El devanado primario es con tap central, y el cálculo que se realizó consideró sólo la mitad del devanado. Es decir el número total de vueltas para el primario del transformador debe ser de 18.

En este ejemplo los voltajes V_E y V_S corresponden con los esperados en el primario y secundario del transformador, por esta razón la relación de transformación se calcula a partir de la ecuación 7.1

$$n = 0.95 \frac{V_{Emin}}{V_S} = 0.95 \frac{12 \text{ V}}{50 \text{ V}} = 0.228$$

Con base en el número de vueltas del primario y de la relación de transformación, el número de vueltas para el secundario se calcula según la ecuación 9 como se indica a continuación:

$$N_s = \frac{N_p}{n} = \frac{9}{0.228} \approx 39 \text{ Vueltas}$$

Al igual que el primario el secundario requiere de un tap central, por lo que el número total de vueltas es de 78.

El tipo de convertidor que se utilizará es push-pull. A partir de esto, de la tabla 1, la constante k_f se elige con un valor de 1.41. Siguiendo el procedimiento, es necesario calcular ahora la potencia de entrada máxima P_{Emax} , a partir de la potencia de salida P_{Smax} y la eficiencia esperada η . El cálculo se lleva a cabo aplicando la ecuación 11.

$$P_{Emax} = \frac{P_{Smax}}{\eta} = \frac{50 \text{ W}}{0.95} = 56.632 \text{ W}$$

Con este valor, la constante K_f y el voltaje de entrada mínimo V_{Emin} se calcula de la ecuación 10, la corriente máxima que debe manejar el embobinado primario:

$$I_{Pmax} = \frac{P_{Emax}}{V_{Emin} k_f} = \frac{56.632 \text{ W}}{(12 \text{ V})(1.41)} = 4.386 \text{ A}$$

Para calcular la corriente del secundario I_{Smax} se calcula con base en la potencia y voltaje de salida como lo muestra la ecuación 12:

$$I_{Smax} = \frac{P_{Smax}}{V_s \sqrt{2}} = \frac{50 \text{ W}}{(20 \text{ V})(\sqrt{2})} = 0.707 \text{ A}$$

Conociendo el factor AP de producto de áreas, la densidad de corriente se calcula a partir de la ecuación 13

$$J_{max} = 450(AP)^{-0.125} = 450(8.4973 \text{ cm}^4)^{-0.125} = 344.4 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$$

Con los datos de densidad de corriente y las corrientes en los devanados, se calcula el área del alambre requerido para los devanados del transformador. Esto se lleva a cabo aplicando las ecuaciones 14 y 15:

$$A_{CP} = \frac{I_{Pmax}}{J_{max}} = \frac{4.386 \text{ A}}{344.4 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}} = 0.013 \text{ cm}^2$$

$$A_{CS} = \frac{I_{Smax}}{J_{max}} = \frac{0.707 \text{ A}}{344.4 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}} = 0.00205 \text{ cm}^2$$

Estos valores se buscan en la tabla 2 para determinar los calibres AWG que se requieren para la construcción de los devanados del transformador. Generalmente se elige el calibre que se aproxime a los valores calculados. El calibre que se aproxima al área A_{CP} es el AWG #16, en tanto que para el área A_{CS} se considera el AWG #24.

A partir de los cálculos anteriores, el transformador se debe fabricar considerando lo siguiente:

- Número de vueltas primario con tap central: 18 Vueltas
- Número de vueltas secundario con tap central : 78 vueltas
- Calibre Primario: 16 AWG
- Calibre Secundario: 24 AWG

2.2. Ejemplo 2

Diseñar un transformador para una configuración de push-pull y frecuencia de conmutación de 60kHz que cumpla con las siguientes características,

- Voltaje de entrada mínimo 60 V.
- Voltaje de salida de 12 V.
- Potencia de salida máxima 50 W.
- Eficiencia mayor de 90%.

En este diseño se usará el núcleo 51-32-19 de material P8040 (TSC Ferrite International, 2000).

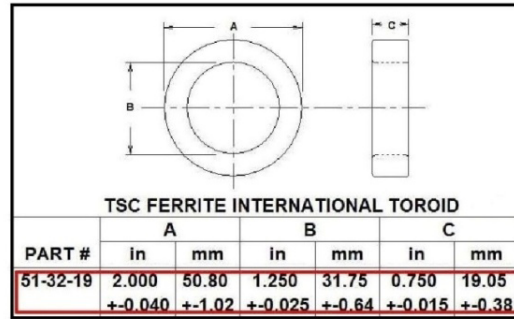


Figura 6. Dimensiones del núcleo 51-32-19

En el anexo de este trabajo se incluye la hoja especificaciones de este núcleo de donde se extrae la siguiente información:

- $L_e = 12.50 \text{ cm}^2$
- $A_e = 1.78 \text{ cm}^2$
- $V_e = 22.27 \text{ cm}^3$
- $A_w = 7.92 \text{ cm}^2$
- $PA = 14.10 \text{ cm}^4$

En la figura 7 se presenta la gráfica de las pérdidas por unidad de volumen del núcleo

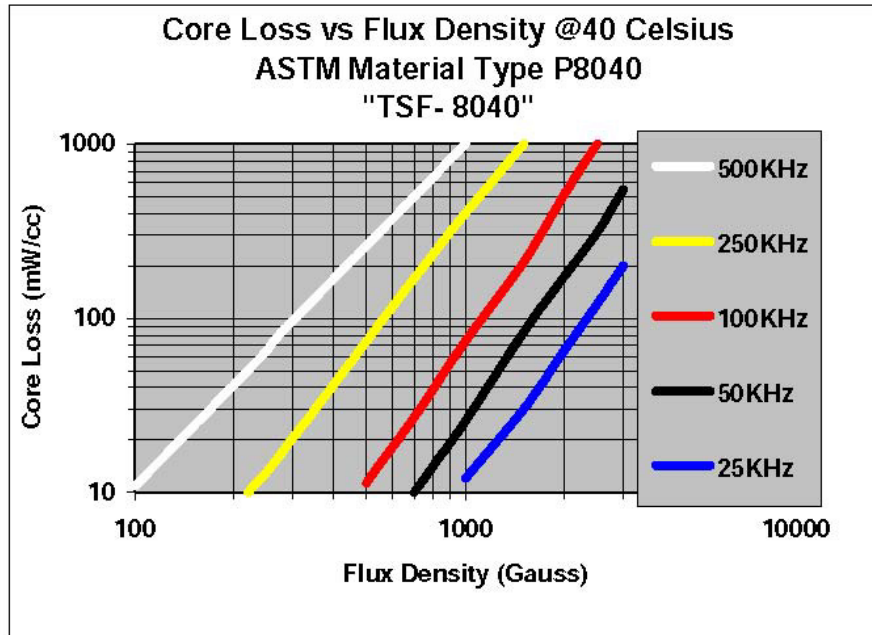


Figura 7. Grafica de pérdidas contra densidad de núcleo 51-32-19 de material P8040 del fabricante TSC Ferrite International

Para una eficiencia mayor de 90% y con una potencia de salida es 50 W, las pérdidas totales del transformador deben ser de 5W. Si consideramos un valor de 2 W para P_N , las pérdidas por unidad de volumen CL son:

$$CL = \frac{P_N}{V_e} = \frac{2 \text{ W}}{22.27 \text{ cm}^2} = 89.81 \frac{\text{mW}}{\text{cm}^2}$$

Que se redondea a 90 mW/cm³. Considerando una frecuencia de 60kHz, a partir de la gráfica de la figura7, el valor aproximado de B_{pk} es 1400 Gauss. Sin embargo a modo de prueba se elige un valor para B_{pk} de 500 Gauss. En la gráfica de la figura 7, las pérdidas no están definidas para estas condiciones de frecuencia y densidad de flujo; sin embargo se espera que sean menores a 10mW/cm³. A partir de esto el número de vueltas para la mitad del devanado primario se calcula como:

$$N_p = \frac{V_{Emin}(10^8)}{4A_e B_{pk} F_c} = \frac{(60 \text{ V})(10^8)}{4(1.78 \text{ cm}^2)(500 \text{ gauss})(60 \text{ kHz})} \approx 28 \text{ vueltas}$$

Hay que recordar que el devanado primario debe tener una derivación central, por esta razón el número de vueltas total debe ser 56.

A continuación se calcula la relación de transformación

$$n = 0.95 \frac{V_{Emin}}{V_s} = 0.95 \frac{60 \text{ V}}{12 \text{ V}} = 4.75$$

Con la relación de transformación, el número de vueltas para la mitad de secundario se calcula como:

$$N_s = \frac{N_p}{n} = \frac{6}{4.75} \approx 6 \text{ Vueltas}$$

Dando un total de 12 vueltas para un devanado con derivación central. A partir de la potencia de salida y la eficiencia, se calcula la potencia de entrada máxima:

$$P_{Emax} = \frac{P_{Smax}}{\eta} = \frac{50 \text{ W}}{0.90} = 55.56 \text{ W}$$

Debido a que el transformador se debe diseñar para una configuración push-pull la constante k_f se selecciona de 1.41. A partir de esto se calculan las corrientes en el primario y secundario:

$$I_{Pmax} = \frac{P_{Emax}}{V_{Emin} k_f} = \frac{55.56 \text{ W}}{(12 \text{ V})(1.41)} = 0.655 \text{ A}$$

$$I_{Smax} = \frac{P_{Smax}}{V_s \sqrt{2}} = \frac{50 \text{ W}}{(50 \text{ V})(\sqrt{2})} = 2.946 \text{ A}$$

Se calcula la densidad de corriente a partir del producto de áreas:

$$J_{max} = 450(AP)^{-0.125} = 450(14.094 \text{ cm}^4)^{-0.125} = 323.2 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$$

Con la densidad de corriente y la corriente en cada devanado se determina el área de cable desnudo:

$$A_{CP} = \frac{I_{Pmax}}{J_{max}} = \frac{0.655 A}{323.2 \frac{A}{cm^2}} = 0.002026 cm^2$$

$$A_{CS} = \frac{I_{Smax}}{J_{m\acute{a}x}} = \frac{2.946 A}{323.2 \frac{A}{cm^2}} = 0.00911 cm^2$$

Se buscan estos valores en la tabla 2 para determinar los calibres AWG que se requieren para la construcción de los devanados del transformador. En este caso el área A_{CP} corresponde con el AWG #17, en tanto que para el área A_{CS} se considera el AWG #24.

Por lo tanto se tienen los datos generales para el diseño del transformador:

- Número de vueltas primario: 56 Vueltas
- Número de vueltas secundario: 12 vueltas
- Calibre Primario: 17 AWG
- Calibre Secundario: 24 AWG

3. Resultados

El transformador del ejemplo1 se simuló en el programa PSIM. Este simulador es de la compañía Powersim Inc (Powersim, 2016) y está orientado al diseño de electrónica de potencia. El diagrama se presenta en la figura 8.

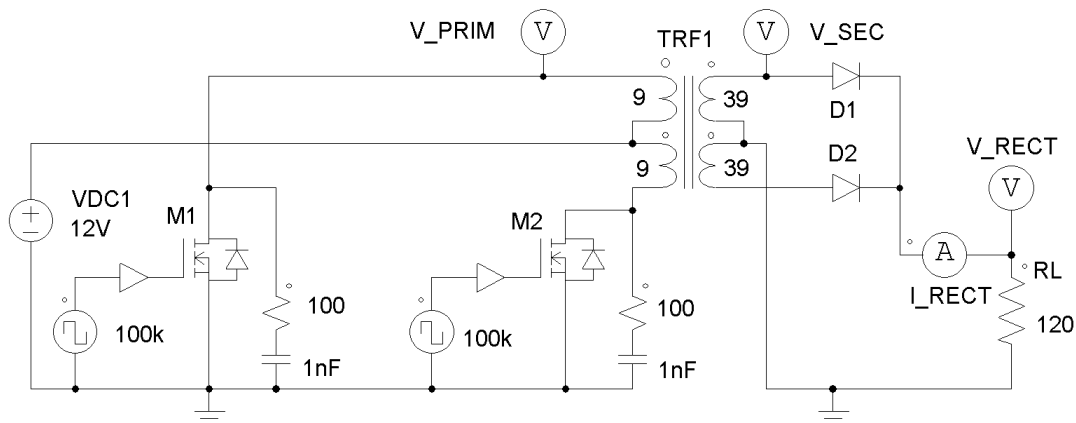


Figura 8. Diagrama esquemático usado en la simulación del ejemplo 1

En el esquemático se muestra el número de vueltas en cada devanado del transformador TRF1. En la simulación se usaron transistores MOSFET como elementos de conmutación. La fuente de entrada VDC1 es de 12V y se consideró una carga R_L de 120Ω . La frecuencia de las señales de conmutación fue de 100kHz con ciclo de trabajo menor al 50%. La salida del transformador se rectificó a través de un puente de diodos. Los puntos de prueba en la simulación son:

- V_PRIM Voltaje de primario del transformador
- V_SEC Voltaje de secundario del transformador
- V_RECT Voltaje de salida rectificado
- I_RECT Corriente de salida rectificada

Las curvas derivadas de la simulación dieron un resultado preliminar del diseño e indicaron el posible desempeño de transformador. Estas curvas junto con la respuesta real de dispositivo, así como su análisis se mostrarán un poco más adelante. El transformador se fabricó con la información obtenida a partir de los cálculos realizados y se muestra en la figura 9. Se probó el comportamiento del dispositivo con el circuito de la figura 10. La conexión, en la tarjeta prototipo, de este circuito es similar al de la simulación.



Figura 9. Transformador de 12V a 50V del ejemplo 1.

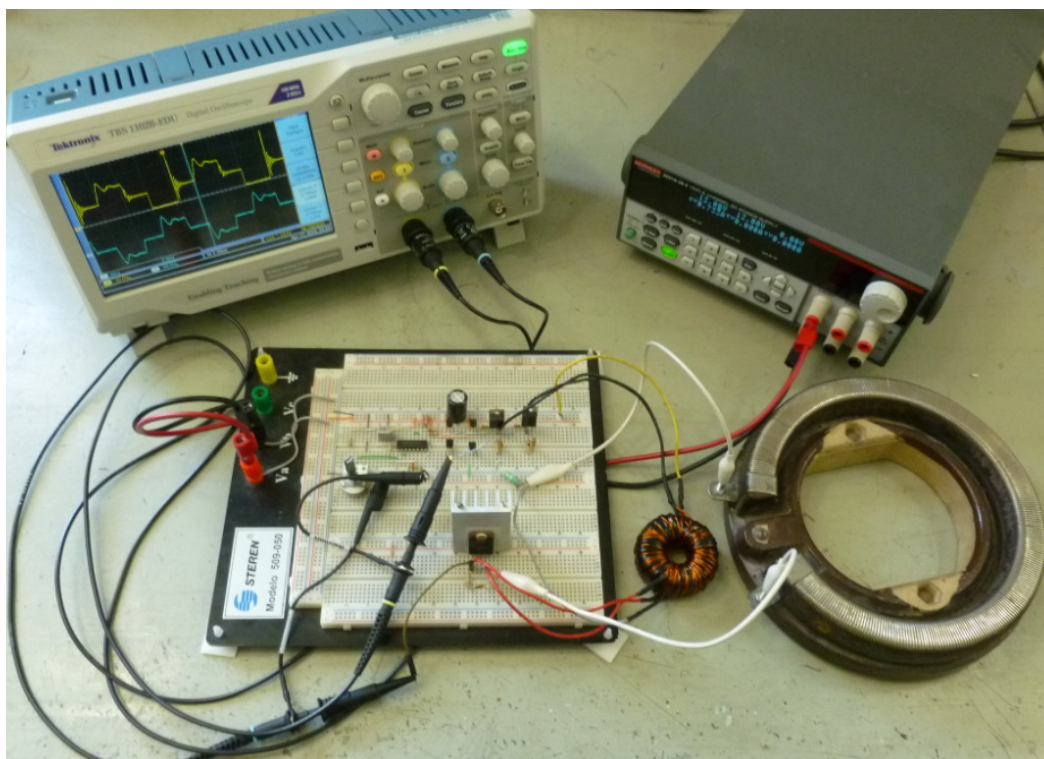


Figura 10. Pruebas experimentales del transformador del ejemplo 1

En la figura 11 se presenta la respuesta obtenida en la simulación para el voltaje primario V_p (V_PRIM) y secundario V_s (V_SEC) del transformador; la figura 12 indica la respuesta real del dispositivo. En ambas gráficas la curva superior corresponde con el voltaje primario y la inferior con el secundario. Como es una configuración de push-pull, el voltaje en cada primario es del doble de la fuente de entrada como lo

corroboran las figuras 11 y 12, alcanzando un valor aproximado de 24V. Por otro lado, la señal en cada devanado del secundario alcanzó, tanto en la simulación como en el dispositivo real, el voltaje esperado de 50V.

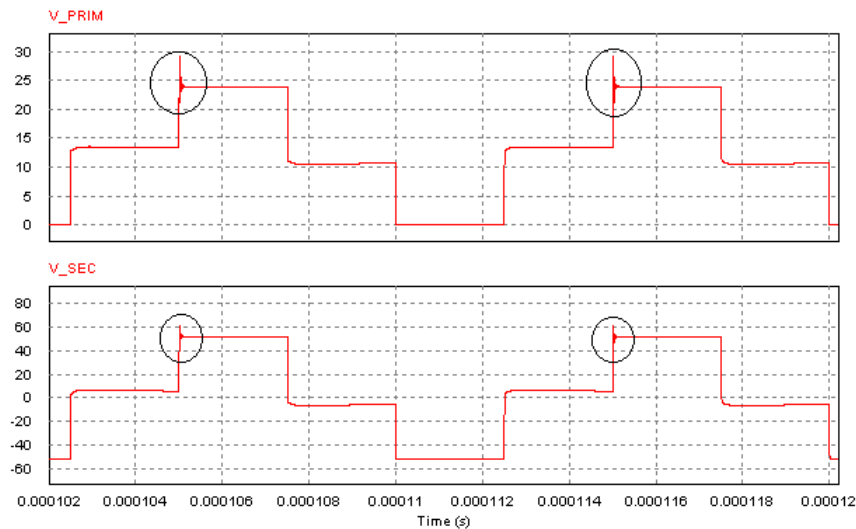


Figura 11. Señales observadas durante la simulación en el devanado primario y secundario del transformador del ejemplo 1.

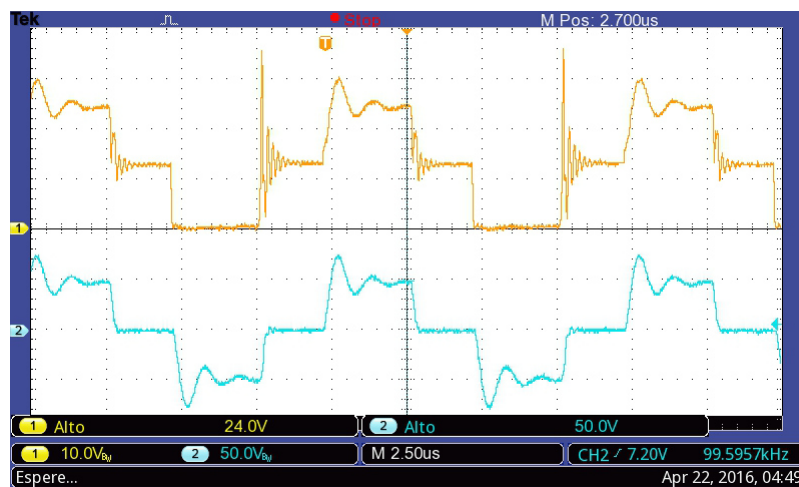


Figura 12. Señales experimentales observadas en el devanado primario y secundario del transformador del ejemplo 1

En una configuración push-pull, el voltaje que se observa en los devanados del primario es del doble de la fuente principal. Esto se corrobora en la curva V_PRIM de la gráfica, en donde su voltaje pico alcanza un valor aproximado de 24V. La magnitud alcanzada en el secundario fue alrededor de 50V como se esperaba. En la simulación se observan pequeñas oscilaciones. Este efecto aparece también en la respuesta real pero con una magnitud mayor. Este comportamiento es normal y se debe a diversos factores que involucran capacitancias e inductancias parásitas.

Por otro lado, la figura 13 presenta la simulación para el voltaje rectificado V_{RECT} y su corriente I_{RECT} para las condiciones de carga establecidas en el secundario. De manera similar, la figura 14 indica la respuesta real del transformador de estas variables para las mismas condiciones de operación. En las gráficas la señal superior es el voltaje rectificado del secundario y la señal inferior corresponde con la corriente I_{RECT} .

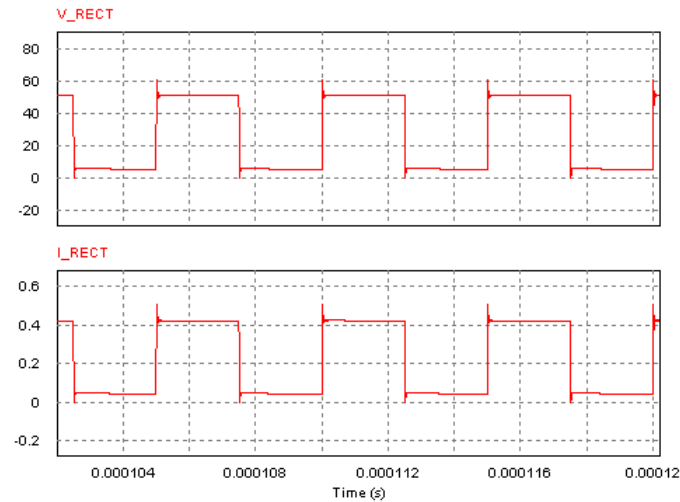


Figura 13. Señales rectificadas del voltaje y corriente obtenidas durante la simulación del ejemplo 1.

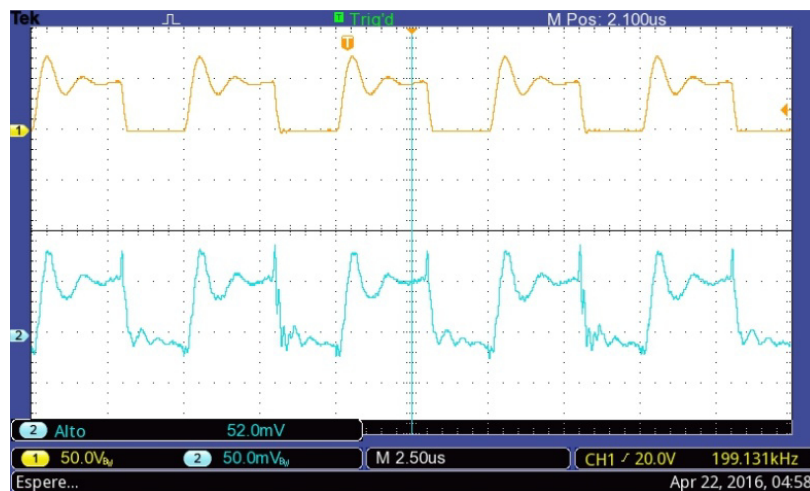


Figura 14. Señales rectificadas del voltaje y corriente obtenidas durante la prueba experimental del transformador del ejemplo 1

Como se observa, la simulación y el comportamiento real son similares. El voltaje en ambas graficas se aproximó a 50V con una corriente en la simulación de 450mA y en el caso real alrededor de 500mA. Las diferencias de magnitud en la corriente, se deben al valor de la resistencia de carga que presentó un valor menor de 12Ω . En este punto se debe comenta que la corriente se midió de manera indirecta a través de una resistencia de 0.1Ω , de tal forma que un voltaje de 100mV corresponde con una corriente de 1000mA.

Por otro lado, en estas gráficas también se observa la oscilación debida a los efectos parásitos de inductancia y capacitancia. Es importante mencionar que posiblemente este comportamiento se magnifique, porque las terminales del transformado son largas y el circuito esta armado en una tarjeta prototipo. En la práctica, el transformador perteneciente a una fuente conmutada tiene terminales cortas que están soldadas directamente al circuito impreso, sin embargo, aun con estos detalles, consideramos que el comportamiento del transformador es adecuado.

Para el ejemplo 2 se realizó un procedimiento similar de validación, es decir el transformador se fabricó según las especificaciones y se simuló en el programa PSIM. Se analizaron las gráficas de la simulación y los oscilogramas del transformador real. El diagrama esquemático que se usó se muestra en la figura 15.

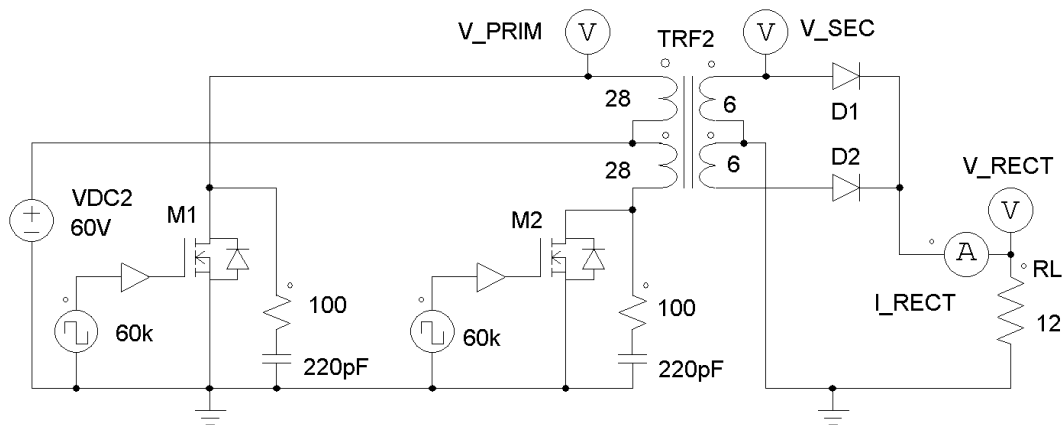


Figura 15. Diagrama esquemático usado en la simulación del ejemplo 2

En la simulación los MOSFET se activaron a partir de señales de pulsos con frecuencia de 60kHz, desfasados 180° y con ciclo de trabajo menor al 40%. En el diagrama, el transformador TRF2 tiene indicado el número de vueltas en cada devanado. La fuente de entrada VDC2 se fijó en 60V y la resistencia de carga se eligió de 12Ω. Los puntos de prueba en la simulación y en el circuito real son los mismos al del ejemplo1. En la figura 16 se muestra la foto del transformador del ejemplo 2.



Figura 16. Transformador de 12V a 50V del ejemplo 2

La figura 17 presenta el arreglo electrónico que se empleó para las pruebas de desempeño, armado en una tarjeta prototipo. En la imagen se observa que el circuito está en operación y muestra el osciloscopio con las señales del transformador.

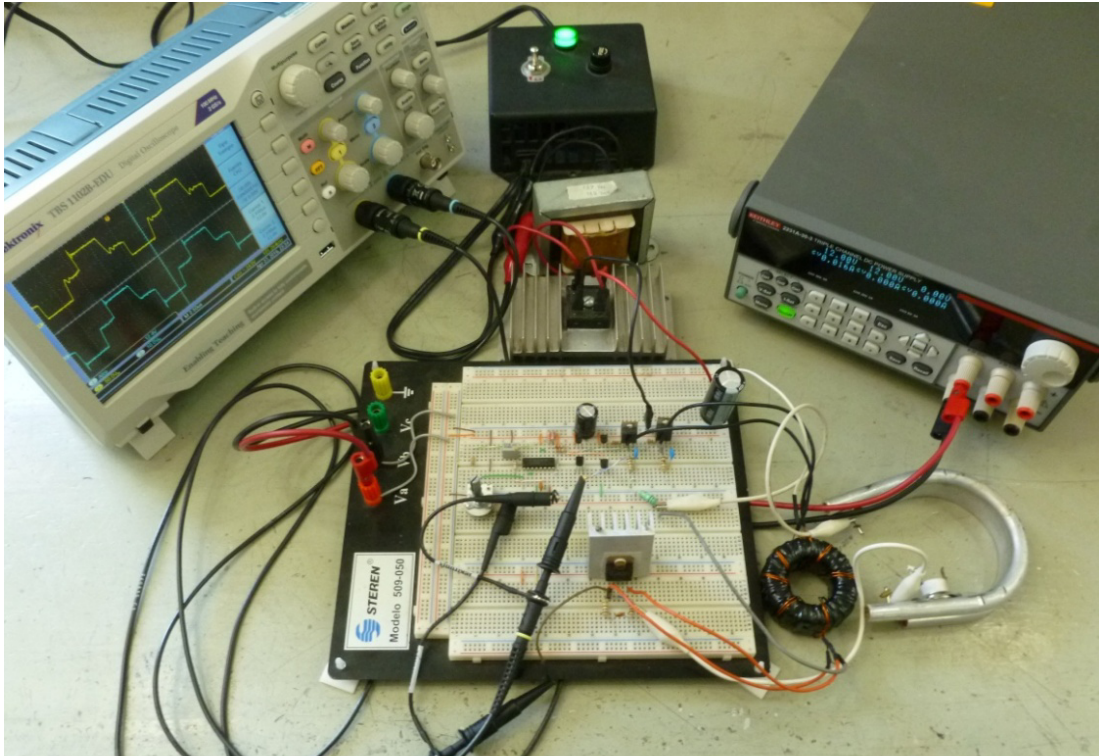


Figura 17. Prueba experimental del transformador del ejemplo 2

A continuación se da el análisis de las gráficas obtenidas para este dispositivo. Las curvas obtenidas del voltaje primario y secundario durante la simulación se indican en la figura 18. La figura 19 presenta las curvas experimentales. En ambas gráficas la señal superior corresponde con el voltaje en el primario y la inferior con el secundario. Como ya se mencionó este transformador es de tipo reductor y por tanto la señal del primario debe presentar un voltaje pico del doble del voltaje de entrada. En la simulación el voltaje de entrada VDC2 fue de 60V con un voltaje en el primario de 120V. En el circuito real la fuente de entrada midió aproximadamente 60V y el voltaje en el primario corroboró el resultado de la simulación de 120V; sin embargo, el osciloscopio marcó un potencial de 112V, aunque al observar con cuidado el oscilograma, la curva tiene cierto ruido que afecta la lectura del instrumento. Este ruido forma parte de las oscilaciones ya mencionadas tanto en la simulación como en el circuito real. El voltaje del lado del secundario coincidió con el observado en la simulación con una magnitud de 12V.

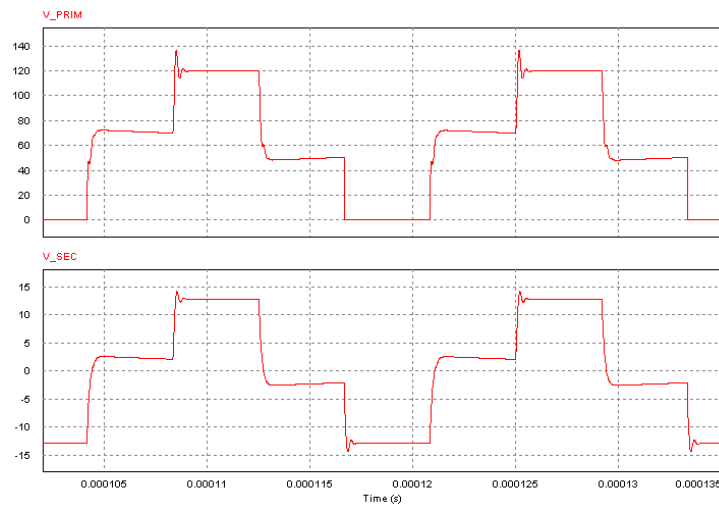


Figura 18. Señales observadas durante la simulación en el devanado primario y secundario del transformador del ejemplo 2

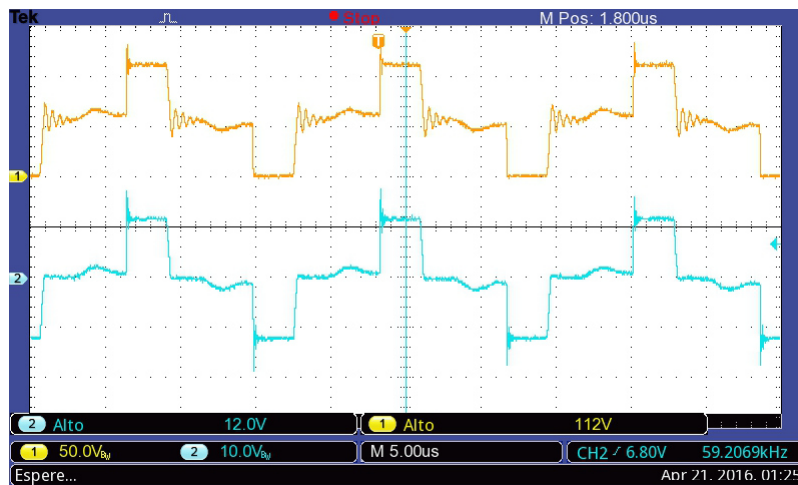


Figura 19. Señales experimentales observadas en el devanado primario y secundario del transformador del ejemplo 2

Por último en las figuras 20 y 21 se muestra las curvas del voltaje rectificado y de la corriente para la carga de 12Ω . La respuesta del transformador corroboró las curvas de la simulación y el desempeño de este transformador cumplió con las expectativas planteadas en el ejemplo.

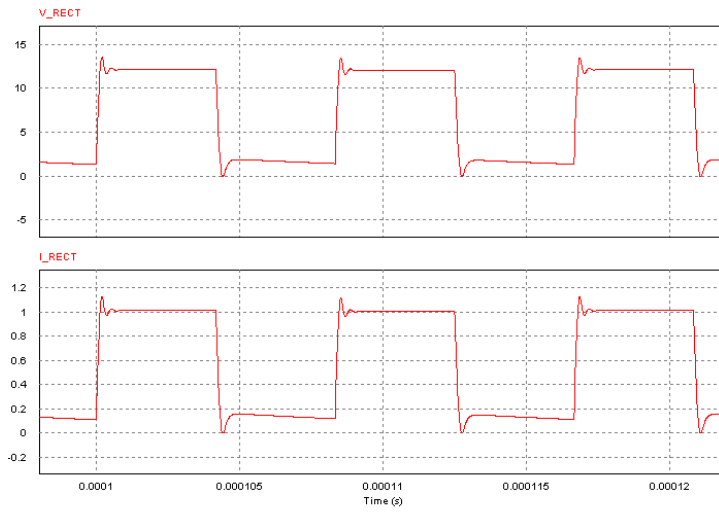


Figura 20. Señales rectificadas del voltaje y corriente obtenidas durante la simulación del ejemplo 2

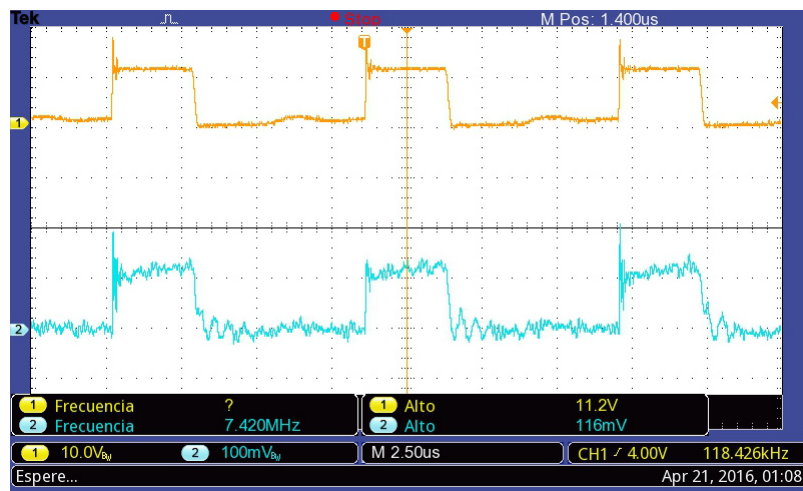


Figura 21. Señales de voltaje y corriente rectificadas reales obtenidas para el ejemplo 2

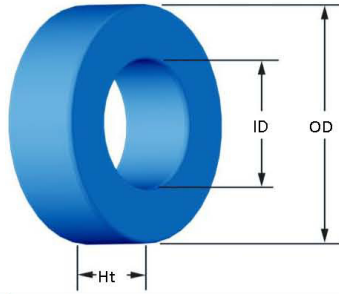
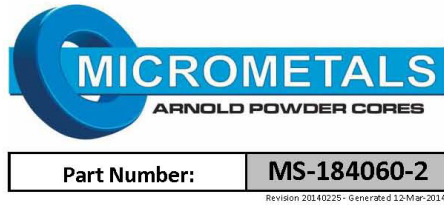
Conclusiones

Se presentó un método para el diseño de transformadores de alta frecuencia. El método considera el desarrollo para transformadores de núcleo toroidal, sin embargo es posible extrapolarlo para núcleos de otra geometría. El procedimiento considera su aplicación en sistemas conmutados con configuración de conexión directa, medio puente, puente completo y push-pull. Los factores que se consideran para el diseño son la geometría y las características magnéticas del núcleo. Se realizaron pruebas para evaluar la fiabilidad del procedimiento resultando satisfactorias. En este trabajo se incluyen dos ejemplos de diseño y se muestra su desempeño de manera experimental. Con base en estos resultados se concluye que el método cumple con las expectativas planteadas al inicio del trabajo.

Es importante resaltar que la metodología expuesta en este trabajo está basada en la información recabada de otros procedimientos y lo que se expone aquí es un proceso de diseño enfocado a las necesidades del laboratorio de electrónica del CCADET. Este método de diseño no está orientado a la total optimización de este dispositivo eléctrico debido a que el proceso no considera la elección del núcleo más adecuado; en su lugar, el procedimiento descrito ofrece una optimización parcial debido a que se adapta, dentro de sus limitaciones, al núcleo con que se cuente en ese momento. A pesar esto, los beneficios como son el volumen, el peso y la eficiencia, que se obtienen del desarrollo de transformadores de alta frecuencia, son superiores sobre los observados en los transformadores de núcleo laminado de baja frecuencia.

APENDICE

Figura A.1. Hoja de especificaciones del núcleo toroidal MS-184060-2



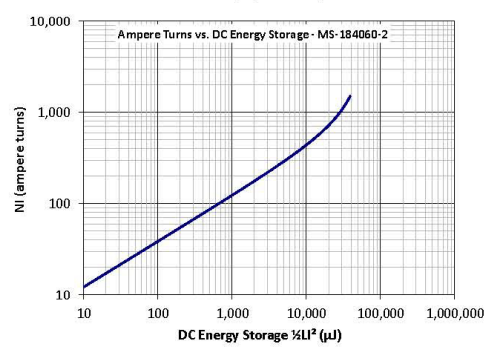
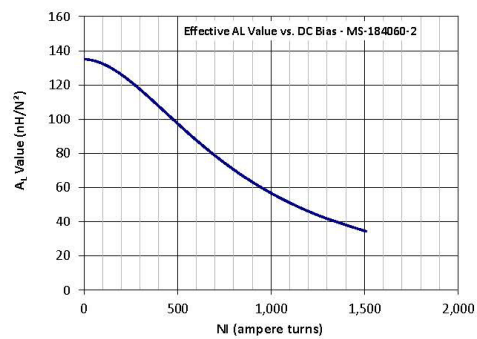
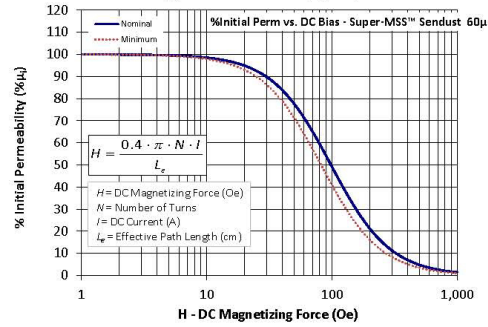
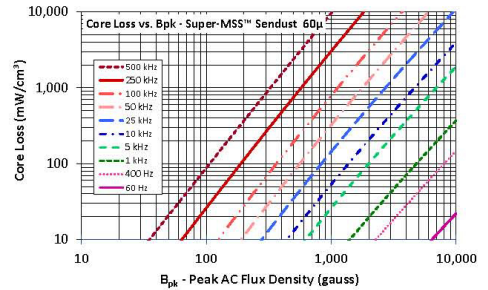
OD	(nom. - bare core) (max. - after coating)	46.74 mm 47.63 mm	1.840 in 1.875 in
ID	(nom. - bare core) (min. - after coating)	24.13 mm 23.32 mm	0.950 in 0.918 in
Ht	(nom. - bare core) (max. - after coating)	18.03 mm 18.92 mm	0.710 in 0.745 in
Mass	(approximate)	120 grams	
Magnetic Dimensions	A_e - Eff. Mag. Cross Section	1.99 cm ²	
	L_e - Eff. Mag. Path Length	10.743 cm	
	V_e - Eff. Core Volume	21.4 cm ³	
	W_A - Min. Eff. Window Area	4.27 cm ²	
	s_a - Surface Area	81.7 cm ²	
Inductance	μ (reference)	60	
	A_L value (nominal)	135 nH/N ²	
	Test Winding	N=70, #20 AWG	
	Frequency	10 kHz	
	Voltage on Agilent 4284A	0.62 V	
Core Loss	$\text{Core Loss (mW/cm}^3\text{)}$	$\frac{f}{B_{pk}^3} + \frac{b}{B_{pk}^{2.3}} + \frac{c}{B_{pk}^{1.65}} + d \cdot B_{pk}^2 \cdot f^2$	
	where B_{pk} expressed in gauss, f expressed in hertz, and:	$a=7.890E+09, b=7.111E+08, c=8.980E+06, d=2.846E-14$	
	B_{pk}	1000 G	
	frequency	50 kHz	
	Core Loss (nominal)	323 mW/cm ³	
DC Saturation	$\% \mu_i$	$\frac{1}{a + b \cdot H^c + d}$	
	where H expressed in oersteds, and:	$a=1.000E-02, b=2.151E-06, c=1.841, d=0.000$	
	H_{oc}	100 Oe	
	Percent Initial Perm(nom.)	49.2%	
	Percent Initial Perm(min.)	40.9%	
Coating/Pkg	Coating Type:	Blue Epoxy	
	Voltage Breakdown (min.)	1000 Vrms	
	Limit	0.1 mA, 5 s	
	Package Quantity	100 Pcs/Box	

Winding Table	Wire Size	AWG	8	10	12	14	16	18	20	22	24	26	28
		mm	3.150	2.500	2.000	1.600	1.250	1.000	0.800	0.630	0.500	0.400	0.315
	Single Layer	Turns	17	22	28	35	45	56	70	88	111	138	173
		Rdc(Ω)	2.6 m	5.3 m	10.7 m	21.4 m	43.7 m	86.5 m	171.9 m	343.7 m	689.5 m	1.4	2.7
Full Winding	Turns	22	35	54	83	128	199	307	476	736	1,139	1,764	
	Rdc(Ω)	3.3 m	8.4 m	20.7 m	50.7 m	124.3 m	307.3 m	753.9 m	1.9	4.6	11.3	27.7	

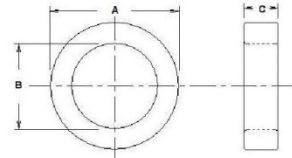
Micrometals Arnold Powder Cores, A Division of Micrometals, Inc. - 5615 E. La Palma Ave., Anaheim, California 92807 USA

Ph: +1-714-970-9400, Toll Free in USA: +1-800-356-5977, Asia Pacific Sales: +852 3106 3736

www.MicrometalsArnoldPowderCores.com

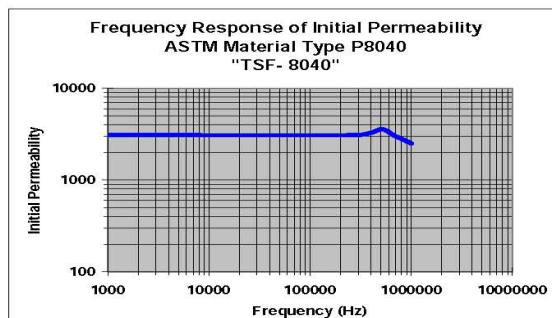
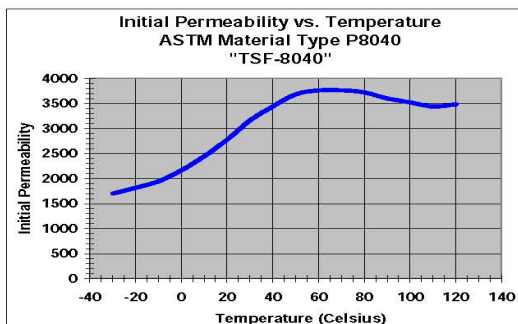
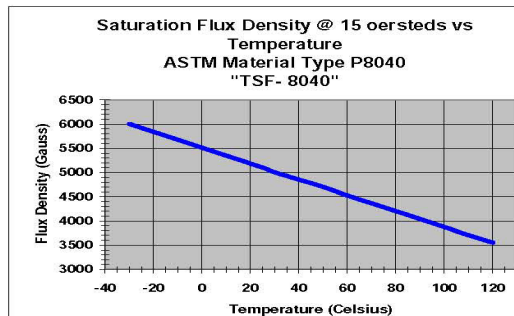
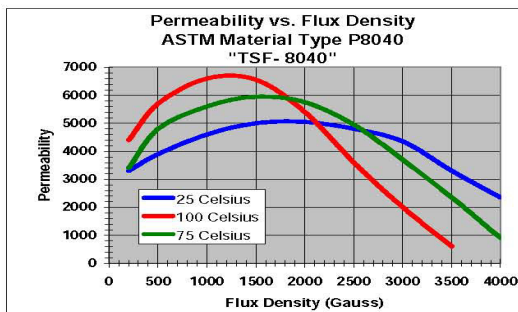
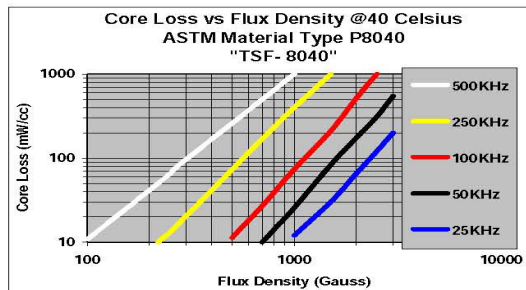
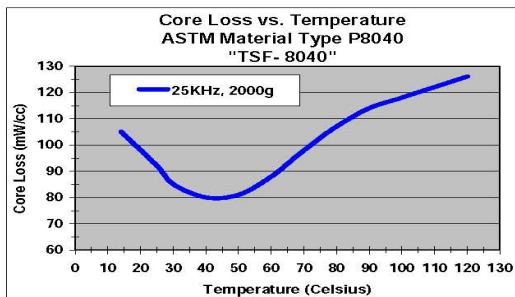


TSC
Ferrite International



PART #	A		B		C	
	in	mm	in	mm	in	mm
51-32-19	2.000	50.80	1.250	31.75	0.750	19.05
	+0.040	+1.02	+0.025	+0.64	+0.015	+0.38

TSC FERRITE INTERNATIONAL TOROIDAL CORE EFFECTIVE PARAMETERS							INDUCTANCE INDEX				
							AL nH/N^2				
							ASTM Material Type				
							ASTM P7099 ASTM P5099	ASTM P7070	ASTM F3000 P5025-100	ASTM F5000	ASTM F010K
							TSC Ferrite Material Grade				
IONS	MAGNETIC PATH LENGTH	EFFECTIVE CORE AREA	EFFECTIVE CORE VOLUME	WINDOW AREA	POWER HANDLING CAPABILITY INDEX	CORE WEIGHT	TSF-BOOST TSF-7099 TSF-5099 +30%	TSF-7070 +25%	TSF-8040 TSF-50ALL Flat Line +25%	TSF-5000 +25%	TSF-010K +30%
PART #	Le cm	Ae cm^2	Ve cm^3	Wa cm^2	WaAe cm^4	GRAMS					
51-32-19	12.50	1.78	22.27	7.92	14.10	112.9	3,580	3,940	5,551	8,954	17,900



Referencias

Billings K. Morey T. (2009) **Switch power supply design**. 3rd Edition. USA, McGraw-Hill Companies, Inc.

Billings K. Morey T. (2011) **Switch mode power supply handbook**. 3rd Edition. USA, McGraw-Hill Companies, Inc.

Brown M. (2001) **Power Supply Cookbook**. 2nd edition. USA, Butterworth–Heinemann.

Brown M. (2007) **Power source and supply**. USA, Newnes press.

Colonel Wm. T. McLyman. (1998) **Transformer and inductor design handbook**. Michigan USA, Marcel Dekker.

CONDUMEX. (2011) **Tablas de características dimensionales, peso y resistencia eléctrica, factores de corrección, rangos y tensiones** [Internet]. <[http:// www.condumex.com.mx/ES/alambre_magneto/Paginas/Informacion_tecnica_alambre_magneto.aspx](http://www.condumex.com.mx/ES/alambre_magneto/Paginas/Informacion_tecnica_alambre_magneto.aspx)> [Acceso 20 de enero 2016].

Erickson R, Maksimovic D. (2004) **Fundamentals of power electronics**. 2nd edition. Colorado USA, Kluwer Academic Publishers.

Kassakian J, Schlecht M, Verghese G. (1992) **Principles of power electronics**. USA, Addison Wesley.

Magnetics. (2013) **Transformer Design with Magnetics Ferrite Cores** [Internet]. Disponible desde <<https://www.mag-inc.com/design/design-guides/Transformer-Design-with-Magnetics-Ferrite-Cores>> [Acceso 20 de enero 2016].

Micrometals. (2015) **Núcleo toroidal con número de parte: MS - 184 125 - 2** [Internet]. Disponible desde <<http://www.micrometalsarnoldpowdercores.com/products/shapes-sizes-available/T/184>> [Acceso 10 de enero 2016].

Mohan N, Undeland T, Robbins W. (2002) **Power Electronics: Converters, Applications, and Design**. 3rd Edition. USA, Wiley.

Powersim. (2016) Proveedor de simulador electrónico, [Internet]. Disponible desde <<https://powersimtech.com/products/>> [Acceso 1 de marzo 2016].

Rashid M. (2008) **Power Electronics: Circuits, Devices & Applications**. 3rd Edition. USA, Prentice Hall.

TSC Ferrite International. (2000) **Manual en línea** [Internet]. Disponible desde <<http://www.tscinternational.com/mainferr.html>> [Acceso 10 de abril 2016].