



# XIV ERIAC



## ESTUDIO Y CARACTERIZACIÓN DE LA ENTRADA DE BAJA DE TRANSFORMADORES DE ALTA TENSIÓN VINCULADO CON CARGAS CAPACITIVAS

**Marcos Deorsola\***  
IITREE-LAT-FI-UNLP  
Argentina

**María B. Barbieri**  
IITREE-LAT-FI-UNLP  
Argentina

**Pablo Morcelle del Valle**  
IITREE-LAT-FI-UNLP  
Argentina

**Daniel Esteban**  
IITREE-LAT-FI UNLP  
Argentina

**Resumen** – Los transformadores para aplicación de alta tensión en laboratorio, por su relación de tensión (en general mayor que 100), magnifican notablemente la capacitancia resultante en la parte de alta, sea propia o debida a los divisores capacitivos de medición. Dicha capacitancia reflejada en BT queda en paralelo con la característica alínea inductiva y consecuentemente ferresonante, determinando una característica de entrada capacitiva o inductiva, según la amplitud y/o la frecuencia de la tensión aplicada. En este trabajo se describen los aspectos teóricos que explican la característica de entrada de un transformador en el cual es notable el aspecto capacitivo. También se explica el método de verificación experimental de este comportamiento capacitivo y, a partir de los resultados de medición, la obtención de los parámetros para un modelo circuital de entrada del transformador.

**Palabras clave:** Transformador – modelo – carga capacitiva – respuesta en frecuencia

### 1 INTRODUCCIÓN

En los ensayos de tensión resistida que requieren tensión de frecuencia por encima de los 50 ó 60 Hz, pueden utilizarse convertidores asincrónicos o electrónicos de frecuencia como excitadores del primario, tanto del transformador de aplicación de alta tensión, como de los transformadores para la medición de alta tensión.

En el caso del convertidor asincrónico, cargas capacitivas de cierta magnitud puede hacerlo inestable. En el caso del equipo electrónico, dichas cargas pueden significar exigencias de corriente por encima de la prestación posible de estos equipos.

Si además de la curva de magnetización que el transformador presenta en el primario, se conoce el aporte capacitivo propio del transformador, se podría modelar la característica de entrada del mismo. El agregado de las cargas capacitivas externas en el secundario y reflejadas al primario, completaría el conocimiento de la característica que ofrece el transformador, para así poder realizar las compensaciones reactivas necesarias; tanto para evitar eventuales inestabilidades de los convertidores de frecuencia, como para limitar los requerimientos de corriente de los generadores de frecuencia variable.

### 2 ANÁLISIS Y ESTUDIOS PREVIOS

#### 2.1 Información disponible del equipo estudiado

En el Instituto de Investigaciones para Redes y Equipos Eléctricos (IITREE) de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de La Plata, resultó frecuente la aparición de inestabilidades en la utilización del convertidor asincrónico en el caso de ensayos de tensión inducida, por lo que se resolvió estudiar y caracterizar el transformador para los ensayos de alta tensión como representativo de dichas situaciones.

\*mdeorsola@iitree-unlp.org.ar

Este transformador permite aplicar hasta **300 kV** con una relación tensión secundaria a tensión primaria de **600**. La Tabla 1 muestra, en las cinco primeras columnas, los datos de la característica de entrada en vacío proporcionada por el fabricante.

$U$ (V)	$I$ (A)	$P$ (W)	$S = UI$ (VA)	$FP$ $P/S$	$I_G$ (A)	$I/U$ (mS)
100	6,00	84	600	0,140	0,84	60,00
150	9,18	177	1376	0,128	1,18	61,12
200	12,35	306	2470	0,124	1,53	61,75
250	15,30	477	3725	0,128	1,91	61,20
300	17,85	715	5350	0,134	2,38	59,50
350	19,35	1047	6770	0,155	2,99	55,28
400	19,5	1538	7730	0,199	3,845	48,75
450	18,70	2460	8410	0,293	5,47	41,55
500	21,30	3900	10650	0,366	7,8	42,60

Tabla 1

También se dispone de los datos de cortocircuito que permiten determinar el valor de la reactancia de dispersión referida a baja tensión, cuyo valor resulta  $X_d = 38,5 \text{ m}\Omega$ .

Los datos de las dos primeras columnas de la Tabla 1 fueron verificados en varias ocasiones. Se obtuvieron además los mismos parámetros  $U$  e  $I$  para el caso de la capacitancia propia del divisor utilizado para medir la alta tensión.

La corriente eficaz primaria en función de la tensión aplicada está graficada en la Fig. 1, tanto para el caso de vacío como para el secundario cargado con el divisor de tensión.

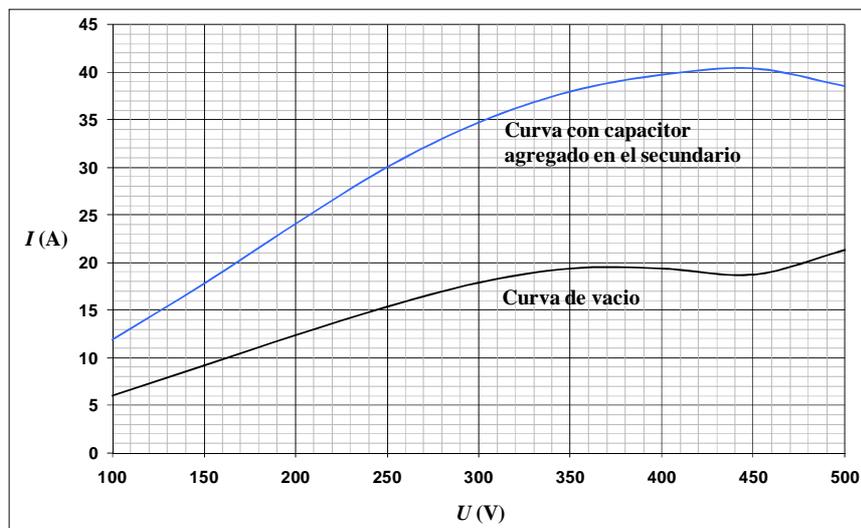


Fig 1

Los datos de la 5ª columna de la Tabla 1 indicada por los autores como **Factor de Potencia**, en la versión presentada por el fabricante está dada como  $\cos \phi$  sin precisar el adelanto o atraso de la corriente respecto de la tensión. Dichos valores se verificaron con los datos de la misma Tabla, a partir de aplicación de la relación  $FP = P/S$

La información de esta columna muestra que a medida que aumenta el valor de la tensión, aumenta  $FP$  o, lo que es lo mismo, es menor el aspecto reactivo en la entrada del transformador. El incremento de la tensión trae aparejado la posibilidad de superar el codo de saturación propio del inductor con núcleo de hierro y por lo tanto la disminución de la inductancia que debería provocar la disminución de  $FP$ , por estar en derivación.

Si en cambio se admite la posibilidad de una capacitancia en paralelo cuya susceptancia sea mayor que la inductiva, al disminuir la inductancia ante la presencia de la saturación, sí se podría explicar el aumento de  $FP$ .

Dada la alinealidad de la inductancia de magnetización, un mejor enfoque es el de ferresonancia que además explicaría el mínimo que presenta la curva de vacío. Por otra parte, la carga capacitiva conectada en la alta tensión y reflejada en aumento en baja tensión, por el gran valor de la relación de transformación, determina un aumento de la corriente para los mismos valores de tensión y también que la ferresonancia se dé para mayores valores de la tensión de entrada.

## 2.2 Verificación experimental

La conclusión anterior respecto al carácter capacitivo del circuito del primario del transformador fue sometido a verificación experimental.

Para analizar estos resultados experimentales realizados con tensión de bajo valor de modo de aceptar un comportamiento lineal del circuito en cuestión, el mismo se consideró como el que indica la Fig. 2.

Este modelo circuital puede simplificarse considerando, en principio, que las reactancias de dispersión son despreciables por el pequeño valor ya apuntado más arriba.

Con la anterior consideración resulta el circuito de la Fig. 3 en el cual la tensión aplicada es senoidal y la misma al igual que las corrientes se indican por sus valores eficaces.

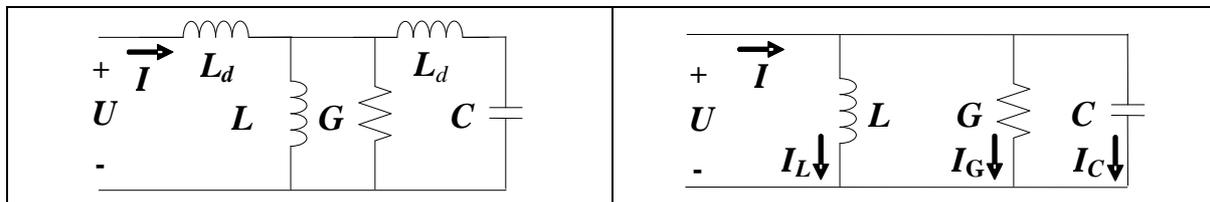


Fig. 2

Fig 3

Utilizando una fuente de potencia con analizador incorporado (AC POWER SOURCE / ANALYZER) se aplicó tensión de bajo valor y además de frecuencia variable comprobándose que el comportamiento del circuito era capacitivo. Al mismo tiempo, mediante un analizador de calidad de sistemas eléctricos (POWER QUALITY ANALYZER) se determinó la potencia  $P$ .

El resultado de las mediciones realizadas se aprecia en las cuatro primeras columnas de la Tabla 2.

$f$ (Hz)	$U$ (V)	$I$ (A)	$P$ (W)	$FP$ $P/UI$	$Y=I/U$ (mS)	$G=P/U^2$ (mS)
18,8	100	1,64	141	0,859	16,4	14,10
20	100	1,72	135	0,785	17,2	13,50
30	100	3,14	108,5	0,346	31,4	10,85
40	100	4,57	100	0,218	45,7	10,00
50	100	5,94	94,9	0,160	59,4	9,49
70	50,1	4,24	25,4	0,119	84,6	10,12
100	50,2	6,38	27,3	0,085	127,1	10,83
150	50,6	10,13	37,0	0,072	200,2	14,45

Tabla 2

Dada la característica lineal admitida para el circuito se pueden utilizar métodos de cálculo propios de la teoría de circuitos para determinar los parámetros.

Para cada frecuencia puede calcularse la admitancia y la conductancia mostradas en las dos últimas columnas de la Tabla 2.

En consecuencia, para una dada pulsación  $\omega_i$ , la susceptancia  $B_i$  es la que muestra la Ec. 1

$$\sqrt{Y_i^2 - \left(\frac{P_i}{U^2}\right)^2} = \omega_i C - \frac{I}{\omega_i L} = B_i \quad \text{Ec. 1}$$

Para dos pulsaciones diferentes  $\omega_1$  y  $\omega_2$  el cálculo de  $B_1$  y  $B_2$  permite obtener dos ecuaciones con las dos incógnitas  $C$  y  $L$  según los resultados de la Ec. 2 la Ec.3

$$C = \frac{\omega_1 B_1 - \omega_2 B_2}{\omega_1^2 - \omega_2^2} \quad \text{Ec.2}$$

$$L = \frac{\omega_1^2 - \omega_2^2}{\omega_2 B_1 - \omega_1 B_2} \cdot \frac{I}{\omega_1 \omega_2} \quad \text{Ec. 3}$$

Tomando la información de la Tabla 2 correspondiente a **40 Hz** y **50 Hz**, resultan  $C = 210 \mu\text{F}$  y  $L = 0,49 \text{ H}$ , recordando que dicho valor de  $L$  se refiere al aspecto inductivo considerado en la zona lineal para bajos valores de tensión.

Utilizando datos a otras frecuencias el valor de  $C$  no cambia sustancialmente y para frecuencias altas el valor de  $L$  resulta mayor al anteriormente calculado posiblemente causado por el comportamiento a lineal de dicha inductancia.

El cálculo de las reactancias capacitiva e inductiva a **50 Hz** justifica la simplificación hecha al despreciar la reactancia de dispersión

Por otra parte, la condición de resonancia del circuito de la Fig. 3 para los valores anteriores de  $C$  y  $L$  resulta para  $f = 16 \text{ Hz}$  y la 5ª columna de la Tabla 2 muestra que  $FP$  se acerca a la unidad para esa frecuencia.

### 3 PROPUESTA DE MODELO

Como ya se dijo, la tensión aplicada puede tener valor suficiente para llegar al codo de saturación, por lo que la inductancia y la conductancia equivalente de las pérdidas son elementos a lineales y en consecuencia resultan corrientes inductiva y disipativa con contenido armónico y por lo tanto el valor eficaz de las mismas es mayor.

Así, se puede considerar el circuito de la Fig 3 por el modelo de fuentes de corriente de la Fig 4,

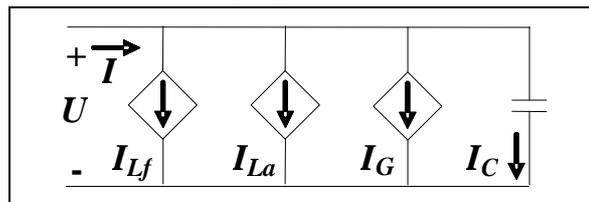


Fig 4

Respecto a la corriente inductiva, se separa el aporte de la fundamental ( $I_{Lf}$ ) del que dan las armónicas ( $I_{La}$ ). El motivo de esta separación en el estudio se debe a que la ferresonancia ocurre cuando la corriente capacitiva iguala a la inductiva a la frecuencia fundamental.

Para características de corriente en relación al flujo magnético en inductores con núcleo de hierro en los cuales se llega a la zona de saturación, es posible expresar analíticamente dicha relación mediante una polinómica impar de 5º orden como indica la Ec. 4, cuya representación para  $a = 2$ ,  $b = 0,2$  y  $c = 1$  se ve en el gráfico de la Fig. 5. Más adelante se justifican los valores indicados.

$$I = a \cdot \Phi + b \cdot \Phi^3 + c \cdot \Phi^5 \quad \text{Ec. 4}$$

Considerando que se aplica al inductor una tensión  $u = U_{m\acute{a}x} \cos \omega t$  el flujo magnético resultante en el mismo es  $\phi = \int u \cdot dt = \frac{U_{m\acute{a}x}}{\omega} \text{sen} \omega t$ .

$$\phi = \int u \cdot dt = \frac{U_{m\acute{a}x}}{\omega} \text{sen} \omega t$$

Con esta expresión del flujo en la Ec. 4 se obtiene la corriente inductiva de la Ec 5.

$$i_L = a \frac{U_{m\acute{a}x}}{\omega} \text{sen} \omega t + b \left( \frac{U_{m\acute{a}x}}{\omega} \right)^3 \text{sen}^3 \omega t + c \left( \frac{U_{m\acute{a}x}}{\omega} \right)^5 \text{sen}^5 \omega t \quad \text{Ec. 5}$$

Teniendo en cuenta transformaciones trigonométricas para  $\text{sen}^3 \omega t$  y para  $\text{sen}^5 \omega t$ , resulta la Ec.6

$$i_L = a \frac{U_{m\acute{a}x}}{\omega} \text{sen} \omega t + b \left( \frac{U_{m\acute{a}x}}{\omega} \right)^3 \frac{3 \text{sen} \omega t - \text{sen} 3 \omega t}{4} + c \left( \frac{U_{m\acute{a}x}}{\omega} \right)^5 \frac{10 \text{sen} \omega t - 5 \text{sen} 3 \omega t + \text{sen} 5 \omega t}{16} \quad \text{Ec. 6}$$

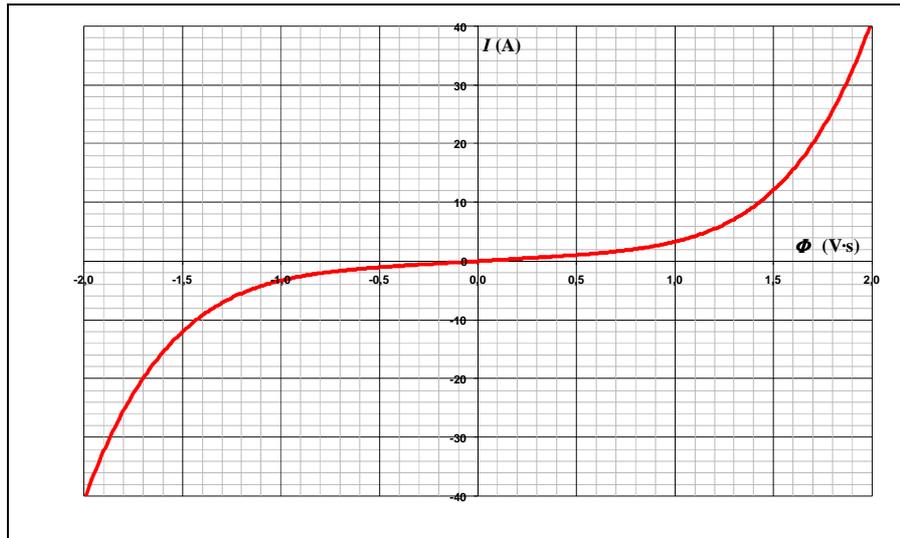


Fig 5

La Ec. 6 puede reordenarse según una componente fundamental y dos armónicas de 3° y 5° orden como muestra la Ec. 7

$$i_L = I_{f\text{máx}} \text{sen}\omega t + I_{3\text{máx}} \text{sen}3\omega t + I_{5\text{máx}} \text{sen}5\omega t \quad \text{Ec. 7}$$

Ahora, considerando el valor eficaz de la tensión senoidal aplicada  $U$ , el valor eficaz de la corriente fundamental es el que muestra la Ec. 8.

$$I_{I_f} = a \cdot \frac{U}{\omega} + 1,5 \cdot b \cdot \left(\frac{U}{\omega}\right)^3 + 2,5 \cdot c \cdot \left(\frac{U}{\omega}\right)^5 \quad \text{Ec. 8}$$

Por el lado de los armónicos resulta  $I_{L_a} = \sqrt{I_{L_3}^2 + I_{L_5}^2} = \sqrt{\frac{b^2}{4} \cdot \left(\frac{U}{\omega}\right)^6 + \frac{5}{4} \cdot b \cdot c \cdot \left(\frac{U}{\omega}\right)^8 + \frac{26}{16} \cdot c^2 \cdot \left(\frac{U}{\omega}\right)^{10}}$ , pero no se comete demasiado error en considerar la fórmula indicada en la Ec.9

$$I_{L_a} = \sqrt{I_{L_3}^2} = 0,5 \cdot b \cdot \left(\frac{U}{\omega}\right)^3 + 1,25 \cdot c \cdot \left(\frac{U}{\omega}\right)^5 \quad \text{Ec. 9}$$

Por otra parte resulta  $I_C = U \cdot \omega \cdot C$ , con  $C = 210 \mu\text{F}$ , valor obtenido a partir de la verificación experimental.

Como  $I_C$  e  $I_{I_f}$  están en contrafase, la diferencia  $I_C - I_{I_f}$  se anula en ferresonancia.

La corriente  $I_G$  puede calcularse como  $P/U$  a partir de los datos de las columnas 1ª y 3ª de la Tabla 1 con el resultado expresado en la 6ª columna.

En definitiva el valor eficaz de la corriente de entrada resulta

$$I = \sqrt{(I_C - I_{I_f})^2 + I_{L_a}^2 + I_G^2} \quad \text{Ec.10}$$

El valor del coeficiente  $a = 2$  previsto para de la Ec. 4 fue determinado teniendo en cuenta que para bajos valores de  $U$  la Ec. 8 resulta  $I_{I_f} = a \cdot \frac{U}{\omega}$ , lo que pone en evidencia que  $a = \frac{I}{L} = \frac{I}{0,49} \square 2$ . Los restantes coefi-

cientes se ajustaron numéricamente para conseguir que la relación  $I = f(U)$ , resultante de graficar la Ec. 10 para diferentes valores de la tensión, fuera la más parecida posible a la mostrada en la Fig. 1, como se puede apreciar en la Fig. 6.

En dicha Fig. 6 se muestran todas las componentes de la Ec. 10 con el detalle que  $I_C - I_{I_f}$  se dibujó en módulo ya que su aporte al valor eficaz de la corriente total es al cuadrado.

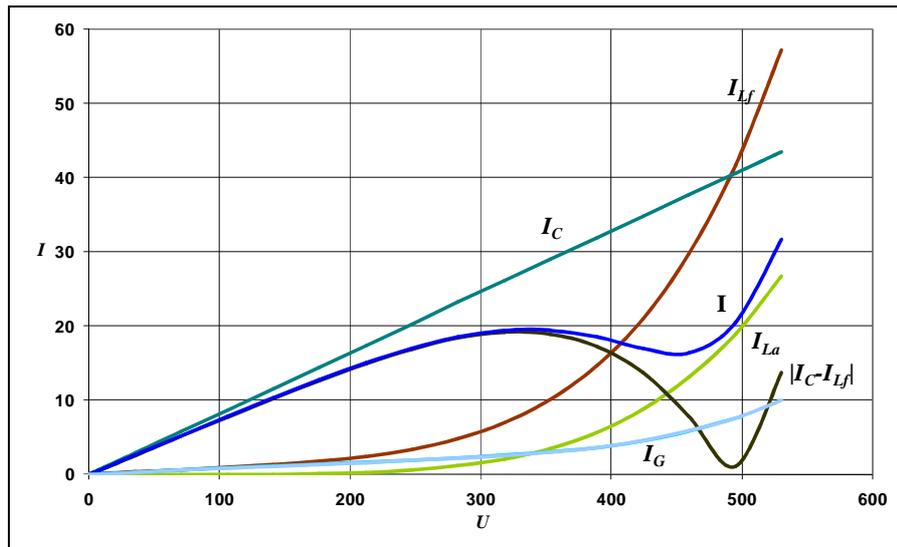


Fig 6

La conformación de la curva de la corriente por sus aportes individuales en la Ec. 10, permite realizar las siguientes dos observaciones.

La pendiente inicial está determinada básicamente por  $B_C$  lo que permite determinar el valor de  $C$ . Si dicha pendiente es mayor por ser mayor  $C$ , el cero de  $|I_C - I_{Lf}|$  se da para mayores valores de  $U$  y consecuentemente los correspondientes máximo y mínimo de  $I$ , detalle ya visto en la Fig 1.

Por otro lado  $|I_C - I_{Lf}|$  contribuye a la ubicación y valor del máximo de  $I$ , de modo que la forma de la curva postulada para la alinealidad inductiva es importante.

#### 4 COMENTARIOS FINALES

La verificación del carácter capacitivo del circuito de entrada del transformador y la determinación del valor de  $C$  acorde con la información de la curva de vacío, puede considerarse exitosa.

Si bien la concepción magnética de un transformador debería determinar características inductivas en cualquiera de sus terminales, en el caso de relaciones de transformación importantes los posibles aspectos capacitivos son notablemente magnificados.

La información en función de la frecuencia de la Tabla 2 debería ser estudiada para otros valores de tensión y atendiendo especialmente los resultados alineales para baja frecuencia, de modo de aportar más datos para el modelo. La determinación del valor de  $L$  en la zona lineal no es crítica por el predominio capacitivo.

Por último, la propuesta de la Ec. 4 para representar la alinealidad permite un estudio analítico como el mostrado y comprobar la validez de las explicaciones realizadas. Sin embargo deberían probarse otras relaciones flujo/corriente con un “codo” más notable en la curva para conseguir un modelo más exacto.