

Apéndice B

B.1 Diseño de componentes magnéticos

El diseño de un componente magnético implica, análisis y posterior síntesis del componente. El análisis puede ser complejo pero de solución única y directa, en cambio dado el número de parámetros involucrados, la síntesis consiste en iterar sucesivos resultados hasta llegar a la solución. El diseño de un componente magnético nunca resulta en una solución única, si no que será la mejor solución (para una determinada aplicación), de acuerdo con algún criterio establecido. Por ejemplo, si un inductor no debiera superar cierto volumen, dará lugar a diferentes soluciones para diferentes materiales. El punto de partida para optimizar el diseño de un componente magnético es la elección del material empleado como núcleo. Existen diferentes tipos de materiales disponibles según la aplicación, los rangos de frecuencia y potencia de trabajo. Optimizar el diseño implica minimizar volumen, costos y eficiencia [28][69][70].

B.1.1 Materiales magnéticos

La elección del material depende si el diseño es un transformador o un inductor y de las condiciones de trabajo, esto es: frecuencia, punto de polarización, potencia, volumen físico, temperatura máxima, etc.

Para el diseño de transformadores de alta frecuencia y alta potencia se requiere de un material que presente bajas pérdidas específicas (pérdidas por unidad de peso o

volumen) a frecuencias elevadas, un elevado valor del flujo máximo y buenas propiedades térmicas. Los materiales más adecuados para esta aplicación son los denominados ferrites que son compuestos de óxidos ferromagnéticos con uno o varios óxidos de metales bivalentes. Básicamente existen dos grupos de compuestos: los ferrites Nickel-Zinc y los ferrites Manganeseo-Zinc. Los primeros presentan, en general, menor permeabilidad y flujo de saturación, que los segundos. Las cerámicas compuestas por Ni-Zn son para aplicaciones de: alto Q en rangos de frecuencias entre 500KHz y 100MHz por su alta resistividad volumétrica, se emplean en inductancias para circuitos resonantes y también son utilizados en transformadores de banda ancha. Las cerámicas de Mn-Zn poseen permeabilidades mayores que las anteriores y menor resistividad volumétrica. Ofrecen altos valores de Q para rangos de frecuencias entre 1KHz a 1MHz. Son ampliamente utilizadas en convertidores de potencia de modo conmutado en el rango entre 20KHz a 100KHz [72][87].

Para inductores que deban almacenar altos niveles de energía con bajas pérdidas magnéticas, es necesario emplear materiales con baja permeabilidad, alto valor del flujo de saturación y buen factor de mérito. Podemos encontrar estas características en materiales denominados comercialmente *Iron Powder Core* [71][72][77][78]. Este material está formado por diminutas partículas de hierro aisladas una de la otra, agrupadas por un compuesto aglutinante a muy alta presión y cocido a altas temperaturas. Existen dos tipos básicos de iron powder core que son: el carbonilo de hierro y el de hidrogeno reducido. Los primeros poseen altos valores de flujo de saturación, las más bajas permeabilidades magnéticas relativas entre 3 y 35. Ofrecen buen factor de mérito en el rango de frecuencias que va desde los 50Khz hasta los 200Mhz. Son empleados en RF para aplicaciones con buena estabilidad con la temperatura y alto valor de Q. También son empleados en inductores para una gran banda de frecuencia donde manejen un elevado nivel de energía. Los materiales de hidrogeno reducido poseen los valores más altos de permeabilidad para este tipo de núcleos, entre 35 y 110. Poseen valores de Q más bajos que los anteriores. Son empleados en filtros de EMI, choques de bajas frecuencias e inductores de entrada y salida en convertidores de cc/cc.

B.1.2 Pérdidas en los componentes magnéticos

Los materiales magnéticos en general poseen pérdidas considerables debido a la histéresis propia del material y a las corrientes parásitas inducidas en éste, ante la

presencia de campos magnéticos alternados en el interior. A estas pérdidas debemos sumar las generadas en los conductores de los arrollamientos por efecto pelicular. Tanto las pérdidas en el material magnético como en los arrollamientos del devanado son fuertemente dependientes de la frecuencia de trabajo. Por esto tiene gran importancia el tratamiento de los materiales empleados en el diseño de los componentes magnéticos, para optimizar la relación peso-potencia en convertidores de alta potencia y alta frecuencia [74]-[76][79][85][86].

Pérdidas en el núcleo

En materiales magnéticos cuyos valores de resistividad son muy elevadas como es el caso de los ferrites y los powder core, las pérdidas de potencia por corrientes parásitas son prácticamente despreciables, por lo tanto no serán tenidas en cuenta en el diseño de los componentes magnéticos. Las pérdidas generadas en materiales con muy baja conductividad, son provenientes de la característica de histéresis que se presenta en la orientación de dominios magnéticos del material. La pérdida de potencia por unidad de volumen (o peso) por histéresis, se expresa como

$$p_C = k_1 f^{k_2} B^{k_3} \quad (\text{B.1})$$

donde: f es la frecuencia de fluctuación del flujo magnético en el interior del material, B es la densidad de flujo, k_1 , k_2 y k_3 son constantes que dependen esencialmente del material del núcleo y de la frecuencia. También hay que resaltar que la densidad de potencia cambia con la temperatura final del núcleo. Un modo de corregir las pérdidas con la temperatura puede verse en [67] donde afecta a la expresión (B.1) por un factor que depende de la temperatura al cuadrado.

Pérdidas en los bobinados

Las pérdidas de potencia en los bobinados de los componentes magnéticos están dadas por corrientes parásitas inducidas en el interior del conductor. Estas corrientes provienen de dos efectos, el pelicular y el de proximidad. Las corrientes parásitas por efecto pelicular son inducidas por el propio campo generado en el interior del conductor al circular por éste, una corriente alternada. Se establece así una densidad de corriente, que decrece hacia el centro del conductor. Como resultado aparece una resistencia equivalente R_{ac} (superior a la de corriente continua) que multiplicada por la corriente eficaz al cuadrado da las pérdidas por efecto pelicular

$$P_{skin} = R_{ca} I^2 \quad (\text{B.2})$$

El factor R_{ca} depende de la frecuencia de variación del campo y de la geometría del conductor (foil, litz o sección circular). Las corrientes parásitas inducidas por efecto de proximidad sobre un conductor se deben a la presencia de un campo magnético alternado originado por otro conductor cercano. Podemos expresar a estas pérdidas como

$$P_{prox} = GH^2 \quad (B.3)$$

donde G es el factor de proximidad y H es la intensidad de campo magnético originado por el conductor cercano. El cálculo de estas pérdidas no es sencillo debido a que G depende, de la frecuencia, de la geometría de los conductores, de la construcción del bobinado, de la geometría del núcleo magnético y de la distribución de flujos dispersos en el área de bobinado, entre otras.

B.1.3 Elección de la geometría del núcleo

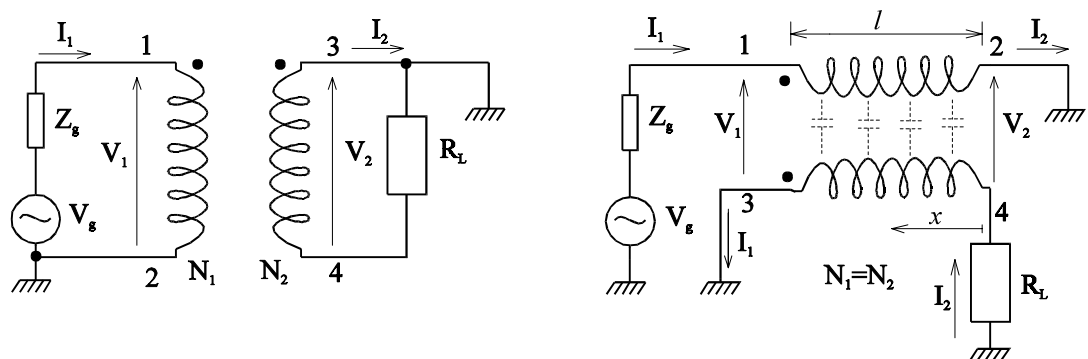
Existen diferentes geometrías que se pueden emplear en la construcción de componentes magnéticos, cada una de ellas está pensada para mejorar diferentes aspectos. En el diseño de transformadores de alta potencia y alta frecuencia, la geometría del núcleo es elegida para que los arrollamientos den valores de inductancia de dispersión lo más reducida posible. Las razones de una baja inductancia de dispersión son: 1) La presencia de inductancia de dispersión implica menos acoplamiento entre arrollamientos, apartándose del comportamiento ideal del transformador. 2) La inductancia de dispersión juntamente con las capacidades distribuidas de los bobinados limita la frecuencia máxima de operación. 3) Está relacionada con el error de cálculo que se presenta en el diseño de un inductor. 4) Tiene que ver con la influencia que tiene sobre las pérdidas en los conductores, a través del efecto de proximidad. 5) Afecta a compatibilidad electromagnética (EMC). La existencia de inductancia de dispersión genera interferencia electromagnética (EMI) en equipos aledaños. Las geometrías *pot-core* o *E-E* son las más apropiadas para la implementación de transformadores con bajas inductancias de dispersión. La inductancia de dispersión depende de la forma del bobinado y los bobinados en capas simples (o planos) la reducen significativamente. En este sentido la geometría de núcleo toroidal permite realizar bobinados planos con muy baja inductancia de dispersión [69].

B.2 Diseño del transformador

El diseño del transformador debe proveer bajas pérdidas de potencia con el mayor ancho de banda posible. Las pérdidas de potencia están determinadas por el material del núcleo y por las pérdidas de los arrollamientos. El ancho de banda del transformador está definido en bajas frecuencias, por la inductancia de magnetización y en alta frecuencia, por las inductancias de dispersión de los bobinados y las capacidades parásitas entre espiras de un bobinado y entre bobinados. En diseños convencionales de transformadores para convertidores de potencia, resultan diseños con devanados de varias capas que dan altas componentes parásitas. Por esto la frecuencia de corte superior del transformador queda muy limitada [68][73]-[76]. Una técnica que permite dimensionar el transformador con un mayor ancho de banda es tratar al devanado como una línea de transmisión, en alta frecuencia [70][80]-[84]. Para realizar un análisis en alta frecuencia como línea de transmisión es necesario que el diseño del transformador resulte un devanado en forma bifilar sobre un núcleo toroidal.

B.2.1 Análisis en alta frecuencia

En alta frecuencia el acoplamiento magnético se reduce por reducción de la permeabilidad con la frecuencia y si los devanados primarios y secundarios están bobinados en forma bifilar (con muy pocas vueltas), presentan un acoplamiento como en una línea de transmisión. Así las capacidades e inductancias parásitas forman parte de la impedancia característica de la línea. En la fig.B.1a se muestra el transformador



a) Transformador

b) Transformador como línea de

transmisión

Figura B.1: Transformador y comportamiento como línea de transmisión

con dos arrollamientos de N_1 y N_2 vueltas cada uno. El devanado primario se alimenta con el generador de señal V_g de impedancia Z_g y el secundario es conectado a la carga R_L . En la fig.B.1b dibujamos al transformador poniendo de manifiesto a los devanados como una línea de transmisión de longitud l asumiendo $N_1=N_2$.

Las ecuaciones de malla para el transformador en el primario y en el secundario se expresan como

$$V_g = V_1 + I_1 Z_g \quad (\text{B.4})$$

$$0 = I_2 R_L - V_2 \quad (\text{B.5})$$

Por otro lado la tensión y corriente sobre la línea de transmisión a una distancia x tomada desde la carga, considerando una línea sin atenuación, se expresan

$$\begin{aligned} V_x &= V_2 \cos \beta x + j I_2 Z_0 \sin \beta x \\ I_x &= I_2 \cos \beta x + j \frac{V_2}{Z_0} \sin \beta x \end{aligned} \quad (\text{B.6})$$

donde $\beta = 2\pi/\lambda$ es la constante de fase de la línea, Z_0 es la impedancia característica de la línea y λ es la longitud de onda de la señal. En $x=l$ (B.6) toman la forma:

$$\begin{aligned} V_1 &= V_2 \cos \beta l + j I_2 Z_0 \sin \beta l \\ I_1 &= I_2 \cos \beta l + j \frac{V_2}{Z_0} \sin \beta l \end{aligned} \quad (\text{B.7})$$

La potencia en la carga se define como

$$P_L = |I_2|^2 R_L \quad (\text{B.8})$$

resolviendo de (B.4) (B.5) y (B.7) tenemos que:

$$|I_2| = \frac{V_g}{\sqrt{(R_L + Z_g)^2 \cos^2(\beta l) + \left(Z_0 + \frac{R_L Z_g}{Z_0}\right)^2 \sin^2(\beta l)}} \quad (\text{B.9})$$

Reemplazado en (B.8), P_L queda

$$P_L = \frac{V_g^2 R_L}{(R_L + Z_g)^2 \cos^2(\beta l) + \left(Z_0 + \frac{R_L Z_g}{Z_0}\right)^2 \sin^2(\beta l)} \quad (\text{B.10})$$

La máxima potencia disponible del generador con impedancia Z_g , en la carga es

$$P_{disp} = \frac{V_g^2}{(R_L + Z_g)^2} R_L \quad (\text{B.11})$$

Haciendo el cociente entre la potencia disponible y la potencia en la carga, definimos las pérdidas por inserción del transformador

$$perd. \text{ por inserción} = 10 \cdot \log \left(\frac{P_{disp}}{P_L} \right) \quad (\text{B.12})$$

La respuesta en frecuencia del transformador es uniforme mientras las pérdidas por inserción sean nulas, por lo tanto $\frac{P_{disp}}{P_L} = 1$. De (B.10) y (B.11) tenemos

$$\frac{P_{disp}}{P_L} = \frac{(R_L + Z_g)^2 \cos^2(\beta l) + \left(Z_0 + \frac{R_L Z_g}{Z_0} \right)^2 \sin^2(\beta l)}{(R_L + Z_g)^2} = 1 \quad (\text{B.13})$$

Despreciando Z_g frente a R_L y a Z_0 , entonces (B.13) queda

$$\frac{P_{disp}}{P_L} \cong \frac{(R_L)^2 \cos^2(\beta l) + (Z_0)^2 \sin^2(\beta l)}{(R_L)^2} = 1$$

Si la impedancia característica de línea Z_0 es igual a la impedancia de carga R_L , entonces la línea es inherentemente de banda ancha. En nuestro caso R_L es la impedancia de entrada del filtro cargado, que depende de la frecuencia, lo que no permite una exacta adaptación entre Z_0 y R_L . Una manera de salvar este problema es haciendo que $\frac{l}{\lambda} (= \beta l)$ sea una fracción muy pequeña, entonces (B.13) queda

$$\frac{P_{disp}}{P_L} \cong \cos^2(\beta l) \cong 1$$

independientemente de la relación entre Z_0 y R_L . Para algún valor de λ salimos de esta condición. Cuando $l = \frac{\lambda}{4}$ entonces (B.13) queda

$$\frac{P_{disp}}{P_L} = \left(\frac{Z_0}{R_L} \right)^2$$

que de la relación entre impedancias. En el caso general en que Z_0 sea diferente de R_L , se recomienda [70][80] tomar la longitud de la línea

$$l < \frac{\lambda_{cs}}{4}$$

siendo λ_{cs} la longitud de onda correspondiente a la frecuencia de corte superior elegida.

En [70] se elige $l = \frac{\lambda_{cs}}{8}$.

B.2.2 Análisis en baja frecuencia

En la fig. B.2 observamos al transformador y su circuito equivalente para bajas frecuencias, despreciando las pérdidas del núcleo y las pérdidas resistivas de los bobinados. A partir de esta figura planteamos las siguientes ecuaciones

$$\begin{aligned} V_g &= j(I_1 X_P - I_2 X_M) \\ 0 &= -jI_1 X_M + I_2(R_L + jX_S) \end{aligned} \quad (\text{B.14})$$

De aquí podemos expresar a V_g en función de la corriente I_1 de la forma

$$V_g = jI_1 X_p - jI_1 \frac{X_M^2 X_S}{R_L^2 + X_S^2} + I_1 \frac{X_M^2 R_L}{R_L^2 + X_S^2} \quad (\text{B.15})$$

Esta ecuación relaciona la tensión y corriente por el circuito primario, a través de una impedancia equivalente del transformador. En (B.15) tenemos un término real que

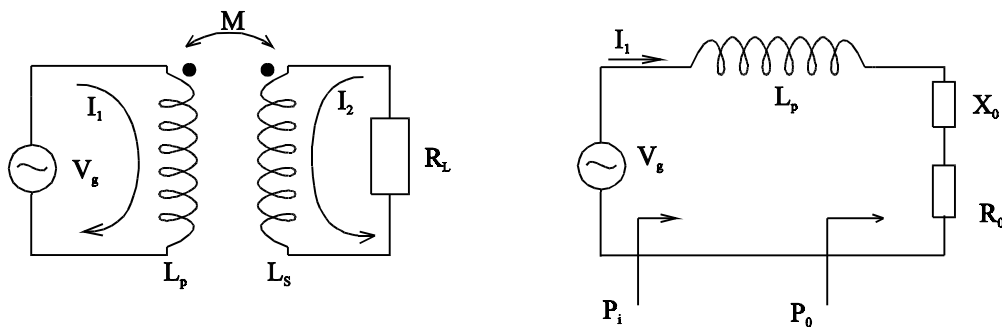


Figura B.2: Modelo del transformador en bajas frecuencias

identificamos en el circuito equivalente del transformador con R_0 . También aparecen dos términos imaginarios que corresponden a la impedancia de la autoinductancia del primario X_P y a una impedancia imaginaria que vincula el acoplamiento magnético entre ambos bobinados, identificada en el circuito equivalente como X_0 . Por lo tanto

$$\begin{aligned} X_0 &= -jX_S \frac{X_M^2}{R_L^2 + X_S^2} \\ R_0 &= R_L \frac{X_M^2}{R_L^2 + X_S^2} \\ X_T &= X_P - \frac{X_M^2 X_S}{R_L^2 + X_S^2} \end{aligned} \quad (\text{B.16})$$

Siendo la inductancia mutua $L_M = K\sqrt{L_P L_S}$, para $K=1$, $L_S = aL_M$ y $L_P = L_M/a$, donde “a” es la relación de transformación igual a N_1/N_2 . Por lo tanto X_T queda

$$\begin{aligned}
 X_T &= X_P - \frac{X_M^2 X_S}{R_L^2 + X_S^2} \\
 &= \frac{X_M}{a} - \frac{aX_M^3}{R_L^2 + a^2 X_M^2}
 \end{aligned}
 \tag{B.17}$$

La potencia entregada por el generador P_i y la consumida por la carga P_o

$$\begin{aligned}
 P_o &= |I|^2 R_0 \\
 P_i &= |I|^2 \sqrt{X_T^2 + R_0^2}
 \end{aligned}
 \tag{B.18}$$

Si hacemos el cociente entre P_o y P_i , obtenemos la relación entre potencia de salida y entrada en baja frecuencia de la forma

$$\frac{P_o}{P_i} = \frac{aX_M}{\sqrt{(R_L^2 + a^2 X_M^2)}}
 \tag{B.19}$$

A la frecuencia para la cual (B.19) es $1/2$, se la denomina frecuencia de corte inferior f_{ci} . Por lo tanto para cumplir con esta condición, L_M debe satisfacer la siguiente desigualdad

$$L_M > \frac{R_L}{a\sqrt{3}2\pi f_{ci}}
 \tag{B.20}$$

B.2.3 Dimensionamiento del transformador

Para el dimensionamiento del transformador establecemos primeramente un ancho de banda deseado

f_{cs} : frecuencia de corte superior igual a 100Mhz así $\lambda \approx 3$ metros

f_{ci} : frecuencia de corte inferior igual a 10Khz

Los datos de diseño son

f_s : frecuencia de conmutación 300Khz

$\frac{N_1}{N_2} = \frac{9}{7}$: Relación necesaria obtenida del Apéndice A

$R_L = 50\Omega$ (Impedancia de entrada del filtro "T" para frecuencias por debajo de la frecuencia de corte del filtro).

$V_{e1'rio} = \sqrt{2/3} \cdot V_{CC} = \sqrt{2/3} \cdot 300 = 245V$ (Tensión eficaz máxima posible de la tensión v_{ab} del convertidor)

Cálculo del núcleo y el número de vueltas

La inductancia de magnetización del transformador vista desde el primario para un factor de acoplamiento $K=1$, puede expresarse igual a la autoinductancia del bobinado primario de la forma

$$L_m = \mu_0 \mu_r N_1^2 \frac{A_{efe}}{l_{efe}} \quad (B.21)$$

donde l_{efe} es la longitud efectiva y A_{efe} es el área efectiva correspondiente a un núcleo toroidal. μ_0 es la permeabilidad del aire y μ_r la permeabilidad relativa del material del núcleo. Tomando la longitud del núcleo igual a la mitad de la longitud de la línea [Grosner] entonces la ec (B.21) quedará:

$$L_m = \mu_0 \mu_r N_1^2 \frac{A_{efe}}{\lambda_{cs} / 16} \quad (B.22)$$

Por la ley de Faraday-Lenz la relación entre la densidad de flujo máxima y la tensión eficaz de una forma de onda cuasi-cuadrada (de ancho $2/3\pi$), es igual a

$$V_{e1} = 6N_1 f_s B_m A_{efe} \quad (B.23)$$

donde f_s es la frecuencia de conmutación y B_m es el valor máximo de la inducción magnética.

De las ecs. (B.22) y (B.23) determinaremos las vueltas del primario y el área efectiva del núcleo de la forma

$$N_1 = \frac{L_m (\lambda_{cs} / 16) 6 f_s B_m}{\mu_0 \mu_r V_{e1}} \quad (B.24)$$

$$A_{efe} = \frac{V_{e1}}{6 N_1 f_s B_m} \quad (B.25)$$

El valor de $L_m \cong L_p = \frac{L_M}{a}$ está definida por la condición (B.20)

$$L_m > \frac{50}{(9/7)^2 \sqrt{3} 2\pi 10 \text{Khz}} = 278 \mu\text{hy}$$

Para determinar el número de vueltas del primario a través de (B.24) debemos elegir el material del núcleo para definir el valor de μ_r y B_m . Un material apto para alta frecuencia y elevada potencia es la aleación de ferrite tipo "F" de Amidon [72] con un μ_r aproximado de 4000. Tomando una inductancia de $300 \mu\text{hy}$ y un valor de B_m aproximadamente igual a 50mT (para 300Khz da una pérdida del núcleo cercana a 60mW/cm^3), N_1 resulta

$$N_1 = \frac{6 \cdot 300 \mu\text{hy} \left(\frac{3}{16}\right) 50 \text{mT} 300 \text{Khz}}{4\pi 10^{-7} 4000 245 \text{V}} = 4 \text{vueltas}$$

Este resultado nos da un orden de magnitud. Si lo adoptamos como tal $N_2 = \frac{7}{9} 4 = 3.11111$ no permite lograr una exacta relación. Por lo tanto el mínimo valor a

adoptar es 9 vueltas de primario y 7 vueltas de secundario. El área efectiva del núcleo se calcula adoptando $N_1=9$, así resulta de (B.25)

$$A_{efe} = \frac{245V}{6 \cdot 9 \cdot 300\text{Khz} \cdot 50\text{mT}} = 0,310^{-3} \text{m}^2 = 3\text{cm}^2$$

Dimensionamiento final:

Stack de 2 toroides "AMIDON FT 193A-J" ($A_{efe} = 1,46\text{cm}^2$ $l_{efe} = 12,3\text{cm}$ $A_L = 3600$)

El número de vueltas final resulta

$$N_1 = 14 \text{ vueltas}$$

$$N_2 = 11 \text{ vueltas}$$

El número de vueltas primario se ajusto a un valor de corriente de magnetización deseado. Para optimizar las pérdidas del devanado resulto un bobinado bifilar de diámetro 0.75 mm [85][86].

En la fig. B.3 mostramos la transferencia de tensión del transformador con el filtro pasas bajos "T" y con carga nominal. Del ensayo realizado en un rango de frecuencias menor al propuesto en el diseño, podemos apreciar una relación de tensiones de entrada a salida prácticamente constante de aproximadamente -2db equivalente a la relación 11/14.

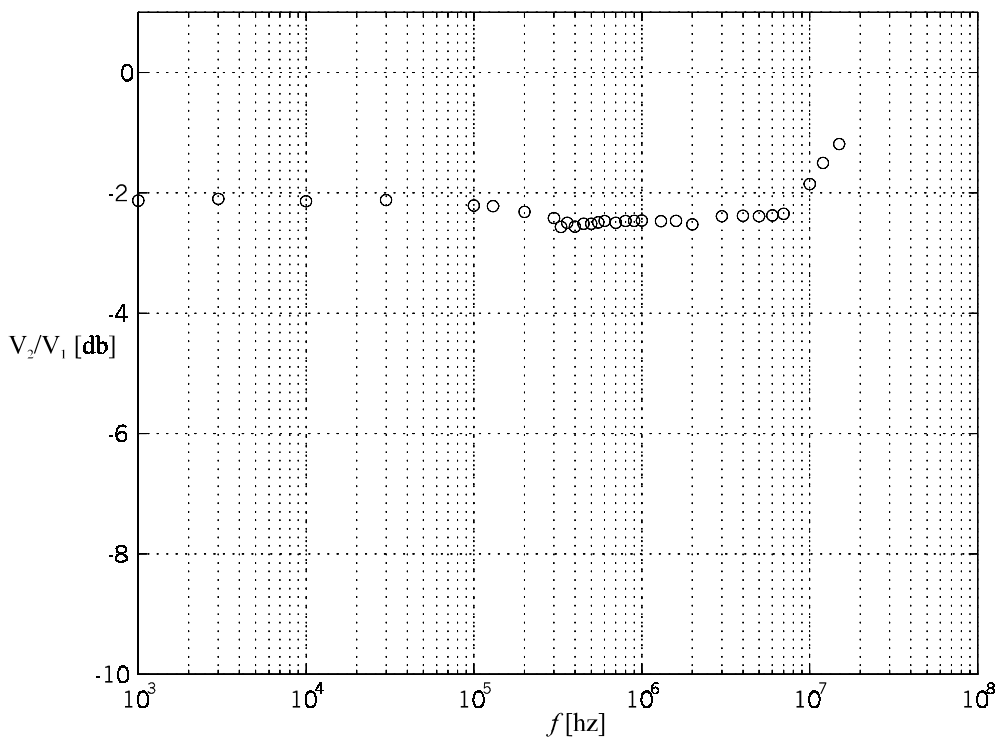


Figura B.3: Función de transferencia del transformador

B.3 Diseño de los inductores del filtro

La energía almacenada en un inductor viene dada por la integral de volumen del producto escalar entre la densidad de campo y la intensidad de campo magnético, esto es:

$$W_m = \frac{1}{2} \int_{vol} (\vec{B} \cdot \vec{H}) dvol \quad (\text{B.26})$$

Sobre un núcleo toroidal, suponiendo una distribución de campo uniforme, podemos expresar a W_m como

$$W_m = \frac{1}{2} B H A_{efe} l_{efe} \quad (\text{B.27})$$

donde el volumen es el producto del área efectiva por la longitud efectiva del núcleo.

Si el inductor posee un devanado de N vueltas y por éste circula una corriente I , la ley de Ampere es $H l_{efe} = NI$, y la ley de Gauss es $B A_{efe} = \Phi$. Además $N\Phi = LI$ por lo tanto W_m queda

$$W_m = \frac{1}{2} LI^2 \quad (\text{B.28})$$

Eligiendo el material del núcleo se define el valor de μ_c y el de $B_{m\acute{a}x}$ por debajo de la saturación. Suponiendo que la permeabilidad es uniforme $\left(\mu_c = \frac{H}{B} \right)$ entonces (B.27) queda

$$W_m = \frac{1}{2} \frac{B^2}{\mu_c} vol \quad (\text{B.29})$$

Conociendo la energía que debe manejar el inductor a través de (B.28), podemos determinar el tamaño del núcleo por medio de (B.29), elegido el material magnético.

Es común emplear entrehierro para aumentar la capacidad de almacenamiento de energía. Podemos expresar la energía total almacenada como la suma de la energía en el núcleo más la del entrehierro, esto es $W_m = W_c + W_g$. Teniendo en cuenta que las componentes normales de B no cambian con el cambio del medio, cada uno de los términos pueden expresarse como sigue

$$W_c = \frac{1}{2} \frac{B^2}{\mu_c} vol_c \quad \text{y}$$

$$W_g = \frac{1}{2} \frac{B^2}{\mu_0} vol_g$$

Si hacemos el cociente entre W_c y W_g , tendremos que:

$$\frac{W_c}{W_g} = \frac{\mu_0 l_g}{\mu_c l_c} = \frac{1}{\mu_r} \frac{l_g}{l_c}$$

donde μ_r es la permeabilidad relativa, l_g y l_c son la longitud del entrehierro y del núcleo respectivamente. En general μ_r toma valores entre 10^2 y 10^4 para ferrites, mientras que l_g debe ser mucho menor que l_c para que el área neta del entrehierro sea muy próxima al área del núcleo. Por lo tanto la energía almacenada en el entrehierro es superior a la del núcleo, con lo que podemos decir que $W_c \cong W_g$, así (B.29) queda

$$W_m \cong \frac{1}{2} \frac{B^2}{\mu_0} A_c l_g \quad (\text{B.30})$$

B.3.1 Dimensionamiento de los inductores L_1 y L_2

Los inductores L_1 y L_2 del filtro “T” serán implementados con toroides de Iron Powder material #2:

$\mu_r = 10$ para un extenso rango de frecuencias.

$B_m = 5000$ gauss (=500mT) valor máximo de inducción magnética.

$H_m = 500$ oersteds (=3.9710⁴A/m) valor máximo de intensidad magnética.

Estos inductores necesitan manejar gran cantidad de energía y para ello requieren un volumen determinado que obtenemos de (B.28) y (B.29) de la forma

$$vol = \frac{LI^2}{BH}$$

Conociendo el producto LI^2 y el punto de operación deseado de la característica B-H del material empleado, podemos determinar el volumen necesario. Elegimos un valor de $B = 20$ mT y $H = 20$ Oe, que da, a 300Khz de frecuencia de conmutación, pérdida en el núcleo de alrededor de 200mW/cm². Con este valor y para los volúmenes resultantes darán pérdidas tolerables sobre los inductores del filtro.

Cálculo del núcleo y el número de vueltas de L_1

Valor del inductor L_1 : 39μhy

Corriente máxima: 7A

Así el volumen necesario resulta

$$vol = \frac{49 \cdot 39 \mu\text{hy}}{20\text{mT} \cdot 20 \cdot 10^3 / 4\pi} = 60 \text{ cm}^3$$

Dimensionamiento final de L_1 :

Núcleo T300A-2 Amidon ($A_{efe} = 3.58\text{cm}^2$ $l_{efe} = 19.83\text{cm}$ $A_L = 228\mu\text{hy}/100\text{vueltas}$)

$$N = 100 \sqrt{\frac{L[\mu\text{hy}]}{A_L}} = 100 \sqrt{\frac{39}{228}} = 42 \text{ vueltas}$$

Para optimizar las pérdidas del devanado resultó un bobinado bifilar de diámetro 0.75 mm [85][86].

Cálculo del núcleo y el número de vueltas de L_2

Valor del inductor L_2 : $13\mu\text{hy}$

Corriente máxima: 5A

Así el volumen necesario resulta

$$vol = \frac{25 \cdot 13\mu\text{hy}}{20\text{mT} \cdot 20^{10^3/4\pi}} = 10,2 \text{ cm}^3$$

Dimensionamiento final de L_2 :

Núcleo T200-2 Amidon ($A_{efe} = 1.33\text{cm}^2$ $l_{efe} = 12.97\text{cm}$ $A_L = 120\mu\text{hy}/100\text{vueltas}$)

$$N = 100 \sqrt{\frac{L[\mu\text{hy}]}{A_L}} = 100 \sqrt{\frac{13}{120}} = 33 \text{ vueltas}$$

Para optimizar las pérdidas del devanado resultó un bobinado bifilar de diámetro 0.55 mm [85][86].

B.3.1.1 Medición de las características del filtro

El diseño del filtro se finaliza con el capacitor del filtro de 13nf . Éste se implementó con 13 capacitores de mica-plata de $1000\text{pf} \pm 5\%$ y 1000V . En la fig. B.4 podemos ver la respuesta en frecuencia del filtro en modulo y fase para un rango de frecuencia de interés donde podemos apreciar las características esperadas de atenuación y frecuencia de corte.

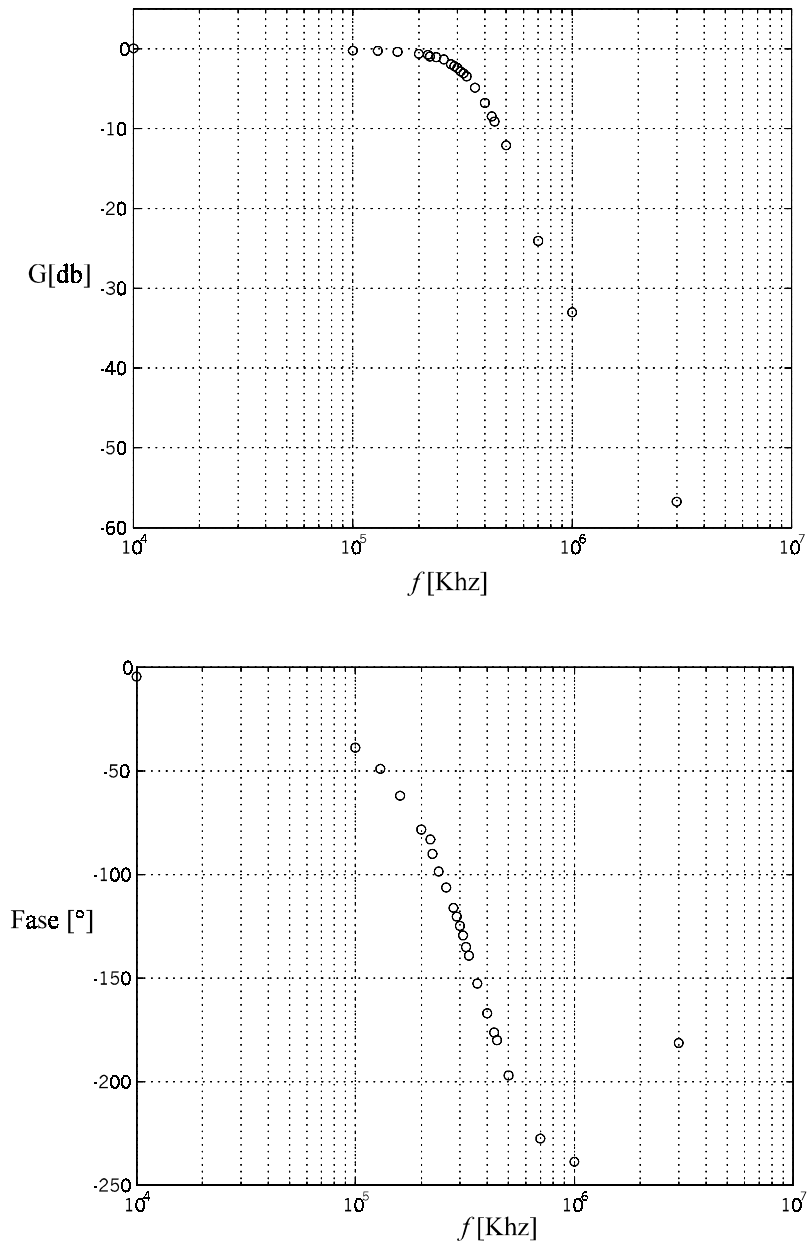


Figura B.4: Respuesta en frecuencia del filtro “T”