

Diseño Simplificado de un Transformador de Potencia para un Convertidor CC-CC Topología Full-Bridge

Hugo C. Longoni^{#1}

[#] Centro de Investigación y Transferencia en Acústica, Universidad Tecnológica Nacional, Facultad Regional Córdoba
Maestro López esq. Av. Cruz Roja Argentina, X5016ZAA, Córdoba, Rep. Argentina

¹ hugolongoni@hotmail.com

Abstract— In the present work, a method of simplified design of a power transformer for a DC-DC full-bridge converter is proposed. The main variable of the method is the magnetic flux density of the transformer core. Copper and core losses are calculated as a function of the flux density. The information required for the calculation is obtained from the data sheets of the manufacturers. This method allows to select the smallest core size required for certain conditions of throughput power, frequency and work temperature. Experimental results are presented.

Resumen— En el presente trabajo se propone un método de diseño simplificado de un transformador de potencia para un convertidor CC-CC topología full-bridge. La variable principal del método es la densidad de flujo magnético del núcleo del transformador. Las pérdidas en el cobre y en el núcleo son calculadas en función de la densidad de flujo. La información necesaria para el cálculo es obtenida de las hojas de datos de los fabricantes. Éste método permite seleccionar el menor tamaño de núcleo necesario para una transferencia de potencia, frecuencia y temperatura de trabajo determinadas. Se presentan resultados experimentales.

I. INTRODUCCIÓN

Existen diversos métodos para el diseño de un transformador de alta potencia y alta frecuencia, como por ejemplo los presentados en [1], [2] y [3].

Petkov [1] presenta una solución óptima donde tiene en cuenta las pérdidas en el núcleo, las pérdidas en el cobre considerando los efectos de alta frecuencia y realiza un

modelo térmico del transformador. Considera como dato de diseño el salto térmico admisible del transformador y presenta dos ejemplos de diseño donde el salto térmico medido en prototipos construidos es un 15% mayor al calculado.

Erickson [2] utiliza el método de la constante geométrica K_{gfe} para determinar la densidad de flujo que minimiza las pérdidas totales en el transformador. Para determinar las pérdidas en el núcleo utiliza el exponente de pérdidas β que que varía entre 2,6 y 2,8 y el coeficiente de pérdidas del núcleo k_{fe} que depende de la frecuencia. El efecto de proximidad no es tenido en cuenta en este procedimiento aunque puede ser incluido.

El objetivo del presente trabajo es el diseño simplificado de un transformador de potencia con núcleo de ferrita, para ser utilizado en un convertidor CC-CC topología full-bridge. La simplificación consiste en considerar las pérdidas de corriente continua en el cobre, omitiendo las debidas a efectos de alta frecuencia, lo cual es posible con ciertas restricciones [3]. El presente método permite obtener las pérdidas de potencia que ocurren en el núcleo del transformador y en el cobre y la densidad de flujo óptima que arroja las pérdidas mínimas. También permite seleccionar el menor tamaño de núcleo necesario para una transferencia de potencia, frecuencia de trabajo y temperatura de trabajo determinadas. Para los cálculos utiliza la información técnica de los núcleos de ferrita que actualmente se publica [4]. Se determinan las pérdidas en el núcleo mediante un polinomio derivado de las curvas de pérdidas volumétricas en función de la frecuencia para algunos valores de densidad de flujo y temperatura. El presente es un método de diseño orientado a hoja de cálculo.

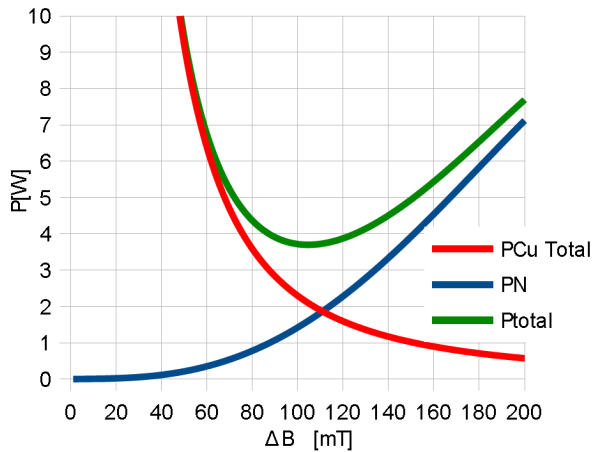


Fig. 1: Pérdidas de potencia en el transformador Vs. ΔB .

TABLA I
PARES $(\Delta B_k, P_{vk})$ PARA F Y T CONSTANTES.

ΔB_k	$P_{vk}(f, T, \Delta B_k)$
mT	W/mm ³
0	0
ΔB_1	P_{v1}
ΔB_2	P_{v2}
...	...
ΔB_n	P_{vn}

TABLA II
PARES (ΔB_k , P_{Nk}).

ΔB_k	$P_{Nk}(V_e, f, T, \Delta B_k)$
mT	W
0	0
ΔB_1	P_{N1}
ΔB_2	P_{N2}
...	...
ΔB_n	P_{Nn}

El trabajo está organizado de la siguiente manera: en la sección II se desarrolla el método. En la sección III se presentan resultados experimentales de la aplicación del mismo. Finalmente se presentan las conclusiones.

II. DESARROLLO DEL MÉTODO PROPUESTO

El método consiste en determinar las pérdidas en el cobre P_{Cu} y en el núcleo P_N en función de la densidad de flujo ΔB . Las pérdidas totales P_T es el resultado de sumar las dos anteriores.

$$P_N \approx \Delta B^{2.7} \quad (1)$$

$$P_{Cu} \approx \frac{1}{\Delta B^2} \quad (2)$$

$$P_T = P_N + P_{Cu} \quad (3)$$

En la Fig. 1 se presentan las curvas de P_{Cu} , P_N y P_T en función del ΔB . El presente método determina el ΔB óptimo, que minimiza las pérdidas totales. Luego, con las pérdidas totales P_T y la resistencia térmica del núcleo R_{th} se obtiene la sobre elevación de temperatura del transformador ΔT .

Las pérdidas en el núcleo se calculan en a partir de la información que brinda el fabricante del mismo. En cuanto a las pérdidas en el cobre, se consideran solamente las de corriente continua y se omiten las derivadas de los efectos de alta frecuencia (skin, proximidad), lo cual es posible con ciertas restricciones [3].

A. Pérdidas en el núcleo

En el presente método se consideran las pérdidas de potencia del núcleo P_N en función de: el volumen magnético efectivo del núcleo V_e , el material del núcleo P_V [4], la

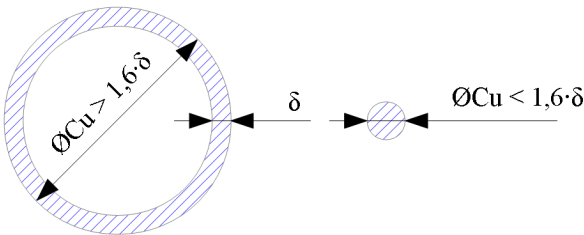


Fig. 2: Conductor con $\varnothing > 1,6 \cdot \delta$ y otro con $\varnothing < 1,6 \cdot \delta$.

densidad de flujo ΔB , la frecuencia de trabajo del convertidor f y la temperatura de trabajo del núcleo T , es decir

$$P_N = f(V_e, P_V, f, T, \Delta B) \quad (4)$$

donde V_e [mm³] depende del tamaño del núcleo y es entonces una constante, P_V [W/mm³] son pérdidas de potencia en función del material del núcleo y se considerará constante, f [Hz] se considerará constante, T [°C] se considerará constante y ΔB será la única variable.

Se obtiene un polinomio de la siguiente forma

$$P_N(\Delta B) = a_0 + a_1 \Delta B + a_2 \Delta B^2 + \dots + a_n \Delta B^n \quad (5)$$

donde a_i son coeficientes a determinar que dependen de V_e , P_V , f y T .

Para determinar los coeficientes a_i se obtienen de la hoja de datos del fabricante del núcleo valores de P_V para f y T determinadas y para distintos valores de ΔB [4], tal como se puede ver en la Tabla I. Típicamente, el fabricante del núcleo expresa P_V en función de la frecuencia de una excitación sinusoidal y del valor pico de la densidad de flujo ΔB [2]. Se asume que cuando ΔB es igual a cero, P_V también lo es. Luego se obtienen valores de P_N mediante la siguiente expresión

$$P_{Nk}(f, T, V_e, \Delta B_k) = P_{Vk}(f, T, \Delta B_k) \cdot V_e \quad (6)$$

donde $P_{Nk}(f, T, V_e, \Delta B_k)$ son pérdidas de potencia de un núcleo de un tamaño y material determinados.

En la Tabla I se muestran los pares (ΔB_k , P_{Vk}) obtenidos de la hoja de datos del fabricante del núcleo y en la Tabla II los pares (ΔB_k , P_{Nk}). Con los $n+1$ pares de la Tabla II se obtienen los coeficientes a_i de la Ec. (5) utilizando un método de interpolación de coeficientes indeterminados [5]. El resultado es un polinomio de grado n que verifica los $n+1$ pares de la Tabla II y representa las pérdidas de potencia en el núcleo del transformador P_N en función de ΔB , para un tamaño de núcleo, material, f y T determinados.

B. Pérdidas en el cobre

Las pérdidas en el cobre para el j -ésimo bobinado se calculan con la siguiente expresión [2]

$$P_{Cu j} = \rho \frac{I_N^2}{A_N \cdot K_{Cu}} \frac{i_j^2}{\alpha_j} n_j^2 \quad (7)$$

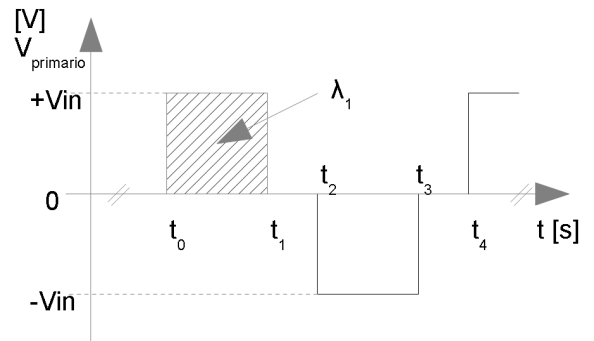


Fig. 3: Forma de onda de la tensión del primario del transformador para el convertidor full-bridge.

donde ρ es la resistividad del cobre para corriente continua a 100°C, l_N es la longitud media de espira, A_N es el área de ventana del núcleo disponible para el cobre, K_{Cu} es la fracción de A_N ocupada por el cobre, i_j es la corriente rms en el j-ésimo bobinado, α_j es la fracción de A_N ocupada por el j-ésimo bobinado y n_j es la cantidad de espiras del j-ésimo bobinado. La única variable a considerar será n_j la cual a su vez depende de ΔB . Los valores de i_j y α_j se obtienen según [2].

1) Efecto skin y profundidad de penetración δ

Este método evalúa las pérdidas en el cobre para corriente continua. Los efectos de alta frecuencia (skin, proximidad) son omitidos mediante una aproximación, con el criterio de que el uso de conductores paralelos puede reducir las pérdidas adicionales por efectos de alta frecuencia. La profundidad de penetración δ en un conductor de cobre a 100°C, en función de la frecuencia f es [2]

$$\delta = \frac{75}{\sqrt{f}} \text{ mm} \quad (8)$$

Para una frecuencia f_1

$$\delta(f_1) = \frac{75}{\sqrt{f_1}} \text{ mm} = \delta_1 \quad (9)$$

A partir del resultado de la Ec. (9) se asume que utilizando alambres paralelos con diámetros inferiores a $1,6 \cdot \delta_1$, los efectos skin y de proximidad podrán ser omitidos, lo cual no significa que sean despreciables [3].

En la Fig. 2 se muestra un conductor de cobre de diámetro mayor que $1,6 \cdot \delta$ (derecha) y otro cuyo diámetro es menor que $1,6 \cdot \delta$ (izquierda). En el primer caso, la corriente de alta frecuencia circula por el anillo exterior determinado por la profundidad de penetración δ . De esta forma se desaprovecha gran una parte de la superficie de la sección del alambre, aumentando la resistencia eléctrica del conductor. En cambio, si el diámetro del conductor es menor que $1,6 \cdot \delta$ entonces la corriente de alta frecuencia circula por toda la superficie de la sección del alambre [3].

2) Cálculo cantidad de vueltas del primario n_1

La forma de onda de tensión aplicada al primario se ilustra en la Fig. 3.

Los volts-segundos aplicados durante la parte positiva de la forma de onda de la Fig. 3 se denomina λ_1 [2]

$$\lambda_1 = \int_{t_0}^{t_1} V_1(t) \cdot dt \quad (10)$$

donde V_1 es la tensión aplicada al primario, y además

$$\lambda_1 = n_1 \cdot 2 \cdot \Delta B \cdot A_e \quad (11)$$

donde n_1 es la cantidad de vueltas del primario y A_e es el área de la sección transversal del núcleo.

Este λ_1 [volts-segundos], o enlace de flujo, causa que la densidad de flujo B cambie desde su valor pico negativo hasta su valor pico positivo. Por lo tanto, por la ley de Faraday, el valor pico de la componente alterna de la densidad de flujo ΔB es [2]

$$\Delta B = \frac{\lambda_1}{2 \cdot n_1 \cdot A_e} \quad (12)$$

Para una forma de onda determinada (y λ_1) es posible disminuir el ΔB con el aumento de n_1 . Esto tiene el efecto de disminuir las pérdidas en el núcleo como puede verse en la Ec. (1).

Sin embargo esto último causa que las pérdidas en el cobre se incrementen, tal como puede verse en la Ec. (2), ya que el bobinado estará compuesto por más vueltas de cobre de menor diámetro. Como resultado, hay una elección óptima para el ΔB , en la cual las pérdidas totales (núcleo mas cobre) se minimizan. Este comportamiento está ilustrado en la Fig. 1.

Una vez que se determina el ΔB óptimo, se calculan las vueltas del primario

$$n_1 = \frac{\lambda_1}{2 \cdot \Delta B \cdot A_e} \quad (13)$$

En la Ec. (13) se reemplaza el valor de λ_1 por el correspondiente a la forma de onda del primario del transformador de potencia para el convertidor full-bridge de la Fig. 3.

$$t_4 - t_0 = T = \frac{1}{f_s} \quad (14)$$

donde T es el período de conmutación del convertidor y f_s es la frecuencia de conmutación del convertidor.

$$t_2 - t_0 = \frac{T}{2} = \frac{1}{2 \cdot f_s} \quad (15)$$

$$t_1 - t_0 = D \cdot T \quad (16)$$

$$\lambda_1 = \int_{t_0}^{t_1} V_1(t) \cdot dt \quad (17)$$

$$\lambda_1 = \int_{t_0}^{t_1} V_{in}(t) \cdot dt + \int_{t_1}^{t_2} 0 \cdot dt \quad (18)$$

$$\lambda_1 = (t_1 - t_0) V_{in} = D \cdot T \cdot V_{in} = \frac{D \cdot V_{in}}{f_s} \quad (19)$$

$$\lambda_1 = \frac{D \cdot V_{in}}{f_s} \quad (20)$$

donde D es el ciclo de trabajo del convertidor. Reemplazando la Ec. (20) en la Ec. (13)

$$n_1(\Delta B) = \frac{D \cdot V_{in}}{2 \cdot f_s \cdot A_e} \cdot \frac{1}{(\Delta B)} \quad (21)$$

Con la expresión de la Ec. (21) se calcula la cantidad de vueltas del primario n_1 y con los valores conocidos de relación de vueltas N_j , la cantidad de vueltas de cada uno de los secundarios n_j .

Para determinar la relación de vueltas

$$V_{dcj} + V_f = 2 \cdot D \cdot N_j \cdot V_1 \quad (22)$$

donde V_{dcj} es la tensión continua que se desea obtener del j-ésimo bobinado del transformador y V_f es la tensión de polarización de un diodo rectificador.

$$N_j = \frac{V_{dcj} + V_f}{2 \cdot D_{max} \cdot V_{1min}} \quad (23)$$

$$n_j = N_j \cdot n_1 \quad (24)$$

Combinando la Ec. (21) con la Ec. (24)

TABLA III
RESULTADOS OBTENIDOS CON DISTINTOS NÚCLEOS.

	ETD 39	ETD 44	ETD 49	ETD 54	ETD 59
ΔB [mT]	200	143	116	92	75
P_N [W]	2,30	1,76	1,42	1,14	0,94
P_{CuT} [W]	2,1	2,05	1,81	1,56	1,29
P_T [W]	4,40	3,81	3,23	2,70	2,23
R_{th} [°C/W]	16	11	8	6	4
ΔT [°C]	70,5	41,9	25,8	16,2	8,9
J [A/mm ²]	4,55	3,89	3,07	2,49	2,01
n_1 [vueltas]	38,0	38,4	38,8	36,9	34,4
L_1 [mH]	4,04	5,31	5,88	6,26	6,52
i_{Mp} [mA]	294	224	202	190	182

$$n_j(\Delta B) = N_j \frac{D \cdot V_{in}}{2 \cdot f_s \cdot A_e \Delta B} \quad (25)$$

donde N_j es igual a 1 para j igual a 1 y N_j es la relación de vueltas del j -ésimo secundario al primario para $j \neq 1$.

3) Pérdidas totales en el cobre en función del ΔB

Combinando la (25) con la (7) se obtienen las pérdidas en el cobre del j -ésimo bobinado en función del ΔB :

$$P_{Cu j}(\Delta B) = \rho \frac{I_N}{A_N \cdot K_{Cu}} \frac{i_j^2}{\alpha_j} \left(N_j \frac{D \cdot V_{in}}{2 \cdot f_s \cdot A_e} \right)^2 \frac{1}{\Delta B^2} \quad (26)$$

Para simplificar la notación se realiza la siguiente agrupación de factores

$$K_{P_{Cu j}} = \rho \frac{I_N}{A_N \cdot K_{Cu}} \frac{i_j^2}{\alpha_j} \left(N_j \frac{D \cdot V_{in}}{2 \cdot f_s \cdot A_e} \right)^2 \quad (27)$$

Luego, las pérdidas totales en el cobre en función del ΔB son la sumatoria de las pérdidas de los m bobinados del transformador

$$P_{Cu T}(\Delta B) = \left(\sum_{j=1}^m K_{P_{Cu j}} \right) \frac{1}{\Delta B^2} \quad (28)$$

C. Corriente de magnetización

Por el primario circula la corriente de magnetización $i_M(t)$ [2] la cual se calcula mediante la siguiente expresión

TABLA IV
ESPECIFICACIONES DEL TRANSFORMADOR DE POTENCIA.

Topología del convertidor	Full-Bridge
Frecuencia de trabajo	80KHz
Potencia transmitida al secundario	1000W
Tensión V_i	380V
Tensión de salida	135V
Temperatura de trabajo del transformador	100°C
Material del núcleo	N97



Fig. 4: Perfil del bobinado sobre el carrete.

$$i_M(t) = \frac{1}{L_M} \int v_1(t) dt \quad (29)$$

$$L_M \approx L_1 \quad (30)$$

donde L_M es la inductancia de magnetización y L_1 es la inductancia del bobinado del primario.

La máxima variación pico a pico de la integral en la Ec. (29) viene dada por la Ec. (10). Puede definirse entonces la máxima variación pico a pico de la corriente de magnetización $i_M(t)$ como

$$i_{Mpp} = \frac{1}{L_M} \lambda_1 \quad (31)$$

donde i_{Mpp} es el valor de la amplitud pico a pico de $i_M(t)$.

D. Pérdidas totales, ΔB óptimo

Combinando la Ec. (3) con la Ec. (5) y la Ec. (28) se obtiene la expresión de las pérdidas totales del transformador en función del ΔB

$$P_T(\Delta B) = a_0 + a_1 \Delta B^1 + a_2 \Delta B^2 + \dots + a_n \Delta B^n + \left(\sum_{j=1}^m K_{P_{Cu j}} \right) \frac{1}{\Delta B^2} \quad (32)$$

El ΔB óptimo, que arroja las pérdidas totales mínimas en el transformador, se obtiene derivando la Ec. (32) respecto de ΔB e igualando a cero. Tal derivada es un polinomio de grado $n+2$ en ΔB .

E. Selección del tamaño del núcleo

En la Tabla III se muestran resultados obtenidos con núcleos de distintos tamaños. Los mismos corresponden al

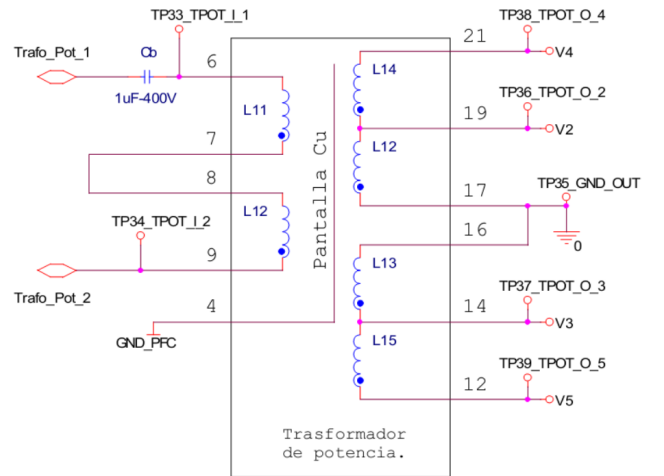


Fig. 5: Circuito esquemático del transformador de potencia.

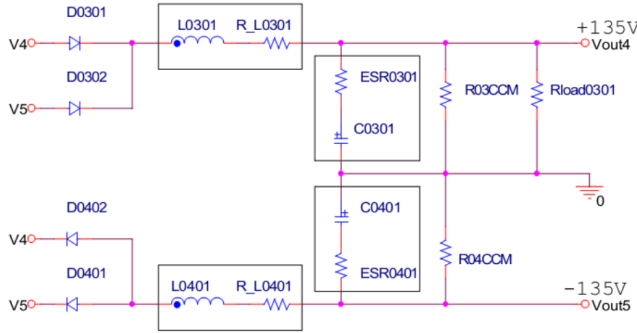


Fig. 6: Filtro de salida para +135V y -135V.

cálculo de un transformador con las características mostradas en la Tabla IV.

A partir de la Tabla III se selecciona el tamaño de núcleo más apropiado teniendo en cuenta que el salto térmico ΔT en el transformador deberá ser tal que, la suma de éste y la temperatura ambiente máxima de trabajo sea menor que la temperatura máxima de trabajo del transformador

$$T_A + \Delta T < 100^\circ\text{C} \Rightarrow \Delta T < 100^\circ\text{C} - T_A \quad (33)$$

donde T_A es la temperatura ambiente.

La Tabla III permite seleccionar el tamaño de núcleo más apropiado para una aplicación determinada. Supóngase que la temperatura ambiente máxima de trabajo fuera de 40°C . Según la Ec. (33) el salto térmico del transformador ΔT debería ser inferior a 60°C . Observando la Tabla III se puede apreciar que el ETD 39 no cumple esta condición y debe ser descartado. El resto de los núcleos cumple la condición del salto térmico, pero el más apropiado es el ETD 44. Los demás núcleos son más costosos por ser de mayor tamaño.

F. Consideraciones constructivas

Una vez encontrado el ΔB óptimo, seleccionado el tamaño de núcleo apropiado y determinados los valores preliminares de vueltas de los bobinados, se realiza un ajuste de la cantidad de vueltas, en función de las dimensiones geométricas del carrete y de los bobinados, para obtener una construcción prolija y simétrica del transformador. De esta forma el punto de trabajo se desplaza alrededor del valor ΔB óptimo.

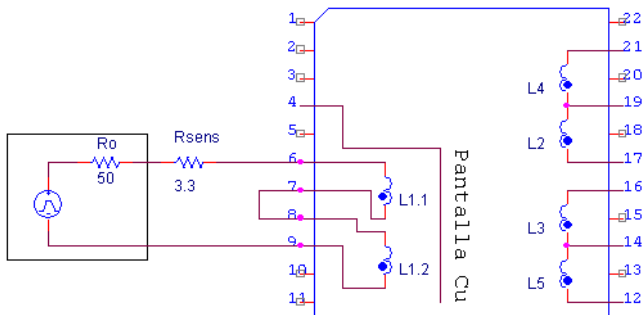


Fig. 7: Arreglo utilizado para medir indirectamente la corriente de magnetización.

TABLA V
MEDICIONES DE INDUCTANCIAS.

L_j	Calculado [H]	Medido [H]
L1.1	1,938m	1,514m
L1.2	1,490m 1,192m	1,519m
L1	7,750m 5,962m 4,769m	6,221m
L2		378,2u
L3	484,4u 372,6u	379,2u
L4	298,1u	379,3u
L5		380,1u
L1 (secundarios en cortocircuito)	—	2,4u

III. RESULTADOS EXPERIMENTALES

Aplicando el método de diseño aquí presentado, se construyó un transformador de potencia con las características mostradas en la Tabla IV. Se utilizó un núcleo ETD 54 de material N97, por ser el único del que se disponía al momento de la realización de este trabajo.

El transformador construido consta de un primario y 4 secundarios iguales que permiten obtener tensiones de salida de $\pm 135\text{V}$ y $\pm 67,5\text{V}$.

La cantidad de vueltas del primario para el ΔB óptimo es 36,9, tal como se muestra en la Tabla III. Este valor fue ajustado a 36 vueltas para lograr una construcción prolija y simétrica del transformador. A partir del nuevo valor de la cantidad de vueltas del primario se recalculó el resto de los parámetros obteniendo un ΔB de $94,25\text{mT}$ y un salto térmico de $24,0^\circ\text{C}$. En la Fig. 4 se muestra el perfil del bobinado obtenido sobre el carrete.

Se utilizaron 8 alambres paralelos de $0,4\text{mm}$ de diámetro para los bobinados. La profundidad de penetración δ para 80KHz es de $0,265\text{mm}$ y $1,6 \cdot \delta$ es $0,424\text{mm}$.

Se realizó un bobinado tipo sandwich, donde el primario se divide en dos partes iguales para bobinar la

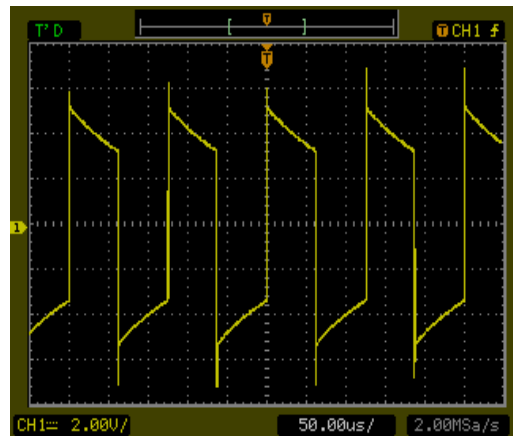


Fig. 8: Forma de onda aplicada al primario.

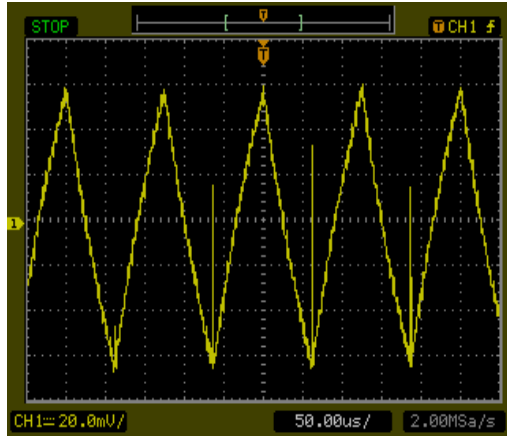


Fig. 9: Tensión proporcional a la corriente de magnetización.

primera mitad cerca del núcleo, sobre ésta se bobinan los secundarios, y sobre los secundarios se bobina la segunda mitad del primario. Este arreglo permite mejorar el acoplamiento magnético entre primario y secundario. Se intercaló también una pantalla de cobre de 0,1mm de espesor entre el primario y el secundario.

El coeficiente de acoplamiento entre primario y secundario K del transformador construido se obtuvo mediante la siguiente expresión [6]

$$K = \sqrt{1 - \frac{L_1 (\text{secundarios en cortocircuito})}{L_1}} \quad (34)$$

Con los valores de la Tabla V

$$K = \sqrt{1 - \frac{2,4\mu H}{6,221mH}} \quad (35)$$

$$K = 0,9998 \quad (36)$$

En la Tabla V se muestran los valores de inductancia máximo, nominal y mínimo calculados y los valores medidos en el transformador realizado. $L_{1.1}$ y $L_{1.2}$ son ambas mitades del bobinado del primario. L_1 corresponde al primario mismo, con sus dos mitades en serie. L_2 a L_5 son los 4 bobinados del secundario.

En la Fig. 5 se presenta el circuito esquemático y las conexiones en el uso previsto del transformador de potencia. En la Fig. 6 se muestra la etapa de rectificación y filtrado para las tensiones de salida de +135V y -135V.

En la Fig. 7 se muestra el arreglo utilizado para la medición indirecta de la corriente de magnetización. Se utilizó un generador de onda cuadrada al 50%, a la frecuencia de 8KHz. La impedancia de salida del generador es de 50Ω . Se utilizó una resistencia sensora de $3,3\Omega$ para medir la corriente de magnetización. La amplitud de la señal del generador se ajustó hasta conseguir a bornes del primario del transformador la forma de onda que se presenta en la Fig. 8. Esta última es de aproximadamente 3,8Vrms.

En la Fig. 9 se muestra la tensión medida en la resistencia sensora. Esta tensión es proporcional a la corriente de magnetización.

En la forma de onda de la Fig. 9, la tensión pico a pico es de 128,0 mV. Luego, la corriente de magnetización es

$$I_{mag} = \frac{128,0mV}{2} \cdot \frac{1}{3,3\Omega} = 19,39mA_p \quad (37)$$

En las condiciones de este ensayo, se aplican al primario $237,5V \cdot \mu s$

$$3,8V \cdot 62,5\mu s = 237,5V \cdot \mu s \quad (38)$$

En las condiciones de trabajo del transformador de potencia, se aplican al primario $2375V \cdot \mu s$

$$380V \cdot 6,25\mu s = 2375V \cdot \mu s \quad (39)$$

Por comparación de la Ec. (38) con la Ec. (39) se deduce que multiplicando por 10 a la corriente de magnetización medida bajo las condiciones de la Ec. (38) se obtiene la misma bajo las condiciones de la Ec. (39)

$$I_{mag \text{ proporcional}} = 193,9mA_p \quad (40)$$

Los valores de I_{mag} calculados para el transformador son (mínimo – nominal – máximo) 153,2mA_p, 199,2mA_p, 249,0 mA_p.

IV. CONCLUSIONES

El método propuesto permite seleccionar el menor tamaño de núcleo necesario para un transformador de potencia con núcleo de ferrita, para ser utilizado en un convertidor CC-CC topología full-bridge, utilizando la información técnica de los núcleos de ferrita que actualmente se publica.

Se obtuvieron analíticamente las expresiones necesarias para calcular las pérdidas de potencia que ocurren en el núcleo del transformador y en el cobre y la densidad de flujo óptima que arroja las pérdidas mínimas en el transformador.

Se pudo verificar en parte la validez del método mediante la medición de las inductancias y la corriente de magnetización. Mediante la medición del coeficiente de acoplamiento, se pudo verificar que el bobinado tipo sandwich ofrece la ventaja de un buen acoplamiento entre primario y secundario del transformador.

REFERENCIAS

- [1] R. Petkov, "Optimum Design of a High-Power High-Frequency Transformer," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 11, 1, 33-42, 1996.
- [2] R. W. Erickson, D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*. New York: Editorial Springer, 2001.
- [3] V. C. Valchev, A. Van den Bossche, *Inductors and Transformers for Power Electronics*. Taylor & Francis, 2005.
- [4] *Ferrites and accessories. SIFERRIT material N97*. EPCOS AG 2006.
- [5] J. C. B. Acevedo, *Matemáticas avanzadas y estadística para ciencias e ingeniería*. Secretariado de Publicaciones de la Universidad de Sevilla, 2006.
- [6] C. Basso, "How to deal with Leakage Elements in Flyback Converters," ON Semiconductor, 2005.