

Archive for Valuve Amplifier from old Argentin books .It's call
Amplificadores de Audiofrecuencias from TEORIA Y PRACTICA
COPOYED ARBO EDITORES.S.R.L PERU 165 BS AIRES ARENTINA.

Queda hecho el depósito
en virtud de lo dispuesto
por la Ley N.º 11.173
del 17 de Julio de 1938
del Poder Judicial de la Federación

AMPLIFICADORES DE AUDIOFRECUENCIAS

TEORIA Y PRACTICA

1981 21

ING. ADOLFO DI MARCO

Profesor de Radiofrecuencias, General en la Escuela de Ingenieros
de la Universidad de Buenos Aires, Miembro Senior
del Instituto de Radiofrecuencias

PAUTERA RUBINA
(1ª Edición)

1114

ARBO
EDITORES S.R.L.
Buenos Aires, Argentina

raciones, expresar de algún modo la eficacia con que realiza la conversión.

Se había entonces de rendimiento del tubo como la relación

$$\eta = \frac{\text{Potencia útil de corriente alterna}}{\text{Potencia de corriente continua absorbida por el tubo}} \quad [31]$$

En nuestro caso

$$\eta = \frac{3.1}{15.6} = 0.20$$

o, expresado como porcentaje,

$$\eta = \frac{3.1 \times 100}{15.5} = 20 \%$$

Nuestro convertidor es muy poco eficaz. Cualquier grupo convertidor rotativo de corriente continua a corriente alterna, bien construido, tiene rendimientos superiores al 90 %. Pero las posibilidades de control del amplificador son tan importantes que el rendimiento es cuestión secundaria, sin perjuicio de las posibilidades de construirlo de modo que sea más eficaz.

Se obtiene una expresión general del rendimiento escribiendo en la [31] las expresiones completas de las potencias relacionadas:

$$\eta = \frac{(E_{\text{max}} - E_{\text{min}})(I_{\text{max}} - I_{\text{min}})}{8E_{\text{cat}}I_{\text{bo}}} \quad [31a]$$

Si se observa que en ausencia de distorsión $E_{\text{cat}} = \frac{1}{2}(E_{\text{max}} + E_{\text{min}})$ e $I_{\text{bo}} = \frac{1}{2}(I_{\text{max}} + I_{\text{min}})$, se tiene

$$\eta = \frac{1}{2} \frac{(E_{\text{max}} - E_{\text{min}})(I_{\text{max}} - I_{\text{min}})}{(E_{\text{max}} + E_{\text{min}})(I_{\text{max}} + I_{\text{min}})} \quad [31b]$$

que puede escribirse

$$\eta = \frac{1}{2} \frac{\left(1 - \frac{E_{\text{min}}}{E_{\text{max}}}\right) \left(1 - \frac{I_{\text{min}}}{I_{\text{max}}}\right)}{\left(1 + \frac{E_{\text{min}}}{E_{\text{max}}}\right) \left(1 + \frac{I_{\text{min}}}{I_{\text{max}}}\right)} \quad [31c]$$

expresión que demuestra que el rendimiento aumenta al disminuir I_{min} y E_{min} . En el caso límite $E_{\text{min}} = 0$, $I_{\text{min}} = 0$, se tiene $\eta = 0.50$, que es el máximo teórico del rendimiento del amplificador clase A; pero esta condición teórica es imposible de cumplir en la práctica. El rendimiento no pasa del 30 % con los triodos comunes, aunque puede alcanzarse valores mayores con otros tipos de válvulas.

2.5. Acoplamiento de la carga. Transformador de salida. — Nuestro circuito básico de la Fig. 1 adolece de un grave defecto que será

bueno corrigido. En efecto, la tensión continua que necesita aplicarse a la placa del tubo para que éste funcione como convertidor, se lleva a través de la resistencia de carga. En ésta se produce una caída de tensión de corriente continua, y en lugar de la tensión $E_{\text{ps}} = 400$ volts, tenemos en la placa sólo $E_{\text{p}} = 240$ volts. Esta caída de tensión causa en la carga una disipación de potencia de corriente continua de $R_p I_{\text{p}}^2 = 10.7$ watts, que no nos sirve para nada. ¿Cuál es el remedio? Llevar la tensión continua al tubo sin que pase por la carga. ¿Cómo puede lograrse de modo que las componentes alterna y continua pasen por la carga? Como se ve en la Fig. 7, Hemos conectado en paralelo con la carga el inductor o bobina de inductancia L . Un inductor presenta una resistencia muy baja (teóricamente nula) a las corrientes continuas, y una reactancia $X_L = 2\pi fL$, cuya magnitud depende de la frecuencia f y de la inductancia L , a las corrientes alterna. Si la reactancia $2\pi fL$ es mucho mayor que R_p a la frecuencia f de trabajo, digamos 1000 veces mayor para que no crepanda, cada corriente toma el camino más fácil: la continua va por L y la alterna va por R_p , y todo el mundo en santa paz. (Tal vez la 1/1000 parte de I_{p} vaya por L , pero dejémosla estar por ahora.) Como en L no hay caída de tensión de placa es igual que la de la fuente. Pero como la componente alterna tiene que ir por R_p , ella sí produce una caída de tensión en esta resistencia y entonces la tensión total de placa es

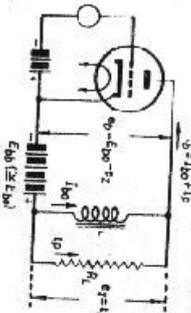


Fig. 7. — El inductor L ofrece un camino de baja impedancia a la componente continua de la corriente de placa. Como la componente alterna tiene que ir por R_p , ella sí produce una caída de tensión en esta resistencia y entonces la tensión total de placa es

$$e_p = E_{\text{ps}} - I_{\text{p}} R_p \quad [32]$$

Ya tenemos bastante experiencia para saber que esta ecuación se representa por una recta en un par de ejes Oe_p, OI_{p} . Pero trabajamos siempre con ejes $Oe_{\text{ps}}, OI_{\text{p}}$. Para ver qué pasa en este plano, recordemos que $I_{\text{p}} = I_{\text{ps}} - I_{\text{bo}}$. Por lo tanto, la ecuación [32] puede escribirse

$$e_p = E_{\text{ps}} - (I_{\text{ps}} - I_{\text{bo}}) R_p$$

es decir,

$$e_p = E_{\text{ps}} + R_p I_{\text{bo}} - R_p I_{\text{ps}} \quad [33]$$

Esta es también una recta, pero en el plano Oe_p, OI_{ps} . Para determinar los de sus puntos llamamos primero $I_{\text{ps}} = I_{\text{ps}}$. Resulta en seguida o punto Q (ver Fig. 8). Para fijar el otro punto, haremos $e_p = 0$. Queda

$$0 = E_{\text{ps}} + R_p I_{\text{bo}} - R_p I_{\text{ps}}$$

de donde

$$\left(\frac{e_0}{e_1} \right) = \frac{E_{10}}{R_L} + I_{10}$$

Por lo tanto, el otro punto de la recta es ($E_0 = 0$, $i_0 = E_{10}/R_L + I_{10}$). Tenemos así los elementos para trazar la línea de carga con esta nueva disposición del circuito. En la Fig. 8 se ha trazado para $E_0 = E_{10} = 240$ volts, $-E_{c1} = -40$ volts y $R_L = 2500$ ohms. El punto Q se ubica inmediatamente, mientras que para el segundo punto (M) resulta $i_0 = 240 + 2500 + 0.065 = 0.096 + 0.065 = 0.161$ A = 161 mA.

Se observa que las condiciones de funcionamiento son las mismas que en la Fig. 5, pero nos ha sido posible reducir la tensión de la fuente de 400 a sólo 240 volts. En el diagrama de potencia de la Fig. 6, desaparece asimismo la transferencia directa de energía entre la fuente y la carga.

Pluseémos ahora un poco. ¿Oree usted que alguien tiene interés en calentar resistencias con un amplificador? Evidentemente no. ¿Por qué, entonces, estamos suponiendo como carga del amplificador una resistencia? La carga de

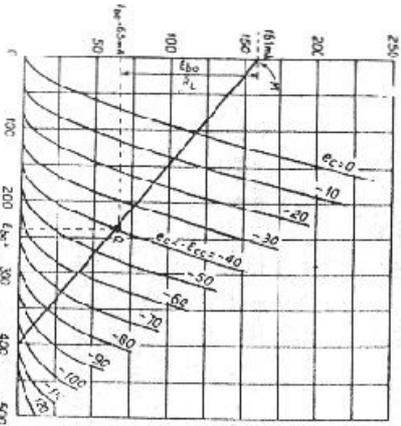


Fig. 8. — Trazado de la línea de carga para el circuito de la Fig. 7.

nos en el problema real. Tenemos la esperanza, eso sí, de que las conclusiones que obtenemos con esta sobreesimplificación del problema no sean de utilidad por las cargas reales, y la experiencia demuestra que, en efecto, es así. Poner una resistencia como carga equivale a admitir que las cargas reales se comportan, para las corrientes altas, como resistencias. Es mucho pedir, pero no queda otro remedio. Con las fórmulas que llevamos registradas, se puede ya barajar y dar la vuelta. Aquí tiene usted que ver con la potencia de salida y con la distorsión; ahí

se véase que con $R_L = 2500$ ohms hemos conseguido una potencia de salida y una distorsión de las cuales damos fe que son razonables. Pero mi altavoz tiene sólo 8 ohms de impedancia, es decir, me han asegurado los fabricantes que para las corrientes alternas se comporta como un resistor de 8 ohms. ¿Cómo hacemos, entonces, para usar el amplificador que hemos construido con el altavoz de 8 ohms? Seleccionar, aprovechamos las propiedades de los transformadores, que suponemos que usted conoce, al menos por encima. (Si no es así, ya sabe usted cuál será nuestro consejo. Sin embargo, capítulos más adelante encontrará algo sobre estos administrativos.)

Un transformador consiste—dicho en pocas palabras—en dos bobinas enrolladas sobre un núcleo de hierro sílice. Si una de las bobinas tiene n_1 vueltas y la otra, n_2 vueltas, conectando entre los extremos de esta última una resistencia de R ohms, entre los extremos de la primera una corriente alterna encuentra una resistencia

$$R_1 = \left(\frac{n_1}{n_2} \right)^2 R \quad [34]$$

Como nuestro altavoz tiene $R = 8$ ohms y nuestro amplificador quiere $R_1 = 2500$, obtenemos de la ecuación que acabamos de escribir

$$\left(\frac{n_1}{n_2} \right)^2 = \frac{R_1}{R} \quad [34a]$$

es decir,

$$\frac{n_1}{n_2} = \sqrt{\frac{R_1}{R}} \quad [34b]$$

y para este caso

$$\frac{n_1}{n_2} = \sqrt{\frac{2500}{8}} = 17.4$$

La primera bobina debe tener, entonces, 17.4 veces más vueltas que la segunda. Cuántas debe tener cada una, se haría de otro costal. Diga: bobina o inductor, una inductancia L y ofrecería una reactancia $2\pi fL$ a una corriente alterna de frecuencia f si no existiera la otra, e si estuviera ésta desconectada de R . Esta resistencia $2\pi fL$ tiene que ser que lo que hacemos tenga sentido cierto. Usando transformador ya no necesitamos el inductor L de la Fig. 7, porque el primario llevaría sus funciones, tal como puede colegirse de la Fig. 9, donde se representa la nueva modificación del circuito.

2.4. Proyecto del amplificador de potencia con triodo.—El proyecto del tipo de amplificador que nos ocupa, es decir, el amplificador de potencia, corre de mayor interés práctico porque es éste que se emplea en un amplificador de un solo tubo que se usa en potencia o en potencia

de haces electrónicos. Pero la discusión del proyecto es sumamente ilustre, ya que, al aplicar este el método gráfico-analítico, permite examinar procedimientos de cálculo que son similares a los que hallan aplicación en otros problemas eléctricos.

Fundamentalmente, el método para proyectar un amplificador de esta clase consiste en prepararse determinadas condiciones de funcionamiento, ensayarlas (en el papel, como lo hemos hecho aquí, o experimentalmente) y poner en juicio los resultados. Si éstos no resultan satisfactorios, se repetirá el ensayo con otras condiciones de funcionamiento iniciales y así hasta llegar a una solución conveniente. Este trabajo, en realidad, lo han hecho ya los ingenieros de las fábricas de tubos y sus resultados están dados en los manuales como *condiciones típicas de funcionamiento*, entre las cuales habrá seguramente algunas que nos convenga.

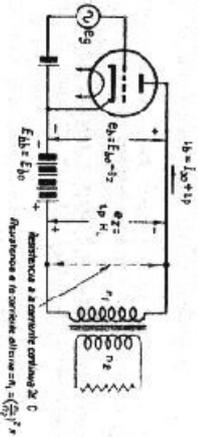


FIG. 9. — Acoplamiento de la carga mediante transformador de impedancias.

El primer paso consiste en plantearse debidamente el problema, es decir, en darse las *especificaciones* que han de satisfacerse. Estas se referirán casi siempre a la potencia de salida y a la distorsión admisible. En ocasiones, habrá restricciones en cuanto a la tensión de la fuente disponible, cuando ella está fijada por otras circunstancias. En caso contrario, la tensión de alimentación podrá elegirse libremente, teniendo en cuenta que mayores tensiones conducen siempre a rendimientos más elevados, pero también a un mayor costo de la fuente. La mejora de rendimiento que por este camino puede conseguirse no es muy grande porque la tensión que es posible usar con un tubo determinado está limitada por el tipo de construcción de éste y queda fijada por los regímenes máximos que da el fabricante.

Con respecto a la potencia de salida, deberá tenerse en cuenta que una parte de lo que entrega la válvula (entre el 10 y el 20 %) quedará en el transformador de salida. Por lo tanto, el valor calculado debe ser superior al que se especifica.

Fijadas las especificaciones, se llegará a la solución a través de los siguientes pasos:

- 1) Elección de la válvula.
- 2) Elección estimativa de un punto de funcionamiento en reposo (punto Q).
- 3) Elección estimativa de la resistencia de carga.

- 4) Verificación gráfica de la potencia de salida y de la distorsión.
- 5) Repetición de los ensayos 2), 3) y 4) si los resultados no son satisfactorios.

Describiremos separadamente cada una de estas operaciones:

1) *Elección de la válvula.* La válvula se elige teniendo en cuenta que la potencia de salida está ligada a la capacidad de disipación por el rendimiento. En efecto, según la ecuación [31] la potencia de salida es igual a la potencia de corriente continua absorbida por el tubo multiplicada por el rendimiento. Pero se observará que esta potencia es constante para cada condición de funcionamiento dada y lo depende de la amplitud de la excitación. Con excitación nula, toda la potencia de entrada se disipa en la placa como calor. Luego, la *potencia máxima de entrada en el amplificador clase A es igual a la capacidad de disipación del tubo, P_c*. La ecuación [31] puede escribirse entonces en la forma

$$\eta = \frac{P_o}{P_c}$$

de donde se deduce sin dificultad la capacidad de disipación que se requiere para obtener una potencia dada, supuesto conocido el rendimiento:

$$P_c = \frac{P_o}{\eta}$$

Claro que para aplicar esta fórmula debe conocerse el rendimiento η , al menos, poder estimárselo con razonable aproximación. Como punto de partida puede tomarse $\eta = 0,25$, de donde se desprende que la capacidad de disipación de la válvula debe ser alrededor de cuatro veces la potencia de salida deseada.

2) *Fijación estimativa del punto de trabajo (punto Q).* El punto Q queda determinado por los valores de E_{b0} y de I_{b0} . Hemos dicho que E_{b0} conviene que sea el más alto posible a fin de mejorar el rendimiento. En general, conviene que E_{b0} sea por lo menos mayor que el valor que arroja la expresión

$$2 \sqrt{P_c R_p}$$

para de lo contrario el rendimiento es muy bajo y no se aprovecha la máxima capacidad del tubo, según se desprende de la demostración que va al pie de la página.

Para justificar el método de proyecto descrito, partamos de la idea-jación de las características de placa del triodo, admitiendo que ellas son líneas rectas equidistantes, tal como las muestra la FIG. A.

Para una tensión de placa dada, fijemos un punto de funcionamiento arbitrario, Q, lo que equivale a fijar E_{b0} y al mismo tiempo I_{b0} . Tracemos

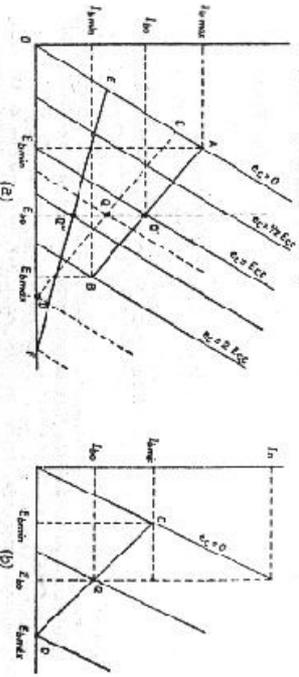
Establecido E_{in} , la corriente de reposo se obtiene sencillamente con la fórmula

$$I_{w0} = \frac{P_d}{E_{w0}}$$

De este modo, el punto Q queda determinado y, ubicándolo sobre las características, es fácil ver cuál debe ser la tensión de polarización de la rejilla.

una línea de carga, también arbitraria, AB . La extensión máxima de esta línea es la que marca la figura, puesto que el valor de pico de la excitación debe ser igual a E_c para lograr la máxima potencia de salida sin llegar a hacer positiva la rejilla.

Planteemos ahora la siguiente cuestión: Dado el valor de la resistencia de carga, es decir, de la inclinación de la recta AB , y la tensión E_{w0} , ¿cuál es la posición óptima (con miras a la máxima potencia de salida) de la línea de carga y cuál el valor óptimo de la polarización? Tomando presente la ecuación (29), que da la potencia de salida, es evidente que esa posición óptima es la indicada CD en la figura, es decir, la que cumpliendo la condición $CQ = QD$, que garantiza la necesidad de que la excitación tenga la máxima amplitud posible, hace a la vez $I_{w0} = 0$. Aceptada esta condición, pasemos a la Fig. B, donde se han reproducido las condiciones que hasta ahora resultan óptimas, supuestas E_{w0} y R_L constantes.



¿Cuál es ahora la potencia de salida? Aplicando la fórmula (28), se tiene para este caso:

$$P_s = \frac{(E_{wmax} - E_{wmin}) I_{wmax}}{8} \quad (17)$$

Pero recordemos ahora que, según su definición, la resistencia de placa de nuestro triodo está dada evidentemente por:

$$r_p = \frac{E_{wmax} - E_{wmin}}{I_c - I_{wmax}} = \frac{E_{wmax} - E_{wmin}}{I_c - I_{wmax}} \quad (18)$$

de donde

$$E_{wmax} - E_{wmin} = 2r_p(I_c - I_{wmax}) \quad (19)$$

Llevando este valor a la (17) se tiene

$$P_s = \frac{r_p}{4} (I_c - I_{wmax}) I_{wmax}$$

3) Elección estimativa de la resistencia de carga. Fijado el punto Q la resistencia de carga inicial se elegirá aplicando la fórmula siguiente, de aspecto algo misterioso pero que se justifica en la nota que va al pie de página:

$$R_L = \frac{E_{w0}^2}{P_d} - 2r_p$$

Pero notemos en la Fig. B que $I_{wmax} = 2I_{w0}$. Luego:

$$P_d = \frac{r_p}{4} (I_c - 2I_{w0}) \cdot 2I_{w0} \quad (4)$$

Fijado E_{w0} , queda determinada I_{w0} , porque ésta es la corriente de placa que corresponde a $e_c = E_{w0}$ y $e_r = 0$. Luego, la potencia de salida depende exclusivamente de I_{w0} . Este valor puede modificarse variando el valor de E_c y el de R_L , tal como lo muestra, por ejemplo, la línea de carga EP de la Fig. A, sin dejar por ello de cumplir las demás condiciones impuestas.

Observemos ahora que P_d depende del producto de dos factores, $(I_c - 2I_{w0})$ y $2I_{w0}$, cuya suma es constante, puesto que es igual a I_c y ésta depende sólo de E_{w0} . Es fácil darse cuenta de que, impuesta la condición de suma constante, el producto de dos factores es máximo cuando ellos son iguales. (Por ejemplo, el producto de dos factores cuyo suma es 10 es máximo para $5 \times 5 = 25$.) En consecuencia, la potencia de salida es máxima cuando se sigue I_{w0} de modo que

$$I_c - 2I_{w0} = 2I_{w0} \\ I_c = 4I_{w0} \\ I_{w0} = I_c/4 \quad (5)$$

Y esta será la corriente de reposo que nos conviene elegir.

Al imponer un valor determinado de I_{w0} , queda fijado el valor de R_L , como se desprende de la Fig. A. ¿Cuál es este valor ahora obligando de R_L para determinarlos conservemos que

$$R_L = \frac{E_{wmax} - E_{wmin}}{2I_{w0}}$$

Y, por la (3),

$$R_L = \frac{r_p(I_c - I_{wmax})}{I_{w0}}$$

y como $I_{wmax} = 2I_{w0}$ o $I_c = 4I_{w0}$, llegamos a la conclusión de que la resistencia de carga óptima es

$$R_L = 2r_p \quad (6)$$

Pero la condición (6'), que establece el valor óptimo de la corriente de reposo y conduce a la (6'), según el modo como hemos llevado la demostración, no podrá cumplirse sino con valores de E_{w0} menores que el máximo, establecido por la disipación admisible. El valor máximo de E_{w0} que permite satisfacer la condición indicada está dado por

$$(E_{w0})_{max} = \frac{P_d}{I_{w0}}$$

donde I_{w0} tiene el valor óptimo (5). Luego

$$(E_{w0})_{max} = \frac{4P_d}{I_c}$$

El valor de I_{w0} correspondiente al $(E_{w0})_{max}$ es, entonces,

$$(I_{w0})_{max} = \frac{4P_d}{(E_{w0})_{max}}$$

4) Verificación gráfica de la potencia de salida y de la distorsión. Con este valor de la resistencia de carga se traza ahora la línea de carga correspondiente. Escribiendo el valor de pico de la excitación igual a la tensión de polarización de rejilla, es fácil determinar los valores de I_{max} , I_{min} , E_{max} y E_{min} , que necesitaremos para calcular la potencia de salida y la distorsión.

Ahora bien, en la Fig. 8 se tiene, evidentemente,

$$r_p = \frac{E_{min}}{I_0}$$

y cuando $E_{min} = (E_{min})_{crit}$,

$$r_p = \frac{(E_{min})_{max}}{(I_0)_m}$$

donde $(I_0)_m$ es el valor de I_0 correspondiente a $(E_{min})_{max}$. Reemplazando en esta última ecuación el valor de $(I_0)_m$ antes obtenido, se tiene

$$r_p = \frac{(E_{min})_{max}}{4I_0^2}$$

de donde

$$(E_{min})_{max} = 2\sqrt{I_0^2 r_p} \quad (7')$$

Por la ecuación (31c) demuestra que los mayores rendimientos obtenidos con las mayores tensiones E_{min} , es decir con las mayores tensiones E_{max} . Por lo tanto, debemos investigar qué ocurre cuando usamos valores de la tensión de alimentación mayores que los que permiten la aplicación de la condición óptima (7'). En este caso, la corriente de reposo, I_{0max} , está limitada por

$$I_{0max} = \frac{P_0}{E_{min}} \quad (8')$$

Llevando este valor a la ecuación (4'), la potencia de salida que enunciamos obtenemos queda dada por:

$$P_1 = \frac{r_p P_0}{BE_{min}} \left(I_0 - \frac{2P_0}{3E_{min}} \right) \quad (9')$$

Recordando que

$$I_0 = \frac{E_{min}}{r_p}$$

y haciendo aquí

$$P_0 = \frac{1}{2} R_0 I_0^2$$

que resulta inmediatamente de la (1') teniendo presente que $I_{0max} = 2I_0$, y observando que

$$R_1 = \frac{E_{min} - E_{bmin}}{I_{max}} = \frac{E_{min} - E_{bmin}}{2I_0}$$

se tiene

$$\frac{1}{2} R_1 I_0 = \frac{r_p}{2} \left(\frac{E_{min}}{r_p} - \frac{2P_0}{E_{min}} \right)$$

de donde con algunos manipuleos que los aficionados al álgebra descubrirán fácilmente:

$$R_1 = \frac{E_{min}}{I_0} - 2r_p \quad (10')$$

5) Repetición del ensayo. Los resultados pueden no ser satisfactorios o porque la potencia de salida es escasa o porque la distorsión es excesiva. En tal caso, se repetirá el ensayo siguiendo las siguientes reglas.

Es fácil verificar que el valor límite de E_{min} dado por la ecuación (7') idéntica esta condición con la (6'). Llegamos así a establecer dos condiciones óptimas: la primera, dada por la (6'), que es válida cuando la tensión de alimentación es menor que la que fija la ecuación (7'), y otra, la (10'), que nos permite estimar la resistencia de carga necesaria para obtener las mejores condiciones de funcionamiento cuando se usan tensiones de alimentación elevadas. De más está repetir que la primera carece casi de toda utilidad práctica. Pero lo lógico será investigar si tiene utilidad la nueva ecuación que hemos desarrollado.

Para ello tomamos un triodo diseñado típicamente para funcionar como amplificador clase A, aunque no es precisamente una válvula de reposición. Nos referimos a la 6A6, bien conocida, y para la cual el manual de válvulas transmisoras da varias condiciones de funcionamiento. Para esta válvula es $P_0 = 100$ watts y $r_p = 1700$ ohms. El valor máximo para el cual es posible aplicar la carga "óptima" $I_0 = 2I_0$ es, según la ecuación (7'):

$$(E_{min})_{max} = 2\sqrt{1700 \times 100} = 820 \text{ volts aprox.}$$

El manual da la condición $R_0 = 2r_p$ para 750 volts en placa.

Para $E_{min} = 1000$ volts, la ecuación (10') da

$$R_1 = \frac{1000^2}{100} - 2 \times 1700 = 10000 - 3400 = 6600 \text{ ohms}$$

El manual da $R_0 = 6000$ ohms.

Para $E_{min} = 1250$ volts tenemos

$$R_1 = \frac{1250^2}{100} - 2 \times 1700 = 15625 - 3400 = 12225 \text{ ohms}$$

El manual da 11 000 ohms.

Para la conocida 2A3, con $P_0 = 15$ watts, $r_p = 800$ ohms y $E_{min} = 250$ volts, tenemos

$$R_1 = \frac{250^2}{15} - 2 \times 800 = \frac{62500}{15} - 1600 = 2566$$

El manual da 2500 ohms.

Pero no hay que enojarse demasiado: estas válvulas que hemos tomado para ensayar nuestra fórmula son ambas de muy baja resistencia anódica en relación con su capacidad de disipación y han sido desarrolladas especialmente para trabajar como amplificadores clase A. Tomemos en cambio la 6L6 conectada como triodo con una capacidad de disipación de 10 watts y una resistencia anódica de 1700 ohms. Con 250 volts en placa, nuestra fórmula arroja el siguiente resultado:

$$R_1 = \frac{250^2}{10} - 2 \times 1700 = 6250 - 3400 = 2850$$

Y he aquí nuestro primer fracaso: el manual aconseja una resistencia de carga de 6000 ohms. Con nuestra resistencia calculada tendremos una salida de 17 watts pero acompañada de más del 10% de distorsión. De ahí la necesidad de aumentar la resistencia de carga, con sacrificio, por supuesto, de la potencia, que en las condiciones del manual es reduce a 14 watts con 5% de distorsión. Atr muchos favorable resulta el cortejo en el caso de otras válvulas no adecuadas para funcionar como amplificadores en Clase A.

De todos modos, las fórmulas (5') y (6') por una parte, y (8') y (10') por otra, nos permiten establecer puntos de partida razonables para el proyecto, según que la tensión de alimentación elegida sea menor o mayor que la que da la fórmula (7').

- a) La potencia y la distorsión son mayores que las previstas. Ensayese un valor mayor de la resistencia de carga.
- b) La potencia es insuficiente, pero la distorsión es más baja que la calculada. Ensayense menores valores de la resistencia de carga.
- c) Si una de las condiciones se satisface ajustadamente y la otra no, será necesario o trabajar con mayores tensiones de alimentación o cambiar el tipo de tubo.

Ejemplo. Se desea proveer un amplificador clase A con triodo. La potencia de salida debe ser de 3 watts en el secundario del transformador como mínimo y la distorsión no superior al 5 %.

Admitiendo una pérdida del 15 % en el transformador, la potencia entregada por el tubo ha de ser de 3,5 watts, aproximadamente. Por lo tanto, elegiremos un tubo con una capacidad de disipación no menor de 14 watts, por ejemplo, el triodo 2A3.

La tensión mínima conveniente es

$$2\sqrt{15 \times 800} = 220 \text{ volts. aprox.}$$

Elegiremos 250 para estar algo más arriba

La corriente de reposo deberá ser igual a

$$15 : 250 = 0,06 \text{ amp.} = 60 \text{ miliamperas}$$

En las curvas de la Fig. 3 se advierte que la tensión de polarización de rejilla sería la de una curva que está a mitad de camino entre la de -40 y la de -50 volts, es decir, -45 volts, aproximadamente.

Calculando ahora la resistencia de carga (la resistencia anódica es de 800 ohms) se tiene:

$$R_L = \frac{250^2}{15} = 2 \times 800 = 2566 \text{ ohms}$$

Las condiciones de funcionamiento coinciden prácticamente con las que da el manual de válvulas Y, salvo una pequeña diferencia en la ubicación del punto Q, con las que hemos venido analizando en los párrafos anteriores. Los resultados son pues satisfactorios y sólo queda por construir el amplificador y ensayarlo.

Como ejercicio, usted puede encontrar las condiciones de funcionamiento del mismo tubo con 300 volts en placa, valor que está dentro de los regímenes máximos.

2-7. Amplificadores con tetrodos de haces electrónicos. — La Fig. 10 nos muestra las características anódicas del tetrodo de haces electrónicos 6L6, típico representante de su familia. Estos tubos se usan del mismo modo que los triodos, excepto que se necesita proveer una tensión continua fija a su pantalla. En la figura se ha trazado la línea de carga que corresponde a $E_{cr} = -14$ volts, $E_{p1} = E_{p2} = 250$ volts y $R_L = 2500$ ohms. Esta línea es la que se representa parcialmente con línea de puntos en la figura; no obstante para el cálculo

usaremos la "línea corregida" que se dibuja en línea llena. La necesidad y oportunidad de esta corrección es una historia un poco larga de contar. Lo que ocurre es que, como veremos en seguida, en estos tubos la componente rectificadora es importante. La corriente continua que funciona en el tubo es $I_{p1} + I_{p2}$ donde I_{p1} es la corriente que correponde a $e_1 = -E_{p1}$ y $e_2 = E_{p2}$ es decir, en la conducción de reposo o sin señal; en funcionamiento aparece la corriente I_{p1} rectificadora, que es del orden del 10 % de I_{p2} de modo que la componente continua total es bastante mayor que la de reposo. En cambio, la componente

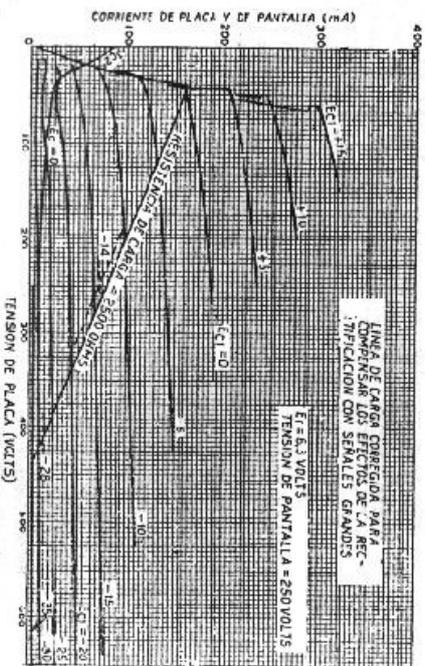


Fig. 11. — Características de placa del tetrodo 6L6, con líneas de carga.

continua de tensión es siempre E_{p1} , porque está fijada por la fuente. Las componentes alternas de tensión son iguales a las componentes alternas de corriente multiplicadas por la resistencia de carga y con el signo cambiado. Pero como la componente rectificadora de corriente no produce caída de tensión en la carga, las componentes alternas de corriente que producen caída deben medirse con respecto a la suma $I_{p1} + I_{p2}$ y no con respecto a I_{p2} solamente. Por eso la línea de carga debe pasar por el punto $e_1 = E_{p1}$, $e_2 = I_{p1} + I_{p2}$. Para hacer la corrección se comienza por trazar la línea sin corregir y se calcula la componente rectificadora. Después el punto Q se corre hacia arriba en el valor calculado de I_{p1} y se traza la línea corregida por la nueva posición de Q y paralela a la anterior. En el caso de la figura, el cálculo con la línea sin corrección da $I_{p1} = 72$ mA e $I_{p2} = 7$ mA. La línea corregida se hace pasar por $72 + 7 = 79$ mA. No es muy importante esta corrección; avierte si quiere, pero debería poderse preguntar qué significa "línea de carga corregida para compensar los efectos de rectificación con señales grandes", y se podría hacer repitiendo lo que hemos dicho.

Aplicando la fórmula [29] calculamos la potencia de salida de este tubo en las condiciones anotadas. Se tiene $E_{\text{max}} = 410$ volts; $E_{\text{min}} = 47$ volts; $I_{\text{max}} = 160$ mA; $I_{\text{min}} = 15$ mA = 0,015 A. Luego,

$$P_0 = \frac{(E_{\text{max}} - E_{\text{min}})(I_{\text{max}} - I_{\text{min}})}{8} = \frac{(410 - 47)(0,160 - 0,015)}{8} = \frac{363 \times 0,145}{8} = 6,6 \text{ watts}$$

Con la fórmula [18] calculamos la amplitud de la 2ª armónica observando que con la línea de carga corregida la corriente cuando e_2 pasa por cero ($e_2 = 14$ volts) es $I_{m2} \approx 73$ mA. Se tiene así

$$\sqrt{2}i_2 = \frac{0,160 + 0,015 - 2 \times 0,073}{4} = \frac{0,175 - 0,146}{4} = \frac{0,029}{4} = 0,00725 \text{ A} = 7,2 \text{ mA}$$

tal como se había pronosticado, ya que esta amplitud es igual a la componente rectificada.

La amplitud de la componente fundamental de corriente es, según la fórmula [16],

$$\sqrt{2}i_1 = \frac{0,160 - 0,015}{2} - \frac{0,145}{2} = 0,0725 = 72,5 \text{ mA}$$

de modo que la distorsión por 2ª armónica es del 10 %.

La componente continua de corriente es $I_{m0} + I_{m2} = 73 + 7,2 = 80,2$ mA. La potencia de entrada en placa es $0,0802 \times 250 = 20$ watts. La disipación en placa, $20 - 6,6 = 13,4$ watts, y el rendimiento de placa:

$$\eta_p = \frac{6,6 \times 100}{20} = 33 \%$$

Decimos *rendimiento de placa* porque la válvula consume además cierta corriente de pantalla, la cual ascende a 7,2 mA con plena señal, y con 250 volts en este electrodo representa un consumo adicional de $0,0072 \times 250 = 1,83$ watts. La potencia de entrada total es entonces de $20 + 1,83 = 21,83$ watts, y el rendimiento total:

$$\eta = \frac{6,6 \times 100}{21,83} \approx 30 \%$$

2-R. Hay mucho que decir de los tetodos cuando funcionan como amplificadores de potencia. Algunas observaciones deben reservarse

para más adelante, cuando estemos en mejores condiciones para sacar provecho de ellas. Otras pueden hacerse aquí.

Podemos empezar por trazar la característica dinámica del tubo cuando funciona en las condiciones que hemos admitido en el párrafo anterior. Procediendo como lo hicimos en el caso del triodo, obtenemos la curva que se da en la Fig. 11. ¿Ve, no? Esta curva tiene una particularidad. En la parte inferior la concavidad está vuelta hacia arriba; en el extremo superior, la concavidad se invierte, está orientada hacia abajo. Si intentamos buscar para esta curva una ecuación descriptiva del tipo de la [9], que tan bien se ajusta a la del triodo, un matemático se reiría de nosotros y nos diría: "No, amigo, esa curva necesita, por lo menos, un término $e_2^{3/2}$ ". ¿Superinteligencia? No. Cualquier curva en la que la concavidad se invierte como en la letra S, necesita para ser descripta con cierta aproximación, una ecuación del tipo

$$i = a + be + ce^2 + de^3$$

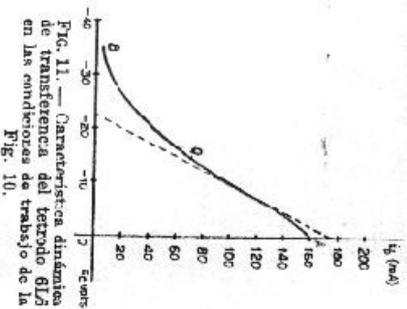


Fig. 11. — Características dinámicas de transferencia del triodo 6L2 en las condiciones de trabajo de la Fig. 10.

y posiblemente aún términos con e^4 , e^5 , etc. ¿Qué importancia tiene esto? Si suponemos que e es una tensión senoidal y calculamos i , resulta que ésta no sólo tiene componentes de frecuencia fundamental y de 2ª armónica, sino también de 3ª armónica, producida por el término e^3 , etc. Y habría 4ª, 5ª, etc. armónicas si existieran términos con e^4 , e^5 , etc. Y en el tetodo los hay en realidad. El cálculo de la distorsión que hacemos en el párrafo anterior es falso porque las fórmulas que empleamos se basan en suponer que no hay otra cosa que 2ª armónica. Hay fórmulas más completas que permiten calcular la 2ª, la 3ª, la 4ª, etc. armónicas con razonable precisión. Pero no tienen importancia práctica para nosotros, en este caso al menos. La fórmula empleada para calcular la potencia de salida arrastra el mismo vicio; pero el error que se comete al usarla parece también de importancia.

Los efectos de las armónicas superiores no pueden apreciarse en todo su significado aunando señales senoidales. El verdadero problema se presenta cuando la señal es más cercana a las señales reales, por ejemplo, una onda cuadrada o la superposición de varias ondas senoidales. Entonces sí que aparecen componentes extrañas a la salida. Como ilustración solamente, si usted aplica dos tensiones superpuestas de frecuencia f_1 y f_2 a un amplificador con distorsión de 2ª y 3ª

armónicas, a la salida aparecen componentes de las siguientes frecuencias:

$$\begin{aligned}
 f_1, f_2 & \dots \dots \dots \text{Fundamentales (debidas principalmente al término } e_g \\
 2f_1, 2f_2 & \dots \dots \dots \text{Dobles el término } e_g^2 \\
 f_1 + f_2, f_1 - f_2 & \dots \dots \dots \text{Dobles el término } e_g^2 \\
 f_1 + 2f_2, f_1 - 2f_2 & \dots \dots \dots \text{Dobles el término } e_g^2 \\
 3f_1, 3f_2 & \dots \dots \dots \text{Dobles el término } e_g^2
 \end{aligned}$$

De estas doce! componentes, hay diez extrañas que no estaban en la señal. Por la 2ª armónica se agregan a f_1 y f_2 las cuatro componentes $2f_1$, $2f_2$, $(f_1 - f_2)$ y $(f_1 + f_2)$. Las otras seis se deban a la 3ª armónica. Cuando hay 4ª armónica, se agregan otras diez componentes extrañas, haciendo un total de 22! Se comprende, entonces, que la potencia de armónicas superiores en la respuesta cuando la señal es senoidal, significa la creación de una cantidad enorme de productos raros cuando la señal es la resultante de dos ondas senoidales. Si existiera una tercera frecuencia en la señal, las componentes extrañas aumentarían a unas 36 con 3ª armónica, y a un número que no nos animamos a calcular con 4ª armónica.

Es cierto que la mayoría de estas componentes son de muy pequeña amplitud, y a veces es posible que ni siquiera puedan medirse, pero sus efectos auditivos son enteramente imprevisibles. Estas consideraciones parecen dar razón a los partidarios del triodo; porque ha de saber usted que existen dos bandos entre la gente de audiofrecuencia: los "triodicos" y los "tetradicos". No pregunte a qué bando pertenece el autor.

Es un ejercicio interesante trazar las características dinámicas del triodo 2A3 para diferentes resistencias de carga. Observará que a medida que aumenta la resistencia de carga, la curva se acerca cada vez más a la recta. Con $R_c = 5000$ ó $10,000$ ohms, verá que es difícil distinguir de la recta. La distorsión, por consiguiente, disminuye. Este hecho puede mostrarse en otra forma. Recordemos la fórmula del circuito equivalente:

$$e_p = \frac{\mu}{r_p + R_c} \sqrt{2E_g} \text{ sen } \omega t$$

Esta fórmula falla para valores de E_g grandes, porque μ y r_p varían de punto a punto. El factor de amplificación varía muy poco (distancia horizontal) en el triodo, pero r_p (inclinación) varía bastante, alrededor del valor de 800 ohms que corresponden al punto Q. Pero el efecto de la variación de r_p sobre i_p está exagerado porque figura en el denominador de la fórmula la suma $r_p + R_c$, donde R_c es constante y mucho mayor que r_p . Las variaciones de r_p pierden impor-

tancia a medida que crece R_c , y la aproximación de la fórmula es cada vez mejor. De otro modo: el aumento de R_c , la línea de carga se hace más horizontal. Las distancias entre curvas medidas sobre esta recta tienden a confundirse con las distancias horizontales, es decir, a hacerse constantes. Esto significa que tienden a uniformarse las variaciones de e_p y de i_b que corresponden a determinadas variaciones de e_g , en cualquier parte, que éstas se consideren. Es lo que se necesita para eliminar la distorsión.

¿Y en el tetraodo? En el tetraodo,

μ no es de modo alguno constante ni tampoco lo es r_p . Esta, además, es muy alta (22,500 en el caso considerado en el ejemplo del párrafo anterior) con respecto a la carga (2500 ohms), de modo que el efecto de "colchón" de R_c desaparece. Gráficamente, al modificar la inclinación de la línea de carga en la Fig. 10 no hay nada parecido a lo que ocurre en el triodo; se modifica así la forma de la característica dinámica, pero de manera completamente caprichosa. Variar la potencia de salida y la distorsión, por, podríamos decir, al acaso. La Fig. 12 muestra el resultado. Se observa que la carga recomendada, 2500 ohms, no corresponde ni al máximo de potencia ni al mínimo de distorsión total, sino a un valor para el cual la distorsión de 3ª armónica no es exageradamente alta ni la potencia muy baja. Es un valor de compromiso.

(Aclaremos que por distorsión total se entiende

$$D_t = \sqrt{D_2^2 + D_3^2 + D_4^2 \dots}$$

donde D_2 , D_3 , D_4 , etc., son las distorsiones calculadas, o medidas, tomando en cuenta sólo, respectivamente, la 2ª, la 3ª, la 4ª etc., armónicas.)

Piense usted ahora en un altavoz. Dijimos que aceptáramos que se comporta con las corrientes alternas como una resistencia de R ohms. Pero no es así; esa resistencia varía con la frecuencia y va acompañada de una componente reactiva. El amplificador cargado con un altavoz fácil comprobar que ni la potencia ni la distorsión dependen mucho de la impedancia de carga, pero la Fig. 12 demuestra que con la 6A6 las cosas se presentan de manera muy diferente. Es imposible predecir lo que va a ocurrir; es casi imposible hacer mediciones que tengan algún significado a este respecto en un amplificador; sólo el oído es juez y él parece darle la razón a los "triodicos".

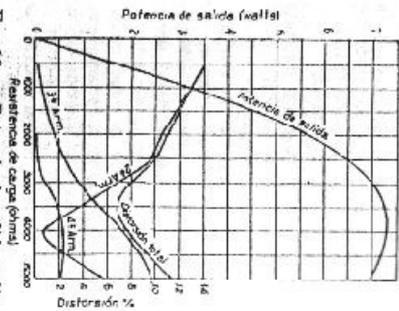


Fig. 12. Potencia de salida y distorsión del triodo 2A3 en función de la resistencia de carga.

corriente I_m equivalen a los de una sola vuelta con corriente $n_1 I_m$. Tenemos entonces que en el núcleo existe un flujo magnético alterno, que, notese bien, es rodeado n_1 veces por el circuito primario.

Otra ley experimental dice que cuando un flujo magnético es rodeado por un circuito, la variación de ese flujo induce en el circuito una tensión con el sentido adecuado para producir una corriente que tiende a compensar las variaciones del flujo ϕ , por lo tanto, de la corriente que produce este.

Ahora, la corriente I_m varía, describiendo el ciclo alterno, por acción de la tensión aplicada e_p ; luego, para oponerse a las variaciones de la corriente, la tensión inducida, e_i , debe oponerse a e_p , es decir, tener el sentido que se muestra en la figura. Esa tensión inducida se llama *fuerza contraelectromotriz* por oposición a e_p que es la fuerza electromotriz. Su valor, según la misma ley experimental, es directamente proporcional a la rapidez con que varía el flujo. El flujo, alido opuesto en el transcurso de un semiperíodo; se comprende que su *velocidad de variación* (cambios que varía por unidad de tiempo) es mayor cuanto mayor sea el valor máximo en uno u otro sentido y cuanto mayor sea la frecuencia (menor el semiperíodo); luego, se podría escribir razonablemente

$$V_1 = B n_1 \dot{\phi}'_m \quad [37]$$

donde V_1 es el valor efectivo de la fuerza contraelectromotriz y atarase necesariamente n_1 , porque evidentemente el flujo ϕ'_m rodeado n_1 veces por un circuito produce el mismo efecto inductor que el flujo $n_1 \phi'_m$ rodeado una sola vez. Poniendo en la [37] el valor de $\dot{\phi}'_m$ que da la [36], se tiene

$$V_1 = A B n_1^2 f I_m \quad [38]$$

y si escribimos

$$A B n_1^2 = 2\pi L_p \quad [35]$$

obtenemos

$$V_1 = 2\pi L_p I_m \quad [40]$$

que es una fórmula que usted ya conoce seguramente y donde L_p es, por definición, la inductancia de la bobina primaria L_p .

¿Qué relación hay ahora entre V_1 y E_p ? Es fácil comprender que deben ser iguales en el plano ideal en que nos estamos colocando. Si, en efecto, fuera $E_p > V_1$, dominaría E_p y tendería a aumentar las variaciones de la corriente, es decir, su amplitud. Ya que no su frecuencia; aumentaría, en consecuencia, $\dot{\phi}'_m$ y, por lo tanto, V_1 . Precisamente lo contrario ocurriría si V_1 fuera mayor que E_p . Luego, la única posibilidad de equilibrio es que V_1 crezca hasta alcanzar justamente el valor de E_p . La ecuación [40] puede escribirse entonces

$$E_p = 2\pi f L_p I_m \quad [41]$$

de donde la bien conocida fórmula que da la corriente a través de un inductor de inductancia L_p :

$$I_m = \frac{E_p}{2\pi f L_p} \quad [42]$$

¿Qué pasa mientras tanto en el secundario? Su circuito, aunque está abierto, también rodea (n_2 veces) al flujo ϕ'_m , suponiendo que las líneas de éste sigan fielmente el recorrido marcado con línea lisa en la figura. Por lo tanto, también en este circuito se induce una tensión, la que será según la ecuación [37]

$$V_2 = B n_2 \dot{\phi}'_m \quad [43]$$

con igual sentido que V_1 , es decir, tendiendo a hacer positivo el terminal c del secundario cuando V_1 tiende a hacer positivo el terminal a del primario. (Notese que suponiendo que a es el principio del primario, y c el principio del secundario, para llegar de c a d hay que dar vueltas alrededor del núcleo en el mismo sentido que para pasar de a a b . Los dos arrollamientos están arrollados en el mismo sentido).

Comparando las ecuaciones [43] y [37] se obtiene la primera regla de oro de los transformadores

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{n_1}{n_2} = N \quad [44]$$

donde $N = n_1/n_2$ se llama *relación de transformación de primario a secundario*.

Supongamos ahora que se cierra el secundario sobre una resistencia R . Aparece, en consecuencia, en el secundario, una corriente I_2 con el sentido indicado en la figura. Esta corriente da vueltas alrededor del núcleo en sentido contrario a I_m , produciendo, por lo tanto, un flujo también opuesto a ϕ'_m : V_2 tiende, en consecuencia, a debilitarse, de modo de restablecer el flujo rodeado por el primario y V_1 en sus primeros valores, ya que la única condición posible en el primario es $V_1 = E_p$ para lo cual el flujo neto debe quedar siempre igual a ϕ'_m . Veamos: el flujo producido por el secundario es, extendiendo a este circuito la validez de la ecuación [36],

$$\phi_2 = A n_2 I_2 \quad [45]$$

Para compensarlo, la corriente del primario debe aumentar en un valor I_1' , tal que

$$A n_1 I_1' = \phi_2 = A n_2 I_2$$

La corriente I_1' del secundario y el aumento de corriente del primario I_1' deben satisfacer entonces la condición siguiente, que es la segunda regla de oro de los transformadores:

$$n_1 I_1' = n_2 I_2 \quad [46]$$

de este divido en que dejamos a I_p . En vez de complicar estas fórmulas haciéndoles perder su claridad, oprimos por desdoblarse el transformador en dos partes: una que cumple exactamente las relaciones [47] y [48], y otra que da cuenta de I_m .

Se tiene así el primer circuito equivalente de la Fig. 14a. Tomar así el transformador tiene una ventaja, tratándose de transformadores de audiofrecuencias que han de cubrir una gama amplia: la corriente I_m por la ecuación [42] es importante cuando f es baja. Cuando aumenta la frecuencia, I_m disminuye. Por lo tanto, ocurrirá que sobre cierto valor mínimo de la frecuencia, I_m es bastante pequeña como para dejarse de lado (I_m no depende de la frecuencia!).

La inductancia L_1 se llama *inductancia de magnetización*.

Inductancia de dispersión y resistencia propia de los devanados. Otra corrección importante proviene del siguiente hecho. Hasta ahora hemos supuesto que *todo flujo* producido por la corriente del primario atraviesa el secundario y, a su vez, que todo el flujo producido por la corriente del secundario atraviesa el primario. No tiene por qué ser necesariamente así: aunque las líneas de flujo tiendan a cerrarse por dentro del hierro, algunas escapan de él y se cierran por el aire abrazando una sola bobina tal como se muestra con las líneas de puntos en la Fig. 13. La relación que existe entre las magnitudes de estos flujos dispersos y los flujos totales de cada corriente depende exclusivamente de la forma y dimensión del núcleo y de las formas, dimensiones y disposición relativa de las bobinas.

El flujo total enlazado por el primario se puede expresar, entonces, como la suma de una parte que es enlazada también por el secundario y de otra que no lo es. Llamando ϕ_m al flujo total en vacío, se tiene entonces

$$\phi_m = \phi_w + \phi_{oi} \quad [50]$$

donde ϕ_m es el flujo común a los dos arrollamientos, y ϕ_{oi} el flujo de dispersión.

Para corregir la fórmula [45], entonces, hay que poner $\phi_w = \phi_m - \phi_{oi}$ en lugar de ϕ_m , de donde resulta que la tensión inducida en el secundario es menor que la supuesta, tal como si al primario se aplicara una tensión algo menor que E_p y el transformador no tuviera dispersión. Al cerrar el secundario, el flujo total del primario aumenta al aumentar la corriente de este arrollamiento. Una parte es compensada por el flujo generado por el secundario, pero como el flujo de dispersión es proporcional al flujo total producido por el arrollamiento, el término ϕ_{oi} de la ecuación [50] *aumenta en proporción a la corriente del primario*. Pero ϕ_w , el flujo neto abrazado por el primario, no puede modificarse porque E_p debe seguir balanceada por la tensión total inducida en el primario. Hay, por consiguiente, una reducción aun mayor del flujo común ϕ_w y, por lo tanto, de V_2 , lo que, si se quiere, equivale a una mayor reducción de la tensión que puede considerarse aplicada a un transformador sin dispersión en el primario.

A las cualidades sugeridas como propias del transformador ideal de la Fig. 14a se puede agregar la de no tener dispersión en el primario. Los efectos del flujo de dispersión se toman en cuenta agregando en serie con el circuito primario un inductor L_1 capaz de producir un flujo equivalente a ϕ_{oi} para cualquier valor de la corriente, y la caída de tensión consiguiente. L_1 se llama *inductancia de dispersión*. Esta inductancia debe restarse, en rigor, al inductor L_p , poniendo $L_1 = L_p - L_1$ en su lugar, ya que la corriente de magnetización I_m está ahora limitada por las dos inductancias L_1 y L_p en serie. En realidad, L_1 representa entre 0.01 y 0.0001 de L_p en las buenas construcciones, de modo que no se comete un error importante si se deja L_p donde estaba.

Siguiendo con el primario, el alambre de que está formado tiene resistencia, y ésta absorbe una parte $R_1 I_1$ de la tensión aplicada. Adjudicáremos al transformador ideal la propiedad de no tener resistencia propia en el primario y pondremos R_1 en serie con el circuito. Se obtiene así la Fig. 14b.

Volvamos ahora nuestra atención al secundario. Ya hemos visto que la tensión inducida V_2 se disminuye a causa de la inductancia de dispersión y la resistencia del primario. Cuando circula corriente por el secundario se producen dos componentes de flujo, una que es neutralizada por el aumento de corriente del primario, y otra que es el flujo de dispersión. Este flujo de dispersión tiene, como se ve en la Fig. 13, sentido opuesto al flujo inductor ϕ_w común a los dos arrollamientos, de modo que la tensión inducida en el secundario no es la debida a ϕ_w ni siquiera a ϕ_m , sino a $\phi_w - \phi_{oi}$. Hay una reducción de la tensión V_2 que resulta proporcional a la corriente por serlo ϕ_{oi} . También el secundario tiene resistencia, por lo cual, cuando circula corriente, la tensión E_2 que aparece en los terminales, sufre una reducción adicional $R_2 I_2$.

Perfeccionemos entonces nuestro transformador ideal; suponámonos que no tiene ni dispersión ni resistencia, dejemos V_2 como estaba y encarámonos a L_1 y R_2 corrigir los resultados. Se tiene el circuito equivalente más completo de la Fig. 14c.

Los valores de L_1 y de L_2 están vinculados a L_p y L_s (inductancias del secundario) por las simples relaciones

$$\begin{aligned} L_1 &= L_p - e(L_p' + L_s) \\ L_2 &= eL_s \end{aligned} \quad [51]$$

donde e es el *coeficiente de dispersión*, el mismo para los dos bobinados porque, como ya dijimos, la relación entre los flujos dispersos y los totales depende de la estructura del sistema, y las inductancias están ligadas a los flujos que producen las corrientes por relaciones directas. En lugar del coeficiente de dispersión se emplea en los cálculos el *coeficiente de acoplamiento* k , definido por la relación

$$k = \frac{L_1'}{L_1' + L_1}$$

la que muchas veces, despreciando I_x en comparación con I_1 , se escribe

$$n_1 I_1 = n_2 I_2 \quad [47]$$

donde I_1 representa la corriente total en el primario. La potencia entregada a la carga R es, por claro,

$$P_2 = V_2 I_2$$

ya que la carga es puramente resistiva (factor de potencia = 1). La potencia entregada por el generador al primario es en general

$$P_1 = V_1 I_1 \cdot P \quad [48]$$

donde P es el factor de potencia. Pero de las ecuaciones [47] y [44] se deduce con facilidad que

$$V_1 I_1 = V_2 I_2$$

y dado que, despreciando fenómenos secundarios, el transformador no consume potencia, se tiene P_1 igual a P_2 , y el factor de potencia del primario igual a la unidad. En consecuencia: Un transformador cargado en su secundario por una resistencia pura, ofrece una impedancia también resistiva al generador que alimenta su primario. El valor de la resistencia R_1 , ofrecida por el primario se calcula en seguida. De la [44] y de la [47] se obtienen inmediatamente

$$V_1 = V_2 \frac{n_2}{n_1}$$

$$I_1 = I_2 \frac{n_2}{n_1}$$

Dividiendo miembro a miembro

$$\frac{V_1}{I_1} = \frac{V_2}{I_2} \left(\frac{n_1}{n_2} \right)^2$$

Pero $V_2/I_2 = R$, por la ley de Ohm, y V_1/I_1 es la resistencia que buscamos, por definición. Llamándole R_1 , resulta

$$R_1 = R \left(\frac{n_1}{n_2} \right)^2 \quad [49]$$

que es la tercera regla de oro del transformador.

Influencia de la corriente de magnetización. Vamos ahora a escribir nuestras reglas aureas para tomar en cuenta ciertos fenómenos secundarios.

Lo primero que debe hacerse es restituir su categoría a la corriente I_m que circula por el primario cuando el secundario está abierto. Esta corriente se llama corriente en vacío o corriente de magnetización y su consideración es importante porque también debe ser provista por el generador. Las ecuaciones [47] y [49] son sólo aproximadas a causa

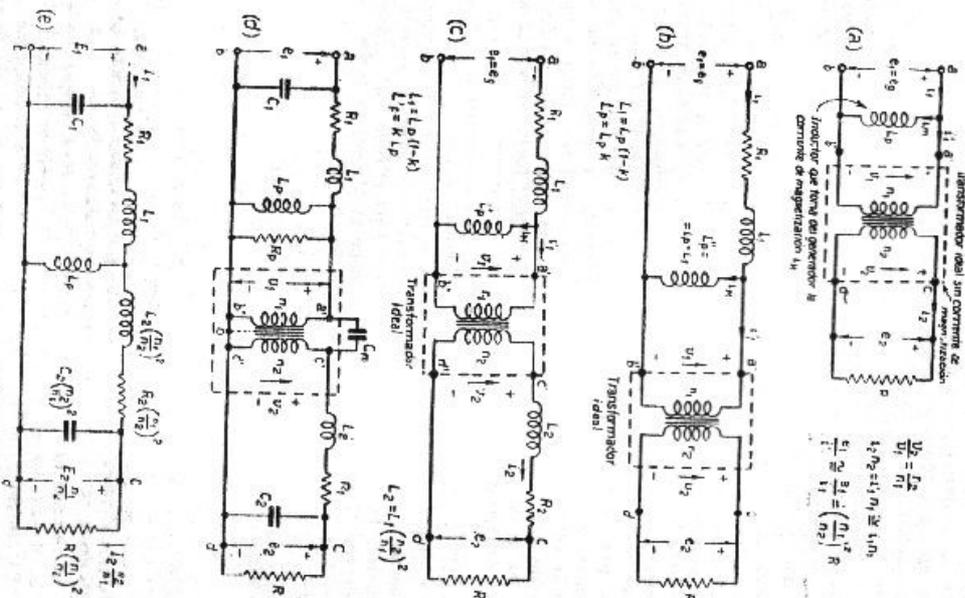


Fig. 14 - Three stages in the operation of the equivalent circuit of a transformer.

de este divido en que dejamos a I_w . En vez de complicar estas fórmulas haciéndoles perder su claridad, oprimos por desdoblarse el transformador en dos partes: una que cumple exactamente las relaciones [47] y [48], y otra que da cuenta de I_w .

Se tiene así el primer circuito equivalente de la Fig. 14a. Tomar así el transformador tiene una ventaja, tratándose de transformadores de audiofrecuencias que han de cubrir una gama amplia: la corriente I_w por la ecuación [42] es importante cuando f es baja. Cuando aumenta la frecuencia, I_w disminuye. Por lo tanto, ocurrirá que sobre cierto valor mínimo de la frecuencia, I_w es bastante pequeña como para dejarse de lado (I_w no depende de la frecuencia!).

La inductancia L_1 se llama *inductancia de magnetización*.

Inductancia de dispersión y resistencia propia de los devanados. Otra corrección importante proviene del siguiente hecho. Hasta ahora hemos supuesto que *todo flujo* producido por la corriente del primario atraviesa el secundario y, a su vez, que todo el flujo producido por la corriente del secundario atraviesa el primario. No tiene por qué ser necesariamente así: aunque las líneas de flujo tiendan a cerrarse por dentro del hierro, algunas escapan de él y se cierran por el aire abrazando una sola bobina, tal como se muestra con las líneas de puntos en la Fig. 13. La relación que existe entre las magnitudes de estos flujos dispersos y los flujos totales de cada corriente depende exclusivamente de la forma y dimensión del núcleo y de las formas, dimensiones y disposición relativa de las bobinas.

El flujo total enlazado por el primario se puede expresar, entonces, como la suma de una parte que es enlazada también por el secundario y de otra que no lo es. Llamando ϕ_w al flujo total en vacío, se tiene entonces

$$\phi_w = \phi_w + \phi_{oi} \quad [50]$$

donde ϕ_w es el flujo común a los dos arrollamientos, y ϕ_{oi} el flujo de dispersión.

Para corregir la fórmula [45], entonces, hay que poner $\phi_w = \phi_w + \phi_{oi}$ en lugar de ϕ_w , de donde resulta que la tensión inducida en el secundario es menor que la supuesta, tal como si al primario se aplicara una tensión algo menor que E_p y el transformador no tuviera dispersión. Al cerrar el secundario, el flujo total del primario aumenta al aumentar la corriente de este arrollamiento. Una parte es compensada por el flujo generado por el secundario, pero como el flujo de dispersión es proporcional al flujo total producido por el arrollamiento, el término ϕ_{oi} de la ecuación [50] *aumenta en proporción a la corriente del primario*. Pero ϕ_w , el flujo neto abrazado por el primario, no puede modificarse porque E_p debe seguir balanceada por la tensión total inducida en el primario. Hay, por consiguiente, una reducción aun mayor del flujo común ϕ_w y, por lo tanto, de V_2 , lo que, si se quiere, equivale a una mayor reducción de la tensión que puede considerarse aplicada a un transformador sin dispersión en el primario.

A las cualidades sugeridas como propias del transformador ideal de la Fig. 14a, se puede agregar la de no tener dispersión en el primario. Los efectos del flujo de dispersión se toman en cuenta agregando en serie con el circuito primario un inductor L_1 capaz de producir un flujo equivalente a ϕ_{oi} para cualquier valor de la corriente, y la caída de tensión consiguiente. L_1 se llama *inductancia de dispersión*. Esta inductancia debe restarse, en rigor, al inductor L_p , poniendo $L_1 = L_p - L_1$ en su lugar, ya que la corriente de magnetización I_w está ahora limitada por las dos inductancias L_1 y L_p en serie. En realidad, L_1 representa entre 0.01 y 0.0001 de L_p en las buenas construcciones, de modo que no se comete un error importante si se deja L_p donde estaba.

Siguiendo con el primario, el alambre de que está formado tiene resistencia, y ésta absorbe una parte $R_1 I_1$ de la tensión aplicada. Adjudicáremos al transformador ideal la propiedad de no tener resistencia propia en el primario y pondremos R_1 en serie con el circuito. Se obtiene así la Fig. 14b.

Volvamos ahora nuestra atención al secundario. Ya hemos visto que la tensión inducida V_2 se disminuye a causa de la inductancia de dispersión y la resistencia del primario. Cuando circula corriente por el secundario se producen dos componentes de flujo, una que es neutralizada por el aumento de corriente del primario, y otra que es el flujo de dispersión. Este flujo de dispersión tiene, como se ve en la Fig. 13, sentido opuesto al flujo inductor ϕ_w común a los dos arrollamientos, de modo que la tensión inducida en el secundario no es la debida a ϕ_w ni siquiera a $\phi_w + \phi_{oi}$, sino a $\phi_w - \phi_{oi}$. Hay una reducción de la tensión V_2 que resulta proporcional a la corriente por serlo ϕ_{oi} . También el secundario tiene resistencia, por lo cual, cuando circula corriente, la tensión E_2 que aparece en los terminales, sufre una reducción adicional $R_2 I_2$.

Perfeccionemos entonces nuestro transformador ideal; suponámonos que no tiene ni dispersión ni resistencia, dejemos V_2 como estaba y encarámonos a L_1 y R_2 corrigir los resultados. Se tiene el circuito equivalente más completo de la Fig. 14c.

Los valores de L_1 y de L_2 están vinculados a L_p y L_s (inductancias del secundario) por las simples relaciones

$$\begin{aligned} L_1 &= L_p - e(L_p + L_s) \\ L_2 &= eL_s \end{aligned} \quad [51]$$

donde e es el *coeficiente de dispersión*, el mismo para los dos bobinados porque, como ya dijimos, la relación entre los flujos dispersos y los totales depende de la estructura del sistema, y las inductancias están ligadas a los flujos que producen las corrientes por relaciones directas. En lugar del coeficiente de dispersión se emplea en los cálculos el *coeficiente de acoplamiento* k , definido por la relación

$$k = \frac{L_1'}{L_1' + L_1}$$

y se ve en seguida que

$$1 - k = 1 - \frac{L'_p}{L'_p + \gamma} = \frac{L_1}{L'_p + L_1} = c$$

Por lo tanto

$$L_1 = (1 - k)L'_p \quad [52]$$

y

$$L'_p = kL_1 \quad [53]$$

Para el secundario se tiene

$$L_2 = (1 - k)L_1 \quad [54]$$

Pero L_2 puede expresarse directamente en función de L'_p o de L_1 , en virtud de las consideraciones siguientes. En efecto, por la ecuación [39] se tiene

$$ABn_1^2 = 2rL_p$$

y del mismo modo podrá escribirse

$$ABn_2^2 = 2rL_1$$

puesto que A y B son constantes que dependen de la estructura del sistema, y éste es el mismo para los dos arrollamientos. Luego,

$$\frac{L_p}{L_1} = \frac{n_1^2}{n_2^2} \dots L_1 = L_p \left(\frac{n_2}{n_1} \right)^2 \quad [55]$$

y llevando este valor de L_1 a la [54]

$$L_2 = (1 - k)L_p \left(\frac{n_2}{n_1} \right)^2$$

y por la [52]

$$L_2 = L_1 \left(\frac{n_2}{n_1} \right)^2 \quad [56]$$

Otra expresión de gran importancia.

Capacitancias distribuidas. Nuestra representación del transformador está resultando bastante complicada, pero desgraciadamente es aún incompleta. Lamentamos mucho que sea así, pero se comprende que no es culpa nuestra. Nos hemos propuesto averiguar cómo funciona un amplificador, y esta investigación supone un esfuerzo de parte de quien escribe y de parte de quien lee. Nosotros cumplimos con nuestro deber, pero la investigación sólo podrá tener buen éxito si usted no economiza esfuerzos para seguirnos, aun cuando el tema aparezca algo árido. Las cosas no tienen por qué ser sencillas.

Hay, en efecto, otros fenómenos que se necesita tener en cuenta en los transformadores. Uno de ellos es el que se debe a las *capacitancias distribuidas* de los arrollamientos. Los bobinados de los transformadores consisten, cada uno, en una cantidad de espiras dispuestas en capas sucesivas. Cada dos capas vienen a formar así un capacitor, y el conjunto de las capas un capacitor equivalente que viene a estar dis-

puesto entre extremo y extremo de cada bobinado, tal como se muestra en la Fig. 14d con los capacitores C_1 y C_2 . Además, hay cierta capacitancia entre ambos arrollamientos; si, como es normal en los transformadores que se estudian, el primario y el secundario tienen un punto común, al menos para las componentes alternadas de corriente y de tensión, esa capacitancia mutua se puede tener en cuenta como se muestra con C_m también en la Fig. 14d. Hay, por último, cierta capacitancia entre cada arrollamiento y el núcleo, pero sus efectos pueden considerarse cubiertos por C_1 y C_2 en el caso en que el punto común esté unido al núcleo, como es habitual.

Por último, debe tenerse presente que como consecuencia de que el núcleo está sometido a una magnetización alterada de la misma frecuencia que la tensión aplicada, se causa en él cierta pérdida de energía (*pérdidas en el hierro*) que aparece como calor. Estas pérdidas dependen en forma regularmente complicada de la tensión y de la frecuencia de ω , pero se las puede tomar en cuenta agregando la resistencia R_m Fig. 14d, en paralelo con el primario. En los transformadores de audiofrecuencias estas pérdidas se consideran de tan escasa importancia como para descartarlas.

Reductora al transformador 1:1. Hemos llevado a tal extremo las cualidades del transformador ideal, que lo único que nos queda por hacer es suprimirlo. Para ello, sin embargo, hay que salvar dos dificultades: la capacitancia mutua C_m y los efectos de la relación de vueltas n_1/n_2 . En cuanto a la primera, podemos deshacernos de C_m porque en las construcciones buenas se elimina esta capacitancia introduciendo un blindaje electrostático entre ambos devanados, unido al punto común O . No hay transferencia capacitiva de energía entre primario y secundario y, por lo tanto, el valor de C_m es nulo en la Fig. 14d.

En cuanto a la relación de transformación, se observará que su efecto principal es el de hacer que la carga del secundario se presente al primario como multiplicada por $N^2 = (n_1/n_2)^2$. Por lo tanto, si consideramos como carga del secundario no sólo a R sino también a L_2 , R_1 y C_2 , desde el punto de vista del primario podemos eliminar el transformador ideal a condición de multiplicar todas las impedancias del secundario por $(n_1/n_2)^2$. Pasamos así a la Fig. 14e, donde, además, suprimimos R_p y C_m . Nótese que para aumentar la impedancia (reactancia) del capacitor C_2 , $(n_1/n_2)^2$ veces, hay que dividir C_2 por $(n_1/n_2)^2$, es decir, multiplicarlo por $(n_2/n_1)^2$, porque la reactancia de un capacitor es inversamente proporcional a la capacitancia ($X_c = 1/\omega C$). Es cierto que la tensión que ahora medimos sobre la R transformada no es ya E_2 sino $E_2 (n_2/n_1)$, del mismo modo que la corriente que se mide es $I_2 (n_2/n_1)$ en lugar de I_2 , pero eso no tiene importancia; basta con tenerlo en cuenta en los cálculos. De todos modos, la potencia es la misma en los dos casos.

2-11. Respuesta del amplificador de potencia a frecuencias variables. — Al analizar el funcionamiento del amplificador de potencia

hemos supuesto, para poder hacer pie, que estaba cargado con una resistencia pura. Cuando incluímos un transformador, le adjudicamos propiedades ideales, suponiendo que meramente transformaba la magnitud de la carga real. En la práctica, los transformadores distan mucho de ser ideales, como se ve en el circuito equivalente de la Fig. 14a, y sus defectos son tan importantes que con razón puede decirse que el proyecto de un amplificador de potencia no es ni más ni menos que el proyecto del transformador de salida.

Una solución completa del problema es imposible por lo complicado que es el circuito equivalente del transformador. Por eso no hay otro recurso que continuar con las soluciones aproximadas. Aquí nos proponemos averiguar cómo responde el amplificador con su transformador para diferentes valores de la frecuencia de la señal. La solución completa consistiría en calcular la impedancia que el circuito de la Fig. 14a ofrece entre los terminales a y b para cada valor de la frecuencia; con este valor de la impedancia calcular la potencia que la válvula entrega al transformador (y la distorsión resultante) y después calcular la parte de esa potencia que finalmente llega a R. Una labor formidable... y que no sirve de mucho porque el último juez no es el cálculo sino el oído, como ya hemos dicho. Pero es bueno ubicarse y orientarse para encarar el problema desde un punto de vista práctico, si, pero también razonable.

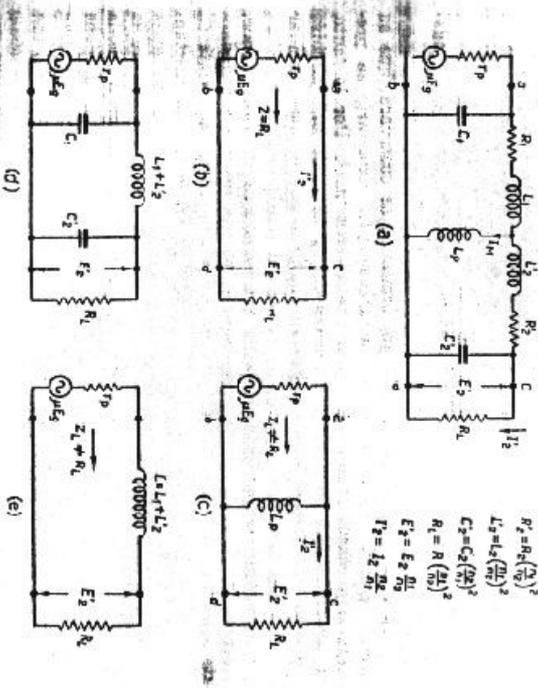


FIG. 14. — Simplificaciones del circuito equivalente de transformador cuando el espectro de frecuencias se divide en tres zonas.

Empezaremos por dejar de lado la distorsión. Entonces la válvula puede ser reemplazada por el generador equivalente de la Fig. 2, poniendo el circuito de la Fig. 14a en lugar de R, tal como se ve en la Fig. 15a. Además, las resistencias propias de los devanados R₁ y R₂ tienen que ser pequeñas en un buen transformador, comparadas con r_p y con R_L, pues esas resistencias no hacen más que disipar potencia como calor, sin ningún efecto útil. Admitimos que sea así; después podremos corregir los resultados.

Ahora, otra hipótesis simplificada. Si la frecuencia es bastante alta, la reactancia 2πfL_p de la inductancia de magnetización L_m será bastante alta como para despreciar la corriente de magnetización I_m. Si es así, podemos suprimir L_p. Y si la frecuencia es bastante baja, las reactancias de L₁ y L₂ podrán ser tan bajas como para despreciar las caídas de tensión en estos inductores y, por lo tanto, eliminarlos. Con la misma condición de frecuencia bastante baja podemos despreciar las corrientes que se derivan por C₁ y C₂ y eliminar estos capacitores. Puede ocurrir que dentro de la banda en que se supone trabajar el transformador, haya una región que comprenda frecuencias que sean a la vez "bastante altas" y "bastante bajas" como para dejar el circuito equivalente en la forma que muestra la Fig. 15b. Ese región se llama "banda de frecuencias medias" cuando existe.

El circuito que nos ha quedado es maravillosamente simple. Se tiene aquí

$$(E'_2)_{med} = \frac{R_2}{r_p + R_2} \mu E_1 \quad [57]$$

como ya se sabía, donde (E'₂)_{med} indica la tensión de salida para las frecuencias medias.

Respuesta a las frecuencias bajas. Por debajo de las frecuencias medias, frecuencias inferiores, los efectos de las inductancias de dispersión y de las capacitancias son con mayor razón despreciables. En cambio, la corriente de magnetización cobra importancia creciente, de modo que L_p debe ser repuesta en el circuito, tal como se ve en la Fig. 15c. Es relativamente fácil calcular la tensión E'₂ que ahora se tiene, y cualquiera que recuerde un poco la teoría de los circuitos puede hacerlo. El resultado es el siguiente, muy importante:

$$(E'_2)_{inf} = \frac{(E'_2)_{med}}{\sqrt{1 + \left(\frac{R_{par}}{2\pi f L_p}\right)^2}} \quad [58]$$

donde (E'₂)_{med} es el valor calculado para las frecuencias medias, y

$$R_{par} = \frac{r_p R_L}{r_p + R_L} \quad [59]$$

es la resistencia combinada de r_p y R_L en paralelo.

Se notará que la tensión de salida depende de la frecuencia y que hay un valor particular de ésta, f_1 , que cumple con la condición

$$2\pi f_1 L_p = R_{int}$$

es decir,

$$f_1 = \frac{R_{int}}{2\pi L_p} \quad [60]$$

para lo cual $(E'_2)_{int}$ es igual a $(E'_2)_{med} \sqrt{2}$. La corriente quedará dividida por la misma cantidad, $\sqrt{2}$, ya que la resistencia R_{int} queda la misma. Entonces la potencia entregada a la carga para esta frecuencia f_1 es

$$P_1 = \frac{(E'_2)_{med}}{\sqrt{2}} \times \frac{(I'_2)_{med}}{\sqrt{2}} = \frac{(E'_2)_{med} \times (I'_2)_{med}}{2}$$

es decir, la mitad de la que transfiere a las frecuencias medias. Por esta razón, este valor particular de la frecuencia es un *factor* del comportamiento del amplificador a las frecuencias bajas y se lo toma como referencia, designándolo con el nombre de *frecuencia de corte inferior* del amplificador. Si el valor de f_1 que da la ecuación [60] se introduce en la [53] se tiene una expresión muy cómoda

$$\frac{(E'_2)_{int}}{(E'_2)_{med}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_1}{f}\right)^2}} \quad [61]$$

que ofrece la ventaja de servir para cualquier caso con tal de reemplazar f_1 por el valor que corresponda al transformador y al tubo que se consideren.

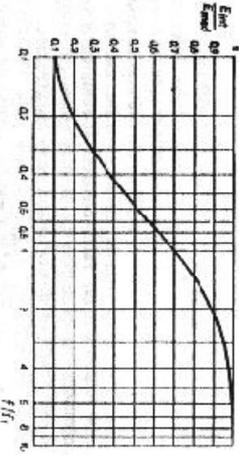


FIG. 16. — Curva universal para calcular la respuesta a las frecuencias inferiores. La misma curva sirve para el acoplamiento a resistencia y capacitancia y para prever los efectos de la variación de la impedancia de carga.

La Fig. 16 representa la ecuación [61] dando los valores de la relación de tensión en el eje vertical y los de la relación de frecuencias f/f_1 (lítese bien) en el eje horizontal. Conocida la frecuencia de corte

del amplificador la curva permite calcular la relación de tensiones para cualquier valor de la frecuencia.

Ejemplo. Calculemos cuál debe ser la inductancia de primario del transformador de un amplificador que hemos analizado en párrafos anteriores, con el triodo 2A3, para que la frecuencia de corte inferior sea de 50 ciclos por segundo.

La resistencia de placa r_p es de 800 ohms, y la de carga de 2500 ohms. Per lo tanto

$$R_{int} = \frac{800 \times 2500}{2500 + 800} = \frac{2\,000\,000}{3300} \approx 600 \text{ ohms}$$

De la ecuación [60] se deduce en seguida

$$L_p = \frac{R_{int}}{2\pi f_1} \quad [62]$$

y reemplazando valores

$$L_p = \frac{600}{6.28 \times 50} = 1.91 \text{ henrys}$$

Si este mismo transformador se utilizara con el amplificador con 6L6 y la misma impedancia de carga, tendríamos, tomando $r_p = 22\,500$ ohms, según el manual,

$$R_{int} = \frac{22\,500 \times 2500}{22\,500 + 2500} = \frac{56\,250\,000}{25\,000} = 2250 \text{ ohms}$$

y, por la ecuación [60],

$$f_1 = \frac{2250}{6.28 \times 1.91} \approx 187 \text{ ciclos por segundo}$$

Se calcula en seguida que para llevar en este caso la frecuencia de corte a 50 ciclos, la inductancia del primario debe elevarse a $1.91 \times 1.91 + 50 \approx 7.3$ henrys.

Esta es otra ventaja de los triodos: el transformador de salida necesita menor inductancia de magnetización para igual frecuencia de corte, aunque, como veremos, es una ventaja más aparente que real.

Ejemplo. Suponiendo que el altavoz tuviera 8 ohms de resistencia, la relación de transformación se calcula con la ecuación [46] modificada así

$$\frac{Z_1}{Z_2} = \sqrt{\frac{R_1}{R_2}} \quad [63]$$

Luego,

$$\frac{n_1}{n_2} = \sqrt{\frac{2500}{8}} = 17.7$$

El primario debe tener 17.7 veces más vueltas que el secundario.

Respuesta a las frecuencias altas. Cuando la frecuencia es superior a los valores que permiten despreciar la influencia de las inductancias de dispersión y las capacitancias distribuidas, éstas deben incluirse en el circuito. En cambio, se elimina L_p porque la corriente de magnetización vuelve a ser despreciable. Se tiene así el circuito de la Fig. 15b. Ahora bien, tratándose de un triodo de baja resistencia de placa, como el tipo 2A3, la reactancia de C_1 resulta muy alta comparada con r_p . En efecto, C_1 puede ser del orden de los 50 microfarads. A los 18 000 ciclos por segundo un capacitor tal tiene una reactancia

$$X = \frac{1}{2\pi f C} = \frac{1}{2\pi \times 18\,000 \times 50 \times 10^{-6}} = \frac{10^3}{5 \times 10^6} = \frac{1}{500\,000} \text{ ohms}$$

que es mucho mayor que r_p y que R_L . Lo mismo ocurre con $C_2 = C_3$ (n_2/n_1)², porque con ser C_2 del mismo orden que C_1 o menor, está multiplicado por el recíproco del cuadrado de la relación de transformación, de modo que C_2 es mucho menor que C_1 y C_3 , porque la relación de transformación es en general bastante grande.

Por consiguiente, C_1 y C_2 pueden eliminarse sin ninguna clase de dudas del circuito equivalente, con lo cual éste queda reducido al simple circuito serie de la Fig. 15c. Es fácil calcular aquí que la tensión sobre la carga R_L resulta ser

$$(R'_{out})_{avo} = \frac{(E_s)_{avo}}{\sqrt{1 + \left(\frac{2\pi f L}{R_{ser}}\right)^2}} \quad [64]$$

donde R_{ser} es la combinación en serie de r_p y R_L :

$$R_{ser} = r_p + R_L \quad [65]$$

La tensión de salida es $\sqrt{2}$ veces menor que la que corresponde a las frecuencias medias cuando

$$\frac{2\pi f L}{R_{ser}} = 1$$

es decir, para la frecuencia de corte superior

$$f_c = \frac{R_{ser}}{2\pi L} \quad [66]$$

Introduciendo f_c en la [64] se obtiene una ecuación normalizada semejante a la [61]

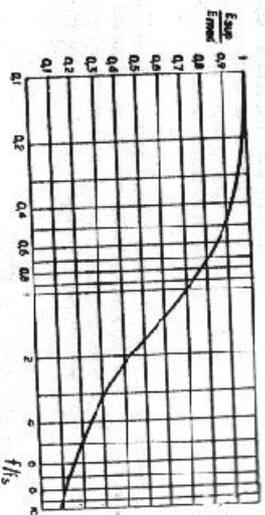


Fig. 17. — Curva universal para calcular la respuesta a las frecuencias superiores.

$$\frac{(E_s)_{avo}}{(E_s)_{avo}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_c}\right)^2}} \quad [67]$$

la que se representa gráficamente en la Fig. 17.

Ejemplo. El coeficiente de acoplamiento del transformador utilizado en los ejemplos del párrafo anterior es de 0.996. Calcularemos la frecuencia de corte superior para el amplificador con triodo y con tetrodo. Se tiene como valor de la inductancia de dispersión

$$L = L_1 + L_2 = (1-k)L_p + (1-k)L_s \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2$$

$$L = 2(1-k)L_p$$

es decir,

$$L = 2 \times (1-0.996) \times 1.91 = 0.0191 \text{ henrys}$$

Reemplazando en la ecuación [66], obtenemos para el caso del triodo:

$$f_c = \frac{800 + 2500}{6.28 \times 0.0191} = \frac{3300}{0.12} = 27\,500 \text{ c/s}$$

Para el tetrodo resulta ($L_p = 7.3$ henrys)

$$L = 2 \times (1-0.996) \times 7.3 = 0.073 \text{ henrys}$$

y

$$f_c = \frac{22\,500 + 2500}{6.28 \times 0.073} = \frac{25\,000}{0.45} \approx 54\,000 \text{ c/s}$$

Se observa que con transformadores de igual tipo de construcción (igual dispersión) el amplificador con tetrodo da una respuesta más amplia que el que usa triodo si se igualan las frecuencias inferiores de corte. Pero el transformador para el tetrodo debe tener casi cuatro veces más inductancia primaria que el del triodo y es, en consecuencia, más caro.

Aun en el caso del tetrodo, la consideración de los efectos de las capacitancias C_1 y C_2 más importantes a causa del mayor valor de τ_p no es esencial y los resultados obtenidos más arriba pueden considerarse como representativos de la realidad. Lo dicho es válido, téngase presente, si R_0 es menor que τ_p o sólo algunas veces mayor y el transformador, además, es de relación desahogada ($a_1/a_2 > 1$).

2-12. **Variación de la impedancia de la carga.** — Ocurre a menudo que la respuesta obtenida con las fórmulas del párrafo anterior se satisficaría dentro de una determinada gama de frecuencias, a pesar de lo cual la onda de salida resulta muy deformada en las frecuencias inferiores y en las superiores. Esta distorsión se debe, entre otras causas, a que para las frecuencias inferiores el tubo trabaja con una impedancia de carga que es diferente de R_0 , debido sea a la presencia de la corriente de magnetización, sea a la de la inductancia de dispersión y a las capacitancias. La impedancia de utilización puede, a su vez, presentar valores variables con la frecuencia, tal como ocurre, por ejemplo, cuando es la de un alarvo.

Conviene examinar el problema para darnos cuenta de la importancia de este efecto, suponiendo que R_0 queda constante para no convertirlo demasiado.

En las frecuencias inferiores, la impedancia total de carga del tubo está constituida por R_0 y L_p en paralelo (Fig. 15c). La impedancia equivalente de la combinación, de acuerdo con las reglas de combinación de impedancias en los circuitos de corriente alterna, puede expresarse por la relación

$$Z_L = \frac{1}{\frac{1}{R_0} + \frac{j\omega L_p}{1}} \quad [68]$$

con un ángulo de fase que, a su vez, está dado por

$$\operatorname{tg} \varphi_{ZL} = \frac{R_0}{2\pi f L_p} \quad [69]$$

La ecuación [68] puede escribirse, como en el caso de la [51], en la forma

$$Z_L = \frac{1}{\frac{1}{R_0} + \left(\frac{j}{f}\right)^2} \quad [70]$$

con

$$f_1 = \frac{R_0}{2\pi L_p} \quad [71]$$

Por lo tanto, la curva de la Fig. 16 representa también la variación de la impedancia de carga, a condición de tomar en ella f_1 como f_1 . Del mismo modo, se tiene

$$\operatorname{tg} \theta_{ZL} = \frac{f_1}{f} \quad [72]$$

Ejemplo. En el ejemplo de la pág. 49 hemos visto que nuestro amplificador con 2A3 tiene una respuesta $(E_0)_m / (E_0)_{med} = 0.707$ para 50 ciclos por segundo con $L_p = 1.91$ henrys. Examinaremos lo que ocurre con la distorsión. Para ello calculamos el valor de la impedancia de carga en esas condiciones. Con la ecuación [71] calculamos:

$$f_1 = \frac{2500}{6.28 \times 1.91} = 208 \text{ c/s}$$

Con la ecuación [70], la impedancia para la frecuencia $f = 50$ c/s resulta:

$$Z_L = 2500 \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{208}{50}\right)^2}} = 2500 \frac{1}{\sqrt{1 + 17.3}} \\ Z_L = 585 \text{ ohms}$$

El ángulo de fase, calculado con la ec. [72] resulta

$$\operatorname{tg} \theta_{ZL} = \frac{208}{50} = 4.16$$

de donde

$$\theta_{ZL} = 76^\circ 30'$$

En la Fig. 18 se ha trazado la línea de carga correspondiente a una impedancia de 585 ohms, suponiendo que es una resistencia, es decir, sin tomar en cuenta que la carga es ahora inductiva. Se tiene

$$I_{max} = 220 \text{ mA}; I_{med} = 0; I_{en} = 65 \text{ mA} \\ E_{max} = 270 \text{ volts}; E_{med} = 155 \text{ volts}$$

Fácil es darse cuenta que la onda de corriente y la de tensión resultan terriblemente distorsionadas. Considerando válida aún la ecuación [20] para calcular la distorsión, se tiene

$$D \% = \frac{230 - 186}{2 \times 220} \times 100 = \frac{9070}{440} \approx 20 \%$$

El valor eficaz de la componente fundamental de la onda de tensión resulta, con la ecuación [25]

$$E_{p1} = \frac{276 - 155}{2\sqrt{2}} = \frac{120}{2,83} = 42,3 \text{ volts}$$

la que, sobre la resistencia de carga real, 2500 ohms, desarrolla una potencia de

$$P_{ac} = \frac{E_{p1}^2}{R_L} = \frac{(42,3)^2}{2500} = 0,725 \text{ watts}$$

Recordemos (pág. 17) que la potencia de salida con la carga correcta era de 9,1 watts, con una tensión eficaz sobre la carga de 87,5 volts. Según las curvas de la Fig. 16, la tensión de salida para 50 ciclos debía haber sido de $0,707 \times 87,5 = 61,5$, y la potencia justamente la mitad, es decir, 1,55 watts.

Se ve así la importancia de examinar el problema desde un punto de vista correcto. El resultado que hemos obtenido en este ejemplo demuestra que no es suficiente aceptar ciegamente los valores dados por

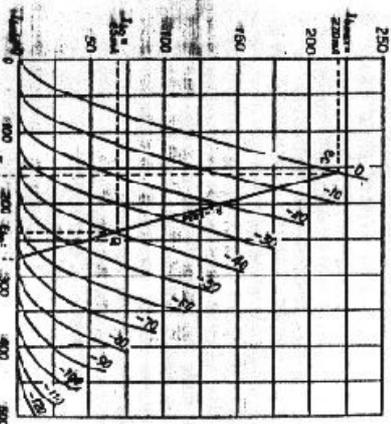


FIG. 16.—Tl. de carga para frecuencias muy bajas en el triodo 2A3.

la curva de la Fig. 16, como hacen muchos, tomando como f_1 el valor de la ecuación [60], pues la distorsión resultante invalida todas las previsiones.

$$L_1 = \frac{R_L}{2\pi f_1}$$

[73]

que se deriva inmediatamente de la ecuación [71].

Para nuestro caso se obtendría

$$L_1 = \frac{2500}{6,28 \times 50} \cong 8 \text{ henrys}$$

Otro ejemplo. Para calcular el efecto de la reducción de la impedancia debida a la corriente magnetizante, en el caso de tubo, tomemos el amplificador con 6L6 que hemos considerado anteriormente. Para una frecuencia de corte de 50 ciclos, se calculó como necesaria una L_1 de 7,3 henrys. Se tiene ahora:

$$f_1 = \frac{2500}{6,28 \times 7,3} = 54,5 \text{ c/s}$$

y la impedancia de carga, ecuación [70]:

$$Z_L = 2500 \frac{1}{1 + \left(\frac{54,5}{50}\right)^2} = \frac{2500}{\sqrt{1 + 1,18}} = \frac{2500}{1,48} = 1690 \text{ ohms}$$

La potencia de salida y la distorsión se pueden estimar ahora con las curvas de la Fig. 12. Con 1690 ohms de carga, la potencia de salida resulta 5 watts y la distorsión 11,6%. Aquí la influencia de la variación de la impedancia de carga es mucho menos notable que en el triodo, pero no debe olvidarse que:

19) La inductancia primaria tiene ya casi el valor a que consideramos como conveniente elevar la del transformador para el triodo (8 henrys).

20) No se ha tomado en cuenta el carácter inductivo de la carga, el cual tiene influencia sobre la distorsión.

Un aspecto de suma importancia de la variación de la impedancia de carga es el que contempla la disipación anódica del tubo. Sabemos que con la distorsión aparece una componente rectificadora cuyo valor, en el caso del triodo, es igual a la amplitud de la 2ª armónica. Calculándola con la fórmula [18] para las condiciones de carga del triodo 2A3 de la Fig. 18, se tiene

$$\text{Componente rectificadora} = \frac{220 + 6 - 2 \times 65}{4} = \frac{90}{2} = 22,5 \text{ mA}$$

De modo que la corriente continua total resulta

$$I_b = 65 + 22,5 = 87,5 \text{ mA}$$

La potencia de entrada es entonces

$$P_{ca} = E_{od} I_b = 240 \times 0,0875 = 21 \text{ watts}$$

y como la potencia de salida es de 0,725 watts, resulta que en estas condiciones la disipación anódica es de más de 20 watts. Posiblemente

resulte un valor mayor al tomar en cuenta el carácter reactivo de la carga. La capacidad de disipación anódica del triodo 2A3 es de 15 watts, de modo que se habla excedida cuando funciona a plena excitación con una señal de 50 c/s. En el funcionamiento práctico, el amplificador no estará en general plenamente excitado con una onda de 50 c/s sino con carácter errático. Pero si se ensaya el amplificador en estas condiciones, manteniendo la excitación plena de 50 c/s durante algunos minutos mientras se realizan mediciones, la placa alcanzará temperaturas excesivas. En las grandes válvulas empleadas en los transformadores, las consecuencias pueden llegar a inutilizar el tubo. En estas grandes válvulas, además, puede presentarse el caso en que la capacidad de emisión del cátodo se vea excedida en los picos de excitación por las corrientes considerablemente mayores que reclama la baja impedancia de carga.

En la región de las frecuencias altas, la impedancia efectiva de carga se calcula con ayuda de la Fig. 15c. Se tiene aquí:

$$Z_L = \sqrt{R_L^2 - (2\pi fL)^2}$$

$$\frac{Z_L}{R_L} = \sqrt{1 - \left(\frac{2\pi fL}{R_L}\right)^2} \quad [74]$$

Introduciendo la frecuencia de referencia

$$f' = \frac{R_L}{2\pi L} \quad [75]$$

$$\frac{Z_L}{R_L} = \sqrt{1 - \left(\frac{f}{f'}\right)^2} \quad [76]$$

con un ángulo de fase

$$\tan \theta_{Z_L} = f/f' \quad [77]$$

La curva de la Fig. 17 sirve también para calcular Z_L/R_L , a condición de tomar para f , los valores de f' , que da la ecuación [75]. La impedancia de carga crece entonces con la frecuencia. En el caso del triodo, una elevación razonable de la impedancia de carga no tiene mayor influencia sobre la potencia y disminuye la distorsión; además, f' no difiere mucho de f_r . Por lo tanto, el circuito equivalentemente sigue siendo aplicable con una aproximación del mismo orden que en las frecuencias medidas y la información de la Fig. 17 puede considerarse como satisfactoria.

En el tetrodo, en cambio, la elevación de la impedancia de carga conduce a un incremento notable de la tensión de salida (como puede deducirse de la Fig. 10, recordando que al aumentar la impedancia de carga, la línea de carga se pone más horizontal), a un posible aumento de la potencia de salida (Fig. 12), y sobre todo, a un considerable aumento de la 3ª armónica, aunque la distorsión total puede disminuir (Fig. 12).

A esto debe añadirse que cuando la carga de utilización es un altavoz, la impedancia ofrecida por éste aumenta en general con la frecuencia, de modo que contribuye a un mayor incremento de Z_L y agrava las condiciones supuestas. El fenómeno es tan importante que debe recurrirse a medios adecuados para compensarlo, los que consisten en la aplicación de *realimentación negativa por tensión* (ver Capítulo IV), sea en el agregado entre placa y cátodo de una carga artificial que disminuye de valor al aumentar la frecuencia. Este último dispositivo se reduce a la conexión entre aquellos electrodos de un resistor en serie con un capacitor, tal como se muestra en la Fig. 19. La resistencia del resistor R_n suele fijarse en un valor algo mayor que el nominal de la carga, R_L , y la capacitancia del capacitor C_n , de modo que su reactancia sea igual, numéricamente, a R_L a dos o tres mil ciclos por segundo. Los valores óptimos se determinan mejor experimentalmente, pues un análisis completo del circuito equivalente resultante se torna complicado.

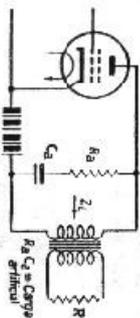


FIG. 19. — El conjunto $R_n C_n$ sirve para compensar el aumento de la impedancia de carga de la frecuencia.

2-13. *Distorsión magnética.* — En el párrafo 10, al hablar de los transformadores, hemos admitido que al aplicar a los terminales del primario una tensión alterna senoidal con el secundario abierto, aparece una corriente alterna también senoidal. En realidad no es así, sino que esa corriente está fuertemente distorsionada. La causa de esta distorsión (de 3ª y 5ª armónicas, especialmente) hay que buscarla en las propiedades magnéticas del hierro y no podemos profundizarlas aquí. Si la tensión aplicada al transformador proviene de un generador con resistencia interna no nula, las armónicas de la corriente de magnetización circulan por el generador y determinan caídas de tensión de su misma frecuencia en la impedancia interna. El resultado es que la tensión aplicada al transformador no es ya senoidal sino que contiene armónicas, porque a la primitiva forma senoidal hay que restarle las caídas mencionadas. Al no ser senoidal la tensión aplicada al primario, tampoco lo es la que se recoge en los terminales del secundario ni la corriente que éste impulsa por la carga. Hay así una nueva fuente de distorsión en el amplificador y no, por cierto, la menos importante.

Para mantener esta distorsión dentro de límites razonables en la banda de trabajo, el valor máximo de la inducción magnética (largo por centímetro cuadrado de sección del núcleo) debe quedar bien por debajo del valor de saturación del material del núcleo a la frecuencia más baja de trabajo. La distorsión resultante es, para igual valor de la inducción, directamente proporcional a f_{max}^2 , de donde se conmuta que los triodos son preferibles también desde este punto de vista.

3-11. Circuitos prácticos para los amplificadores de potencia clase A. — Nos quedan por examinar algunos circuitos prácticos para amplificadores clase A, en particular por lo que se refiere a la forma de aplicación de los potenciales de trabajo continuos y alternos.

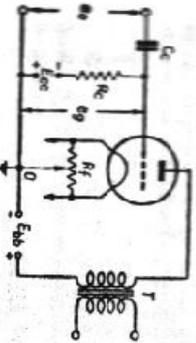


Fig. 20. — Circuito práctico elemental de un amplificador con triodo de calentamiento cátodo directo.

el cual, al mismo tiempo, se desarrolla la componente alterna de la tensión de rejilla e_g .

En todos los amplificadores es indispensable que exista un camino para la corriente continua entre la rejilla y el cátodo. En la figura, R_k provee parte de ese camino, pero es necesario que la fuente lo complete, dejando pasar la corriente continua entre sus terminales de salida en cualquier dirección. La resistencia total de ese camino (R_k más la resistencia de c. c. de la fuente) no debe exceder del valor máximo recomendado por el fabricante. Para el caso de la 2A3, por ejemplo, ese valor máximo es de 50 000 ohms cuando la polarización se obtiene por medio de una fuente exterior. La necesidad de permitir al mismo tiempo corriente continua entre la rejilla y el cátodo parece un contrasentido, pero tiene su razón. ~~Por varias causas se establece a veces una corriente de emisión secundaria.~~ Dado que la rejilla emite electrones, tal corriente encuentra una alta resistencia, provoca una caída de tensión considerable que tiende a hacer menos negativa la rejilla, con lo cual al fenómeno de emisión secundaria puede activarse, aumentando la corriente negativa a sí mismo y puede llegarse a la destrucción de la rejilla por exceso de corriente. En cambio, si los primeros indicios de corriente encuentran una resistencia moderada, la caída de tensión que producen son insignificantes y el fenómeno no se agrava. Otra razón para la necesidad de valores moderados de R_k se explicará al tratar de los amplificadores de tensión.

El cátodo filamento del tubo de la Fig. 20 se supone alimentado por el devanado de baja tensión de un transformador de alimentación que no se muestra. El cierre de los circuitos de rejilla y de placa para corriente continua se logra por medio del resistor con punto medio R_p ,

(de 20 a 50 ohms). Conviene que el punto medio sea ajustable para llevarlo a la posición en la cual el "zumbido" causado por la presencia de la tensión alterna de alimentación entre los extremos del cátodo sea mínimo. Si el triodo tuviera un cátodo de calentamiento indirecto, tal recurso sería innecesario, pues el cátodo se une entonces directamente al punto común (o masa).

En la Fig. 21 se muestran dos variantes del circuito anterior, la primera de las cuales consiste en el uso de un transformador de entrada, y la segunda en la obtención "automática" de la tensión continua de la polarización de la rejilla.

El uso de los transformadores de entrada en los amplificadores clase A no es recomendable sino cuando el amplificador de tensión debe instalarse alejado del de potencia. Las razones se verán cuando se estudien los amplificadores de tensión.

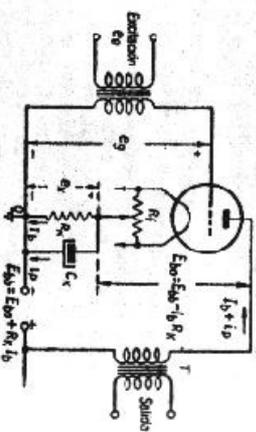


Fig. 21. — Uso del transformador de entrada y de la polarización automática en el amplificador de potencia.

La polarización de rejilla se consigue haciendo pasar la componente continua I_b de la corriente de placa por el resistor R_k conectado entre cátodo y el punto común. La caída de tensión $R_k I_b = e_g$ hace positivo el cátodo con respecto a masa, y, por lo tanto, la rejilla negativa con respecto al cátodo en el valor $-E_{gc} = -e_g$. Calculada I_b para las condiciones de funcionamiento supuestas, la resistencia de polarización R_k se calcula con la fórmula obvia

$$R_k = \frac{E_{gc}}{I_b} \quad [80]$$

A la componente alterna i_b de la corriente de placa es preciso ofrecerle un camino de baja impedancia para evitar que desarrolle una caída de tensión importante entre cátodo y masa, caída que quedaría superpuesta a e_g y alteraría las condiciones de trabajo supuestas. En la práctica se estima suficiente conectar en paralelo con R_k un capacitor C_k , cuya capacitancia se calcula de modo que su reactancia a la frecuencia de corte inferior del amplificador no exceda del 1% o del 2% de la resistencia de *cathode bypass*, R_c , del amplificador. Se tiene entonces

$$C_k > \frac{50}{2\pi f R_c} \quad [81]$$

2-16. Amplificadores "push-pull" clase A. — La Tabla II demuestra que en los amplificadores simples clase A el porcentaje de distorsión es inherentemente elevado a poco que se intente obtener una potencia de salida discreta. Además, si se calculan los rendimientos, se observará que están siempre alrededor del 25 %, lo que significa escaso aprovechamiento de las válvulas. Conviene expresar esta conclusión con una fórmula. Se tiene, en efecto, por definición

$$\eta = \frac{P_{ac}}{P_{cc}} \quad [82]$$

donde P_{ac} es la potencia alterna de salida y P_{cc} la potencia continua de entrada.

De esta ecuación se obtiene inmediatamente

$$P_{ac} = \eta P_{cc} \quad [83]$$

que permite calcular la potencia de salida que puede esperarse de una válvula cuando se conoce la potencia de entrada admitida en una condición dada de funcionamiento y el rendimiento probable. En un amplificador clase A la potencia de entrada es aproximadamente constante, cualquiera que sea la condición de excitación, puesto que permanece más o menos constante la corriente continua de placa. En reposo (sin excitación, $e_s = 0$), toda la potencia de entrada se disipa en la válvula; por lo tanto, el valor máximo admisible para P_{ac} es P_{max} , la capacidad de disipación de la válvula. Luego,

$$\text{Potencia máxima de salida del amplificador clase A} = \eta P_{max} \quad [84]$$

En los triodos, el rendimiento rara vez llega al 25 %; por lo tanto, la potencia máxima de salida es de algo menos de la cuarta parte de la capacidad de disipación. En el triodo 2A3, $P_{max} = 15$ watts; la potencia máxima de salida es entonces del orden de 3,5 watts. En los pentodos y en los tetrodos el rendimiento es algo mayor, alrededor del 30 % en los primeros y hasta 35 % (y en algunos casos más) en los segundos. Esto mayor rendimiento se justifica observando que en estas válvulas (6F6, 6L6) los valores E_{min} pueden ser del orden de 50 volts, más o menos, a causa del mayor tratamiento inicial de la corriente de placa, mientras que un triodo 2A3 es del orden de 100 volts. La observación de la ecuación [84] justifica la diferencia entre los rendimientos de los diferentes tipos de válvulas.

Para obtener mayores potencias se puede recurrir al uso de dos o más válvulas en lugar de una, uniéndolas en paralelo, las rejillas por una parte, y los cátodos y las placas por la otra. La potencia obtenida será proporcional al número de válvulas que así se conectan, pero el porcentaje de distorsión quedará el mismo.

Más ventajosa es la conexión llamada "push-pull", que se ilustra en la Fig. 23 en forma esquemática. Esta conexión tiene numerosas ventajas sobre la conexión paralelo, la más importante de las cuales, por posibilidad, la eliminación de la distorsión por armónicas pares por las razones que veremos en seguida. Consecuencia de esta eliminación

es que la máxima potencia que puede obtenerse con un porcentaje dado de distorsión resulta bastante mayor que con los dos tubos en paralelo, en particular, tratándose de triodos porque en éstos la distorsión se debe casi exclusivamente a la 2ª armónica. Existe además la posibilidad de obtener rendimientos mayores y, por consiguiente, aun mayores potencias de salida, llevando el circuito a condiciones adecuadas de funcionamiento (clase AB y clase B), que serían inadmisibles en la condición simple o en paralelo.

Una particularidad fundamental del circuito del amplificador push-pull de la Fig. 23 consiste en el modo de aplicar las tensiones de excitación de los dos tubos y en el de recoger la potencia de salida.

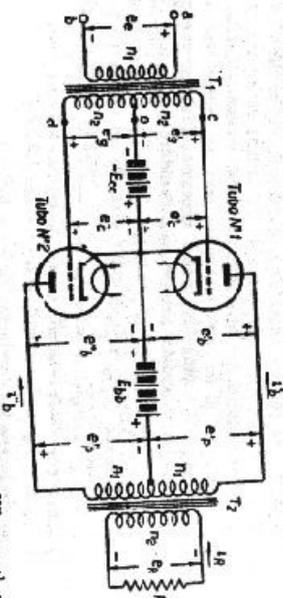


FIG. 23. — Circuito básico del amplificador en "push-pull"; en el que se ilustra la notación utilizada en el texto.

En el circuito de rejilla la tensión de excitación se aplica al primario de un transformador de entrada cuyo secundario tiene un punto medio, O , y dos extremos libres, c y d , que van, respectivamente, a las rejillas del tubo No 1 y del No 2, mientras que el punto medio se une al cátodo, con la inclusión eventual de la fuente de polarización, negativa $-E_{cc}$. Al desarrollarse el ciclo de la tensión de excitación, aparece una tensión alterna entre los extremos c y d del secundario, que modo que durante un semiciclo, c es positivo con respecto a d , y en el otro semiciclo, c es negativo con respecto a d . Dado que el punto O se encuentra a mitad de camino entre c y d , es evidente que durante el primer semiciclo c es positivo y d es negativo con respecto a O , mientras se da la condición inversa durante el semiciclo siguiente. Las tensiones se da la cantidad de volts por la que c es positivo con respecto a O , y e_{1c} a la cantidad de volts por la que d es positivo, con respecto al mismo punto, ocurrirá que cuando e_{1c} es positiva, e_{1d} es negativa, y viceversa. Admitiendo que la tensión de excitación es senoidal, también lo serán e_{1c} y e_{1d} si el transformador no introduce deformación. Se tiene, pues, para un instante cualquiera

$$e_{1c} = \sqrt{2} E_r \text{ sen } \omega t$$

$$e_{1d} = -\sqrt{2} E_r \text{ sen } \omega t \quad [85]$$

