

TERCERA PARTE

**TRANSFORMADORES PARA AUDIOFRECUENCIA.
ESTABILIZADORES DE TENSION. DISEÑO DE INDUCTORES.
CONVERTIDORES ESTATICOS**

CAPÍTULO XI

TRANSFORMADORES PARA AUDIOFRECUENCIA

Dentro de los transformadores, puede hacerse una subdivisión especial para los que deben trabajar en frecuencias altas, normalmente mayores que las de la red de distribución, y comprendidas entre los 30 y los 16000 ciclos por segundo. Tales frecuencias corresponden a las vibraciones sonoras que percibe el oído, por lo que se llaman "audiofrecuencias". La utilización de tales transformadores está limitada a los circuitos de telefonía y radiotelefonía, en los cuales se emplean corrientes de frecuencia de ese orden. Además de los transformadores de audiofrecuencia, también se emplean en radiocomunicaciones los de mayores frecuencias, que se denominan de "radiofrecuencia", pero cuya teoría es completamente distinta a la que se ha desarrollado en este libro.

La similitud del funcionamiento y de los procedimientos de cálculo nos han impulsado a incluir este capítulo en la presente obra, ya sea para darle un carácter completo, ya para aplicar las leyes generales vistas en los anteriores. Por tales razones, nos remitiremos a los conceptos vertidos al principio, referentes a las ecuaciones vectoriales directas y a las reducidas a uno de los bobinados del transformador.

CONSIDERACIONES GENERALES

Los transformadores de audiofrecuencia no se emplean en todos los casos como elevadores o reductores de tensión, sino más bien como equilibradores de impedancias. Para justificar esta aséveración, plantearemos las ecuaciones vectoriales del transformador, referidas al primario, de acuerdo con el esquema de la figura 127 y al desarrollo visto en la página 29.

La relación de transformación estaba definida como el cociente entre los números de espiras o de las ff.ee.mm. inducidas en los bobinados primario y secundario:

$$k = \frac{N_1}{N_2} = \frac{E_1}{E_2}$$

Y esta relación se podía extender a las corrientes secundaria y primaria, siempre que se despreciara la corriente magnetizante, por su pequeñez, lo que sabemos posible dentro de la aproximación de los cálculos.

Es decir que se tiene, con la restricción mencionada ya en el capítulo primero:

$$I_2 = k I_1$$

Expresión que resulta de igualar el cociente entre las corrientes a la inversa de la relación de transformación. Escribamos ahora las dos ecuaciones vectoriales que corresponden a la figura 127:

$$\begin{aligned} \bar{I}_2 Z + \bar{I}_2 X_2 + \bar{I}_2 R_2 &= \bar{E}_2 \\ \bar{E}_1 + \bar{I}_1 R_1 + \bar{I}_1 X_1 &= \bar{V}_1 \end{aligned}$$

FIG. 127. — Circuito equivalente a un transformador de audiofrecuencia. Esta figura es completamente similar a la 24 y por consiguiente las consideraciones hechas para aquella son válidas en este caso. El diagrama vectorial que corresponde a este circuito puede verse en la figura 23 y las ecuaciones vectoriales que lo interpretan se tratan en el texto.

Que ya son conocidas, pues han sido planteadas con anterioridad. La impedancia Z conectada al secundario es la de carga, o sea la que presenta el circuito que se conecta al secundario. Si multiplicamos la primera ecuación por k , relación de transformación, se tiene:

$$k \bar{I}_2 Z + k \bar{I}_2 X_2 + k \bar{I}_2 R_2 = k \bar{E}_2$$

Con lo que nos queda que el segundo miembro es igual a la f.e.m. del primario, pues E_1 es igual a k veces E_2 ; luego, reemplazando en la segunda ecuación vectorial propuesta, en lugar de la f.e.m. primaria, toda esta última ecuación, se tiene:

$$\bar{V}_1 = \bar{I}_1 R_1 + \bar{I}_1 X_1 + k \bar{I}_2 Z + k \bar{I}_2 X_2 + k \bar{I}_2 R_2$$

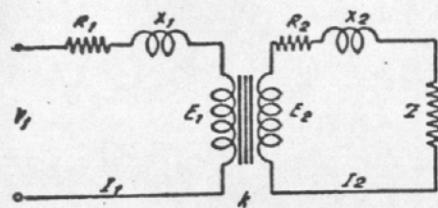
Pero sabemos que la corriente secundaria la podemos reemplazar por el producto entre la primaria y la relación de transformación, según se ha escrito más arriba, y lo hacemos en todos los términos en que aparece I_2 :

$$\bar{V}_1 = \bar{I}_1 R_1 + \bar{I}_1 X_1 + k^2 \bar{I}_1 Z + k^2 \bar{I}_1 X_2 + k^2 \bar{I}_1 R_2$$

Esta ecuación es la vectorial del transformador referida al primario, como se ve en cuanto se ordenan sus términos de igual factor, tal como se hizo cuando se estudiaron los casos generales. Para ello, agrupemos los términos que tienen resistencias, y los que tienen reactancias de dispersión:

$$\bar{V}_1 = \bar{I}_1 (R_1 + k^2 R_2) + \bar{I}_1 (X_1 + k^2 X_2) + \bar{I}_1 k^2 Z$$

Y a los términos dentro de los paréntesis los habíamos llamado resistencia y reactancia "equivalentes" del transformador y están formados por los respectivos valores del bobinado primario más los del secundario transferidos al



primario. Se puede escribir, de acuerdo con esto, la expresión vectorial reducida al primario:

$$\bar{V}_1 = \bar{I}_1 R_1 + \bar{I}_1 X_1 + \bar{I}_1 k^2 Z$$

Que se interpreta diciendo que el transformador puede ser reemplazado por el circuito de la figura 128, que es equivalente desde el punto de vista vectorial, siempre que se tomen como resistencia propia del circuito y como reactancia total de dispersión, los respectivos valores reducidos al primario. La impedancia del circuito secundario de carga, Z , se puede reemplazar por otra de valor:

$$Z_r = k^2 Z$$

Que se llama *impedancia reflejada*, y que colocada en el circuito reducido al primario se comporta de idéntica manera.

De acuerdo con lo que antecede, si tenemos un transformador conectado como se ve en la figura 129, a cuyo secundario se aplica una impedancia Z , en el primario se reflejará una impedancia Z_r cuyo valor está dado más arriba, y que puede reemplazar a Z en todas las apreciaciones que se hagan sobre el circuito. La única salvedad que hay que hacer, es que, además de la impedancia reflejada, se tienen en el circuito la resistencia del bobinado y la reactancia

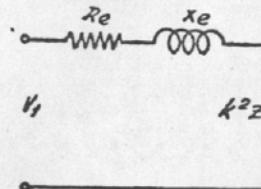


FIG. 128. — Circuito equivalente reducido al primario.

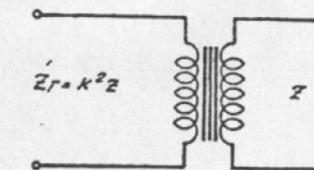


FIG. 129. — Impedancia reflejada desde el secundario al primario.

de dispersión, pero ya sabemos que sus valores son pequeños con respecto a las magnitudes de carga. Para las aplicaciones prácticas, puede tomarse como impedancia del circuito la que refleja el transformador sobre el primario. Es decir, que, para el caso práctico, el conjunto se comporta como si en lugar de conectar una impedancia Z , se conectara una de valor:

$$Z_r = k^2 Z$$

Estas consideraciones justifican lo que afirmamos al principio sobre aplicación de los transformadores de audio. En la mayoría de los casos se emplean para equilibrar impedancias, más que como reductores o elevadores de tensión. En efecto, puede definirse la relación de transformación de otra manera, si se parte de la última fórmula escrita más arriba:

$$k = \frac{N_1}{N_2} = \sqrt{\frac{Z_r}{Z}}$$

Es decir, que la relación de transformación o cociente entre el número de espiras del primario y del secundario, se define como la raíz cuadrada del cociente entre la impedancia reflejada sobre el primario y la impedancia del circuito secundario o de carga. La impedancia del circuito de carga secundaria no siempre se da como dato, pero se conoce en cambio la tensión de servicio y la corriente de carga en dicho circuito; luego la impedancia es el cociente entre esos valores. Así, por ejemplo, si el secundario se conecta a un circuito cuya tensión de servicio (no es la suministrada por el transformador, pues suponemos que éste sólo se aplica para equilibrar impedancias) es 500 V y la corriente de carga es 0,1 A, la impedancia de carga será:

$$Z = \frac{500}{0,1} = 5000 \Omega$$

Haciendo notar que, muchas veces, esta tensión y esta corriente de la carga son valores de corriente continua, como es fácil imaginar si se piensa en la aplicación de estos transformadores en circuitos de radio, para acoplado de válvulas termoiónicas.

INDUCCIÓN EN EL NÚCLEO

Las consideraciones de carácter general que preceden tienen por objeto justificar el empleo de los transformadores en otras aplicaciones que los tipos clásicos vistos en capítulos anteriores. De este modo se comprende que se debe tener en cuenta, en casi todos los casos, la presencia de dos clases de corriente en los bobinados del transformador: continua y alterna. La corriente continua circula por el bobinado accidentalmente, o ex-profeso, en los casos de transformadores de modulación. La corriente alterna puede circular o no, según la aplicación del transformador, pues hay casos en que sólo se tiene una f.e.m. en el circuito secundario sin circulación de intensidad alguna (circuitos de grilla en etapas amplificadoras sin corriente de grilla).

Para abordar el cálculo de transformadores de este tipo, es obvio que hay que distinguir perfectamente su aplicación, condiciones de trabajo, y características del circuito en que se va a utilizar. Tales consideraciones pertenecen a los tratados de radiocomunicaciones, escapando, por lo tanto, al dominio de esta publicación. Nos limitaremos a dar las normas generales para el cálculo de los transformadores, sin entrar en detalles sobre los circuitos en que ellos se emplean.

El hecho de que circule corriente continua por uno o por los dos bobinados no tendría ningún significado con respecto a la relación de transformación o las impedancias propias o reflejadas; pero sucede que el campo magnético producido en un bobinado adquiere valores que dependen de la intensidad de corriente, sea o no variable o alterna esa corriente. A los efectos de la saturación del núcleo de hierro, debe tenerse en cuenta esa corriente continua, pues habrá instantes en que se superpone a la alterna. Y respecto de la sección de los conductores para el bobinado, también tiene importancia, porque er

los instantes de superposición, se debe admitir su paso por los conductores sin elevación de la temperatura.

Veamos la figura 130, que representa los valores instantáneos de las corrientes continua y alterna de circulación por uno de los bobinados del transformador, si hay esas dos clases de corriente. Las condiciones más rigurosas se verificarán cuando la amplitud o valor de cresta de la corriente alterna coincide con la intensidad continua; sabemos que la intensidad resultante está dada por la suma de los dos gráficos. Se ve que el valor mínimo de la intensidad es nulo, y el valor máximo es el doble del de cresta de alterna o de la intensidad de continua.

En todos los casos en que se tiene corriente continua en un bobinado del transformador, superpuesta a la alterna, se deben contemplar las condiciones

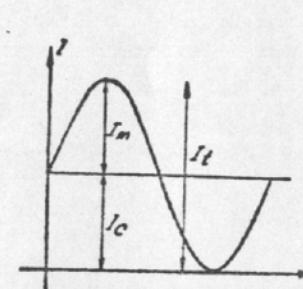


FIG. 130. — Valores instantáneos de las componentes continua y alterna.

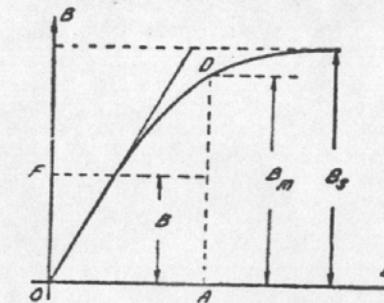


FIG. 131. — Inducción magnética en el núcleo en función de la intensidad de corriente.

peores para la saturación del núcleo, que suceden cuando la intensidad adquiere el valor máximo mencionado antes. Para estar a cubierto de tal situación, se considera la curva de inducción en función de la intensidad de corriente, según figura 131, y se ve que conviene quedarse con una inducción igual a la mitad de la normal máxima. En efecto, si bien cuando la corriente se reduce hasta anularse, la inducción también experimenta esa reducción, cuando la corriente aumente a más del valor AO la inducción no puede aumentar en proporción, por la saturación del núcleo, y no habría proporcionalidad entre las ff. ee. mm. primaria y secundaria. Ésta es la razón por la que si en transformadores comunes se podía adoptar un valor de la inducción igual al segmento AD, cuando hay superposición de corriente continua en el bobinado, sea en el primario o en el secundario, debemos limitar esa inducción normal de trabajo al valor OF, mitad del anterior. Y como el valor AD ya es menor que la cifra de saturación Bs, resulta que el núcleo de tales transformadores adquiere así proporciones anormales.

Hay casos en que puede omitirse el considerar la circulación de corriente continua por el bobinado aunque ella esté presente, y es cuando el transformador se emplea en disposición simétrica, con dos ramas que trabajan en oposición de fase. En tales bobinados, que tienen una derivación en su centro, la corriente continua circula en sentido contrario en sus dos mitades, de modo

que el campo magnético de una mitad anula al de la otra mitad, quedando sólo el campo producido por la corriente alterna. Estas consideraciones son válidas siempre que la circulación de corriente continua sea constante durante todo el tiempo, pues a veces se tienen impulsos de corriente en una mitad del bobinado durante un instante, y en la otra mitad durante otro instante distinto; si así fuera, debe tenerse en cuenta la corriente continua como si el circuito no fuera simétrico. Ejemplo típico de etapas simétricas en que puede omitirse la consideración de la componente continua son los transformadores para etapas simétricas en clase A, de amplificadores de audiofrecuencia. Para amplificadores en clase B, en que a pesar de ser simétricos no hay continuidad en la circulación de la componente continua, se tendrá en cuenta esta última como si no hubiera simetría en el transformador.

Otro detalle a tener en cuenta para fijar la máxima inducción de trabajo, es el concerniente a la frecuencia de la componente alterna de la corriente. La expresión general de la f.e.m. inducida en el bobinado del transformador, ya sea el primario o el secundario, era:

$$E = 4,44 f B S N 10^{-8}$$

Y se ve que para un dado valor de la f.e.m., a menor frecuencia corresponderá mayor inducción magnética en el núcleo. Luego, para dimensionar el núcleo, se debe tener en cuenta la mínima frecuencia que tendrá la corriente alterna en el circuito, pues con esa frecuencia se puede producir la saturación. Para transformadores de alta fidelidad, se debe tomar como mínima frecuencia la de 30 ciclos por segundo, pues hay corrientes de audiofrecuencia que tienen esa cantidad de períodos. Para los transformadores de telefonía, puede adoptarse como mínima frecuencia la de 100 c/s. Estas consideraciones nos dicen que en el cálculo del transformador tomará parte activa la mínima frecuencia que estará en juego. Y con respecto a la máxima frecuencia, también se debe tener en cuenta, porque las pérdidas en el núcleo de hierro, por lo menos las debidas a las corrientes parásitas, aumentan con el cuadrado de la frecuencia, lo que nos dice que los núcleos de los transformadores de alta fidelidad deben ser cuidadosamente escogidos. Para circuitos telefónicos puede tomarse como frecuencia máxima la de 3000 c/s, pero para amplificadores de sonido hay que llegar hasta los 10000 c/s y en cinematografía sonora se alcanza la cifra de 16000 c/s, de modo que el material para el núcleo debe tener reducidas pérdidas a tan elevadas frecuencias.

DIMENSIONES DEL NÚCLEO

Los transformadores para audiofrecuencia tienen generalmente el núcleo de tipo acorazado, con la forma y dimensiones que se especifican en la figura 132. La sección transversal neta se considera en el alma central y su valor es:

$$S = b a - \text{vacíos aislación}$$

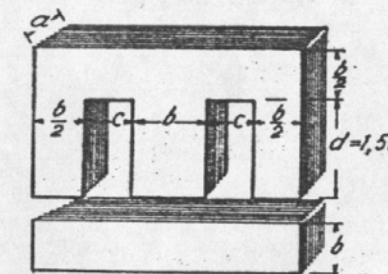
Es decir, que la altura del paquete de chapas, a , no es la suma de los espesores netos de la misma. En la práctica, la aislación entre chapas representa un 10 % del espesor del hierro, de modo que la altura neta del paquete de chapas vale $0,9 a$, y se la hace igual al ancho b del alma:

$$b = 0,9 a$$

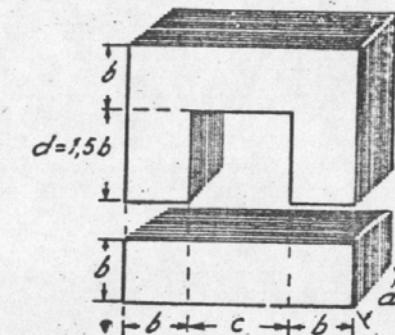
Con esto, la sección transversal neta del núcleo tiene el valor:

$$S = b^2$$

Las partes laterales y cabeceras del núcleo que en conjunto forman su contorno tienen una sección transversal que es la mitad de la del alma, porque el paquete de líneas de fuerza magnéticas producido en el alma central se



FIC. 132. — Dimensiones típicas del núcleo acorazado.



FIC. 133. — Indicación de las dimensiones del núcleo en anillo.

bifurca en dos mitades, una hacia cada lado formando dos haces que se vuelven a concentrar al cerrar su recorrido.

El ancho de la ventana c , se hace en la práctica igual a la mitad del ancho del alma, o sea igual al ancho de los costados del núcleo:

$$c = \frac{b}{2}$$

La altura de la ventana adquiere una dimensión igual a tres veces su ancho, es decir que

$$d = 3c = 1,5b$$

Con el dimensionado que se ha establecido puede dibujarse el núcleo completo, siempre con referencia al tipo acorazado ilustrado en la figura 132.

Algunos transformadores para audiofrecuencia utilizan un núcleo en anillo de la forma y dimensiones que indica la figura 133. La sección transversal neta es en este caso común en todos los lados del anillo y vale:

$$S = b^2$$

Siendo válidas las consideraciones hechas anteriormente para el espesor

del paquete de chapas y la proporción que ocupa la aislación entre las mismas. Asimismo se mantiene la proporción entre alto y ancho de ventana de modo que:

$$d = 3c$$

LONGITUD MAGNÉTICA DEL NÚCLEO

En los cálculos de transformadores de audiofrecuencia interviene frecuentemente la longitud de la línea de fuerza media, o sea la longitud magnética. El cálculo de esta dimensión puede hacerse partiendo del ancho b del alma o de la sección transversal neta S .

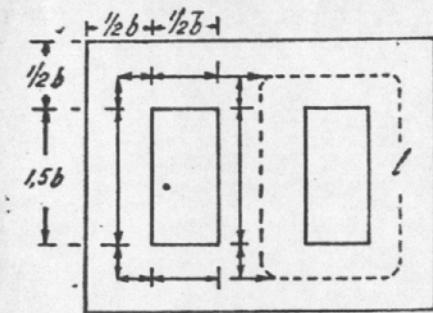


FIG. 134. — Indicación de la longitud magnética del núcleo.

que el ancho del alma puede calcularse mediante la expresión:

$$b = \sqrt{S}$$

Es evidente que la longitud magnética adquiere el valor:

$$l = 6,5 \sqrt{S}$$

Expresión que es válida para núcleos acorazados. En el caso de los núcleos en anillo, según ilustración de la figura 133, puede procederse a integrar los diversos tramos para determinar la longitud magnética, resultando un valor:

$$l = 8b$$

O sea ocho veces el ancho del alma. Si el dato fuera la sección transversal neta, puede calcularse la longitud magnética mediante la expresión:

$$l = 8\sqrt{S}$$

ENTREHIERRO

Consideremos la figura 135, que representa un núcleo del tipo acorazado, que es el más común en este tipo de transformadores. Para los modelos en

anillo, las modificaciones a introducir no son de importancia. Las distintas dimensiones están de acuerdo con lo que hemos visto anteriormente. Suponemos que el núcleo es de sección transversal cuadrada, de lado b , de manera que:

$$S = b^2$$

Aunque a primera vista parecería que se tienen tres entrehierros, pensemos que la línea de fuerza media sólo encuentra dos en su recorrido. Cada entrehierro tiene la mitad de la longitud total de aire que encuentran las líneas de fuerza. En el núcleo en anillo también tenemos dos entrehierros. La reluctancia magnética total del circuito vale:

$$R_m = \frac{1}{S} \left(l_e + \frac{l}{\mu} \right)$$

Y si suponemos a todo el núcleo sin entrehierro, pero con una permeabilidad aparente μ_a , se puede suponer que la reluctancia magnética vale:

$$R_m = \frac{l}{S \mu_a}$$

De modo que igualando ambas expresiones, y despejando el valor de la permeabilidad aparente, se tiene:

$$\mu_a = \frac{l \mu}{l + \mu l_e}$$

En cuya expresión la longitud l del circuito magnético es sensiblemente igual a la de la línea de fuerza media, ya que el entrehierro tiene un espesor muy pequeño. Los valores corrientes para la permeabilidad magnética del acero al silicio empleado en los núcleos de transformadores de este tipo son:

para $B = 12000$ Gauss	$\mu = 2500$
para $B = 10000$ Gauss	$\mu = 5000$
para $B = 8000$ Gauss	$\mu = 5000$
para $B = 6000$ Gauss	$\mu = 6000$

Y aplicando estos valores a los casos prácticos más comunes, resulta que la permeabilidad aparente del núcleo, teniendo en cuenta el hierro y el entrehierro, adquiere un valor promedio de:

$$\mu_a = 400$$

El entrehierro permite asegurar una limitación a la inducción máxima, de manera que en muchos casos prácticos se adopta un valor para el mismo, de acuerdo con la cifra de permeabilidad óptima que fija la experiencia.

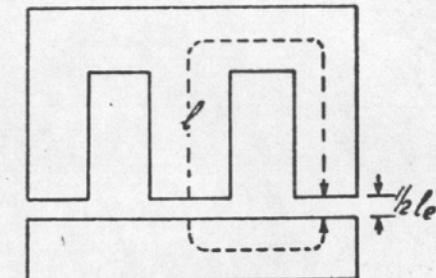


FIG. 135. — Indicación de los dos tramos que forman el entrehierro.

Si se tiene en cuenta que la inducción magnética se adopta generalmente igual a 10000 Gauss, para cuyo valor la permeabilidad del hierro silicio vale 4000, se puede calcular la longitud normal que tendrá el entrehierro, despejando su valor de la expresión última:

$$l_e = \frac{(\mu - \mu_a) l}{\mu \mu_a} = \frac{4000 - 400}{160000} l = \frac{l}{45}$$

Y como normalmente hay dos entrehierros iguales, cada uno de ellos deberá tener, aproximadamente, la centésima parte de la longitud magnética del núcleo. Este valor permite encarar el diseño de las chapas.

INDUCTANCIA DE LOS BOBINADOS

Los transformadores de audiofrecuencia se emplean para acoplar dos etapas o secciones de un equipo radioeléctrico. El esquema general simplificado puede verse en la figura 136. En el mismo se tienen los siguientes datos:

- e = tensión audiofrecuente de entrada a la etapa, en valor máximo o de cresta (Volt).
- E = tensión audiofrecuente de salida de la etapa, medida entre extremos del secundario del transformador, en valor de cresta (Volt).
- $E_c; E_b$ = tensiones de polarización de grilla y de alimentación de placa, respectivamente (Volt).
- I_a = corriente continua anódica de la válvula (Amper).
- I = corriente anódica de audiofrecuencia, en valor de cresta (Amper).
- r_i = resistencia interna de la válvula (Ohm).
- Z = impedancia de carga que requiere la válvula en el circuito anódico para óptimo funcionamiento.
- β = coeficiente de amplificación de la válvula.

La ganancia real o efectiva de la válvula está dada por el cociente de las tensiones audiofrecuentes de los circuitos de ánodo y de grilla respectivamente. Esta última vale e y la anódica se calcula multiplicando la impedancia de carga por la corriente de cresta, es decir que vale $Z I$. Luego la ganancia real adquiere el valor:

$$A = \frac{Z I}{e}$$

Examinado el circuito se advierte que la ganancia real debe ser menor que el coeficiente de amplificación de la válvula, porque parte de la tensión anódica alterna queda como caída interna en la válvula misma, es decir, que si tomamos la tensión alterna total, ella debe ser igual a beta veces la tensión de entrada. Escribiendo lo dicho en función de los datos se obtiene:

$$\beta e = I (r_i + Z)$$

Resulta fácil ahora obtener la expresión de la ganancia real en función de las componentes del circuito, combinando las dos fórmulas dadas más arriba y efectuando operaciones algebraicas. Resulta:

$$A = \beta \frac{Z}{Z + r_i}$$

En esta expresión, Z es la impedancia de carga en el circuito anódico, cuyo valor se determina para cada válvula de manera que resulte la mayor ganancia posible compatible con una mínima deformación armónica. En el caso del transformador, si el secundario trabaja a circuito abierto, como es común en las etapas excitadoras, la impedancia de carga es la del primario del mismo, y si se desprecia la resistencia óhmica, esa impedancia coincide con la rectancia del bobinado:

$$Z = 2 \pi f L$$

En cuya expresión f es la frecuencia de la corriente de audio y L la inductancia del bobinado primario. En la práctica las frecuencias de audio varían entre 50 y 10.000 ciclos por segundo, para amplificadores comunes, con lo que resulta variable la impedancia de carga. También ocurre que al aumentar la frecuencia se va saturando el núcleo del transformador, y el crecimiento de la inductancia se reduce notablemente. Y finalmente, en la zona de las frecuencias altas, la capacidad distribuida entre espiras del bobinado primario, forma un capacitor que a esas frecuencias entra en resonancia con dicho bobinado y se produce un pico en la curva representativa de la ganancia.

Si observamos la figura 137, que representa la ganancia real de la etapa en función de la frecuencia, vemos que en ella se han indicado los valores notables, excepto A , que es la ordenada para toda la parte recta:

- A = ganancia real en la gran zona central de las frecuencias audibles.
- f_m = frecuencia de audio mínima a reproducir por el equipo.
- f_M = frecuencia de audio máxima a reproducir por el equipo.
- A_M = ganancia real a la frecuencia más baja a reproducir.
- A_m = ganancia real a la frecuencia más alta a reproducir.

En la práctica se trata de conseguir que las ganancias mínima y máxima se acerquen lo más posible a la normal A . Para ello se reduce el efecto de la capacidad distribuida en el bobinado dividiendo el mismo en varias galletas en forma similar a lo que se ilustró en la figura 113 para el caso de tensiones elevadas; con ello se consigue aminorar el pico en la zona de las frecuencias altas.

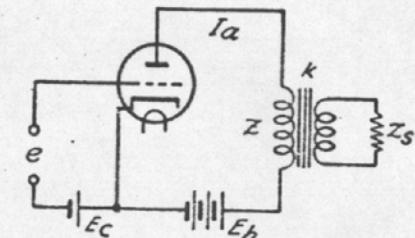


FIG. 136. — Esquema de aplicación de transformadores de audiofrecuencia en un circuito radioeléctrico.

En la zona de las frecuencias bajas hay que resignarse a que se obtenga una ganancia menor que la normal, pero se fija un límite práctico para esa reducción. Se acostumbra a dar como dato la relación entre la ganancia normal y la ganancia mínima, que se designa alfa:

$$\alpha = \frac{A}{A_m}$$

En la práctica el valor de alfa para los cálculos oscila entre 1 y 1,2, según la calidad que se quiera obtener para el transformador. Si la impedancia de carga anódica para ganancia real normal es Z , para la frecuencia mínima, a reproducir tendremos un valor menor, Z_m . La ganancia mínima estará dada en función de esta impedancia mínima, la resistencia interna de la válvula y el coeficiente de amplificación de la misma. Resulta:

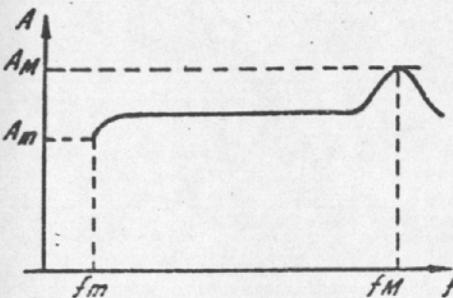


FIG. 137. — Curva de ganancia de la etapa acoplada a transformador.

$$A_m = \beta \frac{Z_m}{Z_m + r_i}$$

Relacionando las expresiones homólogas de la ganancia real normal y la ganancia real mínima resultará una expresión que nos da el factor alfa mencionado anteriormente:

$$\alpha = \frac{Z (Z_m + r_i)}{Z_m (Z + r_i)}$$

Donde la impedancia mínima se calcula en función de la frecuencia mínima a reproducir y la inductancia del primario, es decir:

$$Z_m = 2 \pi f_m L$$

Con las expresiones obtenidas puede calcularse de inmediato el valor mínimo que debe tener la inductancia del bobinado primario para que quede asegurado el valor de la impedancia de carga a la frecuencia mínima a reproducir. Haciendo operaciones algebraicas resulta:

$$L = \frac{Z r_i}{2 \pi f_m [\alpha (Z + r_i) - Z]}$$

Para cálculos rápidos puede suponerse sin gran error que el factor alfa vale la unidad, con lo que la expresión anterior queda simplificada:

$$L = \frac{Z}{2 \pi f_m}$$

Donde Z es la impedancia de carga dada para la válvula, en Ohm; f_m la frecuencia mínima a reproducir, en ciclos por segundo; L la inductancia del

primario, en Henry. Las expresiones que dan la inductancia del primario son las que se utilizan para el cálculo de transformadores de audiofrecuencia.

ESTUDIO DEL TRANSFORMADOR REAL

El diagrama real de trabajo de un transformador dado en la figura 117 dista mucho de ser el real, o por lo menos, él es válido bajo determinadas condiciones que deben ser establecidas con precisión, en el caso de los transformadores para audiofrecuencia. La gama de frecuencias de trabajo se extiende desde unos pocos ciclos hasta unos millares de ciclos por segundo (30-15000 c/s por lo menos). A fin de realizar el estudio un poco más detallado y determinar la importancia de las simplificaciones realizadas anteriormente, veamos el diagrama real de un transformador, que se presenta en la figura 138.

En el estudio de los transformadores realizado en el primer capítulo, se habló de una corriente magnetizante, que no hemos tenido en cuenta hasta ahora al considerar los transformadores de audio. Esta corriente recorre el bobinado primario y es la encargada de producir el flujo magnético en

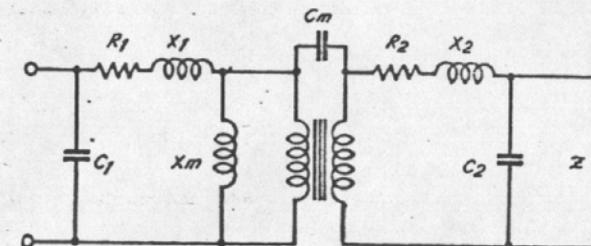


FIG. 138. — Esquema real del transformador de audiofrecuencia.

el núcleo. En las relaciones entre las corrientes primaria y secundaria y los números de espiras no se tuvo en cuenta por su pequeñez frente a cifras mayores, pero si tenemos que estudiar el comportamiento real del transformador debemos considerarla. No hay inconveniente en asignar a esa corriente el papel de una derivación que absorbe corriente en su debida proporción, y que no interviene en el secundario, o sea que es una energía que no se transfiere, una pérdida. En la figura aparece como una reactancia X_m derivada sobre el primario, y cuyo valor dependerá de la inductancia del bobinado y de la frecuencia. Veremos más adelante en cuáles casos puede despreciarse y cuándo no puede dejarse de lado el valor de esta inductancia.

En segundo término debemos considerar las capacidades distribuidas de los bobinados. Éstos están formados por espiras paralelas entre sí, que forman pequeños capacitores. Sus bordes externos e internos, a su vez, presentan capacidad contra el núcleo y entre bobinados primario y secundario. Esas capacidades representaban una absorción de corriente, de modo que pueden ser asimiladas a reactancias capacitivas derivadas entre bornes de ambos

bobinados, y la que hay entre ellos C_m se llama mutua, y se coloca conectada en la forma como se ve en el esquema. Cada capacidad derivada incluye la distribuida en el bobinado y la que hay entre él y el núcleo. Más adelante veremos en qué medida sus valores toman parte en las ecuaciones reales del transformador.

También vemos en el esquema real las reactancias de dispersión, que aparecen como conectadas en serie con cada bobinado, pues representan una pérdida de tensión útil. En efecto, las líneas de fuerza que no se cierran abarcando ambos bobinados reducen el valor de las ff.ee.mm. inducidas y siendo una dispersión magnética se traducen en el efecto de una reactancia en serie, cuya caída de tensión es equivalente al efecto reductor mencionado. Constructivamente puede lograrse un valor bajo para tales reactancias, pero veremos cuándo pueden despreciarse y cuándo hay que tenerlas en cuenta.

Finalmente, tenemos en el esquema de la figura 138 las resistencias de los bobinados, que son inevitables, pero que en la práctica pueden ser reducidas empleando alambres de diámetro conveniente. Estas resistencias representan una caída interna de tensión, de modo que pueden ser representadas en el circuito colocándolas en serie con los dos bobinados. La resistencia de carga Z conectada en el secundario es en realidad lo único útil en ese circuito, si se quiere, pues en sus bornes tendremos la tensión aplicada a la carga y la energía absorbida por ella es la que se aprovecha.

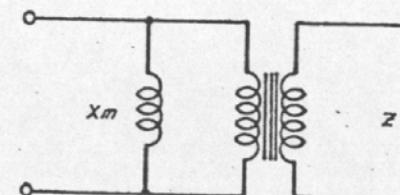
Para estudiar la manera de simplificar el esquema de la figura 138, cuyo cálculo sería laborioso, debemos subdividir la gama total de audiofrecuencias, considerada en la figura 137, en tres franjas o zonas, limitadas al comienzo por una frecuencia mínima f_m que se va a reproducir, y una máxima f_M al final de la gama. Ambas frecuencias extremas son generalmente un dato del problema, pues son las condiciones que impone el circuito en que se ha de conectar el transformador. Las frecuencias que marcan las franjas no son siempre las mismas, pero en la práctica se suele llamar zona de frecuencias bajas a la comprendida entre f_m y unos 800 c/s; zona de frecuencias medias a las comprendidas entre 800 y unos 6 a 7 mil c/s y zona de frecuencias altas a la que hay entre 7000 c/s y f_M .

COMPORTAMIENTO EN FRECUENCIAS BAJAS

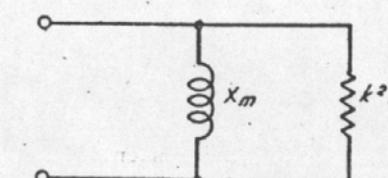
Cuando se consideran las frecuencias inferiores de la gama de audio, pueden despreciarse algunos de los elementos que aparecen en el esquema completo de la figura 138. En primer lugar, las capacidades son pequeñas, del orden de dos o tres decenas de $\mu\mu F$, y las reactancias capacitivas derivadas sobre los bobinados resultan altas, por lo que su efecto puede despreciarse. Las reactancias de dispersión son proporcionales a la frecuencia y a la inductancia. Las inductancias, en transformadores bien construidos, son valores bajos, pues debemos recordar que éstas son las que equivalen a la dispersión magnética. Siendo bajas las frecuencias, esas reactancias conectadas en serie pueden ser dejadas de lado, directamente. Y con respecto a las resistencias de los bobinados, ya dijimos que frente a los valores de la

carga pueden, en general, ser consideradas cifras muy pequeñas en circuitos serie.

En cambio, no puede dejar de tenerse en cuenta la magnetización, representada por una inductancia derivada. En efecto, siendo baja la frecuencia, esa inductancia dará una reactancia de bajo valor, y como aparece derivada sobre el primario, debe tenerse muy en cuenta, y tanto más cuanto más baja sea la frecuencia (figura 139).



FIC. 139. — Circuito simplificado para frecuencias bajas.



FIC. 140. — Circuito simplificado y reducido al primario, para frecuencias bajas.

Veamos ahora cómo reducimos el diagrama completo, con las simplificaciones autorizadas por las consideraciones precedentes, al primario. Para ello, sabemos que pondremos en lugar de Z su equivalente $k^2 Z$ y nos queda esta carga en paralelo con la reactancia X_m de magnetización, tal como aparece en la figura 140. Los demás elementos han desaparecido por las razones antes explicadas.

Esta reactancia de magnetización es un mal necesario, y para reducir sus efectos se trata de fijar un límite para su valor, límite que establece que no sea inferior al valor de la carga reducida al primario. Atendiendo a la incidencia de esta condición en el costo del transformador, nos conformaremos con la igualdad:

$$X_u = k^2 Z$$

Y tenemos ya las dos condiciones para que el transformador se comporte razonablemente en las frecuencias bajas. Una dice que la inductancia del primario, para la condición antes enunciada, debe cumplir la condición deducida de la ecuación anterior:

$$2 \pi f_m L_m = k^2 Z$$

Es decir que esa inductancia debe tener un valor mínimo de:

$$L_m = \frac{k^2 Z}{2 \pi f_m}$$

para reproducir una frecuencia mínima dada f_m . El numerador no es otra cosa que la carga reflejada al primario, o sea una condición dada para la válvula termoiónica a que se conectarán el transformador.

La otra condición es inversa en su planteo, pues dice que con un transformador dado, la frecuencia mínima a reproducir vale:

$$f_m = \frac{k^2 Z}{2\pi L_m}$$

Con frecuencias menores el rendimiento del transformador cae rápidamente, y no puede considerarse aceptable su comportamiento.

COMPORTAMIENTO EN FRECUENCIAS ALTAS

Si nos colocamos en las condiciones en que trabajará el transformador cuando la frecuencia es del orden de diez a quince mil c/s podemos hacer otra clase de simplificaciones. La reactancia de magnetización, es ahora una cifra grande, pues si bien la inductancia es la misma, es ahora grande la frecuencia. En circuitos derivados puede despreciarse una reactancia elevada, de modo que la eliminamos de la figura 138. En cambio no podemos dejar de lado las reactancias de dispersión, por ser alta la frecuencia, ni las capacidades distribuidas, por estar derivadas y formar ahora reactancias más bien bajas.

Reduciendo al primario el esquema simplificado, tenemos el diagrama de la figura 141. No aparecen las resistencias de los bobinados, porque al no depender ellas de la frecuencia, y haberlas despreciado antes, no habría motivos para tenerlas en cuenta. La reactancia de dispersión aparece combinada como un solo valor, suma de la del primario y la del secundario reducida mediante el factor k^2 . Las capacidades aparecen en el circuito, la del primario

con su valor, y la del secundario dividida por k^2 , porque al ser inversas las capacidades de sus respectivas reactancias, el factor se convierte en divisor.

Veamos los valores relativos en la práctica. Supongamos que tenemos una frecuencia del orden de 15000 c/s, tomada frecuentemente como límite superior, y que las capacidades son del orden de $30 \mu\text{F}$ la del primario, y un valor similar resultará para la del secundario una vez reducida al primario. Con estas cifras, esas capacidades representan una reactancia capacitiva de valor:

$$X = \frac{10^{12}}{2 \times 5.28 \times 15000 \times 30} = 350.000 \Omega$$

Cifra que frente al valor de la carga reflejada sobre el primario, del orden de 5000 a 10000 Ohm, puede ser dejada de lado por estar derivadas esas capacidades.

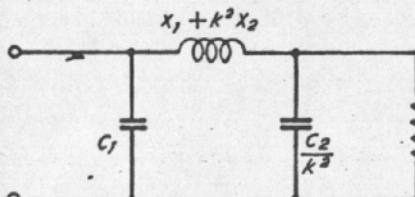


FIG. 141. — Circuito simplificado y reducido al primario, para frecuencias altas.

Nos queda entonces, para tener en cuenta, la reactancia total de dispersión, la cual podemos calcular para la frecuencia más alta a reproducir, que llamamos f_M :

$$X_d = X_1 + k^2 X_2 = 2\pi f_M (L_1 + k^2 L_2)$$

Y el valor dentro del paréntesis se llama inductancia total de dispersión:

$$L_d = L_1 + k^2 L_2$$

Y es también un mal inevitable, por lo que le fijaremos límite, sólo que en este caso aparece en serie en el circuito, de manera que hay que fijar un valor máximo, diciendo que ese máximo no supere al valor de la impedancia de carga reducida al primario:

$$2\pi f_M L_d = k^2 Z$$

Esta ecuación nos da el valor de la frecuencia máxima a reproducir con un transformador dado, del cual se conoce la reactancia total de dispersión, o cuál es el valor máximo que puede tener esta última para poder reproducir una dada frecuencia máxima:

$$f_M = \frac{k^2 Z}{2\pi L_d}$$

$$L_d = \frac{k^2 Z}{2\pi f_M}$$

Siendo en ambos casos el valor del numerador la carga pedida para la válvula a que se conecta el transformador.

COMPORTAMIENTO EN FRECUENCIAS MEDIAS

Para la gama comprendida entre aproximadamente uno y siete millares de ciclos por segundo, el esquema general de la figura 138 puede simplificarse mucho, de acuerdo con las consideraciones anteriores. Los elementos que sólo adquirían importancia en ambos extremos de la gama de frecuencias de audio pierden ahora esa importancia y pueden eliminarse. En efecto, la reactancia de magnetización es ahora alta frente a la impedancia de carga $k^2 Z$ y viceversa, la reactancia de dispersión es baja con respecto a esa carga, y como la primera está derivada y la segunda en serie, pueden despreciarse. Nos queda así un diagrama reducido al primario como el que se ve en la figura 142, que no puede ser más simple. El transformador ha desaparecido, pues sólo se comporta como adaptador de impedancias.

Estas consideraciones nos permiten afirmar que el diseño del transfor-

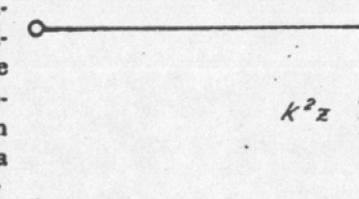


FIG. 142. — Circuito simplificado y reducido al primario, para frecuencias medias.

mador se hace atendiendo a su comportamiento en los extremos de la gama de frecuencias de trabajo y no en la banda central. Para conseguir una transferencia de energía dentro de una razonable linealidad en la ganancia del conjunto hay que verificar el valor de la inductancia mínima de magnetización para la frecuencia más baja a reproducir y la máxima inductancia de dispersión para la frecuencia más alta que estará en juego.

VERIFICACIÓN DE LAS CONDICIONES PARA LOS EXTREMOS DE LA GAMA

La verificación de las dos cifras que condicionan el comportamiento del transformador en los dos extremos de la gama de frecuencias de audio se puede hacer por cálculos o por medición. El cálculo de la inductancia de magnetización se tiene en cuenta en los planteos generales de cálculo de transformadores para audio, tal como lo veremos oportunamente. El tener en cuenta la inductancia de dispersión corresponde a los fabricantes de transformadores, y puede decirse que en los modelos modernos nunca ese detalle es problema.

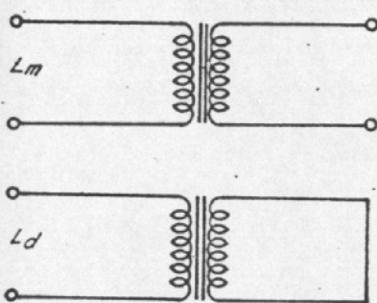


FIG. 143. — Medición de las inductancias de magnetización y de dispersión.

La inductancia de magnetización es la inductancia medida sobre los bornes del primario estando el secundario abierto.

La inductancia de dispersión es la inductancia medida sobre los bornes del primario estando el secundario en cortocircuito.

Para ambas mediciones, indicadas en la parte superior e inferior respectivamente de la figura 143, se emplea un puente de inductancias o un generador de audio, con una señal de unos 400 c/s. Debe descartarse de la medición la resistencia del bobinado, lo cual es simple con cualquiera de los dos métodos.

TIPOS DE TRANSFORMADORES DE AUDIOFRECUENCIA

En todos los transformadores para audiofrecuencia se debe considerar como cuestión fundamental la relación de transformación, vinculada a la relación de impedancias, dadas ambas en función de los números de espiras de los dos bobinados. Esta relación, según se ha visto al principio del capítulo vale para los datos de la figura 144:

$$k = \frac{N_1}{N_2} = \sqrt{\frac{Z}{Z_s}}$$

El problema quedará reducido en cada caso particular, a la determinación de los valores de la impedancia total primaria Z , y la total secundaria Z_s , o sea la carga anódica total primaria que requiere la válvula o conjunto de válvulas para su funcionamiento correcto y la carga total que se conecta en el secundario, respectivamente. Se ha mencionado el conjunto de válvulas porque muchas veces la etapa tiene disposición simétrica, con dos válvulas, en cuyo caso la impedancia se toma de placa a placa entre extremos del primario, o cuatro válvulas en disposición simétrica habiendo dos en paralelo en cada extremo del primario, en cuyo caso la impedancia de placa a placa es la mitad de la que requieren dichas válvulas si estuvieran solas, es decir, si fueran únicamente dos en disposición simétrica.

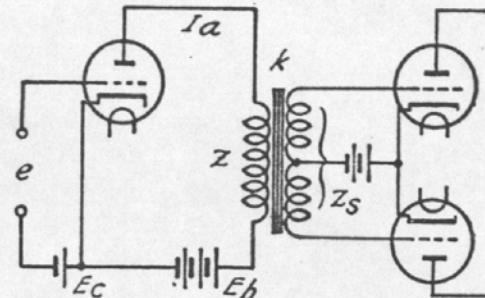


FIG. 144. — Esquema típico de transformadores de tensión o de entrada.

Todos los tipos de transformadores de audio pueden ser reunidos, para los cálculos, en dos grupos principales: "transformadores de tensión o de entrada" y "transformadores de potencia o de salida". En el primer grupo se hallan incluidos los de acoplamiento de etapa simple a etapa simétrica y los intercalados entre dos etapas simétricas, aunque en algunos de ellos se ponga en juego cierta cantidad de energía en el secundario.

En el segundo grupo encontramos los transformadores de salida de etapas simples o simétricas para acoplamientos de altoparlantes, los transformadores de modulación, etc.

En el grupo correspondiente a los transformadores de tensión habrá que hacer un distingo

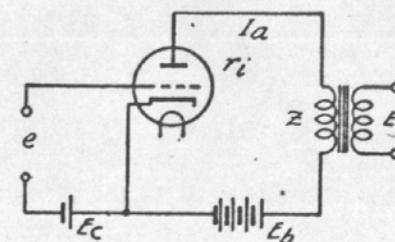


FIG. 145. — Esquema típico de transformadores de potencia o de salida.

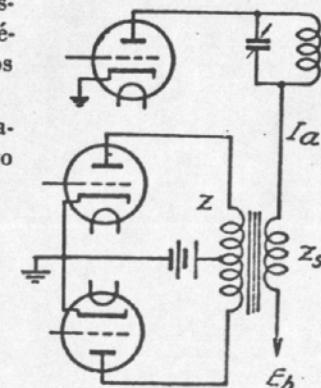


FIG. 146. — Impedancia secundaria en un transformador de modulación.

cuando haya o no circulación de corriente continua en el secundario, ya que se supone que en el primario siempre la hay. En el grupo de los de potencia también ocurrirá esa separación, pues los de acoplamiento de altoparlantes no tienen continua en el secundario, mientras que los de modulación sí la tienen.

Es importante determinar el valor de la impedancia cargada en el secundario de los transformadores de potencia. En el caso de los de salida (fig. 145), dicha impedancia es la correspondiente a la línea de audio o a la bobina móvil del altavoz o grupo de ellos. En el caso de los transformadores de modulación, según esquema de la figura 146, la impedancia secundaria se determina de la siguiente manera: si la tensión continua de alimentación de la etapa final de radiofrecuencia del transmisor vale E_b y la corriente continua anódica de dicha etapa vale I_a , la impedancia secundaria toma el valor:

$$Z_s = \frac{E_b}{I_a}$$

Con el cual se puede determinar la relación de transformación si se conoce la impedancia Z que debe reflejarse entre extremos del primario, o sea la carga de placa a placa del modulador.

CAPÍTULO XII

CÁLCULO DE TRANSFORMADORES DE AUDIO

Hecha la clasificación de los transformadores para audiofrecuencia y la breve descripción de sus características constructivas y de aplicación, nos ocuparemos ahora del criterio general de cálculo de los mismos. Por razones prácticas, emanadas del hecho que los dos grupos de transformadores manejan distintas cantidades de energía, se utilizan dos procedimientos diferentes para el cálculo. Así, los pertenecientes al primer grupo se calculan con un procedimiento que se aparta substancialmente del visto en el capítulo VII, mientras que los del segundo grupo, en cambio, pueden ser diseñados aplicando el método general visto para transformadores industriales, con las simplificaciones que se verán oportunamente.

Por lo expuesto, trataremos primeramente el cálculo de transformadores de potencia, o sea los de salida de amplificadores y los de modulación.

a) TRANSFORMADORES DE POTENCIA

En estos transformadores se puede considerar que las condiciones de trabajo son similares al caso de los industriales, con la salvedad de que no podrá dejarse de lado la circunstancia de que sus bobinados están recorridos por corriente continua, superpuesta a la alterna de audiofrecuencia.

SECCIÓN TRANSVERSAL DEL NÚCLEO

En el cálculo general de transformadores, del capítulo VII, se establecieron varios coeficientes prácticos para calcular las dimensiones del núcleo. En transformadores de audiofrecuencia nunca se trata de conseguir las elevadas cifras de eficiencia que se tenían en el caso general, en primer lugar por tratarse de potencias reducidas, y en segundo lugar por la imposibilidad de obtener rendimientos tan elevados, ya que las pérdidas en el hierro serán mayores.

Por estos motivos, puede efectuarse el cálculo con una expresión que da directamente la sección del núcleo, y con esa dimensión se determinan las

demás. Para aplicar la fórmula debemos hacer antes algunas simplificaciones en los coeficientes de que hemos hablado. En primer lugar, el coeficiente m , que permitía efectuar el cálculo, estaba dado en función de los coeficientes de plenitud del cobre y del hierro, de la densidad de corriente, de la relación pérdidas en el hierro y en el cobre y de las pérdidas por Kg. de hierro. Para los casos prácticos, puede estimarse que la densidad de corriente será de unos 2 A/mm^2 , la relación de pérdidas será más o menos igual a 2; las pérdidas por Kg de núcleo dependen de la calidad del mismo, pero en los de buena calidad no serán mayores de unos $2,3 \text{ W/Kg}$. Los coeficientes de plenitud tienen los siguientes valores:

$$\begin{aligned} k_e &\text{, coeficiente de plenitud del cobre} = 0,35 \\ k_f &\text{, coeficiente de plenitud del hierro, para núcleos} \\ &\text{de sección cuadrada, valía } 0,56. \end{aligned}$$

Con todos estos valores que pueden adoptarse para un cálculo rápido, resulta que el coeficiente m antes mencionado adquiere un valor:

$$m = 5$$

Y viendo la tabla de página 120 para obtener el respectivo coeficiente p , notamos que este último tiende sensiblemente a 1,7 para los valores mayores de m , de modo que puede tomarse:

$$p = 1,7$$

Con lo que puede aplicarse la fórmula que da el diámetro del círculo que inscribe a la sección del núcleo, pero antes podemos simplificarla, puesto que la sección transversal puede escribirse en función de ese diámetro:

$$S = 0,785 \times 0,56 D^2$$

Donde se ha hecho intervenir el coeficiente de plenitud del hierro. De aquí se obtiene fácilmente:

$$S = 0,44 D^2$$

Y ahora utilizamos la fórmula que da el diámetro o la sección:

$$D = \sqrt{\frac{mn}{p}}$$

$$S = 0,44 \sqrt{\frac{mn}{p}}$$

Pero recordemos que el coeficiente n se daba en función de la potencia aparente del transformador, la inducción máxima, la frecuencia, y los coeficientes de plenitud del cobre y del hierro:

$$n = \frac{0,57 P_a 10^6}{f B \delta k_f k_e}$$

Donde P_a era la potencia aparente del transformador en Voltamper; f la frecuencia que en este caso será la mínima que se deba reproducir, en c/s; B es la inducción máxima en el núcleo para que no haya saturación; δ es la densidad de corriente en el bobinado, en A/mm^2 ; k_f , es el coeficiente de plenitud del hierro, que para secciones cuadradas vale 0,56; k_e es el coeficiente de plenitud del cobre que tomaremos igual a 0,35 por ser el valor más corriente.

Ahora no habría más que reemplazar valores para obtener la sección S , pero debemos aclarar el valor que se debe tomar para la inducción magnética para estar a cubierto de la posibilidad de saturación del núcleo. Hay dos casos típicos: cuando se tiene en cuenta la superposición de corriente continua y cuando puede omitirse esa consideración:

Para transformadores que acoplan un excitador simétrico en clase A, para transformadores de salida en disposición simétrica, sin corriente continua en el secundario, y para todos los casos en que se sepa que no habrá corriente continua o que la misma está compensada por haber dos mitades de bobinado con circulación en sentidos contrarios, se puede tomar:

$$B = 7000 \text{ Gauss}$$

Con lo que resulta para el coeficiente n , el valor:

$$n = 208 \frac{P_a}{f}$$

Y para todas las etapas simples, con superposición de corriente continua en uno o en los dos bobinados, o etapas simétricas en clase B, AB o similares en que no haya compensación automática del campo magnético producido por la corriente continua, se tomará:

$$B = 4000 \text{ Gauss}$$

Resultando ahora para el coeficiente n , el valor:

$$n = 364 \frac{P_a}{f}$$

Y si ahora colocamos estos valores y los que mencionamos antes en la fórmula que da la sección, se pueden hacer operaciones para simplificar, y resultan dos simples fórmulas para calcular la sección, que son:

$$\text{Para los del primer tipo } S = 10 \sqrt{\frac{W}{f_m}}$$

$$\text{Para los del segundo tipo } S = 15 \sqrt{\frac{W}{f_m}}$$

En cuyas fórmulas S es la sección transversal del núcleo en centímetros cuadrados; W es la potencia en juego en el primario, en Watt y f_m es la frecuencia mínima que se tendrá en el circuito, en ciclos por segundo. Se ha tomado la potencia en juego, haciendo abstracción del factor de potencia, pues en los

coeficientes prácticos hay una previsión sobre el exceso de dimensiones del núcleo.

DIMENSIONES RESTANTES DEL NÚCLEO

Las dimensiones de la ventana, de acuerdo con la figura 132, y con la teoría expuesta en el capítulo VII, son de simple determinación. En primer lugar, si la sección transversal es cuadrada, el lado estará dado por la raíz de la sección S:

$$b = \sqrt{S}$$

Y ahora utilizaremos la expresión que daba el ancho de la ventana, deducido en función del lugar que necesitan los bobinados, el coeficiente de plenitud del cobre y el circuito magnético que forma el conjunto. La expresión que daba el ancho c era:

$$c = \frac{n}{D^2 b}$$

Pero se pueden hacer algunas simplificaciones, basadas en consideraciones de índole práctica. Los transformadores de audiofrecuencia tienen dimensiones que se relacionan entre sí en forma conocida por estadísticas de fabricación; así, el alto de la ventana guarda con el ancho la siguiente proporción:

$$d = 3c$$

Con lo que se puede colocar este valor en la fórmula anterior. Además, el valor de n se puede poner en función de S, m y p que ya conocemos, pues intervinieron en el cálculo de la sección; y finalmente, el diámetro D del círculo que inscribe al cuadrado de la sección también puede ser reemplazado en función de dicha sección, la que a su vez es igual al cuadrado de la dimensión b, lado del cuadrado. Haciendo operaciones se llega aproximadamente a:

$$c = 0,5b$$

Es decir, que el ancho de la ventana es aproximadamente la mitad del lado de la sección, o sea que el ancho es la mitad de la parte llena del alma.

NÚMERO DE ESPIRAS DEL BOBINADO

El número de espiras del bobinado debe ser el necesario para que se induzca la f.e.m. deseada en el secundario, sin dejar de lado que entre ambos bobinados se debe cumplir la relación de transformación. Para determinar la cantidad del primario, por ejemplo, se parte de la expresión general de la f.e.m.:

$$E_a = 4,44 f_m B_a S N_1 10^{-8}$$

Donde hemos puesto un subíndice a la f.e.m. y a la inducción, para dejar sentado que ambos valores se refieren a la componente alterna en el transformador. Así, la inducción que entrará en juego será la parte alterna de la

misma, que sabemos está limitada, en caso de superposición con una componente continua, a la mitad de la máxima que conviene para el núcleo. La frecuencia que figura en la fórmula es la mínima a reproducir. De la expresión anterior se puede deducir:

$$N_1 = \frac{E_a 10^8}{4,44 f_m B_a S}$$

Donde la sección del núcleo, S en cm^2 ya es conocida, la frecuencia mínima f_m en c/s es un dato, la f.e.m. se toma en Volt y la inducción puede valer 4000 Gauss cuando hay superposición de continua y 7000 cuando no la hay. La cantidad de espiras del secundario se calcula conociendo la relación de transformación:

$$N_2 = \frac{N_1}{k}$$

Y quedaría aclarado el cálculo, pero si hay superposición de corriente continua en uno o en los dos bobinados hay que hacer algunas comprobaciones. Por lo pronto, si hay continua, el máximo valor que puede tener la amplitud de la f.e.m. alterna es igual a la tensión continua de trabajo, de modo que llamando a esta última E_c , se tiene que el valor eficaz de la alterna será:

$$E_a = 0,7 E_c$$

Y respecto de la inducción, dijimos se debía tomar para la amplitud de la parte alterna la mitad de la máxima fijada para el núcleo, B_m , con lo que se tiene:

$$N_1 = \frac{0,315 E_c 10^8}{B_m f_m S}$$

Que se ha obtenido reemplazando en lugar de los valores de alterna los correspondientes de continua con los coeficientes numéricos dados más arriba. Con esta cantidad de espiras para el primario se debería tener un funcionamiento correcto, pero hasta ahora no hemos tenido en cuenta la intensidad de la corriente continua que circula por uno o por los dos devanados.

Calculemos la inducción magnética que se producirá en el núcleo debido a la circulación de corriente continua por el bobinado. Esta inducción será la componente continua de la total, de manera que podemos establecer previamente que no debe resultar superior a 4000 Gauss para núcleos corrientes. De acuerdo con las leyes del Electromagnetismo se tiene:

$$B_c = H \mu_a = \frac{0,4 \pi N I \mu_a}{l}$$

Es decir, igual al producto de la intensidad del campo magnético por la permeabilidad aparente del núcleo. Sabemos que esta última vale alrededor de 400, de modo que ese valor será colocado en la fórmula. Además, de acuerdo con la figura 134, la longitud magnética vale:

$$l = 6,5 b$$

Y colocando este valor también en la fórmula anterior, se deberá tener que la inducción continua debe ser menor que 4000, es decir:

$$B_c = \frac{500 N I}{l} < 4000$$

Y si así no fuera, se debe aumentar el entrehierro, o rehacer los cálculos, porque se producirá saturación del núcleo y deformación de la onda de la f.e.m. por efecto de la curvatura de la curva de imanación, según se ha visto.

En la fórmula anterior, la medida l se toma en cm. Con respecto a los ampervueltas $N I$, se debe hacer una aclaración. Si uno solo de los dos bobinados lleva corriente continua, se tomarán los dos valores: número de espiras e intensidad de corriente (Amper) que le corresponden, pero si los dos bobinados tienen componente continua, puede suceder que los campos magnéticos producidos por ellos en el núcleo se resten o se sumen. Hay dos soluciones:

Una es marcar los terminales del transformador para hacer que la corriente circule en los dos bobinados en forma tal que los campos magnéticos que crean tengan sentidos contrarios. La otra es sumar los ampervueltas de los dos bobinados, poniéndose en las condiciones más desventajosas de cálculo, y quedando en la seguridad que aun con conexión conveniente o no, no se saturará el núcleo. La primer solución es típica en transformadores económicos y la segunda, más perfecta pero más costosa, se usa en los tipos de alta fidelidad.

Finalmente, la sección del alambre para el bobinado se calcula en función de la intensidad de corriente que circulará por ellos, debiendo aclararse que se tomará una densidad de corriente no mayor de 2 A/mm^2 y que se considera una sola de las dos componentes, pues si bien es cierto que por momentos se superponen la continua y la alterna, en el otro medio ciclo se restan. Extremando las consideraciones, habría que tener en cuenta que se debe elevar al cuadrado cada valor instantáneo para encontrar el valor eficaz de la corriente resultante, pero si se adoptan valores bajos de la densidad de corriente no es necesario verificar el cálculo.

EJEMPLO DE CÁLCULO DE UN TRANSFORMADOR DE SALIDA

Para aplicar el método descrito calculemos un transformador para una etapa simétrica de salida que trabaja en clase AB₂ suministrando una potencia de 60 Watt; en el secundario se acoplará un altavoz o grupo de ellos que representan en bobina móvil una impedancia combinada de 8 Ohm. La impedancia de carga de placa a placa debe ser 3800 Ohm y la frecuencia más baja a reproducir, 50 ciclos por segundo. Los demás datos se especifican en la figura 147.

Lo primero que puede determinarse es la sección transversal del núcleo, para lo cual elegiremos la fórmula que considera el caso de que no hay compensación de corriente continua en el primario:

$$S = 15 \sqrt{\frac{W}{f_m}}$$

En la que reemplazando valores, que son datos del problema, se tiene:

$$S = 15 \sqrt{\frac{60}{50}} = 16 \text{ cm}^2$$

El ancho b del alma (figura 132) se dimensiona partiendo de la sección transversal de la misma:

$$b = \sqrt{S} = \sqrt{16} = 4 \text{ cm}^2$$

El ancho de la ventana se determina en función de la cantidad recién hallada:

$$c = 0.5 b = 0.5 \times 4 = 2 \text{ cm}$$

La longitud magnética del núcleo sale del valor del ancho del alma:

$$l = 6.5 b = 6.5 \times 4 = 26 \text{ cm}$$

Cada uno de los entrehierros que tiene el núcleo, y son todos iguales, tiene el valor:

$$l_e = \frac{26}{100} = 0.26 \text{ cm}$$

El número de espiras del primario se determina con la fórmula directa hallada anteriormente y se tiene:

$$N_1 = \frac{0.315 E_b 10^8}{B_m f_m S}$$

En esta expresión, E_b es la tensión continua de alimentación en el primario, que vale para nuestro ejemplo 400 Volt; B_m es la inducción máxima fijada para el núcleo, igual al doble de la inducción límite continua, es decir que vale 8000 Gauss para los casos prácticos. Se hace notar que en la fórmula que da el número de espiras se ha tenido en cuenta un factor 2 en el coeficiente numérico para utilizar la inducción máxima y no la continua o la amplitud de alterna; f_m es la frecuencia mínima a reproducir que vale en nuestro caso 50 c/s; la sección del núcleo S vale 16 cm^2 . Reemplazando valores obtenemos:

$$N_1 = \frac{0.315 \times 400 \times 10^8}{8000 \times 50 \times 16} = 2000 \text{ espiras}$$

La cantidad de espiras en el secundario se determina una vez conocida la relación de transformación, que vale:

$$k = \frac{N_1}{N_2} = \sqrt{\frac{Z}{Z_s}} = \sqrt{\frac{3800}{8}} = 22$$

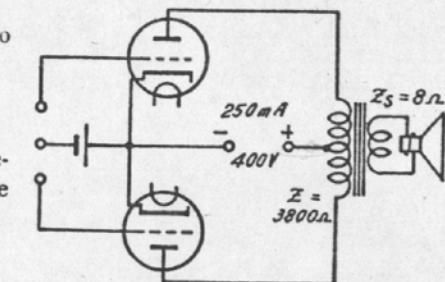


FIG. 147. — Ejemplo de cálculo de un transformador de salida.

De aquí puede deducirse el número de espiras del secundario.

$$N_2 = \frac{N_1}{k} = \frac{2000}{22} = 90 \text{ espiras}$$

Con los valores encontrados podemos verificar si se produce la saturación del núcleo, por la inducción magnética continua del mismo. Para ello debemos determinar cuál es la corriente de circulación que produce inducción continua sin compensar. Es necesario conocer la corriente continua de consumo de las dos válvulas con máxima señal y sin señal. En el caso de las válvulas de nuestro ejemplo, la primera vale 250 mA, y la segunda 110 mA. Resulta evidente que la mitad de la diferencia entre ambas corrientes es la componente continua que queda sin compensar o sea:

$$I_1 = \frac{250 - 110}{2} = 70 \text{ mA} = 0,07 \text{ A}$$

Con cuyo valor podemos aplicar la expresión que nos da la inducción continua no compensada:

$$B_c = \frac{500 N_1 I_1}{l} = \frac{500 \times 2000 \times 0,07}{26} = 2700 \text{ Gauss}$$

Valor que resulta inferior a 4000, que es el máximo admisible, con lo que la verificación permite mantener las dimensiones ya encontradas para el núcleo.

La sección de los conductores se calcula tomando una densidad de corriente de 2 A/mm^2 . En el primario la corriente circulante es la mitad de la dada como máximo para las dos válvulas, es decir, vale 0,125 A, luego la sección del alambre será:

$$s_1 = \frac{0,125}{2} = 0,06; \text{ se adopta } 0,1 \text{ mm}^2$$

Para determinar la corriente en el secundario hay que conocer la resistencia óhmica de la bobina móvil del altavoz, que en la práctica resulta muy poco menor a su impedancia, de modo que si se las supone iguales los resultados del cálculo son favorables. De la expresión general de la potencia eléctrica se deduce:

$$I_s = \sqrt{\frac{W}{R_s}} = \sqrt{\frac{60}{8}} = 2,7 \text{ A}$$

Luego la sección del alambre del bobinado secundario resulta:

$$s_2 = \frac{2,7}{2} = 1,35; \text{ se adopta } 1,5 \text{ mm}^2$$

EJEMPLO DE CÁLCULO DE UN TRANSFORMADOR DE MODULACIÓN

Como segundo ejemplo se hará el diseño de un transformador de modulación para una potencia de 200 Watt, y una frecuencia mínima a reproducir

de 100 ciclos por segundo. Los demás datos se encuentran indicados en la figura 148.

Lo primero que puede determinarse es la sección transversal del núcleo, con la fórmula ya conocida:

$$S = 15 \sqrt{\frac{200}{100}} = 21,2 \text{ cm}^2 \text{ adoptamos } 24 \text{ cm}^2$$

El ancho del alma del núcleo se calcula en función de la sección transversal:

$$b = \sqrt{S} = \sqrt{24} = 5 \text{ cm}$$

Donde se ha redondeado el resultado por razones de carácter práctico. Con este dato podemos determinar inmediatamente la longitud magnética:

$$l = 6,5 b = 6,5 \times 5 = 32,5 \text{ cm}$$

El número de espiras del primario se determina con la expresión ya conocida, en función de la tensión continua de alimentación anódica primaria, que vale en este caso 900 Volt, de la inducción máxima permisible que se adopta, 8000 Gauss, la frecuencia mínima a reproducir, dato del problema, 100 c/s y la sección del núcleo, 24 cm^2 :

$$N_1 = \frac{0,315 \times 900 \times 10^8}{8000 \times 100 \times 24} = 1470 \text{ espiras}$$

La relación de transformación se determina en función de la impedancia primaria de placa que vale 12000 Ohm, y de la de carga sobre el secundario, que sabemos se calcula dividiendo la tensión continua de alimentación de la sección final de R.F. por la corriente continua del mismo circuito; en este caso se tiene:

$$Z_s = \frac{2000}{0.2} = 10000 \Omega$$

Ahora el valor de la relación de transformación es:

$$k = \sqrt{\frac{Z}{Z_s}} = \sqrt{\frac{12000}{10000}} = 1,1$$

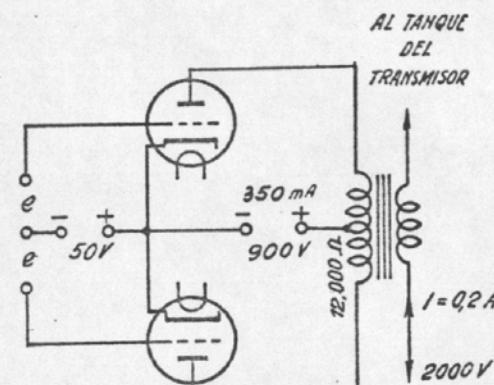


FIG. 148. — Ejemplo de cálculo de un transformador de modulación.

Con cuyo valor se puede calcular el número de espiras del secundario, mediante la expresión ya vista:

$$N_2 = \frac{N_1}{k} = \frac{1470}{1,1} = 1340 \text{ espiras}$$

Pasemos ahora a verificar si no se produce saturación en el núcleo. Para ello hay que tener en cuenta en este tipo de transformadores que en el secundario no hay compensación alguna de la inducción continua, y en el primario puede haberla o no. La inducción continua del secundario será generalmente mayor que la del primario, y para nuestro caso toma el valor:

$$B_c = \frac{500 N_2 I_s}{l}$$

Donde reemplazando valores en función de los datos ya conocidos se obtiene:

$$B_c = \frac{500 \times 1340 \times 0.2}{32.5} = 4100 \text{ Gauss}$$

Que supera muy levemente a la permitida (4000 Gauss) pero como ese límite se ha fijado muy bajo por razones de seguridad, puede admitirse el resultado obtenido. En caso contrario, habría que aumentar la sección del núcleo y rehacer los cálculos. Si se presumiera que en el primario no hay compensación de la inducción continua producida por ambas mitades del bobinado, habría que verificar si la inducción continua máxima, sumadas la no compensada primaria y la secundaria, no sobrepasa el valor máximo tomado para el cálculo del núcleo.

La sección de los alambres para los bobinados primario y secundario se calculan conociendo las corrientes de circulación respectivas y la densidad de corriente admisible que se adopta, 2 A/mm². La corriente primaria por rama vale 0,175 A y la secundaria 0,2 A, con lo que resulta:

$$s_1 = \frac{0.175}{2} = 0.087; \text{ se adopta } 0.1 \text{ mm}^2$$

$$s_2 = \frac{0.2}{2} = 0.1; \text{ se adopta } 0.1 \text{ mm}^2$$

b) TRANSFORMADORES DE TENSIÓN

El primer grupo de transformadores para audiofrecuencia requiere un procedimiento de cálculo distinto al visto recientemente para los de potencia. En los transformadores de tensión adquiere una importancia fundamental la forma de onda de la inducción magnética, pues la más mínima saturación que se produzca deformará la onda de armónicas de dicha fuerza electromotriz, es decir, provoca distorsión de amplitud. Para solventar el inconveniente mencionado, la inducción magnética en estos transformadores se limita a valores muy bajos a fin de utilizar sólo la parte más recta de la curva de magnetización.

El procedimiento práctico de cálculo se inicia con la determinación del volumen del núcleo, conocido el cual pueden deducirse de inmediato la sección transversal y sus dimensiones lineales. Luego se calculan los números de espiras de los bobinados y finalmente la sección de los alambres de los mismos.

VOLUMEN DEL NÚCLEO

El flujo magnético total que se produce en el núcleo del transformador tiene por valor:

$$\Phi = BS$$

Donde el flujo se da en Maxwell; B es la inducción magnética media en Gauss y S la sección transversal del alma del núcleo en centímetros cuadrados. Si queremos hacer intervenir el volumen del núcleo, basta tener en cuenta las consideraciones hechas en el capítulo XI sobre la línea de fuerza media l, la cual multiplicada por la sección transversal S nos da dicho volumen:

$$v = lS$$

Podemos ahora reemplazar el valor de la sección S en la fórmula del flujo por el cociente entre el volumen y la longitud magnética:

$$\Phi = \frac{Bv}{l}$$

De cuya expresión deducimos el valor del volumen del núcleo:

$$v = \frac{\Phi l}{B}$$

Recordemos ahora la expresión general del flujo magnético en un bobinado con núcleo de hierro, refiriéndonos al caso del primario del transformador de la figura 149. Se tiene:

$$\Phi = \frac{0.4 \pi N_1 I_a \mu S}{l}$$

Y con los mismos datos, puede escribirse el valor de la inductancia del bobinado primario, válida para todo bobinado con núcleo de hierro:

$$L = \frac{0.4 \pi N_1^2 \mu S}{l 10^8}$$

En estas dos expresiones N₁ es el número de espiras del bobinado primario del transformador; I_a es la corriente continua que recorre dicho bobinado, en Amper; S la sección transversal del núcleo, en cm²; l la longitud magnética

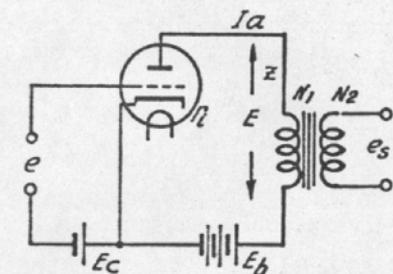


FIG. 149. — Datos para el cálculo de un transformador de tensión.

del mismo, en cm^2 ; y μ la permeabilidad magnética del hierro, en las condiciones de trabajo que correspondan. El flujo y la inductancia resultan en Maxwell y Henry, respectivamente. Resolviendo algebraicamente ambas ecuaciones podemos poner al flujo en función de la inductancia y se tiene:

$$\Phi = \frac{L I_a 10^8}{N_1}$$

Esta expresión puede ser reemplazada en la que da el volumen del núcleo, deducida anteriormente, y nos queda:

$$v = \frac{L I_a l 10^8}{N_1 B}$$

Para abordar el cálculo con criterio práctico se hace una ligera modificación en la última fórmula, dando intervención al número de Amper-vueltas por centímetro de longitud magnética de núcleo, que vale:

$$Av = \frac{N_1 I_a}{l}$$

El valor de los Amper-vueltas por cm se fija en la práctica de acuerdo con las condiciones de trabajo adoptándose:

$Av = 5$, para transformadores clase A, sin corriente continua en el secundario.

$Av = 3$, para transformadores clase B, con corriente continua en el secundario.

La inducción magnética media en el núcleo, según sabemos, tiene por expresión:

$$B = 0,4 \pi \mu \frac{N_1 I_a}{l} = 0,4 \pi \mu Av$$

En cuya expresión la permeabilidad magnética μ depende a su vez de los Amper-vueltas por cm, Av , por lo que debe adoptarse un valor con criterio práctico. Recordando las consideraciones hechas sobre la forma de onda de la fuerza electromotriz, y sobre la base de que estos transformadores tienen generalmente una corriente magnetizante muy reducida, la inducción magnética media, se adopta:

$$B = 500 \text{ Gauss}$$

Este valor parece muy reducido, pero es el límite práctico más prudente para evitar toda posibilidad de saturación magnética. Nos quedamos pues con 500 líneas por cm^2 en el núcleo.

Con lo antedicho retomamos la expresión del volumen del núcleo y reemplazamos en ella el valor de los Amper-vueltas por cm, con lo que nos queda:

$$v = \frac{L I_a^2 10^8}{B Av}$$

Expresión final que nos da el volumen v en cm^3 cuando se toma la induc-

tancia L del primario en Henry, la corriente continua anódica de circulación por dicho primario, I_a en Amper, y la inducción B y los Amper-vueltas Av toman los valores especificados anteriormente. Puede calcularse, pues, el volumen del núcleo magnético en función de cantidades conocidas. La inductancia del primario se determina conociendo la impedancia que debe presentar el primario a la válvula y la frecuencia mínima a reproducir; en un ejemplo práctico quedará aclarado el procedimiento.

DIMENSIONES RESTANTES DEL NÚCLEO

Para hallar la sección transversal del alma, la longitud magnética y el ancho b que se especifica en la figura 150, hay que partir de la cifra hallada para el volumen, con la última fórmula encontrada. Para ello recordemos que la sección transversal es cuadrada o sea que:

$$S = b^2$$

La longitud magnética tiene un valor que ya fué deducido anteriormente, y que es:

$$l = 6,5 b$$

Escribiendo ahora el volumen en función de la sección transversal y la longitud magnética, se tiene:

$$v = S l = b^2 6,5 b = 6,5 b^3$$

De aquí deducimos de inmediato el valor del ancho del alma en función del volumen:

$$b = 0,54 \sqrt[3]{v}$$

Con el volumen en cm^3 y el ancho en cm. Puede ahora calcularse la sección transversal del alma sabiendo que es cuadrada con lado igual a b .

El paquete de chapas que forma el núcleo tiene un espesor que es 10 % mayor que b para tener en cuenta la aislación entre chapas. Queda así dimensionado todo el núcleo, en la forma que se indica en la figura 150.

NÚMERO DE ESPIRAS DEL PRIMARIO

Recordando las expresiones vistas anteriormente para la inductancia del primario y la inducción magnética media, que eran:

$$L = \frac{0,4 \pi N_1^2 \mu S}{l 10^8}$$

$$B = 0,4 \pi \mu \frac{N_1 I_a}{l}$$

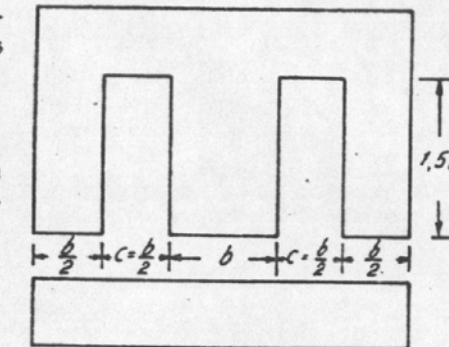


FIG. 150. — Dimensiones del núcleo del transformador.

Podemos por simple transposición de términos, deducir la cantidad de espiras del bobinado primario:

$$N_1 = \frac{I_a L 10^8}{B S} = \frac{I_a L 10^8}{B b^2}$$

En cuya expresión I_a es la corriente anódica primaria en Amper; L es la inductancia del bobinado primario en Henry; B la inducción magnética media, que se adopta igual a 500; y b el ancho del alma en cm.

NÚMERO DE ESPIRAS DEL SECUNDARIO

Refiriéndonos al esquema de la figura 149, y disponiendo de una tensión de entrada e , como valor de cresta de la señal aplicada a la grilla, entre extremos del bobinado primario, que es la carga de placa, se tendrá una tensión de cresta E , mayor que la de entrada según sea la amplificación o ganancia real de la etapa, que llamamos A . Habíamos deducido anteriormente:

$$E = A e = \beta \frac{Z}{Z + r_i} e$$

Donde β es el coeficiente de amplificación de la válvula; Z es la impedancia de carga a la frecuencia más baja a reproducir; y r_i la resistencia interna de la válvula.

Calculado el valor de E y conocida la tensión e_s que se necesita entre extremos del secundario se puede calcular la relación de transformación, que vale:

$$k = \frac{N_1}{N_2} = \frac{E}{e_s}$$

Con esta fórmula podemos calcular el número de espiras del secundario N_2 en función de cantidades conocidas. Es habitual el adoptar relaciones prácticas para transformadores de tensión en clase A, sin corriente continua en el secundario. Generalmente, para transformadores de etapa simple a etapa simétrica se adopta una relación 1 : 3, o sea que el número de espiras del secundario vale:

$$N_2 = 3 N_1$$

Para transformadores clase B u otros con corriente en el secundario se determina el valor exacto de la relación de transformación y se calcula el número de espiras del bobinado secundario.

La sección de los alambres de los bobinados se calcula en la forma conocida adoptando una densidad de corriente de 2 Amper por mm^2 . Si en el bobinado secundario no circula corriente, como ocurre en los transformadores para clase A, se toma para el alambre respectivo la sección mínima compatible con la resistencia mecánica que permite bobinarlo.

TRANSFORMADORES SIMÉTRICOS DE TENSIÓN

En el caso que el transformador de tensión sea doble, es decir que tenga dos mitades iguales en el primario, tal como se ilustra en la figura 151, podría hacerse el cálculo suponiendo que hay compensación entre las corrientes magnetizantes de las dos mitades del bobinado. Ello sería posible si se marcaran los terminales de manera que los sentidos de los campos magnéticos producidos por la corriente continua fueran contrarios, y si hubiera la seguridad que en ningún caso el transformador fuera utilizado circunstancialmente con una sola rama. En la práctica se elude esa condición favorable y se calcula el transformador como si fueran dos mitades independientes, de modo que en un caso dado pueda trabajar solamente la mitad del primario, y tal como si no hubiera compensación de campos magnéticos en ambas ramas.

FIG. 151. — Transformador de dos ramas para etapas simétricas.

Los transformadores simétricos se calculan pues teniendo en cuenta las mitades del primario y secundario y duplicando después los respectivos números de espiras, para construirlos. Habrá que verificar si los bobinados caben en la ventana del núcleo.

EJEMPLO DE CÁLCULO DE UN TRANSFORMADOR PARA CLASE A

Sea un transformador de entrada con los datos de acuerdo con la figura 152, donde la válvula tiene una resistencia interna de 10000 Ohm, corriente anódica de 8 mA y factor de amplificación 20.

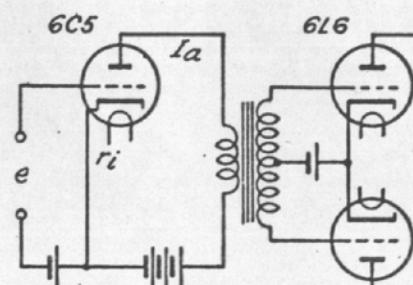
La impedancia de carga anódica suele adoptarse en estos casos igual al doble de la resistencia interna de la válvula, o sea;

$$Z = 2 r_i = 20000 \Omega$$

Para calcular la inductancia del primario suponemos que la frecuencia más baja a reproducir es de 50 c/s, para la cual la inductancia debe presentar una impedancia de carga de 20000 Ohm. Luego, se tiene:

$$L = \frac{Z}{2 \pi f_m} = \frac{20000}{2 \times 3,14 \times 50} = 64 \text{ Hy}$$

FIG. 152. — Ejemplo de cálculo de un transformador de tensión para clase A.



Con este valor y adoptando una inducción magnética media de 500 Gauss y un número de Amper-vueltas por cm igual a 5 por ser clase A, se calcula el volumen del núcleo:

$$V = \frac{L I_a 10^8}{B A v} = \frac{64 \times (0,008)^2 \times 10^8}{500 \times 5} = 164 \text{ cm}^3$$

El ancho del alma del núcleo se calcula en función del volumen:

$$b = 0,54 \sqrt[3]{V} = 0,54 \sqrt[3]{164} = 3 \text{ cm}$$

El número de espiras del bobinado primario se calcula directamente con la fórmula ya vista:

$$N_1 = \frac{I_a L 10^8}{B b^2} = \frac{0,008 \times 64 \times 10^8}{500 \times 3^2} = 20000 \text{ espiras}$$

Para el secundario adoptamos la relación 1 : 3 con lo que se tendrán 60000 espiras con derivación en el punto medio.

La sección de los conductores se determina adoptando una densidad de 2 A/mm² para el primario, con lo que se tiene:

$$s_1 = \frac{0,008}{2} = 0,004; \text{ se adopta } 0,01 \text{ mm}^2$$

Para el secundario no puede realizarse ese cálculo por cuanto por el mismo no circula corriente. Se elegirá la sección mínima que permita realizar el bobinado.

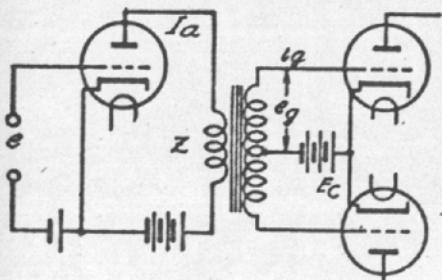
TRANSFORMADORES DE TENSIÓN CON CORRIENTE SECUNDARIA

El criterio general de cálculo que se ha expuesto para transformadores de tensión de clase A, es decir sin corriente continua en el secundario, puede ser extendido al caso presente de amplificación clase B o similar, con algunas modificaciones.

Por lo pronto, para el cálculo de volumen del núcleo, se tomará un número de Amper-vueltas por cm, $A_v = 3$, menor que el valor 5 que adoptamos en clase A. Con esto las dimensiones del núcleo resultan mayores. También se producen diferencias en el cálculo de relación de transformación, número de espiras y sección de los alambres de los bobinados.

FIG. 153. — Esquema de aplicación de un transformador de entrada para clase B.

La figura 153 muestra el esquema de aplicación de estos transformadores y en ella las letras tienen los siguientes significados:



Z = impedancia de carga anódica primaria.

e_g = tensión de cresta por grilla secundaria.

E_c = tensión de polarización de grilla secundaria.

W_g = potencia de excitación secundaria por válvula.

En función de los datos indicados en el esquema se calcula el valor de cresta de la corriente por grilla en el secundario:

$$i_g = \frac{W_g}{e_g}$$

La impedancia de carga en cada mitad del secundario es el cociente entre la tensión continua y la corriente continua. Esta última es la corriente de grilla, que sólo circula cuando los picos de la tensión alterna superan a la de polarización, según se desprende del gráfico de la figura 154. Es decir que la impedancia de medio bobinado secundario vale:

$$\frac{Z_s}{2} = \frac{e_g - E_c}{i_g}$$

Con lo que la impedancia total del secundario vale:

$$Z_s = 2 \frac{e_g - E_c}{i_g}$$

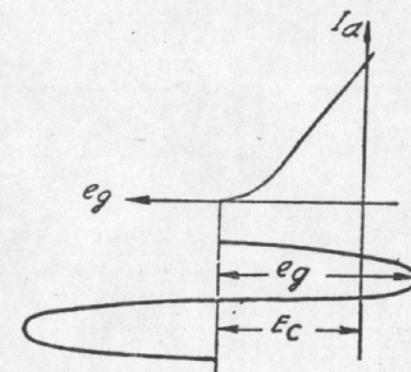


FIG. 154. — Gráfico de las tensiones actuantes en cada grilla del secundario.

Conocida la impedancia de carga del primario y la total de carga secundaria,

se puede determinar la relación de transformación, con la fórmula:

$$k = \frac{N_1}{N_2} = \sqrt{\frac{Z}{Z_s}}$$

y con ello se puede calcular el número de espiras del secundario si se conoce el del primario.

La sección de los conductores se determina en función de las corrientes circulantes, o sea la corriente anódica de la válvula primaria y la corriente de una de las válvulas del secundario. Hay que tener en cuenta que durante medio ciclo se suman los efectos magnetizantes del primario y secundario, pudiendo producirse la saturación en el núcleo. Para tener en cuenta este detalle, se toma el valor mínimo para los Amper-vueltas por centímetro, es decir, $A_v = 3$.

EJEMPLO DE CÁLCULO PARA UN TRANSFORMADOR DE CLASE B

Calcularemos el transformador de entrada para un amplificador clase B según el esquema de la figura 155, con los siguientes datos: válvula del primario con resistencia interna de 10000 Ohm, coeficiente de amplificación 20 y corriente anódica 8 milíampères. En el secundario la tensión de polarización vale 25 Volt y la tensión de cresta por grilla 40 Volt, necesitando cada válvula una potencia de excitación de 0,35 Watt. Con estos datos calculamos de inmediato la corriente de cresta por grilla en el secundario:

FIG. 155. — Ejemplo de cálculo de un transformador de entrada para clase B.

$$i_g = \frac{W_g}{e_g} = 0,0087 \text{ A}$$

Con esto se determina la impedancia de carga total del secundario:

$$Z_s = 2 \frac{e_g - E_c}{i_g} = 2 \frac{40 - 25}{0,0087} = 3500 \Omega$$

La impedancia de carga de la válvula excitadora se adopta igual al doble de la resistencia interna de la misma, es decir: $Z = 20000$. Con esto puede calcularse la relación de transformación que vale:

$$k = \frac{N_1}{N_2} = \sqrt{\frac{Z_s}{Z}} = \sqrt{\frac{3500}{20000}} = 0,4$$

$$k = 1 : 2,5$$

La inductancia del primario, para una frecuencia mínima a reproducir de 50 c/s y una impedancia de carga de 20000Ω vale:

$$L = \frac{Z}{2 \pi f_m} = \frac{20000}{2 \times 3,14 \times 50} = 64 \text{ Hy}$$

Puede ahora calcularse el volumen del núcleo adoptando 3 Amper-vueltas por cm y una inducción de 500 líneas por cm^2 :

$$V = \frac{L I_a^2 10^8}{B A v} = \frac{64 \times (0,008)^2 \times 10^8}{500 \times 3} = 280 \text{ cm}^3$$

Con esta cifra se dimensiona el ancho del alma del núcleo mediante la fórmula:

$$b = 0,54 \sqrt[3]{V} = 0,54 \sqrt[3]{280} = 3,5 \text{ cm}$$

El número de espiras del primario resulta, de la fórmula ya vista:

$$N_1 = \frac{I_a L 10^8}{B b_2} = \frac{0,008 \times 64 \times 10^8}{500 \times 3,5^2} = 15000 \text{ espiras}$$

En el secundario, sabemos por el valor de la relación de transformación que habrá dos veces y media esta cantidad de espiras, es decir, que se tendrá:

$$N_2 = 15000 \times 2,5 = 37500 \text{ espiras, con derivación central}$$

Para calcular la sección de los conductores adoptamos una densidad de corriente de 2 A/mm^2 , con lo que obtenemos para el primario y secundario respectivamente:

$$s_1 = \frac{0,008}{2} = 0,004; \text{ se adopta } 0,01 \text{ mm}^2$$

$$s_2 = \frac{0,0087}{2} = 0,0043; \text{ se adopta } 0,01 \text{ mm}^2$$

Restaría hacer la verificación de la saturación del núcleo; pero con el valor de inducción tan bajo adoptado no hay probabilidades de que ello ocurra.

CAPÍTULO XIII

ESTABILIZADORES DE TENSIÓN

Las fluctuaciones de la tensión de la red de distribución eléctrica, generalmente en disminución con respecto al valor nominal, provocan inconvenientes en el funcionamiento de algunos aparatos eléctricos cuando aquellas sobrepasan cifras aceptables generalmente conocidas. Es común especificar que cualquier artefacto funciona normalmente con un 7% de variación de tensión en más o en menos, lo que en cifras absolutas para la tensión de 220 V se traduce en 15 V en más o en menos. Pero en la realidad es frecuente que se tengan variaciones, especialmente en disminución, mayores que tal cifra.

Los autotransformadores elevadores de tensión descriptos en el Capítulo IV y calculados en el VIII son económicos pero requieren una regulación manual por topes, cosa factible en instalaciones industriales pero no recomendable para artefactos domésticos, en cuyo caso un error en la maniobra puede dañarlos. Tales razones han creado la necesidad de los elevadores o reductores automáticos, a los que se denomina estabilizadores de tensión. Su diseño se ha perfeccionado al extremo que los hay que regulan la tensión dentro de cifras de $\pm 1\%$.

Hay diversos tipos de estabilizadores de tensión y pueden ser clasificados en dos grupos: los que emplean dispositivos electrónicos como válvulas o semiconductores y los que emplean transformadores a núcleo saturado. Obviamente, para mantenernos en el tema de este libro eludimos el primer grupo y tratamos el segundo.

Antes de abordar el tema debemos hacer dos advertencias. La primera es que hasta aquí hemos considerado siempre que los núcleos deben trabajar preferentemente en la zona lineal de magnetización y no en la de saturación, mientras que ahora tendremos que ocuparnos de esta última situación. Y la segunda es que las pérdidas en el hierro aumentan si se trabaja a núcleo saturado, lo que implica un consumo adicional para los artefactos conectados; tal consumo es aceptado por la mejora en el servicio al disponer de una tensión de valor constante.

EL ESTABILIZADOR A SATURACIÓN MAGNETICA

Desde que hay proporcionalidad entre las cifras de la inducción magnética en el núcleo y la f.e.m. inducida en los bobinados que envuelven al mismo, surge la idea de que si saturamos al núcleo eliminaremos las variaciones lineales y

tendremos que la f.e.m. no guarda más la proporcionalidad con la corriente y tal situación puede aprovecharse para disponer de una regulación. Lo que necesitamos es que se sume a la tensión secundaria o de carga una fracción de la misma que disminuya cuando la tensión primaria o de línea se reduzca. Entonces se ve que hay que disponer de una tensión de carga que esté formada por dos partes, una fija que puede ser la mínima, la que resulta cuando la tensión primaria es la normal, y una agregada que es nula en la situación mencionada y que va aumentando cuando la tensión de línea disminuye. Es lógico que esa corrección no puede ser ilimitada y entonces habrá siempre una cifra límite en la estabilización. Suele referirse tal cifra a la tensión nominal de línea como un % o una cantidad; así, para 220 V de línea se especifica que el estabilizador trabaja desde los 150 V, por ejemplo, o que es apto para estabilizar variaciones del 30%.

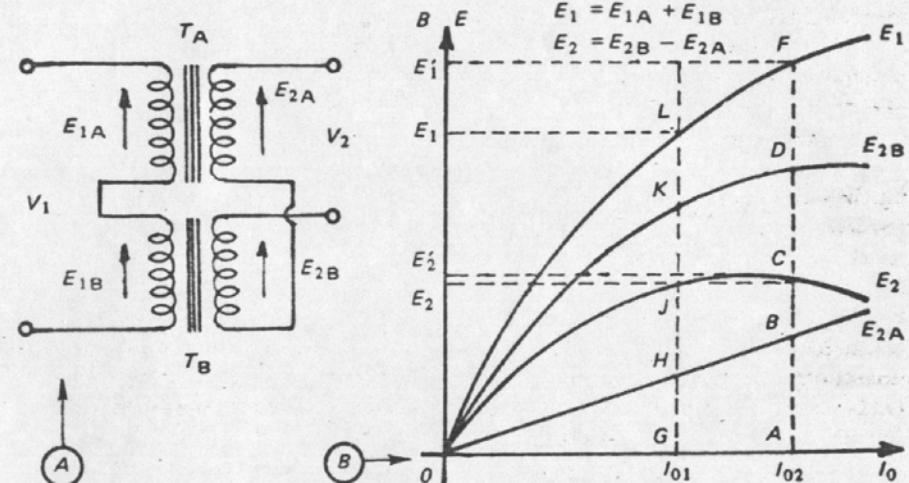


Fig. 156. — A) Esquema de conexiones del estabilizador a saturación magnética. — B) Gráfico de inducciones y tensiones.

Veamos ahora la realización de la idea expuesta. En la figura 156 A vemos dos transformadores a los que llamamos T_A y T_B , el primero de los cuales trabaja en condiciones normales o sea con inducción normal en el núcleo, usando la parte recta de la curva de imanación. El segundo, T_B , trabaja en condiciones de saturación o sea en la zona curva de la gráfica de magnetización: además, el secundario de este transformador está conectado en oposición con el de T_A . Si se consideran las ff. ee. mm. inducidas en los bobinados, las de los primarios se suman y las de los secundarios se restan. En la figura se indican los valores de las ff. ee. mm. resultantes primaria y secundaria E_1 y E_2 . La tensión de línea es V_1 y la de salida o de carga es V_2 .

Para lograr la saturación de T_B se dimensiona su núcleo con valores de inducción dobles que los normales, resultando el mismo de dimensiones menores. Además, veremos que también lleva menor cantidad de espiras que T_A , de modo que el segundo transformador es más pequeño. Las secciones de los alambres en

cambio deben ser iguales que en T_A pues pasa por ellos la misma corriente en ambos transformadores.

Para comprender el funcionamiento del sistema hagamos un gráfico como el que muestra la figura 156 B en el que en abscisas se toman valores proporcionales a la intensidad de corriente magnetizante y en ordenadas las cifras de inducción magnética. Como sabemos, las ordenadas pueden representar, en otra escala, los valores de las ff.ee.mm. Desde que interesa especialmente lo que ocurre en el circuito de carga, tomemos valores secundarios. La recta OHB representa la f.e.m. secundaria de T_A pues es un transformador que trabaja en la zona lineal de imanación; en cambio, la curva OKD representa la f.e.m. secundaria de T_B que tiene esa forma por tener este transformador su núcleo saturado. La fuerza electromotriz total resultante para los dos secundarios, en virtud de la conexión invertida del de T_B se obtiene restando las ordenadas de las dos curvas mencionadas y resulta la curva OJC que da E_2 . Si queremos tener la f.e.m. total de los dos primarios, tomamos la suma de las ordenadas de OHB y OKD y se obtiene la curva OLF la que, cambiando la escala si se tienen distintas cantidades de espiras en los primarios y secundarios, nos da E_1 . Pero interesa seguir ocupándonos de los secundarios.

Veamos lo que pasa para una variación de tensión primaria de I_{01} a I_{02} o sea un 50% de aumento de tal corriente, producida por un aumento de 50% en la tensión de línea V_1 . La f.e.m. total primaria pasa de un valor E_1 a E'_1 medidos en el eje de ordenadas, mientras que la f.e.m. total secundaria pasa de un valor E_2 al mismo valor E_2 con fluctuación hasta un valor E'_2 muy poco mayor. Resulta evidente que ante una gran variación de tensión de línea, sea en aumento como lo mencionamos o en disminución, pues el efecto es el mismo, provoca una muy pequeña variación en la f.e.m. total secundaria y con ello en la tensión en la carga V_2 . En el caso ilustrado la variación máxima es del orden del 2% mientras que la f.e.m. total primaria varía el 20%.

NORMAS PARA EL DISEÑO

Se supone que disponemos de las curvas de magnetización del material para núcleos y que la figura 156 B las representan en cierta escala. Admitimos que las curvas OKD corresponden, en distintas escalas, a las ff.ee.mm. primaria y secundaria de T_B que es el transformador saturado y que la recta OHB representa las ff.ee.mm. primaria y secundaria, en distinta escala, del transformador T_A que es el lineal. Para lograr la distinta condición de magnetización, tomamos para T_A una cifra de inducción igual a la mitad del borde de saturación y para T_B una cifra doble de ese borde, con lo cual $B_B = 4 B_A$. Esto significa que la proporción de espiras entre ambos transformadores, referidas a un Volt es $N_B = 4 N_A$.

Luego fijamos el % de variación de tensión de carga V_2 admitida, que generalmente es un 2%, Y también debe fijarse el mínimo de tensión primaria para mantener el valor de V_2 ; es usual partir de 150 V para 220 V secundarios.

Tomemos para un ejemplo las cifras dadas y el lector modificará el cálculo si fueran diferentes. Consideremos primero la relación de espiras necesaria para mantener una tensión secundaria de 220 V o sea que en el gráfico se tiene:

$$AC = AD - AB = 220$$

y tomando las ordenadas correspondientes en mm en la figura 156 B se tiene:

$$3,7 - 1,5 = 2,2$$

Luego, 2,2 mm equivalen a 220 V o sea que tenemos una escala de 100 Volts por mm. lo que nos permite escribir de nuevo la primera igualdad:

$$370 - 150 = 220$$

Lo que nos dice que las tensiones secundarias de ambos transformadores serán de 370 y 150 V. Ahora pasemos a la segunda condición. Para que en el primario se mantenga una condición normal de 220 V se debe cumplir:

$$AF = AD + AB = 220$$

y tomando las ordenadas en mm del gráfico se tiene:

$$3,7 + 1,5 = 5,2$$

y si 5,2 mm equivalen a 220 V, resultan 42,3 Volts por mm y la igualdad queda:

$$156 + 64 = 220$$

Lo que nos dice que los primarios deben ser calculados para 156 V y 64 V. En resumen el transformador T_A debe dimensionarse para una relación de tensiones 156/370 y T_B para 64/150.

A partir de estas conclusiones lo que sigue es conocido. Tenemos las relaciones de transformación de ambos transformadores, tenemos los valores de inducción para cada núcleo y por consiguiente una vez conocida la potencia en juego determinamos los valores de las intensidades de corriente, lo que nos permite diseñar completamente ambos transformadores siguiendo los procedimientos vistos en capítulos anteriores.

EL ESTABILIZADOR RESONANTE SATURADO

La solución para estabilizar la tensión en la carga usando como regulador un núcleo saturado tuvo numerosas variantes, entre las que podemos citar el usar un solo transformador en lugar de los dos de la figura 156 A; en ese caso se colocaban tres bobinados, uno que reemplazaba a los dos primarios de aquél sistema y los otros dos equivalen a los secundarios antes vistos. Otra solución consistía en emplear inductancias con núcleo de hierro saturado en las que se introducía un elemento variable, se desplazaba el núcleo o se recurrió a otra variante. Pero de todas las innovaciones merece citarse la que utiliza un inductor saturado o reactor que lleva un capacitor derivado para hacerlo entrar en resonancia eléctrica a la frecuencia de la red de canalización. Tal tipo se ha impuesto por su eficiencia y se lo denomina estabilizador resonante saturado.

Veamos la disposición y el funcionamiento de este estabilizador. La figura 157A nos muestra los componentes: un transformador T_A cuyos bobinados tienen un punto común en los extremos inferiores y al cual se conecta en serie el reactor que llamamos T_B cuyo núcleo trabaja saturado y cuyo bobinado tiene derivado un capacitor C que lleva al conjunto a la resonancia. T_A puede ser un ho-

binado único con derivación o, como veremos, se usan bobinados separados sobre un mismo núcleo para conectar el reactor de manera especial.

En el esquema de la figura 157 se indican las letras que corresponden a la tensión de línea V_1 y de carga V_2 . La f.e.m. en el primario de T_A es E_{1A} , en el bobinado de T_B es E_{1B} y en el secundario de T_A es E_2 . La corriente magnetizante primaria la marcamos con I_1 . Entre la f.e.m. E_2 y la corriente I_1 hay una proporcionalidad, ya que el bobinado que da E_2 está sobre el mismo núcleo que tiene el bobinado recorrido por I_1 . Hagamos un gráfico en el que las abscisas representen a la corriente magnetizante y las ordenadas a la inducción

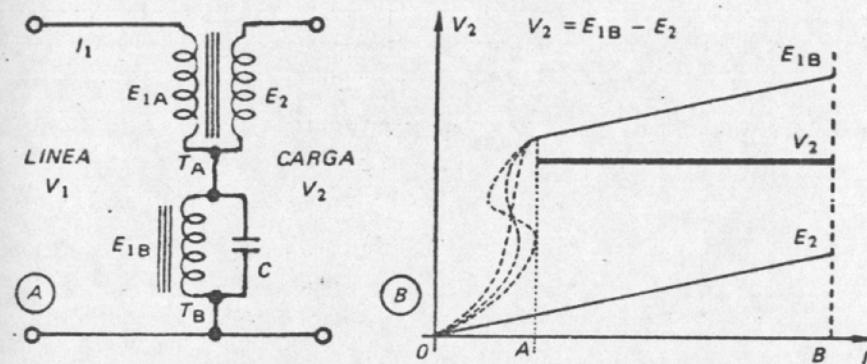


Fig. 157. – A) Esquema teórico del estabilizador resonante saturado. – B) Gráfico de las f.f.e.m. en función de la corriente magnetizante.

o, en otra escala, a la f.e.m. en cada bobinado, tal como lo hicimos para el estabilizador anterior. La figura 157 B nos da tal gráfico en el que observamos en la zona correspondiente a la abscisa OA las deformaciones en la curva de imanación provocadas por el fenómeno de resonancia que hace circular cargas del capacitor a la bobina y viceversa. A partir de A cobra preponderancia la magnetización y las gráficas se hacen rectas. Ahora veamos como se obtiene el gráfico que da la tensión de carga V_2 .

Los bobinados del reactor y del secundario de T_A están conectados en oposición, o sea invirtiendo sus fases, de modo que la tensión secundaria será la diferencia vectorial entre esas dos f.f.e.m. En el gráfico vemos que la recta inclinada superior representa a la f.e.m. en el reactor y la recta inclinada más inferior a la f.e.m. del secundario de T_A . La resultante será la diferencia entre las ordenadas de ambas rectas y es la recta intermedia que da la tensión de carga V_2 y que tiene posición horizontal. Para lograr tal cosa hay que regular la inclinación de una de las otras rectas y es fácil lograrlo en la correspondiente al reactor mediante valores de diseño. Al ser horizontal la recta de V_2 nos dice que sus valores no dependen de los de I_1 , corriente magnetizante, que es lo mismo que decir, por razones de proporcionalidad directa, de V_1 tensión de línea.

Para comprender cómo se logra que la tensión V_2 se mantenga constante no hay más que recordar el funcionamiento del estabilizador de la figura 156 A ya que el hecho de que restemos dos tensiones para obtener la tensión de

carga se cumple también en el caso que estamos tratando. La diferencia que tenemos ahora es la acción más energética por el efecto de la resonancia en el reactor.

Los valores de V_2 en la zona OA no se han dibujado bien porque carecen de valor práctico, ya que no se hará trabajar al estabilizador en la misma. Puede deducirse, estudiando esa zona, que hay inclusive una parte con pendiente negativa, es decir, con tensión que aumenta al decrecer la corriente, pero, insistimos, ese detalle no debe perturbar nuestra explicación.

Estudiado el comportamiento y conocidas las necesidades prácticas en materia de estabilización, podemos afirmar que, dentro de márgenes de 25 al 30 % de variaciones de la tensión de la línea, este dispositivo funcionará perfectamente, manteniendo la tensión en la carga dentro de un 1 % hasta un 2 % del valor prefijado. La tensión a la salida no es senoidal pura, sino que tiene armónicas, pero ello no representa un inconveniente para los aparatos a conectar. El rendimiento es del orden del 80 %. Un detalle importante es que, desde que su funcionamiento se basa en una resonancia, la frecuencia de la línea debe ser constante. Cualquier alteración en la misma repercute en la estabilidad de la tensión de salida, aproximadamente en el doble de esa alteración.

DISEÑO DEL ESTABILIZADOR

El esquema de la figura 157A es teórico. En la práctica se han introducido modificaciones para mejorarlo, y se llega al montaje de la figura 158. Si bien el principio de funcionamiento es el mismo, esta disposición permite utilizar, como veremos, dos núcleos iguales para ambos inductores. Uno de ellos lleva una derivación que no es en la mitad, sino en la proporción que veremos más adelante. El otro lleva dos derivaciones en el bobinado, cuyo orden en el arrollamiento se determinará por cálculo.

Veamos las misiones de cada sección de los bobinados. La tensión de línea V_1 queda aplicada a las secciones N_1 y N_{ad} en serie. La tensión de salida se toma del secundario aparente, formado por N_2 en serie con N_{ac} . Por otra parte el total N_{ad} forma el inductor que debe resonar con la capacidad C , de acuerdo a lo dicho anteriormente. La saturación en el núcleo del inductor resonante se mantiene gracias a los ampervueltas adicionales de su sección N_{ed} cuando la tensión de linea baja mucho.

Véamos cómo se diseña el conjunto. Comencemos por el circuito resonante, en el cual podemos desde ya escribir las expresiones de las reactancias inductiva y capacitiva de T_2 y C :

$$X_L = 2\pi f \frac{0.4 \pi N^2 \mu S}{10^8}$$

$$X_C = \frac{10^6}{2\pi f C}$$

En cuyas expresiones tenemos: f es la frecuencia de la red, 50 c/s. El valor de la permeabilidad magnética μ lo determinaremos haciendo las siguientes

consideraciones: como ese inductor debe trabajar saturado, para hierro corriente de 0,35 mm debemos adoptar una inducción $B = 16.000$ Gauss y si vamos a la figura 15 sacamos que la intensidad de campo vale 60. El cociente nos da la permeabilidad $\mu = 266$. Pero no podemos olvidar el efecto del entrehierro. Si recordamos la expresión de la reluctancia magnética del núcleo, tenemos:

$$R_m = \frac{l_e}{S} + \frac{l}{\mu S}$$

Y suponiendo en primera aproximación que el entrehierro tiene una longitud de un milésimo de la de la línea de fuerza media, podemos escribir:

$$R_m = \frac{l}{\mu S} \left(\frac{\mu}{1000} + 1 \right)$$

en cuya expresión, poniendo $\mu = 266$ resulta:

$$R_m = 1,26 \frac{l}{S}$$

es decir, en cifras redondas, un 25 % mayor que la reluctancia del mismo núcleo si no tuviera entrehierro. Por ello, debemos tomar para μ un valor que sea un 25 % menor, es decir $\mu = 200$. Reemplazando esta cifra y poniendo 50 en lugar de f , podemos igualar las dos reactancias, inductiva y capacitativa y se tiene:

$$2\pi 50 \frac{0,4 \pi N^2 200 S}{l 10^8} = \frac{10^8}{2\pi 50 C}$$

De cuya igualdad podemos deducir el valor del número de espiras N del inductor T_2 . Haciendo simplificaciones resulta:

$$N = 2000 \sqrt{\frac{l}{S C}}$$

donde l = longitud magnética media del núcleo en cm y S = sección del mismo en cm^2 . C es la capacidad en μF .

Veamos ahora cómo se obtienen las derivaciones en el arrollamiento de T_2 . El tramo ab interviene en el primario, luego la cantidad de espiras está relacionada con V_1 . Recordemos las expresiones empíricas que vinculaban la tensión específica con la sección del núcleo, y podemos escribir:

$$N_{ab} = \frac{16 V_1}{S}$$

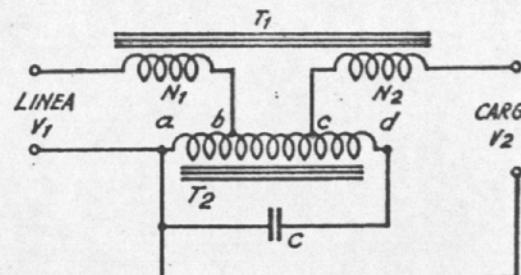


FIG. 158. — Esquema real del estabilizador de tensión.

El tramo ac interviene en el circuito secundario, y luego la cantidad de espiras está vinculada a V_2 . Podemos escribir:

$$N_{ac} = \frac{28 V_2}{S}$$

Resultando el tramo bc por simple diferencia:

$$N_{bc} = N_{ac} - N_{ab}$$

Y para el tramo final cd podemos también hacer una diferencia:

$$N_{cd} = N - N_{ac}$$

• Ahora pasamos al inductor no saturado T_1 , que tiene dos tramos en el bobinado, o mejor dicho, dos bobinados diferentes, pues veremos que las secciones de sus alambres son distintas. Para el diseño no hay ningún inconveniente en adoptar para el núcleo de T_1 la misma sección S que tenía en T_2 . Luego, el número de espiras de la primera mitad se calcula con la expresión:

$$N_1 = \frac{35 V_1}{S}$$

Y para la sección segunda se hace la siguiente consideración: Si llamamos m al factor de regulación, dado por el cociente entre la diferencia entre la tensión máxima de línea y la mínima, sobre la tensión máxima, tenemos:

$$m = \frac{V_M - V_m}{V_M}$$

factor que en la práctica es del orden de 0,25 a 0,30. Entonces, calculamos el número de espiras del segundo tramo mediante la ecuación:

$$\frac{N_2}{N_1} = m \frac{V_2}{V_1}$$

de la cual deducimos de inmediato:

$$N_2 = m N_1 \frac{V_2}{V_1}$$

Y ahora podemos pasar a determinar las secciones de los alambres. Primero establecemos que la corriente de consumo en la carga vale:

$$I_2 = \frac{W}{V_2}$$

Y ahora hagamos las siguientes observaciones, referidas a la figura 156. La corriente en la carga circula también por el segundo tramo de T_1 y por el conjunto resonante de T_2 . Este último bobinado debe restar sus efectos

a ese segundo tramo de T_1 , según lo estipulamos para la figura 157. Luego en T_2 debe haber como mínimo doble corriente que I_2 . Por el primer tramo de T_1 debe circular la suma de las corrientes mencionadas, una vez $I_2 +$ dos veces I_2 , es decir un total de $3I_2$. No debe preocupar la fuerte corriente circulante, pues sólo interviene en el cálculo de los alambres, ya que por estar defasada respecto de la tensión no se traduce en potencia wattada. Este esquema de corrientes se ha representado simbólicamente en la figura 159, pero en el caso de la figura 158, esquema real de nuestro estabilizador, tenemos que hacer un nuevo análisis, y entrar en la representación vectorial. Como se trata de un detalle que sólo interesa para el cálculo de las secciones de los alambres en los distintos tramos, damos en la figura 160 la distribución de corrientes. Con esos datos pueden calcularse los alambres y luego las dimensiones de la ventana del núcleo, necesarias para dar cabida al bobinado.

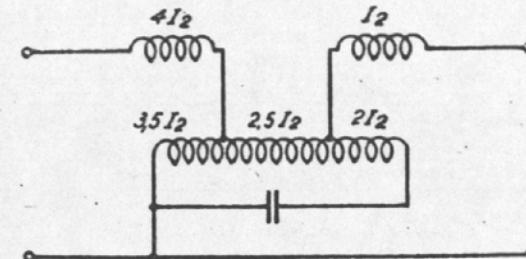


FIG. 160. — Distribución real de corrientes.

Fig. 160. — Distribución real de corrientes.

EJEMPLO DE CÁLCULO DE UN ESTABILIZADOR

Sea el caso de calcular un estabilizador del tipo a resonancia de inductor saturado, con los siguientes datos:

potencia de la carga: 150 W

tensión de utilización: 220 V

máxima regulación de tensión: 25 %

máxima tensión en la línea: 220 V

Procedemos en primer término a calcular el inductor saturado T_2 . De acuerdo con el procedimiento de cálculo simplificado de transformadores, Capítulo 8, y teniendo en cuenta que el núcleo debe trabajar saturado, podemos calcular la sección del mismo con la expresión:

$$S = 1,2 \sqrt{150} = 15 \text{ cm}^2 \quad (3 \text{ cm} \times 5 \text{ cm})$$

Y en el mismo lugar de la cita anterior encontramos las normas para dimensionar el núcleo (figura 161), también explicado para la figura 134. Resulta:

$$l = 6,5 \sqrt{S} = 6,5 \sqrt{15} = 25 \text{ cm}$$

$$b = \sqrt{S} = 4 \text{ cm}$$

$$c = 0,5 b = 2 \text{ cm}$$

$$\text{ventana} = bc = 8 \text{ cm}^2$$

Para el capacitor C hay que adoptar un criterio empírico, pues debe manejar cierta potencia, y al mismo tiempo tener un valor obtenible en la práctica. Suele comenzarse el cálculo con la expresión:

$$C = \frac{W}{15} = \frac{150}{15} = 10 \mu\text{F}$$

y el resultado se modifica un poco para adaptarlo a una capacidad existente. En este caso dejamos el valor obtenido por ser práctico.

Ahora podemos determinar el número de espiras del inductor T_2 :

$$N = 2000 \sqrt{\frac{25}{10 \times 15}} = 800 \text{ espiras}$$

y también calcular las espiras para los diversos tramos del mismo:

$$N_{ab} = \frac{16 \times 220}{15} = 235$$

$$N_{ac} = \frac{28 \times 220}{15} = 410$$

$$N_{bc} = 410 - 235 = 175$$

$$N_{cd} = 810 - 410 = 390$$

Y pasemos a los diámetros de los alambres, teniendo en cuenta la distribución de corrientes de la figura 160. La carga es:

$$I_2 = \frac{150}{220} = 0,7 \text{ A}$$

Y ya podemos poner para cada corriente el diámetro necesario del alambre, sacado de cualquier tabla:

tramo ab: corriente $0,7 \times 3,5 = 2,5 \text{ A}$; alambre 1,2 mm

tramo bc: corriente $0,7 \times 2,5 = 1,75 \text{ A}$; alambre 1,0 mm

tramo cd: corriente $0,7 \times 2 = 1,4 \text{ A}$; alambre 1,0 mm

Con cuyos datos pasamos a utilizar la tabla de superficie ocupada por el bobinado (página 142):

tramo ab: $65 \text{ esp/cm}^2; 235/65 = 3,6 \text{ cm}^2$

tramo bc: $92 \text{ esp/cm}^2; 175/92 = 2,0 \text{ cm}^2$

tramo cd: $92 \text{ esp/cm}^2; 390/92 = 4,0 \text{ cm}^2$

total..... $\underline{9,6 \text{ cm}^2}$

y como tenemos cartones de aislación, necesitamos unos 12 cm^2 , que superan los 8 cm^2 que teníamos disponibles en la ventana. Luego la dimensión c

(figura 161) debe llevarse a 3 cm. Con esto la longitud magnética se eleva a 27 cm, y el número de espiras sería 840.

Frente a estas correcciones quedan dos soluciones. Una es recalcular todo el inductor, y la otra es aumentar el valor del capacitor C, que sería de 11 F. Como se puede agregar un pequeño capacitor en paralelo de 1 μ F, no hay problema.

Pasemos ahora al cálculo del inductor T₁, el que usará un núcleo de iguales dimensiones que el de T₂. El primer tramo tiene:

$$N_1 = \frac{35 \times 220}{15} = 513 \text{ espiras}$$

y como la regulación prevista es del 25 % ($m = 0,25$), se tiene:

$$N_2 = 0,25 \times 513 \frac{220}{220} = 128 \text{ espiras}$$

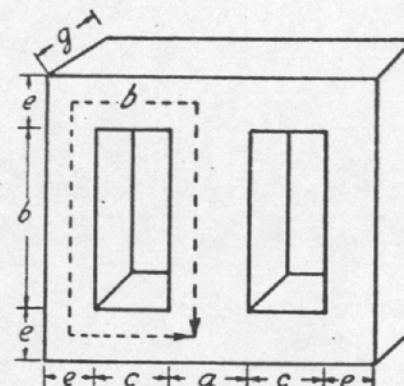


Fig. 161. — Dimensiones del núcleo de cada uno de los inductores.

Para calcular las corrientes vamos otra vez a la figura 160:

tramo 1: corriente $0,7 \times 4 = 2,8$ A; alambre 1,3 mm

tramo 2: corriente 0,7 A; alambre 0,7 mm

y ahora podemos determinar la superficie de ventana:

tramo 1: 56 esp/cm²; $513/56 = 9,2$ cm²

tramo 2: 188 esp/cm² $128/188 = 0,8$ cm²

total.... $\overline{10,0}$ cm²

y como la ventana corregida del núcleo tiene 12 cm², vemos que cabe el bobinado de T₁, con lo que queda terminado el cálculo. Un detalle muy importante al conectar el estabilizador, es que la tensión en el inductor saturado T₂ debe restarse de la que corresponde al segundo tramo de T₁, cosa que debe comprobarse con un voltímetro.

CAPÍTULO XIV

DISEÑO DE INDUCTORES

Son numerosas en la técnica las aplicaciones de los bobinados con núcleo de hierro, tanto en el campo industrial como en el de la radio y las comunicaciones. Si bien la teoría de las mismas escapa al tema correspondiente a este libro, las similitudes de los planteos de diseño han aconsejado la inclusión del presente capítulo.

Un bobinado con núcleo de hierro toma el nombre general de *inductor*, para diferenciarlo de los bobinados que, por utilizarse en frecuencias elevadas, suelen denominarse *bobinas*. En algunos sectores en los que se emplean inductores se los llama *impedancias* y ya se sabe la fuerza que tiene la costumbre en las designaciones. Mantendremos el nombre adoptado, en lo que sigue, porque se ajusta más a las normas técnicas.

No es posible mencionar todas las aplicaciones de los inductores, pero así como no lo hicimos para los transformadores, y fué posible ocuparnos de su funcionamiento, características, diseño y otros detalles prácticos, así en esta oportunidad solamente abordaremos el diseño de los inductores para los dos o tres casos más difundidos. Para los otros será cuestión de proceder por similitud de funciones o de características. Distinguiremos entonces los inductores para filtros de rectificadores y los inductores para audiofrecuencia, pudiéndose hacer en estos últimos una subdivisión en dos grupos, según conduzcan o no corriente continua, lo que introduce variantes en el planteo del diseño.

DISEÑO DE INDUCTORES PARA FILTROS

Los rectificadores de la corriente alterna empleados para alimentar ciertos circuitos con corriente continua, necesitan la acción de un filtro para enderezar la corriente pulsante que resulta de la rectificación. Hemos hablado de corrientes, cuando hubiera sido más correcto mencionar las tensiones, pero los circuitos de consumo son en estos casos siempre una carga óhmica, de manera que puede relacionarse la corriente con la tensión por un factor numérico puro.

En la figura 162 tenemos un circuito típico de rectificador, en este caso

de media onda, con una válvula termoiónica tipo diodo como rectificadora. A la salida de la misma encontramos el filtro mencionado, consiste en un inductor L y dos capacitores C . La carga está representada por una resistencia. No es el caso de entrar en la teoría de los filtros, que corresponde a los tratados especializados, porque siempre se tiene como dato del problema del inductor la inductancia que debe tener y la corriente continua que circulará por él, esta última representada por la carga I . A partir de ese momento, sólo nos interesa diseñar un inductor que presente esa inductancia L y que admita el pasaje de la corriente I sin saturarse.

Veamos el porqué de esas dos aseveraciones.

Con respecto a la primera, de la teoría de los filtros sale el valor de L , que con los valores de los capacitores C , harán un enderezado suficiente. Suele hablarse de remanencia de alternada en la tensión de salida, dada en %. El hecho es que el dato principal que tenemos es el de la inductancia L que debe tener nuestro inductor.

La segunda aseveración también es importante. El núcleo no debe saturarse porque si así ocurriera, la inductancia disminuiría, con lo que el filtro perdería eficacia. Tampoco hay que caer en el otro extremo, pues veremos que en los cálculos interviene la intensidad de corriente. Si ella en el circuito real es menor, puede ocurrir que lo sea en alto o bajo grado. Si fuera menor puede caerse en el codo inferior de la curva de magnetización, y entonces también se pierde parte del efecto del filtro. Claro está que es mucho más fácil pecar por exceso que por defecto, porque las razones económicas establecen siempre límites superiores a las dimensiones.

Pasemos ahora al diseño del inductor para filtro, del cual tenemos dos datos: la inductancia L y la corriente de carga I . La figura 163 nos da las dimensiones del núcleo según las normas adoptada en oportunidades anteriores en este libro. Escribamos en primer lugar, la expresión general de la inductancia de un bobinado con núcleo de hierro:

$$L = \frac{0.4 \pi N^2 \mu S}{l} \cdot 10^8$$

en la cual N es el número de espiras; μ es la permeabilidad magnética del

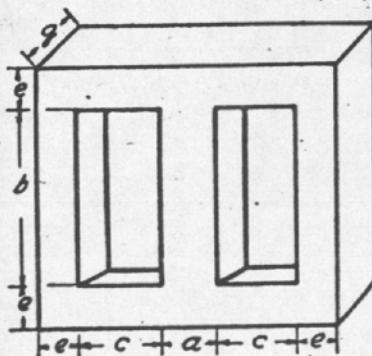


FIG. 163. — Dimensiones del núcleo de un inductor.

núcleo; S la sección transversal del mismo en cm^2 y l la longitud magnética media real en cm. L resulta en Henry.

Esta longitud magnética real es la que resulta de considerar la longitud media del núcleo y la del entrehierro, y sabemos que vale:

$$l = l_m + \frac{l_e}{\mu}$$

donde l_m y l_e son las dos longitudes mencionadas. En la práctica hay cierta relación entre estas dos longitudes, pues se llega hasta a diseñar el núcleo

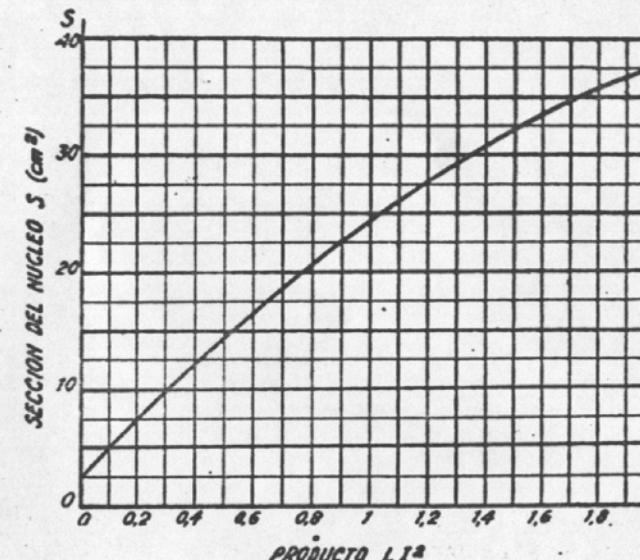


FIG. 164. — Gráfico que da la sección del núcleo para inductores de filtro con relación de entrehierro 0,003.

con un entrehierro que no sea muy pequeño como recurso para evitar la saturación. Para los casos prácticos se fija la siguiente relación:

$$\frac{l_e}{l_m} = 0,003$$

lo que permite fijar algunas de las bases para la solución del problema. En los cálculos simplificados de transformadores aparecía una relación entre la potencia en juego y la sección transversal del núcleo. Ahora no puede partirse de la potencia absorbida por una carga inexistente, pero hay una energía absorbida por el núcleo, la cual, según las formales leyes de la Electrotecnia es proporcional al producto:

$$L I^2$$

en la cual L es la inductancia en Henry e I la corriente en Amper. De relaciones prácticas se ha obtenido la curva de la figura 164, en la que, entrando

cor el producto LI^2 , conocido siempre pues contiene los datos del problema, se encuentra la sección del núcleo, para relación de entrehierro a longitud magnética de 0,003.

Una vez conocida S , podría calcularse el número de espiras haciendo una serie de consideraciones, pero resulta más cómodo seguir con el procedimiento gráfico. Basándonos siempre en usar una relación de entrehierro a longitud de núcleo de 0,003, podemos usar el gráfico de la figura 165, en el cual se entra con la sección S y se obtiene en ordenadas la cantidad de Ampervueltas necesarios. Con ello tenemos el número de espiras, pues:

$$N = \frac{NI}{I}$$

Para seguir dimensionando el inductor, vamos al capítulo XI, donde encontramos:

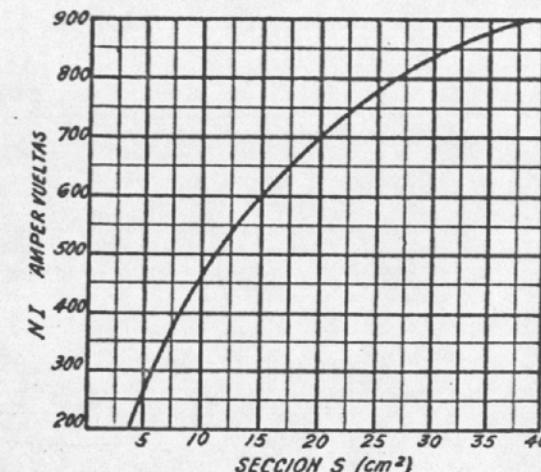


FIG. 165. — Gráfico que da los Ampervueltas para inductores de filtro.

$$l = 6,5 \sqrt{S}$$

lo que nos permite de inmediato encontrar la dimensión que debemos dejar al entrehierro, que será la mitad de la longitud igual a 0,003 de la cifra recién encontrada:

$$\delta = \frac{0,003 l}{2}$$

Luego repartimos las dimensiones a y g de modo que su producto sea S , y que entre sí guarden la relación 1,5. Para las demás dimensiones (figura 163) vale:

$$\begin{aligned} b &= \sqrt{S} \\ c &= 0,5 b \\ e &= 0,5 a \end{aligned}$$

Y para el alambre, sabemos que adoptamos una densidad de 2 A/mm^2 . Luego se verifica si el bobinado cabe en la ventana proyectada.

EJEMPLO NUMÉRICO

Sea dimensionar un inductor para filtro que tenga 20 Hy , para una intensidad circulante de 100 mA . Comenzamos por calcular el producto:

$$LI^2 = 20 \times (0,1)^2 = 0,2$$

con cuyo valor vamos al gráfico de la figura 164, y encontramos:

$$S = 7,5 \text{ cm}^2$$

luego pasamos al gráfico de la figura 165 y obtenemos:

$$NI = 375 \text{ Ampervueltas}$$

que corresponde a un número de espiras de:

$$N = \frac{375}{0,1} = 3750$$

Ahora determinamos la longitud magnética:

$$l = 6,5 \sqrt{7,5} = 17,6 \text{ cm}$$

la cual nos permite encontrar la separación de chapas o entrehierro:

$$\delta = \frac{0,003 \times 17,6}{2} = 0,025 \text{ cm} = 0,25 \text{ mm}$$

El resto del núcleo se dimensiona fácilmente:

$$b = \sqrt{7,5} = 2,8 \text{ cm}$$

$$c = 0,5 \times 2,8 = 1,4 \text{ cm}$$

$$a \times g = 2,5 \times 3 = 7,5$$

$$e = 0,5 \times 2,5 = 1,25 \text{ cm}$$

Pasemos ahora al alambre. Para $0,1 \text{ A}$ se necesita una sección de alambre de $0,05 \text{ mm}^2$, o sea un diámetro de $0,25 \text{ mm}$. La ventana necesitará una superficie:

$$S_v = 3750 \times 0,025 \times 0,025 = 2,35 \text{ cm}^2$$

y como nuestra ventana tiene:

$$b \times c = 2,8 \times 1,4 = 4 \text{ cm}^2$$

no hay problema y el inductor queda diseñado.

Si del cálculo resultara algún problema emergente de una dimensión imposible o insuficiente, habría que rehacerlo. Por ejemplo, si la ventana fuera escasa para alojar el bobinado, habría que rehacer los cálculos, teniendo en cuenta que al modificar las dimensiones del núcleo se alteran otros valores. Una forma de aumentar la inductancia es dando un mayor entrehierro, pero eso traerá una mayor cantidad de espiras. El proyectista debe admitir las alteraciones que mantengan el problema dentro de una solución lógica.

En circuitos de audiofrecuencia se emplean inductores para una finalidad distinta a la tratada anteriormente. Generalmente su misión es la de presentar

una impedancia variable, ya que la reactancia inductiva del inductor depende de la frecuencia. Mencionamos la existencia de dos casos diferentes de aplicación, los que vemos en las figuras 166 y 167. En el primero, no circula corriente continua por el bobinado y en el segundo sí. Desde el punto de vista del funcionamiento del circuito no hay mucha diferencia entre los dos casos, pero la hay si atendemos al diseño. En efecto, en virtud de las consideraciones hechas en el capítulo XI, la inducción B para el caso de la figura 166 puede

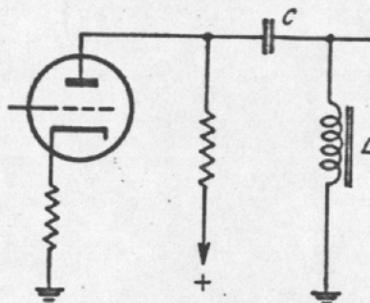


FIG. 166. — Circuito de un inductor de audio sin corriente continua.

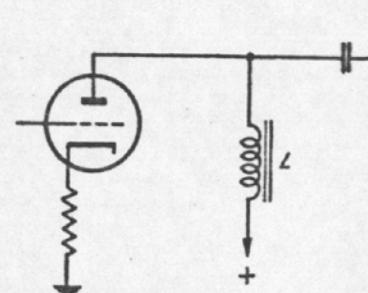


FIG. 167. — Circuito de un inductor de audio con corriente continua.

tomarse como 6.000 Gauss. En cambio, para el circuito de la figura 167, si la intensidad de la corriente continua es del mismo orden que la amplitud de la alterna, habrá que limitar la inducción a 3.000 Gauss.

Además de lo dicho, hay que tener en cuenta que el inductor trabajará con frecuencias comprendidas entre dos apartados límites, unos pocos ciclos por segundo y varias decenas de millares. Esto requiere especial atención en la elección del material del núcleo, pues las pérdidas en el mismo aumentan con la frecuencia elevada a una potencia cercana a 2 (histéresis 1,6 y Foucault 2). Y esas pérdidas se traducen, en su equivalencia eléctrica, en una resistencia agregada al circuito que puede perturbar su funcionamiento. Además, esa resistencia sería variable con la frecuencia, lo que aumenta la perturbación. Afortunadamente existen materiales para núcleos que tienen muy bajas pérdidas, y es posible construir inductores que se comportan bien en audiofrecuencia, pero debe dejarse constancia que el material no puede ser el mismo que el de los inductores para filtro.

Pasemos entonces a encarar el problema del diseño. Nos referiremos en primer término a los inductores según la figura 166. De acuerdo con la teoría desarrollada en el capítulo XII, apartado b) para transformadores de audio sin corriente continua en el bobinado, encontramos que el volumen del núcleo puede calcularse con la expresión:

$$v = \frac{L I^2 10^8}{B A_v}$$

donde I es la amplitud de la corriente de audiofrecuencia que circulará por el bobinado en Amper; A_v es la cantidad de Ampervueltas, que para estos casos

puede tomarse igual a 7; $B = 6000$, centro de la ordenada de saturación para núcleos comunes. Resulta:

$$v = 2000 L I^2$$

y una vez que tenemos el volumen del núcleo sacamos sus dimensiones:

$$a = 0,54 \sqrt{v}$$

$$s = a^2$$

$$b = 1,5 a$$

Y luego calculamos el número de espiras de acuerdo con lo visto para otros inductores, es decir con la expresión:

$$N = \frac{L I 10^8}{B S}$$

en cuya expresión, si reemplazamos el volumen del núcleo obtenemos:

$$N = \frac{10 v}{I S}$$

Lo que sigue es muy simple. La sección y diámetro del alambre sale del conocimiento de la intensidad de la corriente. La superficie de la ventana debe verificarse para que permita la cabida del arrollamiento.

EJEMPLO NUMÉRICO

Sea calcular un inductor de 30 Hy para una corriente de audio cuya amplitud es 10 mA = 0,01 A:

$$v = 2000 \times 30 \times (0,01)^2 = 6 \text{ cm}^3$$

$$a = 0,54 \sqrt{6} = 1,3 \text{ cm}$$

$$s = a^2 = 1,3^2 = 1,8 \text{ cm}^2$$

$$b = 1,5 a = 1,5 \times 1,3 = 2 \text{ cm}$$

$$N = \frac{10 \times 6}{0,01 \times 1,8} = 3300 \text{ espiras}$$

Y restaría dimensionar el alambre, el cual, por razones físicas, no puede ser tan delgado como lo requiere la pequeña corriente circulante. Adoptamos alambre de 0,1 mm de diámetro, que requiere una ventana de:

$$3300 \times 0,01 \times 0,01 = 0,33 \text{ cm}^2$$

superficie que está ampliamente superada por nuestro núcleo.

INDUCTORES PARA AUDIO CON CORRIENTE CONTINUA

Nos referiremos ahora al cálculo de los inductores que trabajan en circuitos del tipo ilustrado en la figura 167. La corriente continua que pasa por el bobinado es la que toma el circuito anódico de la válvula termoiónica, y es siempre conocida; superpuesta a ella hay una corriente alterna, lo que da por resultado una corriente según el gráfico de la figura 168. A los efectos de la saturación del núcleo, la intensidad máxima es la suma de la continua más la amplitud de la alterna, pero a los efectos de la formación del campo magnético, el valor medio de la intensidad de corriente es igual a la intensidad de la continua I_c , cualquiera que sea el valor de la alterna, y siempre que la amplitud de esta última no supere aquél valor, cosa que no ocurre porque se debe prever así.

FIG. 168. — Gráfico de la suma de las corrientes en el inductor.

En el capítulo XII, apartado b), se dan las normas para el cálculo de transformadores de tensión, las que pueden adaptarse a este caso. Por lo pronto, sabemos que la inducción máxima debe mantenerse dentro de la mitad del valor de saturación, para conservar la linealidad. Por ello, se adopta un valor que contempla la superposición de continua:

$$B = 4000 \text{ Gauss}$$

En segundo lugar, consideramos la cantidad de Ampervueltas aceptable para el caso que nos ocupa, y la prudencia aconseja mantenerse en:

$$A_v = 5$$

con lo cual podemos aplicar las fórmulas que vimos para el caso anterior de inductores de audio y hacer los reemplazos debidos. En primer lugar, tendremos para el volumen del núcleo, redondeando resultados:

$$V = 5000 L I^2$$

y para la cantidad de espiras la misma expresión ya vista:

$$N = \frac{10 V}{I S}$$

EJEMPLO NUMÉRICO

Sea un inductor para un circuito como el de la figura 167, en el cual se pide $L = 20 \text{ Hy}$, y la corriente continua vale $I_c = 20 \text{ mA} = 0,02 \text{ A}$. Resolviendo, tenemos:

$$V = 5000 \times 20 \times (0,02)^2 = 40 \text{ cm}^3$$

$$a = 0,54 \sqrt{40} = 3,4 \text{ cm}$$

$$S = 3,4 \times 3,4 = 12 \text{ cm}^2$$

$$N = \frac{10 \times 40}{0,02 \times 12} = 1600 \text{ espiras}$$

El alambre necesario, para 20 mA es el de 0,40 mm de diámetro, que necesita una ventana de:

$$S_r = 1600 \times 0,04 \times 0,04 = 2,5 \text{ cm}^2$$

Y nuestra ventana tiene, si $b = 1,5$ a $= 5 \text{ cm}$, y $c = 0,5$ b $= 2,5 \text{ cm}$, una superficie de más de 12 cm^2 , que es suficiente.

CAPITULO XV

CONVERTIDORES ESTATICOS

En la página 144 nos ocupamos de los transformadores para vibradores, dispositivos empleados para convertir tensiones continuas en alternas mediante un conmutador mecánico al que se denomina precisamente vibrador. La Electrónica moderna provee de dispositivos estáticos para realizar esa misma función, los que por no tener piezas móviles ni cortar circuitos bajo carga presentan ventajas obvias. Los conjuntos empleados para transformar una tensión continua en una alterna de valor igual o diferente a aquella se denominan convertidores estáticos o también inversores.

Un convertidor estático tiene dos partes sustanciales: un oscilador que se alimenta con una fuente de tensión continua y que entrega una tensión alterna y un transformador que cambia la magnitud de la tensión obtenida. Caso típico de aplicación es disponer de una batería de acumuladores en un automotor, embarcación, etc. y necesitarse una tensión continua de valor mayor. El convertidor entrega una tensión alterna del valor requerido y entonces, mediante un rectificador, se obtiene la tensión continua de la magnitud necesaria. Para los primeros diseños de estos convertidores se emplearon válvulas electrónicas pero la aparición de los transistores y especialmente los tipos denominados de conmutación, los que son especialmente aptos para abrir y cerrar circuitos bajo carga, ha provocado una amplia difusión de estos convertidores estáticos.

Hay numerosos diseños de convertidores del tipo que nos ocupa, pero esencialmente contienen las dos partes mencionadas. El oscilador es un dispositivo que produce oscilaciones eléctricas y para mantenerlas requiere realimentación, o sea inyección de parte de la energía de salida en la entrada. La manera más cómoda de lograr tal realimentación es mediante un transformador, lo que permite dosificar convenientemente el grado de realimentación. Y como aparte de tal transformador tenemos el otro que tiene por misión cambiar la magnitud de la tensión alterna obtenida en el convertidor, aparecerán en los diseños dos transformadores. Hay algunos conjuntos que emplean un solo transformador atendiendo a razones económicas, pero en cuanto analicemos el funcionamiento del dispositivo se verá que esa simplificación conspira contra la eficiencia del sistema. Baste mencionar que la relación de espiras en el transformador de realimentación depende del grado de la misma, mientras que la del transformador elevador de tensión depende de la magnitud deseada a la salida.

ANALISIS DEL CONVERTIDOR

La figura 169 muestra el circuito de un convertidor estático que es alimentado por una fuente continua de tensión V_{cc} y que nos entrega a la salida una tensión alterna de valor V_{ca} . Es evidente que la energía obtenible a la salida proviene totalmente de la fuente primaria, la cual debe cubrir también las pérdidas eléctricas y magnéticas que se producen en los componentes del conjunto. La tensión V_{ca} se aplica al rectificador, pero este asunto escapa a nuestro tema.

La tensión continua queda aplicada a través del primario del transformador T_2 a los colectores de los transistores Q_1 y Q_2 , los cuales conducirán corriente

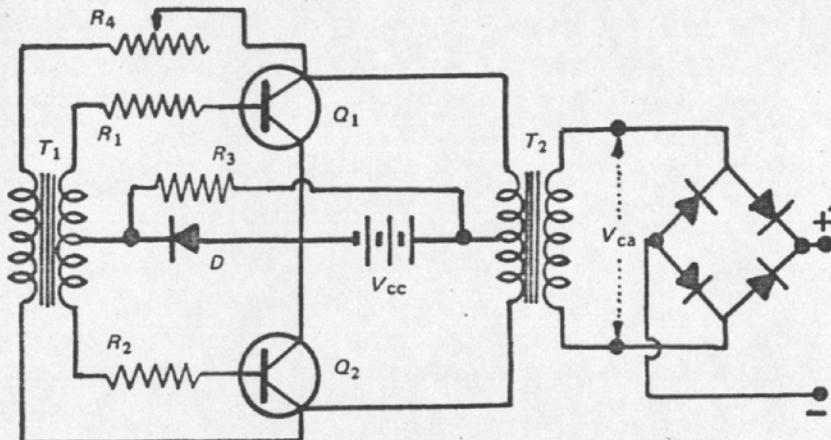


Fig. 169.— Circuito completo de un convertidor estático.

o no según sea la polaridad de las bases. Si se provoca la situación de conducción plena en uno de ellos, el mismo se satura y el otro queda cortado, o sea que no conduce; el colector del primero está a tensión cero y el del otro adquiere un valor de tensión igual al doble de la de la fuente. Claro, las dos mitades del primario de T_2 tienen aplicadas la tensión V_{cc} con sentidos contrarios y al tomar el extremo superior ligado al colector de Q_1 como punto de referencia, el colector de Q_2 tiene la tensión resultante de la suma de los dos vectores de valor V_{cc} cada uno. En este momento la corriente que circula por el primario de T_1 aumenta de valor y satura el núcleo, en cuya situación no hay más transferencia de energía hacia el secundario y Q_1 interrumpe su circulación. Esta situación hace subir la tensión en el colector de Q_1 hasta la cifra $2V_{cc}$ y quedará a cero la tensión en el colector de Q_2 ; ahora en éste se produce el estado de saturación y se repite la situación anterior, solamente que con sentidos contrarios en la corriente de circulación. El proceso se repite indefinidamente y presenta en cada ciclo dos mitades en las que las magnitudes eléctricas tienen sentidos contrarios.

Puede hacerse un gráfico que muestre la forma de onda de la tensión entre los dos colectores al transcurrir el tiempo, y lo vemos en la figura 170. La forma de onda es rectangular y la amplitud máxima de colector a colector es el valor

$2V_{cc}$. En el mismo gráfico se ha dibujado la forma de onda de la inducción B en el transformador T_2 , cuya variación es lineal mientras la tensión no varía. La inducción fluctúa entre un máximo de saturación B_m positivo y otro igual, pero negativo, o sea con sentido contrario de las líneas de fuerza en el núcleo.

El gráfico exhibido nos permite encontrar una expresión que nos ayudará a proyectar debidamente los transformadores del circuito. En efecto, en el primario de T_2 se cumple la Ley de Lenz, cuya expresión vimos en la página 13:

$$e = \frac{\Delta \Phi}{\Delta t} 10^{-8} = N S \frac{\Delta B}{\Delta t} 10^{-8}$$

Donde hemos reemplazado el valor del flujo por el producto de la inducción B por la sección transversal del núcleo S y por la cantidad de espiras del bobinado N . Si integramos la expresión diferencial anterior para el lapso que abarca medio ciclo o sea para un tiempo $T/2$, los valores integrados serán:

$$e = 2 V_{cc} ; B = 2 B_m$$

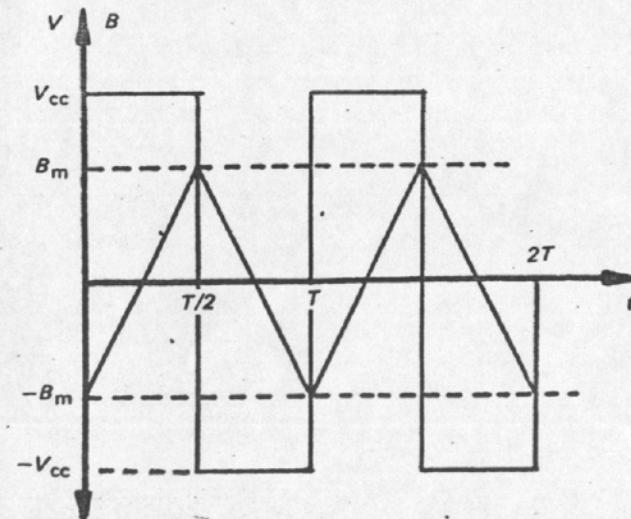


Fig. 170.— Gráfico que muestra las formas de onda de la tensión entre colectores y de la inducción en el núcleo de T_2 .

y como el período es la inversa de la frecuencia ($T = 1/f$) se tiene:

$$2 V_{cc} = \frac{N S}{10^8} \frac{\Delta B}{\Delta t} = \frac{N S}{10^8} \frac{2 B_m}{T/2} = \frac{4 N S B_m f}{10^8}$$

$$V_{cc} = \frac{2 N S B_m f}{10^8}$$

En cuya expresión V_{cc} es un dato, pues es la tensión de la fuente continua; B_m es la inducción máxima que soportará el núcleo y f la frecuencia de la oscilación, ambas cantidades que pueden adoptarse en el proyecto. Quedan como incógnitas el número de espiras del primario N y la sección transversal del núcleo S de modo que encontrando una relación que las ligue entre si podemos calcular fácilmente el transformador.

Aparece así otro método para calcular transformadores, que se agrega a los vistos hasta aquí, pero ello puede justificarse por el hecho de que los procedimientos desarrollados en los Capítulos VII y VIII resultaban adecuados para transformadores que se conectaban a fuentes de corriente alterna de frecuencia industrial, usualmente 50 ó 60 c/s, mientras que en el caso que nos ocupa la frecuencia es del orden de 1.000 c/s. Conviene destacar que el procedimiento que usaremos ahora puede aplicarse a los casos anteriores.

Para que desaparezca de la expresión de V_{cc} una de las incógnitas tomemos el transformador T_2 en el cual podemos hacer el siguiente análisis:

La fuente primaria suministra una tensión V_{cc} a una corriente de carga I_c , pues cada mitad del primario trabaja durante medio ciclo. La potencia en juego en ese primario vale:

$$W_1 = V_{cc} I_c$$

Pero el valor de la corriente puede reemplazarse por el producto de la sección del conductor del primario por la densidad admisible de corriente en el mismo:

$$I_c = s \delta$$

Y ahora escribamos la expresión de potencia reemplazando V_{cc} por la expresión encontrada más arriba:

$$W_1 = \frac{2 N S B_m f s \delta}{10^8}$$

Con la aclaración de que las unidades empleadas deben ser homogéneas, y entonces la sección del alambre y la densidad de corriente deben referirse al cm^2 pues la sección del alma del núcleo S lo está.

Ahora observemos la figura 171 que nos muestra la ubicación del primario en la ventana del núcleo, de la cual ocupará la mitad. La misma figura hace referencia a la superficie de la ventana S_v y a la sección neta del alma S . Estas dos dimensiones están relacionadas entre sí, si atendemos al resultado de la experiencia industrial en materia de transformadores. Así, para núcleos laminados se cumple generalmente que:

$$S_v = 0,75 S$$

y para núcleos de polvo aglomerado de hierro (ferrita)

$$S_v = 1,5 S$$

Además, si recordamos el llamado coeficiente de plenitud del cobre (figura 88) k_c , que era la relación entre la sección neta de cobre y la superficie transversal que el bobinado ocupaba, mayor que la anterior por los espacios de aislación y los vacíos, podemos establecer que el primario ocupa la mitad de la ventana y que de esa mitad, el cobre llena en forma neta una superficie k_c veces menor y que en total es igual al producto de la sección del alambre por el número de espiras ($s N$): es decir:

$$s N = \frac{0,75 k_c}{2} S$$

si nos referimos a los núcleos laminados, como es el caso de T_2 . Obsérvese que aparece una vinculación entre el número de espiras N y la sección del núcleo S ,

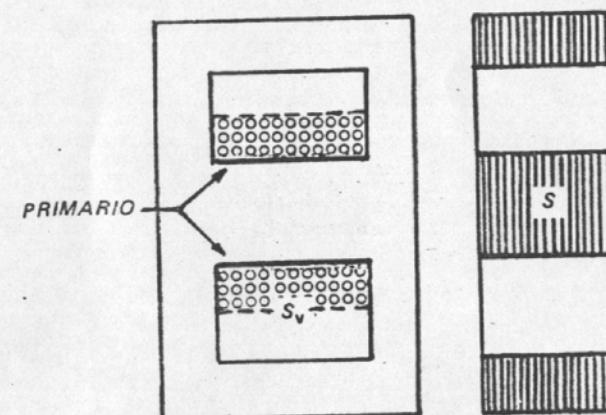


Fig. 171.- Indicación de las dimensiones que intervienen en el análisis del transformador para el convertidor.

que era lo que estábamos buscando. Si adoptamos para k_c un valor de 0,4 que es típico para transformadores del tipo que estamos considerando, la última expresión da:

$$s N = 0,15 S$$

Y como en la fórmula que da W_1 aparece el producto del primer miembro de la última expresión, no tenemos más que hacer el reemplazo:

$$W_1 = \frac{0,3 S^2 B_m f \delta}{10^8}$$

En cuya expresión hay cantidades conocidas o adoptables. En efecto, la potencia primaria es conocida, pues el proyecto nos fija la potencia secundaria W_2 a consumir y entre las dos potencias hay una relación que es el rendimiento del transformador. En estos tipos de diseños y dadas las condiciones de trabajo, ese rendimiento es del orden del 80% a 85%. La inducción máxima se adopta en función de la frecuencia que resulta de la oscilación y se la limita para reducir las pérdidas en el hierro, que al transformarse en calor, hacen trabajar al

dispositivo con temperaturas inconvenientes. La frecuencia usual es 1.000 c/s como se ha dicho y la inducción máxima entonces se limita a 1.000 líneas/cm² para núcleos laminados. Para núcleos de ferrita, que suelen utilizarse para el transformador T₁, la inducción máxima está fijada por el fabricante en 3.500 líneas/cm². Las consideraciones anteriores nos llevan a la conclusión de que la expresión de W₁, reemplazando los valores comentados, nos permiten calcular directamente la sección del núcleo, y luego, volviendo a la expresión de V_{ce}, determinar la cantidad de espiras del primario. Con esta cifra se calcula fácilmente la del secundario. El resto es ya muy conocido. Procedamos, considerando el caso de núcleos laminados:

$$S = \sqrt{\frac{W_1 \cdot 10^8}{0,3 B_m f \delta}}$$

$$N_1 = \frac{V_{ce} \cdot 10^8}{2 S B_m f}$$

En el circuito de la figura 169 hay otros elementos que deben dimensionarse. El conjunto de arranque está formado por el diodo D y el resistor R₃. Para asegurar el inicio de la operación se debe hacer pasar por esta resistencia una corriente que sea por lo menos el doble de la corriente de base del transistor; luego se tiene:

$$R_3 = \frac{V_{ce}}{2 I_b}$$

La resistencia R₄ tiene por misión reducir la corriente magnetizante cuando T₁ se satura. Además actúa como un control suave de la frecuencia de oscilación. Su valor se determina experimentalmente.

Las resistencias R₁ y R₂ son para polarizar las bases de los transistores. A los efectos de reducir la influencia de las variaciones de la tensión de base referida al emisor, suele tomarse para la caída en esos resistores un valor 50% mayor que la tensión de base; luego se tiene:

$$R_1 = R_2 = \frac{1,5 V_{eb}}{I_b}$$

Y con estas consideraciones se encuentra el valor de la tensión secundaria de T₁, que es:

$$V_2 = I_b R_1 + V_{eb}$$

Con la información suministrada se puede encarar el cálculo de los dos transformadores que integran el conjunto y dimensionar sus restantes elementos, tal como se comprobará en el ejemplo práctico que servirá de modelo. Pueden

hacerse todavía algunas consideraciones acerca de dichos transformadores que serán útiles para la realización del proyecto.

El transformador T₁ que integra el oscilador trabaja en condiciones de saturación y su núcleo debe presentar un lazo de histéresis lo más rectangular posible, ya que en funcionamiento se produce el efecto pendular en los transistores, que pasan alternativamente del corte a la saturación. Se impone usar para T₁ un material de bajas pérdidas, que es más costoso, pero ello queda compensado por el hecho de que maneja una potencia mucho menor que T₂.

El otro transformador tiene una misión diferente; en efecto, T₂ es el encargado de transferir la energía desde la fuente a la carga, introduciendo los cambios debidos en las magnitudes en juego. Su núcleo trabaja en la zona lineal, pues la corriente en los transistores depende del consumo en el circuito de carga. Puede usarse entonces material laminado para el núcleo y trabajar con bajas cifras de inducción, de manera que las pérdidas en el hierro se mantengan bajas aunque la frecuencia de trabajo sea una cifra relativamente elevada.

Las condiciones de trabajo de ambos transformadores son, por lo que se ve, completamente diferentes y ello justifica que se usen dos unidades para este tipo de circuito, tal como se dijo al principio. Las disposiciones con un solo transformador se ven únicamente en equipos de muy baja potencia o en los que prestan servicio en forma esporádica.

EJEMPLO DE CALCULO DE UN CONVERTIDOR

Con el fin de mostrar la aplicación del procedimiento desarrollado calcularemos un convertidor estático que responda a las siguientes condiciones: fuente continua V_{ce} = 12 V; salida de alterna V_{ca} = 200 V, I_{ca} = 50 mA.

La primera cifra necesaria es la potencia en juego. Como tenemos los datos sobre la carga en el secundario de T₂, la potencia primaria en dicho transformador será, si admitimos para el mismo un rendimiento del 85%:

$$W_1 = \frac{200 \times 0,05}{0,85} = 118 \text{ W, aprox. } 120 \text{ W}$$

Y como la fuente primaria tiene una tensión de 12 V la corriente de colectores será de:

$$I_c = \frac{120}{12} = 10 \text{ A}$$

Con lo cual pueden elegirse los transistores de commutación adecuados. Por razones de seguridad, deben admitir una tensión colector-emisor mayor que el doble de la de la fuente primaria; en nuestro caso V_{ce} debe ser mayor que 24 V. De entre los existentes encontramos los SIEMENS BU13 que responden a las siguientes cifras:

$$I_{max} = 10 \text{ A}$$

$$V_{ce} = 70 \text{ V}$$

$$I_b = 1 \text{ A}$$

$$V_{eb} = 5 \text{ V}$$

Ahora pasamos a calcular los transformadores y dimensionar los demás componentes del conjunto. Comenzamos por el transformador T_2 . Dada la potencia en su primario (120 W), calculamos de inmediato la sección del núcleo y el número de espiras del primario con las fórmulas encontradas. Tomamos $B_m = 1.000 \text{ líneas/cm}^2$ por tratarse de un núcleo laminado y la frecuencia de oscilación es de 1.000 c/s. La densidad de corriente se adopta como 2 A/mm^2 , pero como la unidad debe referirse al cm usamos 200 A/cm^2 . Entonces

$$\text{sección del núcleo: } S = \sqrt{\frac{120 \times 10^8}{0.3 \times 1000 \times 1000 \times 200}} = 14.2 \text{ cm}^2$$

$$\text{espiras del primario: } N_1 = \frac{12 \times 10^8}{2 \times 14.2 \times 1000 \times 1000} = 42 \text{ espiras}$$

$$\text{sección del alambre } s_1 = \frac{10}{2} = 5 \text{ mm}^2; \text{ diámetro approx. } 2.5 \text{ mm}$$

$$\text{espiras del secundario: } N_2 = \frac{42 \times 200}{12} = 700 \text{ espiras}$$

$$\text{sección del alambre } s_2 = \frac{0.05}{2} = 0.025 \text{ mm}^2; \text{ diámetro approx. } 0.2 \text{ mm}$$

Pasamos ahora al transformador T_1 . Para su cálculo debemos encontrar sus condiciones de trabajo, entonces comenzamos por dimensionar las resistencias:

$$R_1 = R_2 = \frac{1.5 \times 5}{1} = 7.5 \Omega$$

Ahora determinamos la tensión entre extremos del secundario de T_2 , que vale:

$$V_2 = 1 \times 7.5 + 5 = 12.5 \text{ V}$$

Cifra que debe aumentarse para tener en cuenta la caída de tensión en el diodo de arranque. Es prudente tomar para V_2 una cifra de 16 V. Con ello determinamos la potencia que debe suministrar el secundario, que vale:

$$W_2 = V_2 I_b = 16 \times 1 = 16 \text{ W}$$

Y tomando un rendimiento razonable para T_1 de 80%, la potencia primaria vale:

$$W_1 = \frac{16}{0.8} = 20 \text{ W}$$

Para T_1 adoptamos un núcleo de ferrita, el cual admite una inducción máxima de $3.500 \text{ líneas/cm}^2$. Además, en este tipo de núcleos la superficie de la

ventana guarda con la del núcleo una proporción, ya comentada, de:

$$S_v = 1.5 S$$

Con lo que la expresión que da la sección del núcleo debe ser modificada, pues ahora se cumple que

$$S_v = 0.3 S$$

y siguiendo el mismo desarrollo anterior, encontramos la expresión:

$$S = \sqrt{\frac{W_1 \cdot 10^8}{0.6 \cdot B_m \cdot f \cdot \delta}}$$

Donde reemplazando valores se obtiene:

$$S = \sqrt{\frac{20 \times 10^8}{0.6 \times 3500 \times 1000 \times 200}} = 2.2 \text{ cm}^2$$

Para la cantidad de espiras del primario se usa la misma expresión que para T_2 , o sea:

$$N_1 = \frac{12 \times 10^8}{2 \times 2.2 \times 3500 \times 1000} = 80 \text{ espiras}$$

Y luego obtenemos por simple proporción la cantidad de espiras secundarias:

$$N_2 = \frac{16 \times 80}{12} = 107 \text{ espiras}$$

Y para las secciones de los alambres basta considerar las corrientes circulantes y dividirlas por la densidad de corriente adoptada:

$$I_1 = \frac{W_1}{V_1} = \frac{20}{12} = 1.67 \text{ A}$$

$$s_1 = \frac{1.67}{2} = 0.83 \text{ mm}^2; \text{ diámetro approx. } 1 \text{ mm}$$

$$I_2 = \frac{W_2}{V_2} = \frac{16}{16} = 1 \text{ A}$$

$$s_2 = \frac{1}{2} = 0.5 \text{ mm}^2; \text{ diámetro approx. } 0.8 \text{ mm}$$

Lo que da por terminado el problema pues las características constructivas salen de la información de fábrica de cada uno de los componentes del conjunto.