

## Método experimental de caracterización de núcleos de ferrita y optimización en el diseño de transformadores de pulsos con estos núcleos

H. MASEDA y J. RIVERO

*Dpto. de Técnicas Nucleares, Centro Nacional de Investigaciones Científicas, Ciudad de la Habana, Cuba*

*Recibido: 27 de septiembre de 1978*

**ABSTRACT.** In this paper, an experimental method for ferrite cores characterization and determination of its minimal requirements to be used as pulse transformer are given. With the developed method it is possible to determine those undispensable parameters for ferrite cores design, for the best exploitation having a minimum distortion in signal transmission of repetition. The transformer design for high voltage-low current (the case of high tension power supply) where the importance of relative effective permeability from which the voltage multiplication efficiency depends, was done. The Laplace Transformation was used instead of Fourier, in our method to optimize ferrite cores pulse transformer design.

**RESUMEN.** En el presente trabajo se presenta un método experimental para la caracterización de núcleos de ferrita, así como la determinación de los mínimos requerimientos para el diseño de un transformador de pulsos. Con el método desarrollado es factible la determinación de aquellos parámetros indispensables para el diseño de un transformador de ferrita, optimizando su explotación y permitiendo un mínimo de distorsión en la transmisión o repetibilidad de las señales. El diseño del transformador se realizó para el caso de alto voltaje y baja corriente en el secundario —caso de las fuentes de alta tensión— donde se observó la importancia que tiene el parámetro permeabilidad relativa ( $\mu_e$ ) de cuya magnitud depende, en última instancia, la eficiencia en la multiplicación del voltaje. Se utiliza en el método para optimizar el diseño de transformadores de pulsos con núcleos de ferrita, la transformada de Laplace, en lugar de la de Fourier.

### INTRODUCCION

En la Eléctronica Digital —computadoras, procesadores de datos, Instrumentación y Electrónica Nuclear, etc.— se hace cada vez más necesario el uso de transformadores de pulsos con núcleos de ferrita, para

la transmisión de datos en forma discreta con aumento o disminución en las magnitudes de variables eléctricas. Por ello se requiere ampliar los conocimientos básicos, profundizar en el análisis y diseños de los mismos, para su ulterior utilización y más racional explotación.

Existen varios métodos de diseño basados en la posibilidad de expresar adecuadamente los parámetros que caracterizan los pulsos, en términos de los requerimientos del rango de frecuencia para un circuito equivalente dado, en su forma más elemental (Fig. 1). Esto es posible cuando expresamos los requisitos de ancho de banda (altas o bajas frecuencias) utilizando la transformada de Fourier al describir la forma del pulso como la suma de una componente constante DC y una serie infinita de armónicas simples de funciones periódicas trigonométricas. Este método, sin embargo, tiene sus desventajas en las tolerancias con que las componentes individuales de frecuencias pueden ser reproducidas con los tiempos de subida y caída deseado en la generación limpia de cada pulso<sup>1</sup> Un principio básico más simple y con resultados más seguros ya fue expresado por W. J. Postma. Con algunas modificaciones ese es el principio utilizado para desarrollar un método de caracterización en este trabajo, por la transformada de Laplace. La transformada de Laplace es la aplicada al circuito equivalente de un transformador de pulsos y ella, contendrá los requerimientos de la forma del pulso que debe ser transmitida<sup>2</sup>.

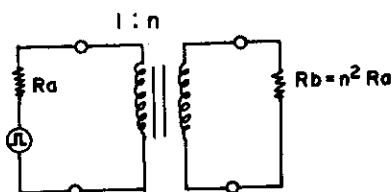


Fig. 1. Circuito equivalente de un transformador con acoplamiento de impedancias.

Aunque este método puede generalizarse para todos los casos —altas y bajas frecuencias; altos y bajos voltajes con sus respectivas bajas y altas corrientes— nos referimos solamente, por ser ese el objetivo de este artículo, a los casos de baja corriente (orden de los  $\mu\text{A}$ - $\text{mA}$ ) y para alto voltaje (orden de los cientos a los miles de voltios) de CD, tanto

en bajas como en medias frecuencias (hasta 20 Khz). Para ello deben tenerse en cuenta dos aspectos fundamentales:

1ro. Características de los núcleos de ferrita.

2do. Requerimientos mínimos que deben tener los pulsos que se deseen generar en el transformador.

La experiencia nos muestra que no siempre se poseen todos los datos que caracterizan un transformador de ferrita.

Nuestro trabajo también va dirigido a exponer un método experimental que nos permita obtener de forma sencilla implementando esquemas de pocos recursos con la ayuda de algunos equipos de medición de uso corriente en un laboratorio de Electrónica, identificar los parámetros que caracterizan un núcleo de ferrita dado.

Al segundo aspecto se le da respuesta, con el empleo de la transformada de Laplace, teniendo en cuenta los parámetros mínimos capaces de deformar la transmisión de señales pulsatorias, neutralizando o atenuando en un máximo sus efectos.

### *Método experimental para caracterizar las ferritas*

De todos los parámetros que caracterizan un transformador de ferrita al menos es necesario conocer y/o definir los valores máximos de:

- Permeabilidad relativa de la ferrita que nos ocupa ( $\mu_r$ )
- 
- Vector de inducción magnética máximo (Bmax)
- 
- Vector de campo magnético máximo (Hmax)
- Corriente de saturación de la ferrita ( $I_s$ ) de acuerdo al calibre de los alambres a utilizar (Sistema B & S)
- 
- Fuerza coercitiva máxima ( $F_c$ )
- Número de vueltas por voltio en el enrollado (E/V)

Para ello, nos auxiliamos de un transformador de prueba con relación 1:5 (relación número de vueltas del primario y del secundario) de la ferrita que pretendemos caracterizar y de un circuito eléctrico muy sencillo acoplado a un osciloscopio de propósito general<sup>3</sup> (Figs. 2, 3 y 4).

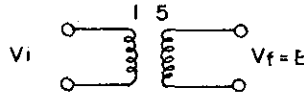


Fig. 2. Esquema básico del enrollado de prueba sin utilizar el núcleo de ferrita.

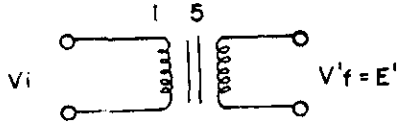


Fig. 3. Esquema básico de transformador de ferrita de alta  $\mu_e$  (de prueba).

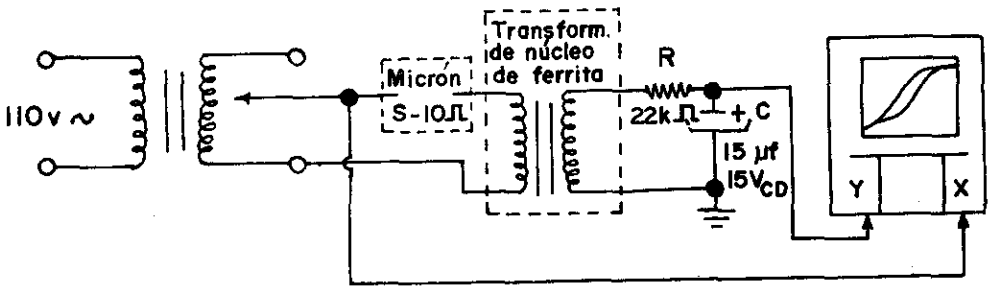


Fig. 4. Esquema experimental del circuito para obtener el lazo histéresico característico de un núcleo de ferrita dado

*Medición de  $\mu_e$  de la ferrita<sup>4-5</sup>*

Con el transformador de prueba enrollado con relación 1:5 (Fig. 2) 100 vueltas en el primario y 500 en el secundario, sin hacer uso del núcleo de ferrita, tendremos que, si  $n = \frac{n_2}{n_1}$

$$V_f = nV_i \tag{1}$$

Donde:

$V_i$  — Voltaje alterno producido por un variac sin utilizar la ferrita.

$n$  — Relación de vueltas entre secundario y primario.

$n_2$  — Número de vueltas del secundario.

$n_1$  — Número de vueltas del primario.

$V_f$  — Fem inducida en el secundario, sin utilizar la ferrita.

De acuerdo con ello, tendremos que:

$$\beta = \frac{V_f}{V_i} \quad (2)$$

donde  $\beta$  es el factor de multiplicación cuando no utilizamos la ferrita como núcleo.

Igualmente

$$\beta' = \frac{V'_f}{V'} \quad (3)$$

(Fig. 3) siendo  $\beta'$  el factor de multiplicación cuando utilizamos la ferrita como núcleo.

Si dividimos (3) entre (2) obtendremos una función que dependerá de la permeabilidad relativa efectiva ( $\mu_e$ ), ya que el único elemento que actúa en un caso y no en el otro, es precisamente el núcleo. Luego:

$$\frac{\beta'}{\beta} = (\mu_e) \quad (4)$$

Por otro lado, del electromagnetismo sabemos que:

$$\Phi = |\vec{B}| \cdot |Ae| \quad (5)$$

y

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (6)$$

(5) se puede formular de ese modo porque  $\vec{B}$  se uniforme en toda el área.

Donde:

$\Phi$  — Es el escalar del flujo magnético, y

$Ae$  — Es el área efectiva por donde atraviesan las líneas de flujo.

$\vec{B}$ ,  $\mu_e$  y  $\vec{H}$  ya fueron definidos.

Igualmente tenemos que:

$$\varepsilon' = V'f = -\mu A \frac{dH}{dt} \text{ siendo } \mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m} \quad (7)$$

$$\varepsilon = Vf = -A \frac{dH}{dt} \quad (8)$$

donde  $\frac{dH}{dt}$  es el gradiente del vector flujo magnético con respecto al tiempo.

Si dividimos (7) entre (8) tendremos que:

$$\frac{\varepsilon'}{\varepsilon} = \mu$$

donde

$\mu$  — permeabilidad absoluta, pero  $\mu = \mu_0 \mu_R$ , luego

$$\frac{\mu}{\mu_0} = \frac{\mu_0 \mu_R}{\mu_0} = \mu_R \text{ como } \mu_R \approx K = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m } \acute{o} = 12,6 \times 10^{-7} \text{ H/m}$$

o lo que es igual:

$$\frac{\varepsilon'}{\mu_0 \varepsilon} = \mu_R = \text{Permeabilidad relativa, pero}$$

$$\mu_R \approx \mu_e \quad (9)$$

dando directamente la permeabilidad relativa efectiva ( $\mu_e$ ) y no una función de  $\mu$  según (7). Esto nos permite llegar a la conclusión que si alimentamos con igual voltaje del "variac" al transformador con realizar las mediciones de volt. inducido con y sin núcleo la relación de uno y otro nos da directamente la  $\mu_e$ . Este parámetro es muy importante en los transformadores de ferrita y el más importante para transformadores de alto voltaje y bajas corrientes, pues a mayor  $\mu_e$ , mayor es el factor de multiplicación de voltaje para muy pequeñas corrientes. Recordemos que la  $I_s$  en las ferritas es muy baja sobre todo para diseños de alto voltaje. Los valores comerciales de  $\mu_e$  están en el rango de 1,000 — 6,000 para transformadores de pulso de ferrita.

Para apreciar la importancia de esta forma sencilla de calcular  $\mu_e$ , veamos como se calcula por las fórmulas conocidas.

$$\mu_R = \frac{1}{\mu_0} \frac{\sum \frac{I_e}{A_e}}{\sum \frac{I_e}{\mu A_e}} \quad (10)$$

$$\mu_R = \frac{1}{\mu_0} \lim_{H \rightarrow 0} \frac{|\vec{B}|}{|H|} \quad (11)$$

donde:

$I_e$  — longitud magnética efectiva de las trayectorias magnéticas.

$A_e$  — ya se definió.

$\mu_0$  — permeabilidad del núcleo de Fe en el vacío

$\frac{I_e}{A_e}$  — constante del núcleo (dato brindado por el fabricante).

$\mu$  — permeabilidad absoluta (hay que recurrir a un método matemático para determinarla en cada caso).

Evidentemente, no nos libramos de tener que conocer previamente algunos parámetros del núcleo ( $\mu_0$ ,  $\frac{I_e}{A_e}$ ,  $A_e$  y  $\mu_R$ ) así como recurrir a

fórmulas matemáticas del límite no muy exactas. Medición del número de vueltas por voltio  $E/V^t$ . Es muy fácil, ya que tenemos el transformador de prueba con relación 1:5. Este transformador tiene 500 vueltas en el secundario, conocemos la  $I_s$  (se explicará en el punto

I-c) medición de  $\vec{B}_{max}$ ,  $\vec{H}_{max}$ ,  $I_s$  y  $F_c$  luego al medir el  $\epsilon'$  — voltaje inducido cuando utilizamos la ferrita— sólo tendremos que dividir:

$$\frac{\text{número (espiras del secundario)}}{(\text{voltios})} = (E/V) \text{ —Espiras por voltios} \quad (12)$$

Debe tenerse en cuenta que  $I_s$  variará de acuerdo al calibre de alambre que deseemos utilizar, sabiendo que  $I_s = I_{max}$ , donde  $I_{max}$  es la corriente máxima que admite el alambre seleccionado. Un rango de  $I_s$  usual para transformadores de ferrita, de alto voltaje y baja corriente en el enrollado secundario, es de 10-100mA calibres 42-32 ó 40-30 por los sistemas inglés y B & S respectivamente. En muchos casos es necesario utilizar un calibre de alambre para el primario que admita mayor  $I_{max}$  y por ende, diferente calibre que el del secundario. De todas formas no existen errores apreciables asumiendo el E/V expresado en (12) para todos los enrollados (primario, excitatriz, secundarios).

Medición de  $|\vec{B}_{max}|$ ,  $|\vec{H}_{max}|$ ,  $I_s$  y  $|\vec{F}_c|^4$

Sabemos que estos parámetros se obtienen a partir del lazo de histéresis característico de la ferrita en cuestión. Como señalamos en la introducción, utilizamos el mismo transformador de ferrita de relación 1:5 y el circuito electrónico que aparece en la Fig. 4. La resistencia de Nycrón debe ser calculada para valores entre 5-10  $\Omega$ , la R del orden de K  $\Omega$  (22K  $\Omega$ ), y el capacitor electrolítico de 15  $\mu$  f, 15 v. La combinación RC forma un filtro pasabajo, integrador, a través del cual se introduce la señal obtenida por la entrada Y del osciloscopio. Por la entrada X del osciloscopio introducimos el valor de voltaje obtenido a la salida del generador variables de V alterno. El selector deslizante se coloca a cero volt la salida y se va aumentando hasta que en la pantalla del osciloscopio se obtiene el lazo de histéresis característico

(Fig. 5) con coordenadas Y  $|\vec{B}|$  y X  $|\vec{H}|$ . En la Fig. 5 tendremos toda la información requerida del  $|\vec{B}_{max}|$  (Wb/m<sup>2</sup>), del  $|\vec{H}_{max}|$  (Wb), la  $|\vec{F}_c|$  (nW/Wb). La  $I_s$  la podemos calcular de la siguiente manera.

El valor de  $\vec{B}$  creado por n espiras será<sup>5</sup>:

$$\vec{B} = \frac{n \mu_0 i}{4 \pi a^2} \int_0^{l_1} d \vec{l} \quad (13)$$

donde:

$\bar{a}$  — radio del carrete del núcleo de ferrita

$\mu_0$  — permeabilidad en el vacío =  $4 \Pi \times 10^{-7}$  H/m

n — número de espiras

igualmente tendríamos que:

$$dL = 2 \Pi da \quad (14)$$

siendo:

dL — un diferencial de la longitud de la circunsferencia de la esfera.

da — un diferencial del radio del carrete de la ferrita.

Entonces (13) toma la forma de:

$$\vec{B} = \frac{n \mu_0 i 2 \Pi}{4 \Pi \bar{a}^2} \int da$$

quedando como:

$$|\vec{B}| = \frac{n \mu_0 i}{2 \bar{a}} \quad (15)$$

Para hallar la condición de  $i = I_s$  tendremos que  $\vec{B} = \vec{B}_{\max}$  y conociendo que  $\mu_0 = 12,6 \times 10^{-7}$  H/m para cálculos prácticos, así como el valor de  $B_{\max}$  (W b/m<sup>2</sup>) en el lazo histerístico.

$$I_s = \frac{2a |\vec{B}_{\max}|}{12,6 \times 10^{-7}} \text{ Ampere} \quad (16)$$

Con las mediciones y/o determinaciones de  $\mu_e$ , E/V,  $|\vec{B}_{\max}|$ ,  $|\vec{H}_{\max}|$ ,

$I_s$  y  $|\vec{F}_c|$  ya estamos en condiciones de utilizar adecuadamente los transformadores de ferrita si previamente no poseíamos los valores de los parámetros más importantes.

*Determinación de los requerimientos mínimos para la transmisión de pulsos generados en un transformador de ferrita*

Como señalamos en la introducción, el empleo de la transformada de Laplace da respuesta a este problema con un mínimo de distorsión en las tolerancias de los tiempos de subida y caída de los pulsos, así como también, atenúa las deformaciones propias en la transmisión de pulsos<sup>6-8</sup>. Estos requerimientos se refieren a:

% de sobrecresta máximo permisible u "overshoot" (Po)

% de caída máxima permisible o "droop" (Pd)

Ambos % referidos a la amplitud del pulso y:

% máximo del tiempo de subida del pulso o "rise time" (Tr) referido al tiempo de duración de éste.

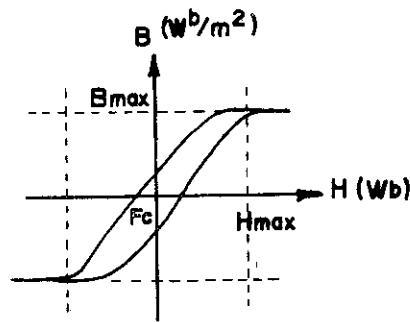


Fig. 5. Lazo de histéresis característico del núcleo de ferrita, mostrando la  $\vec{B}_{max}$ ,  $\vec{H}_{max}$  y  $\vec{F}_c$ .

En el año 1968, Postma<sup>2</sup> en colaboración con la Ferroxcube Corp. Sangerties, N.Y. propuso un juego mínimo de requerimientos que diera una respuesta satisfactoria, logrando atenuar a un máximo estas distorsiones. Se ha visto confirmada en varias experiencias. Estos parámetros son:

Menos de un 5% de Po respecto a la amplitud total del pulso.

Menos de un 3% de Pd respecto a la amplitud total del pulso y

Menos de un 3% de Tr respecto al tiempo total de duración del pulso.

Tal y como se define en la Figura 6. Un circuito como el que aparece en la Figura 1 requiere ser adaptado para trabajar a bajas o altas frecuencias del transformador (Fig. 7) de ferrita machihembrado (acoplamiento de impedancia). Para ello necesitamos recurrir a su equivalente a bajas frecuencias (Fig. 7) y otro para altas frecuencias (Fig. 8).

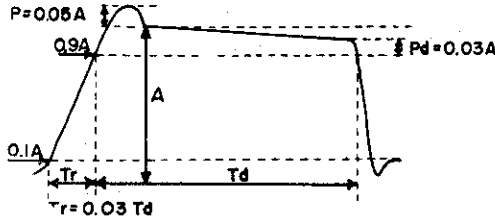


Fig. 6. Forma del pulso generado y los valores máximos de deformación por %Pd, %Po, %Tr.

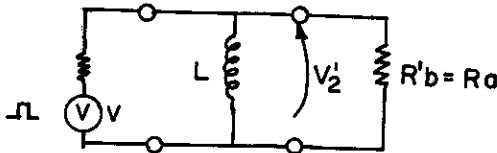


Fig. 7. Circuito equivalente del transformador para bajas frecuencias.

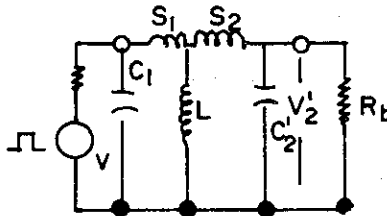


Fig. 8. Circuito equivalente del transformador para altas frecuencias. La capacidad paralelo ( $C'_2$ ) puede estar a la salida del transformador o a la salida del generador de pulsos. La inductancia propia ( $L$ ) y la dispersión inductiva ( $S$ ) son las mostradas, donde  $S = S_1 + S_2$ .

En el circuito para bajas frecuencias, el cálculo de la caída máxima permisible se realiza para una amplitud de pulso dada. Por ello, en este caso, el acoplamiento de impedancias será de  $R_a = R_b$ , siendo la carga equivalente del generador de pulsos (alimentación) y  $R_b$ , la carga conectada al secundario del transformador para evitar reflexiones y pérdidas innecesarias. La inductancia propia ( $L$ ) del primario, será:

$$L = R_a t_d / \left( 2 \ln \left[ \frac{100}{100 - P_d} \right] \right) \quad (17)$$

donde  $t_d$  es el tiempo de duración del pulso.

Sustituyendo en (17) el 3% de caída máxima ( $P_d = 0,05$  A) donde A es la amplitud total del pulso, ésta se simplifica, quedando como

$$L = 9,673 R_a T_d \quad (18)$$

También la inductancia propia puede estar dada en términos de la permeabilidad relativa efectiva ( $\mu_e$ ) quedando la expresión (18) como:

$$L = \mu_e N^2 / \sum (L/A_c) \quad (19)$$

donde

$N$  es el número de vueltas del primario, y

$(L/A_c)$  — es la sumatoria de las reluctancias alrededor del circuito magnético.

Como para el tiempo de subida ( $T_r$ ) se requiere de un transformador machihembrado, la Figura 8 nos indica los parámetros a transformar en la respuesta de los pulsos del transformador donde se tiene obviamente, una medida de la mayor fidelidad que puede presentarse en la respuesta de los pulsos.

La dispersión inductiva ( $S$ ) está determinada por la configuración del enrollado.

$$S = (\mu_0 N^2 h_0^2 / 12) \sum (L/A_c) \quad (20)$$

donde

$$\mu_n = 12,6 \times 10^{-7} \text{ H/m}$$

$h_0$  = alto del enrollado

$L$  = longitud del enrollado y

$A_0$  = el área de la sección transversal del enrollado

El equivalente de la capacidad C'2 conectada en el primario puede también definirse en términos de parámetros magnéticos.

$$C'2 = 9,44 \times 10^{-3} b^2 \sum L/A_0 \quad (21)$$

donde b es el ancho del enrollado.

El tiempo de subida ( $t_r$ ) más rápido para un transformador perfectamente machihembrado vendrá dado por:

$$t_r = 1,555 (SC'2)^{1/2} \quad (22)$$

Si volvemos a la Figura 8, podemos establecer una relación entre Ra, S y C'2 para el machihembrado; que es para amortiguamiento crítico:

$$S = Ra^2 C'2 \quad (23)$$

Si combinamos las ecuaciones (22) y (23) tendremos una ecuación en función de S, Ra y  $T_r$ .

$$S = 0,643 Ra t_r \quad (24)$$

Ahora tenemos dos expresiones (ec. (18) y (24) que nos relacionan los parámetros equivalentes del transformador y sus dos más importantes características de respuesta: la del tiempo de subida y tiempo de duración de los pulsos.

Pero como sabemos, los transformadores machihembrados usualmente no dan el mejor valor de compromiso entre el ( $P_0$ ) y el ( $T_r$ )<sup>2</sup>.

Para poder establecer un diseño más balanceado, curvas similares a las de la Figura 9 pueden ser utilizadas para determinar el efecto de variar el amortiguamiento en el primario de un transformador. Esto es equivalente a variar el factor  $r_1$  de la ecuación:

$$r_1 = \left[ \frac{Ra}{2S} + \frac{1}{2pRaC'2} \right] \cdot \sqrt{\frac{p}{p+1}} \cdot \sqrt{SC'2} \quad (25)$$

$$T = 2 \Pi \sqrt{SC'2} \cdot \sqrt{\frac{p}{p+1}} \quad (26)$$

donde

$\frac{1}{P}$  = factor de machihembrado, o de acoplamiento de impedancias.

$r_1$  = factor de amortiguamiento.

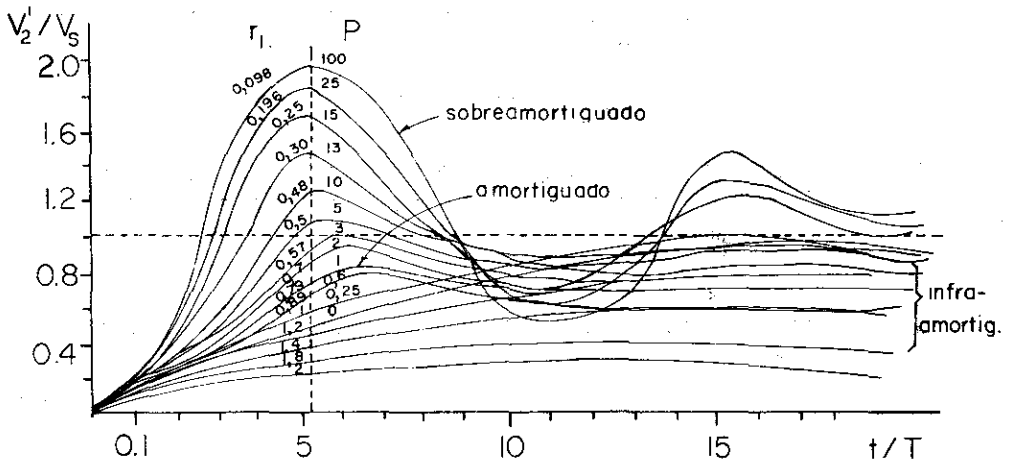


Fig. 9. El efecto del machihembrado imperfecto está determinado por estas curvas. Las mismas se logran por la aplicación de la transformada de Laplace al circuito de la Fig. 8. El efecto de machihembrado imperfecto es  $1/P$  y el de amortiguamiento es  $r_1$ .

Las curvas de la Figura 9 muestran el resultado de aplicar la transformada de Laplace. El caso más general de un transformador con machihembrado imperfecto ( $r_1 = 0,707$  ó  $P = 1$ ). Con las curvas de la Figura 9 se puede evaluar un transformador de muestra, y determinar el diseño de un transformador en particular o determinar el efecto del machihembrado imperfecto.

Utilizando las ecuaciones (25) y la (26) podemos determinar los parámetros óptimos del transformador que estemos evaluando.

Podemos reemplazar ( $P$ ) por  $\frac{1}{P}$  y ( $C'2$ ) por ( $C_1$ ) (Fig. 9) si ( $C_1$ ) es la capacidad paralelo colocada en el terminal del generador de pulsos,

(V'2) es el voltaje del secundario; Vs es el voltaje ideal del secundario.

El (tr) estará en función del tipo de núcleo<sup>2-8</sup> y a la configuración del enrollado. En la Figura 10 se muestran las relaciones que existen entre la duración del pulso (td) y el tiempo de subida (tr) expresadas en  $\mu\text{seg}$  (microseg).

Si dividimos las ecuaciones (17) y (23) obtendremos la relación:

$$\frac{tr}{td} \cdot P_n \frac{10^2}{10^2 - Pd} = \frac{h_o^2 \sum L/Ac \cdot \sum L/Ao}{15.44 \mu_s} \quad (27)$$

ho,  $\sum L/Ac$  y  $\sum L/Ao$  ya fueron definidos.

El "overshoot" o sobrecresta sólo ocurre cuando el factor de amortiguamiento  $r_1 < 1^2$ .

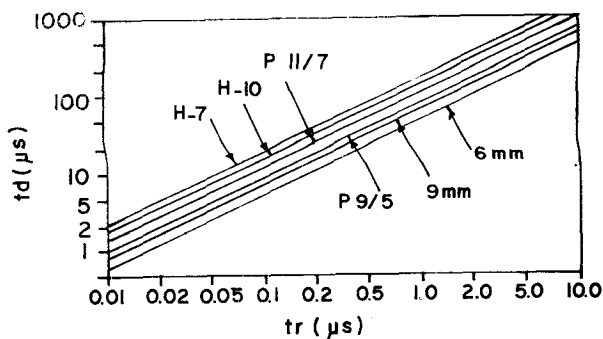


Fig. 10. a) Relación entre Td y Tr. La Ec. 2Ω está ploteada para núcleos de ferrita tipos "H-cores", "pot-cores" y "toroids".

La caída de la amplitud del pulso (Pd) varía con la razón  $\frac{L}{S}$  mientras mayor sea esta relación, menor será la caída. Una relación  $\frac{L}{S} > 100$  brindará un (Pd)  $< 3\%$  A\* y un (Po)  $< 5\%$  A siempre que el factor de amortiguamiento  $r_1 \leq 1^2$ .

En este caso tendremos que las expresiones (25) y (26) serán:

$$r_1 = \frac{1}{P} \sqrt{\frac{S_2 + S_1}{Ra^2 C_1}} = 1; \text{ y} \quad (29)$$

$$T = 2 \Pi \sqrt{(S_2 + S_1) C_1} \quad (30)$$

P, el inverso del factor del machihembrado<sup>s</sup> se obtiene también a través de la relación:

\*A = Amplitud del pulso generado.

$$\frac{R'b}{Ra} = p = 1 \quad (28)$$

L = inductancia propia.

S = dispersión inductiva.

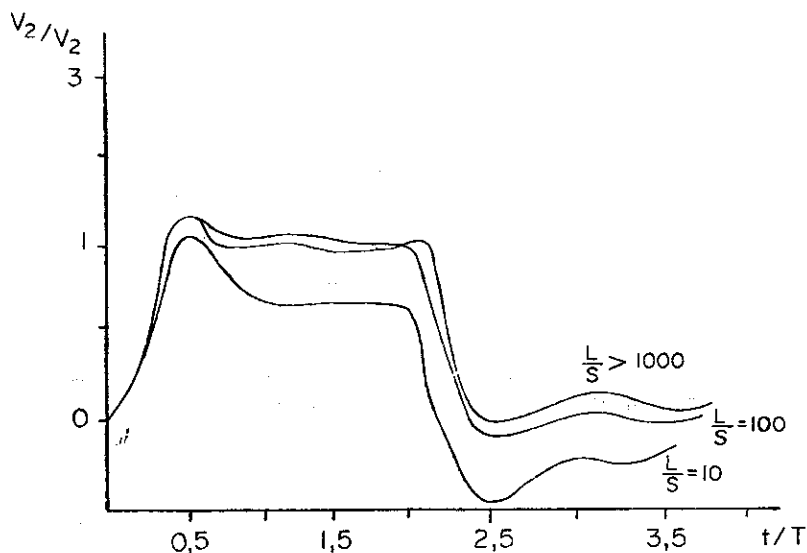


Fig. 11. Relación inductancia propia (L) vs dispersión inductiva (S), afectando la caída del pulso. Ocurren apreciables Pd y Pu cuando  $\frac{L}{S} \leq 10$ . Si aumentamos

la relación  $\frac{L}{S}$  aumentará la amplitud de los pulsos.

Cuando la relación  $\frac{L}{S} = 10$  se producen (Po) y (Pd) apreciables, distorsionando en gran medida el pulso a transmitir.

La relación  $\frac{L}{S}$  también nos indica cualitativamente, la velocidad de repetición de los pulsos; para que esta repetibilidad se produzca con las mínimas distorsiones de (Po), (Pd) y (Tr).

Igualmente, tendremos que para una relación  $\frac{L}{S} = \infty$  se producirá una bajo cresta o "undershoot" con la caída del pulso mínima ( $P_{\mu} < 2\%$  A). Cuando la relación  $\frac{L}{S} = 10$ , se producen "undershoot" apreciables y los pulsos tienden a caer exponencialmente.

### CONCLUSIONES

1. Con el método experimental desarrollado en la primera parte de este trabajo podemos caracterizar transformadores de ferrita cuyos parámetros son desconocidos para nosotros, lo que nos permite realizar su uso adecuado y máxima explotación.
2. Para transformadores de pulsos de ferrita de alto voltaje y baja corriente en el secundario, el parámetro determinante en última instancia será la  $\mu_e$ . Mientras mayor sea este (1000-6000) mayor será su eficiencia y mejor la repetibilidad de la señal.

Estos transformadores de alta  $\mu_e$  tienen una  $|\vec{F}_c|$  mayor y su  $I_s$  es muy pequeña, pero su factor de multiplicación será mayor.

3. Para el diseño y optimización de transformadores de pulsos de ferrita de propósito general; los parámetros más importantes a tener en cuenta serán:

Po = % de sobrecresta respecto a la amplitud del pulso.

Pd = % de caída respecto a la amplitud del pulso.

Pu = % de bajo cresta respecto a la amplitud del pulso.

Tr = % de tiempo de subida respecto a la duración del pulso (td).

4. Este método de optimización y diseño utilizando la transformada de Laplace y no la de Fourier, elimina las dificultades de esta última

con los tiempos de subida ( $T_r$ ) y caída ( $T_d$ ) de los pulsos en su repetibilidad, debido a que no se fundamenta su análisis en componentes individuales de frecuencias infinitas (desarrollos en series).

### RECONOCIMIENTOS

Al Lic. Oscar Arés, del Dpto. de Metales y Técnicas Nucleares de la Fac. de Ciencias Exactas de la Universidad de la Ciudad de La Habana, sin cuya fecunda y entusiasta colaboración en las experiencias del proyecto desarrolladas en laboratorios de esa Facultad, no hubiera sido posible realizar este artículo, así como a los compañeros Ing. Juan Meitín y Lic. R. Ventoso en la revisión del manuscrito.

### REFERENCIAS

1. Transformada de Fourier.
2. POSTMA W.J. "Optimise pulse transformer design" *Electronics Design*. 13, 1960.
3. LAUDEE AND DAVIS. "Criterios sobre el diseño de transformadores de ferrita". Section 14 and 15.
4. MASEDA H. Y RIVERO J. "Fuente de alto voltaje para la instrumentación de la Electrónica Nuclear". —Transformador de Pulso con núcleo de ferrita". Proyecto CENIC No. 1946, año 1977.
5. Electricidad y magnetismo. Capítulo XI y XV. Francis W. Sears. Edición Revolucionaria, 1968.
6. ALUM R. JONES. United States Patent No. 3.428.807. Patented 18 feb. 1969.
7. Manual Técnico de la SIEMENS Cap. II, 2,3. Generador de Alta Tensión para 6Kv, 10w.
8. NEETSON P.A. "Núcleos de Ferrita".