

48 LECCIONES DE RADIO



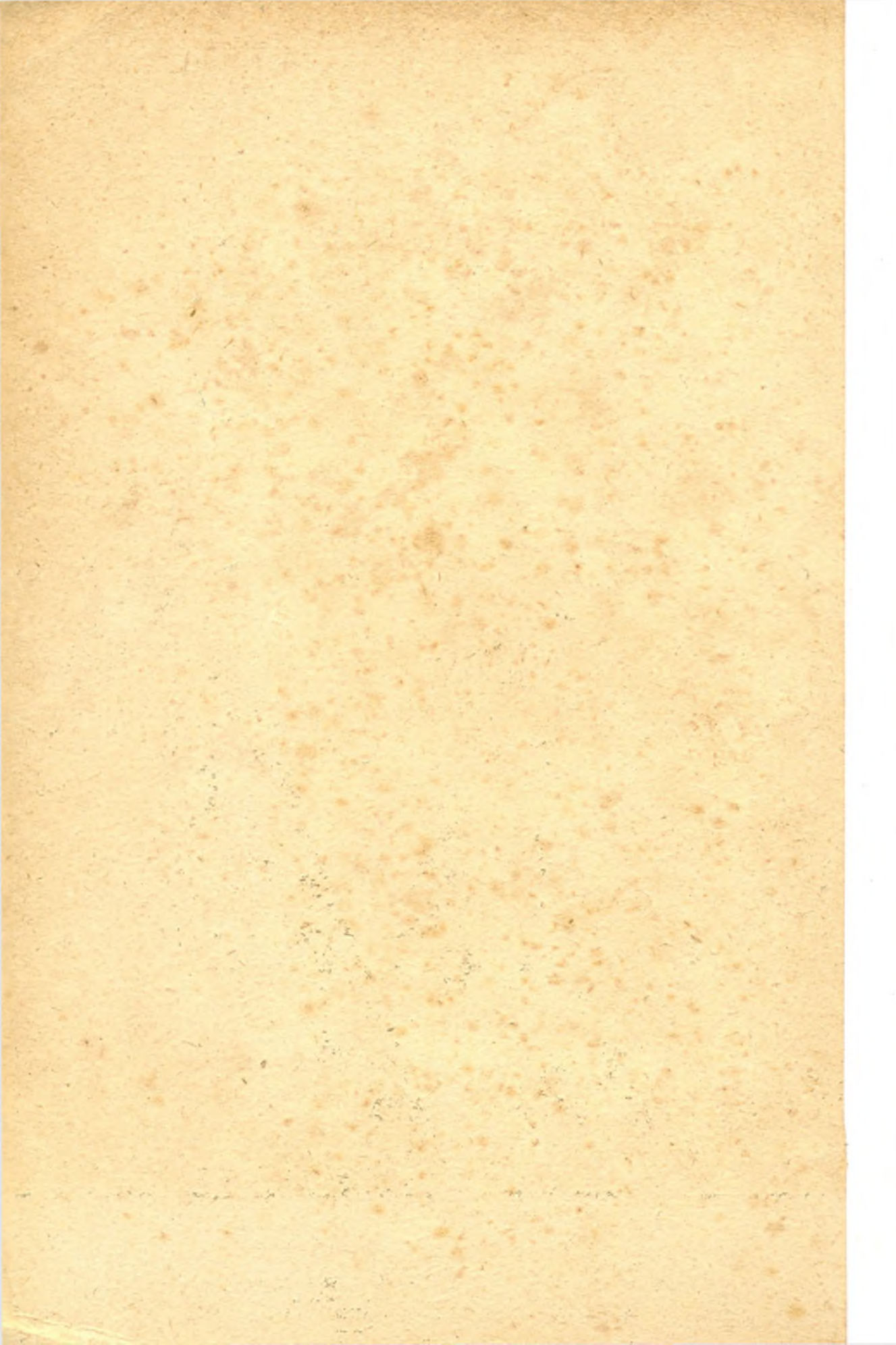
Un nuevo sistema de enseñanza
**PARA LOS QUE DESEEN
APRENDER RADIO DESDE
LO MAS ELEMENTAL**

Por el Profesor

José Suomansky



EDITORIAL HOBBY



Publicado en la Argentina por EDITORIAL HOBBY
Prohibida la reproducción total o parcial.
Derechos amparados por la Ley 11.723 y
hecho el depósito que exige la misma.

Curso de Radio

CURSO DE RADIO

TOMO III

T E M A S	Página
97a. Lección.	
Nociones sobre transmisores. Estudio del cuarzo como estabilizador de frecuencia	1
98a. Lección.	
Estudio general de micrófonos. Micrófonos magnéticos. Micrófonos del tipo electro-dinámico. Micrófonos de velocidad o de cinta	8
99a. Lección.	
Tablas de características de válvulas	12
100a. Lección.	
Amplificación de potencia	13
101a. Lección.	
Teoría y práctica de la Radiotransmisión. Alfabeto Morse. Transmisión con modulación por absorción	17
102a. Lección.	
Micrófonos. Micrófonos a condensador. Micrófonos del tipo de cristal	21
103a. Lección.	
Tablas de características de válvulas (Cont.)	26
104a. Lección.	
Amplificadores de potencia (Cont.)	26
105a. Lección.	
Transmisores (Cont.). Modulación por variación de potencial. Modulación a potencial constante. Moduladores tipo Telefunken. Modulador sistema Heinsing	29
106a. Lección.	
Estudio general de captadores fonográficos (pick-up)	34
107a. Lección.	
Diseño y construcción de un moderno receptor superheterodino. Desarrollo parte por parte del circuito	39
108a. Lección.	
Amplificadores (Cont.) Diseño	45
109a. Lección.	
Transmisores (Cont.). Neutralización	51
110a. Lección.	
Distintas aplicaciones de los captadores fonográficos	55

T E M A S	Página
111a. Lección.	
Construcción de un amplificador	60
112a. Lección.	
Amplificadores. — Aplicaciones prácticas. Equipos para public-address	66
113a. Lección.	
Amplificadores (Cont.). Aplicación de etapas amortiguadoras (Buffer)	73
114a. Lección.	
Atenuadores y su importancia. Abaco para el cálculo de atenuadores	80
115a. Lección.	
Realización de un receptor combinado Radio-fono amplificador de potencia	88
116a. Lección.	
Amplificadores (Cont.). Altoparlantes y bafles	93
117a. Lección.	
Estudio general sobre transmisores. Tabla XVI. Más sobre dobladores de frecuencias y etapas separadoras	99
118a. Lección.	
Aplicación de atenuadores a la práctica de public-address. Forma de considerar una instalación de public-address. Tabla XVII. Tabla XVIII	106
119a. Lección.	
Amplificadores de potencia (Cont.)	111
120a. Lección.	
Estudios de los bafles. Cálculos. Bocinas	113
121a. Lección.	
Estudio y diseño de un transmisor de aficionados. Ideas sobre su instalación y cálculo de una antena para el mismo	117
122a. Lección.	
Instalación de public-address. Diseño de un amplificador para red de altoparlantes instalados en un club	120
123a. Lección.	
Amplificadores clase "B"	123
124a. Lección.	
Descripción de una instalación de cine sonoro	126

125a. Lección.
 Diseño y estudio de un transmisor para aficionados (Cont.) . . . 131

126a. Lección.
 Amplificador de public-address (Cont.) 134

127a. Lección.
 Amplificadores clases "B" y "C" 142

128a. Lección.
 Instalación de cine sonoro (Cont.) . 146

129a. Lección.
 Diseño y construcción de un transmisor (Cont.). Su modulación. 149

130a. Lección.
 Instalación de un equipo de public-address (Cont.) 154

131a. Lección.
 Amplificadores (Cont.). Tabla XIX 157

132a. Lección.
 Descripción de un equipo de cine sonoro 160

133a. Lección.
 Diseño y construcción de un transmisor (Cont.) 163

134a. Lección.
 Instalación de un equipo de public-address 167

135a. Lección.
 Estudio general sobre amplifica-

dores de potencia (Cont.). Realimentación negativa 170

136a. Lección.
 Correctores de frecuencias de Amplificadores o de Líneas de transmisión de audiofrecuencia . . . 173

137a. Lección.
 Diseño y construcción de un transmisor de aficionados (Cont.) . . 177

138a. Lección.
 Estudio general sobre amplificadores. Realimentación negativa (Cont.). Realimentación negativa en serie 180

139a. Lección.
 Correctores de frecuencias en equipos amplif. de potencia (cont.) . 183

140a. Lección.
 Distribución del sonido versus potencia 186

141a. Lección.
 Diseño y construcción de un transmisor de aficionados (Cont.) . . 189

142a. Lección.
 Estudio general de los amplificadores. Amplificadores de volumen 194

143a. Lección.
 Diseño y construcción de un oscilador de prueba modulado 196

144a. Lección.
 Diseño de un amplificador de audio frecuencia con realimentación negativa 200

CURSO DE RADIO

97a. LECCION

Nociones sobre Transmisores

(Continuación)

Vimos, en lecciones anteriores, distintos tipos de generadores de energías de alta frecuencia y aptas para ser irradiadas.

Por lo tanto, iremos dando algunos conocimientos sobre este mismo tema, a fin de que el lector esté en condiciones, como lo habíamos dicho antes, de realizar sus propios proyectos. No estudiaremos todavía la forma de modular la energía de alta frecuencia con una energía de audio frecuencia sin antes haber analizado todos los casos favorables de la radiotransmisión.

De paso estudiaremos la sección que estamos desarrollando, sobre "amplificadores de potencia" y que tiene su aplicación en los moduladores de los transmisores de radiotelefonía.

Veamos entonces cuáles son las características que debe reunir un generador de energía de alta frecuencia, llamémoslo oscilador de radio frecuencia, para que podamos emplearlo para la irradiación de señales.

Uno de los problemas más serios e importantes es la estabilidad en la frecuencia generada, vale decir que un transmisor, si emite señales a una frecuencia determinada, no podrá hacerlo satisfactoriamente, bajo el punto de vista del escucha, si la frecuencia de dicha señal no se mantiene prácticamente constante.

Creemos innecesario explicar lo que causaría en la sintonía de un receptor una señal que variase constantemente su frecuencia.

Todos los circuitos osciladores generadores de energías de corrientes alternadas sufren variaciones en la frecuencia de oscilación debido a diversas causas eléctricas o mecánicas.

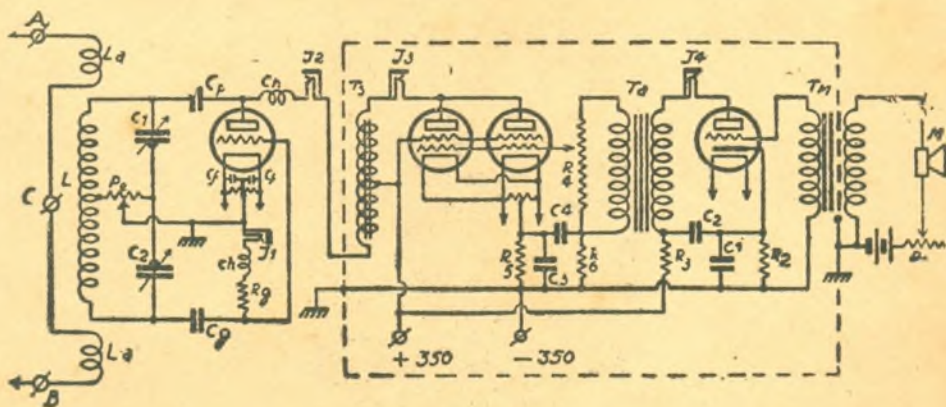


Fig. 451

Las causas que pueden provocar variaciones en la frecuencia de los osciladores por efectos eléctricos pueden producirse por variaciones en los potenciales de placa, grilla o en las tensiones de filamento.

Las variaciones de frecuencia por causas mecánicas pueden producirse por variaciones de temperatura, por vibraciones, por variaciones en las dis-

tancias de los acoplamientos y también por cambios en las distancias que separan los electrodos de la válvula osciladora.

Los tipos de osciladores que más expuestos están a las variaciones de frecuencia por las razones mencionadas, son los del tipo autoexcitado, o sean los osciladores que, además de generar una energía a una frecuencia determinada, ésta misma es la que se irradia.

Existen tipos de transmisores que no actúan de la manera de los autoexcitados, sino que para dar mayor estabilidad al conjunto se separa la sección generadora que fija la frecuencia con la que suministra la energía que será irradiada. Estos son los que tienen acoplados al sistema oscilador una etapa o más de amplificación de potencia de alta frecuencia.

Se comprenderá fácilmente que si la sección osciladora solamente actúa como un generador de corriente alternada sin preocuparse en el rendimiento, es decir, que puede trabajar a regímenes muy bajos de rendimiento, la señal generada será de mucha mayor estabilidad que en los auto-excitados donde importa obtener la mayor energía posible.

Además, en el caso de los auto-excitados la señal de audio frecuencia de modulación se la suministra a la misma válvula osciladora, con lo cual se hace aún más inestable el funcionamiento del generador limitando, el porcentaje de energía de audio frecuencia, a un tercio de la señal de alta frecuencia.

Cuando se emplean auto-excitados con una o dos etapas de amplificación de potencia, la frecuencia resultante es más estable, mayor energía de salida y con la ventaja de poderse modular la potencia de alta frecuencia hasta un 80 o/o en transmisores de poca potencia (de aficionados) y 100 o/o en el caso de transmisores de broadcastings.

En algunos experimentos realizados con transmisores auto-excitados se llegó a la conclusión de que podía ser aumentada la estabilidad de la frecuencia a límites comparables a los transmisores con "oscilador maestro" (nombre que se les daba a los transmisores en los cuales la energía irradiada no era suministrada por el mismo oscilador, sino que ésta se hacía por intermedio de un amplificador de potencia y cuya frecuencia estaba controlada por una válvula osciladora u oscilador maestro).



Fig. 452

Una de las formas interesantes con que se conseguía la estabilidad en la frecuencia era la de emplear en combinación el sistema Hartley y el Colpitts de tal manera que se obtenía una perfecta estabilización de frecuencia (ésta y otras experiencias sobre estabilización de osciladores auto-

excitados fueron realizadas en nuestro país por el Sr. C. A. Suárez Scasso y publicadas en la "Revista Telegráfica" en el año 1932). Para conseguir tal cosa se aprovechaba el principio sobre el cual se observó que el sentido de variación de frecuencia en el Hartley y el Colppits eran exactamente en sentido inverso, como por ejemplo, si en el primero cuando disminuye la tensión de placa la frecuencia de oscilación disminuye, en el Colppits cuando la tensión de placa disminuye la frecuencia de oscilación aumenta. Claramente se ve que si se puede combinar de alguna manera dichos circuitos se llegaría a una perfecta estabilización de frecuencia por anularse la causa de variación de frecuencia. En la figura 451 se muestra el circuito que sirvió de base a las experiencias de estabilización y que cualquiera de los lectores podría ensayar.

ESTUDIO DEL CUARZO COMO ESTABILIZADOR DE FRECUENCIA

Desde hace una decena de años se ha popularizado el empleo del cristal de cuarzo como generador de una energía, aunque pequeñísima, a una frecuencia que depende de las dimensiones del mismo.

La generación de energía de corriente alternada por un cristal de cuarzo se lo conoce con el nombre de "efecto piezo-eléctrico" y descubierto por los hermanos J. y P. Curie en el año 1880.

Además del cuarzo, presenta análogas características la Turmalina y la Sal de Rochelle. En la figura 452 se puede ver la forma de un cristal de cuarzo tal como se lo halla en la naturaleza.

Durante las experiencias realizadas por los hermanos Curie descubrieron que cuando se sometía a un cristal de cuarzo a una presión mecánica, entre las paredes que sufren la presión aparece una f.e.m. Esta ha podido ser comprobada y medida, pudiéndose obtener tensiones bastante elevadas cuando se conectan varios cristales juntos y bajo la misma presión.

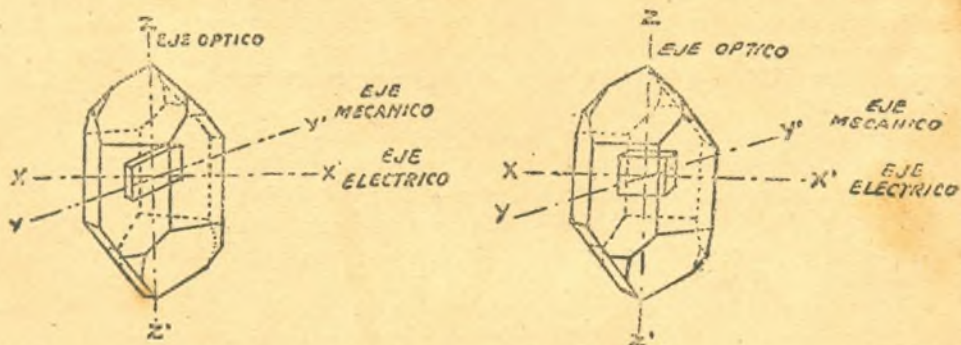


Fig. 453

Experiencias posteriores llegaron a demostrar que cuando se aplica a las paredes de un cristal de cuarzo una tensión determinada, ésta sufre una deformación proporcional a la tensión. Si en lugar de aplicarse una tensión de corriente continua se le aplica una tensión de corriente alternada, se consigue que el cristal vibre a una frecuencia igual a la de la frecuencia de la corriente de tensión aplicada.

Si aplicamos al cristal una tensión de corriente alternada a una frecuencia determinada, se conseguirá que dicho cristal vibre a la frecuencia de la tensión. Esta vibración se produce en ambos sentidos, puesto que la corriente cambia también de sentido. Si la tensión aplicada se la varía en su frecuencia, se conseguirá, en un momento determinado, que el cristal llegue a su ruptura y que corresponderá a un valor determinado de la frecuencia.

El cristal se comporta como un condensador en el cual las armaduras resultan ser las que dan presión al cristal y el dieléctrico el cristal mismo. Se comprenderá que en estas condiciones se desarrollará entre las armaduras otra tensión que dependerá de la carga del mismo. Esta tensión irá creciendo de valor hasta un valor determinado de frecuencia en la cual la tensión desarrollada es máxima y que es precisamente la frecuencia de resonancia del cristal. Si la tensión de excitación es bastante elevada provocará entre las armaduras del cristal una tensión de resonancia muy elevada y que responde al enorme esfuerzo que se desarrolla entre las superficies de contacto cuando se produce la resonancia y que puede provocar la ruptura del cristal en algunas ocasiones.

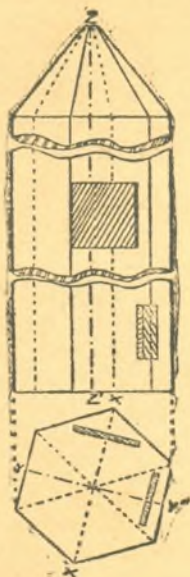


Fig. 454. — Cortes de placas de cuarzo según eje "X" ó "Y".

La frecuencia de resonancia depende del espesor del cristal.

Para el empleo de la Radiotécnica los cristales se tallan de acuerdo a ejes imaginarios cuyos estudios corresponden a la Cristalografía.

Se emplean dos tipos de cristales: uno que está tallado de acuerdo al eje "X" y otro de acuerdo al eje "Y" y que se emplean de acuerdo al uso a que se les destinan.

En la figura 453 se indica cuáles son los ejes mencionados anteriormente y la posición que ocuparía el cristal antes de ser tallado a las medidas que la práctica requiere. Z sería el eje óptico del cristal y los cortes del cristal, como se verá, son paralelos a dicho eje.

Además, puede apreciarse en las dos figuras 453 cómo en el primero, o sea el de la izquierda, indica el eje "Y" con el cristal sobre dicho eje. El de la derecha indica el cristal sobre el eje "X".

En la figura 454 se indica de una manera geométrica, a fin de que el lector vea con mayor claridad la posición de los dos ejes que sirven de guía en el tallado de los cristales.

Todos estos tallados de cristales para controlar frecuencias se tallan de manera de pequeños paralelepípedos, presentando dos caras de gran superficie, aunque de ésto no depende la frecuencia de resonancia del mismo, sino que lo único que interviene es el espesor del cristal, o sea la distancia entre las dos caras mayores.

Lo más importante en estos cristales es el reducido coeficiente de temperatura, lo que en algunos casos la variación de frecuencia para una varia-

ción de un grado centígrado, rara vez pasa de 400 Hertz en condiciones más desfavorables.

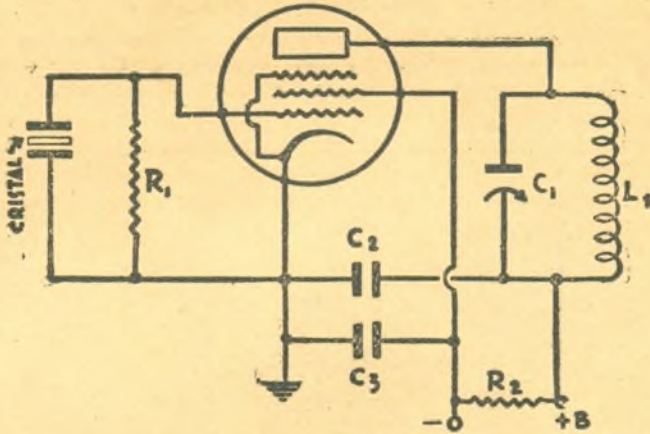


Fig. 455

Más tarde se descubrió que podía aumentarse aún más la estabilidad de la frecuencia mediante el tallado de cristales que en lugar de ser paralelos al eje óptico Z formaban un ángulo con respecto a dicho eje. Esto permite disminuir prácticamente a cero el coeficiente de temperatura, con lo cual se consigue una estabilidad perfecta de la frecuencia y por lo tanto son apropiados para trabajar en osciladores de frecuencias muy elevadas y en las cuales se emite señales por intermedio de dobladores de frecuencia. Estos tipos de cristales se los conoce con los distintivos "AT", "V", "LD2" y "HF2".

Casi siempre en los cristales del tipo "X" e "Y" se presentan dos frecuencias de resonancia muy próximas una a la otra, pudiéndose eliminar una de ellas mediante un diseño cuidadoso del circuito excitador del circuito de placa de la válvula osciladora. Pero este fenómeno es más común en los cristales de corte "Y".

La explicación de dichas frecuencias dobles puede explicarse de una manera sencilla: Supongamos un circuito oscilador controlado a cristal como el de la figura 455, en el cual se ve claramente todos sus componentes. Si suponemos que el cristal se comporta como un circuito resonante y de una frecuencia igual al circuito L_1 y C_1 , resultará que podríamos dibujar el

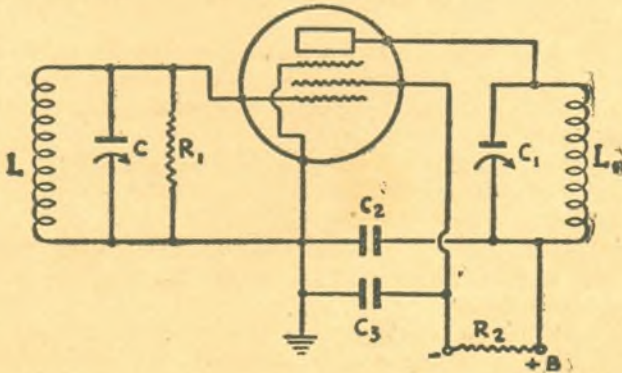


Fig. 456

circuito de la figura 456 y por lo tanto si recordamos la Lección 68a. sobre los circuitos de sintonía, placa y grilla de válvula, en la que se dijo que para un determinado acoplamiento de sus circuitos la forma de la cur-

va de resonancia presentaba dos amplitudes máximas y que la diferencia de frecuencia entre estas amplitudes daba a conocer el grado de acoplamiento. Pues llevados estos conocimientos al caso de osciladores controlados a cristal, llegaríamos a la conclusión de que en estos circuitos también existe un grado determinado de acoplamiento y por lo tanto produce, como consecuencia, una doble frecuencia de resonancia.

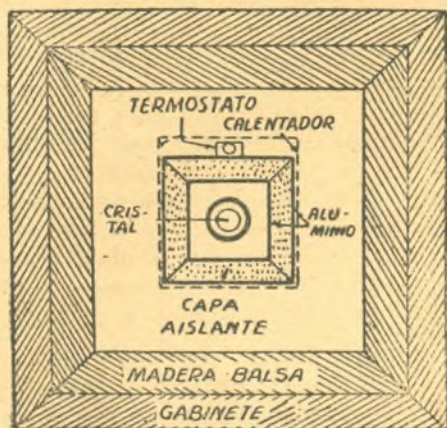


Fig. 457

En la práctica, para controlar y mantener la temperatura del cristal prácticamente constante, se emplean cajas especiales llamadas "Termostatos". Estos aparatos tienen un espacio especial donde se deposita el cristal en un soporte al efecto, y por medio de una combinación de un termómetro muy sensible y relay, permite mantener la temperatura constante. En la figura 457 se indica un corte de un termostato como los empleados en los transmisores de radio.

En la figura 458 se muestra el corte de un soporte de un cristal del tipo cilíndrico empleado en dos cristales del tipo X e Y, sobre todo para el primero, dado que éste no tiene ninguna influencia en la frecuencia con respecto a su forma geométrica. Respecto al tipo Y, puede emplearse los soportes indicados en la figura.

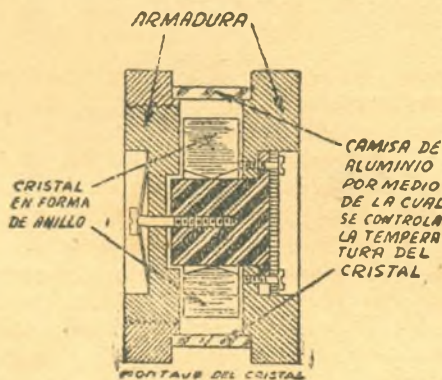


Fig. 458

En la figura 459 se muestra un soporte de cristal de tipo comercial abierto y cerrado. En la tapa del soporte pueden apreciarse indicadas las características del cristal que contiene. Se ven, además, las fichas que permitirán realizar el contacto eléctrico con el oscilador a controlar.

Aunque todos estos conocimientos son muy nuevos para nuestros lectores, no por eso llegarán a familiarizarse rápidamente con todos estos fenómenos, y por esta razón explicaremos brevemente cómo funciona un transmisor o, mejor dicho, un generador de corriente alternada controlado a cristal como el indicado en la figura 455.

Si suponemos que bajo el impulso de la corriente de placa, al conectarse ésta al circuito, se produce una variación de la corriente de placa para alcanzar el valor, de acuerdo a la polarización de la válvula y el potencial de placa, se produzca una variación en la tensión de la grilla de ésta, resultará que sobre las armaduras del cristal ocurrirá una variación de potencial, dado que éstas se han conectado en paralelo con la resistencia R_1 de escape de grilla.

Por esta razón la variación de tensión entre las armaduras del cristal provocará presiones y dilataciones en éste, produciendo a su vez un potencial que queda conectado o, mejor dicho, que polariza la grilla de la válvula. Esta nueva polarización produce una oscilación en la corriente de placa y esta variación de la corriente de placa provoca una nueva variación en la polarización de la válvula y ésta se hace presente sobre las armaduras del cristal y así sucesivamente. Si estas oscilaciones son de poca magnitud éstas se amortiguarán rápidamente. Pero si el circuito $L_1 C_1$ resuena a una frecuencia muy próxima al del cristal, se comprenderá fácilmente que éste

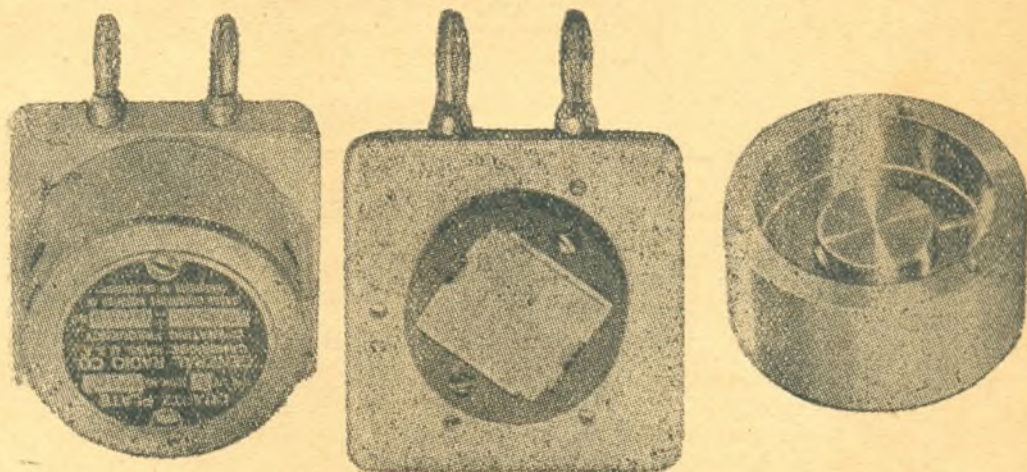


Fig. 459

entrará a oscilar, generando en el circuito de grilla de la válvula de oscilaciones una frecuencia muy próxima al de $L_1 C_1$ recíprocamente. Esto permite que el circuito entre a oscilar y bastará un pequeño retoque en la capacidad C_1 para asegurar la producción de oscilaciones del valor de la frecuencia de resonancia del cristal. Como se ve, que cuando el circuito $L_1 C_1$ está resonando a una frecuencia distinta a la de resonancia del cristal, el oscilador deja de trabajar, pero en la práctica la capacidad grilla-placa de la válvula que actúa como un condensador de acoplamiento entre los dos circuitos, permite que el cristal oscile en su frecuencia de resonancia aún estando el circuito anterior en una frecuencia próxima, y de aquí resulta que se generará en éste una f.e.m. cuya frecuencia sea la del cristal y por lo tanto se evita de que la señal que podría irradiarse fuese de frecuencia distinta al mismo.

Más tarde veremos con más amplitud este fenómeno, pues en algunos casos en que el circuito oscilador es reactivo, éste puede entrar a oscilar a una frecuencia distinta a la del cristal, con lo cual el transmisor perdería todas las características que de él se esperase.

En próximas lecciones, veremos algunos diseños de osciladores controlados a cristal, muy empleados actualmente en distintas aplicaciones y que permitirán al lector compenetrarse de todos estos problemas en sí sencillos.

98a. LECCION

Estudio general de micrófonos

(Continuación)

En la lección anterior, sobre este tema, vimos el desarrollo de los micrófonos del tipo de carbón de un solo botón. Pues entonces veamos en ésta cómo funciona un micrófono de doble botón.

MICROFONO A DOBLE BOTON

Un micrófono de doble botón está construido de manera tal que la misma membrana, o sea la que recibe las variaciones sonoras, es la misma para los dos "botones", de manera tal que cuando una de ellas queda comprimida por efecto de una onda sonora la otra sufre una dilatación.

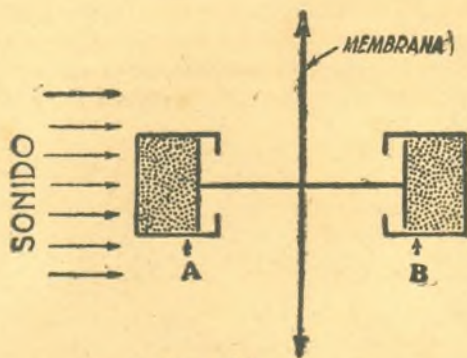


Fig. 460

Si observamos la figura 460, veremos fácilmente cómo funciona un micrófono de doble botón. Si llegan las ondas sonoras en la dirección de la flecha, éstas harán vibrar la membrana de manera tal, que si ésta se desplaza hacia la derecha comprimiendo el botón B, en el botón A se producirá una expansión. Cuando la membrana por su elasticidad se dirija en la dirección contraria, el botón A quedará comprimido y el botón B estará bajo el efecto de la expansión.

Se podría decir que los dos botones están trabajando como en el caso de las válvulas conectadas en push-pull, y tal es así, que la deformación por armónicas de este tipo de micrófonos es muy inferior al de un botón, pudiéndose emplear, como en los primeros tiempos de la radiotelefonía, en las transmisiones de broadcastings. Para reducir en lo posible la deformación en estos micrófonos, se trata en lo posible de alejar la frecuencia propia de la membrana de las frecuencias audibles, lográndose esto en parte, pues los micrófonos existentes, si son de buena calidad, tienen su resonancia propia arriba de los 8.000 Hertz, lo que significa que para la broadcasting resulta bastante bueno.

Para lograr tal cosa se estira la membrana todo lo posible, pero resulta que de esta manera la sensibilidad del micrófono baja y por esta razón se

emplea siempre una etapa de amplificación para poder lograr el mismo nivel que la de un micrófono de un solo botón.

Si actualmente se ha puesto fuera de uso el empleo del micrófono de doble botón en el broadcasting se debe a que el pasaje de la corriente de la

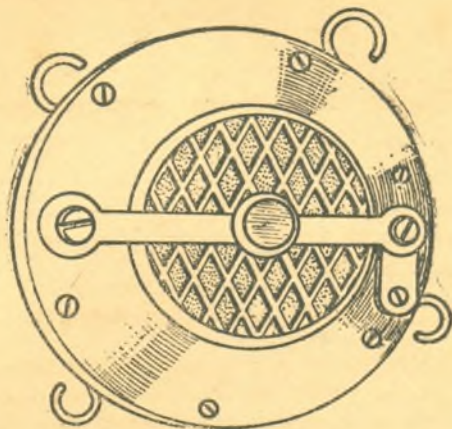


Fig. 461

batería a través del micrófono produce una especie de ruido en forma de soplo, que es muy característico en los micrófonos a carbón.

Pero no por eso dejan de dar sus utilidades en las audiciones al aire libre o en los salones para accionar amplificadores para discursos, bailables en salones, etc.

Una forma comercial de un micrófono de doble botón puede apreciarse en la figura 461.

El circuito que sirve de base a la conexión de un micrófono de doble botón se indica en la figura 462.

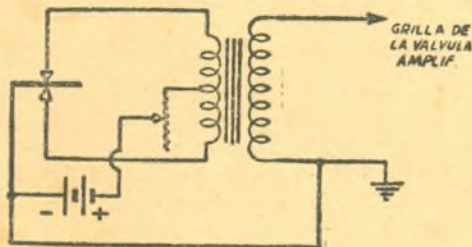


Fig. 462

Si el lector desea construirse, con fines experimentales, un micrófono del tipo doble botón, podrá hacerlo de acuerdo al diseño de un botón dado en la lección anterior y según las explicaciones que se acaban de dar.

MICROFONOS MAGNETICOS

Este tipo de micrófono se empleó muy poco debido a que la calidad que se obtiene con éstos es bastante pobre. En los primeros ensayos de radiotelefonía se aplicaron en gran escala, pues éstos fueron empleados en las redes telefónicas y anteriormente en los micrófonos a carbón.

Veamos cómo funcionan y al mismo tiempo daremos algunas ideas para la construcción casera de un micrófono de este tipo.

En la figura 463 se indica, de una manera esquemática, la construcción y las partes de un micrófono magnético.

Un imán, una membrana metálica y una bobina, forman el conjunto.

Si una onda sonora imprime una vibración a la membrana, ésta hará variar el campo magnético del imán y por lo tanto, y como consecuencia de dicho cambio, en dicho campo, se inducirá una f.e.m. en la bobina. La tensión inducida en la bobina tendrá la misma frecuencia que las vibra-

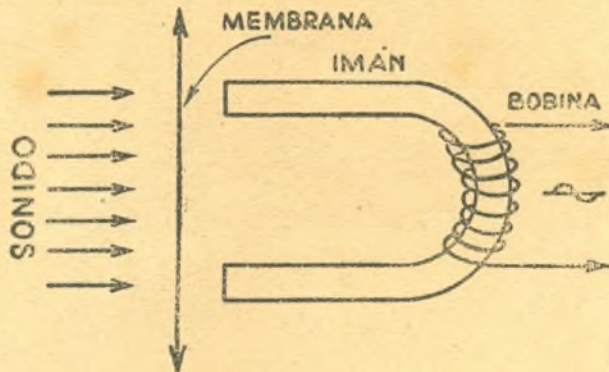


Fig. 463

ciones de la membrana, de donde se ve claramente que si la tensión inducida en la bobina se aplica a un par de teléfonos o a un amplificador de baja frecuencia, se escucharía el sonido que originariamente había hecho vibrar la membrana del micrófono.

En general, el lector se dará cuenta que este micrófono trabaja exactamente a la inversa de los teléfonos comunes.

Por lo tanto, si el lector quisiera realizar algunos ensayos con este tipo de micrófono podría hacerlo empleando un teléfono de los usados en la radio y aplicando los extremos de la bobina del mismo a la grilla de una válvula amplificadora.

En los primeros tiempos de las comunicaciones telefónicas, cuando se emplearon los principios que acabamos de explicar, se usó el mismo implemento como micrófono y como teléfono.

MICROFONOS DEL TIPO ELECTRODINAMICOS

Uno de los primeros tipos de micrófonos con los cuales se había dado un enorme salto hacia la fidelidad en lo que a micrófonos se refiere, fué con el advenimiento de los micrófonos del tipo electrodinámico.

Estos trabajan de una manera similar al principio de funcionamiento

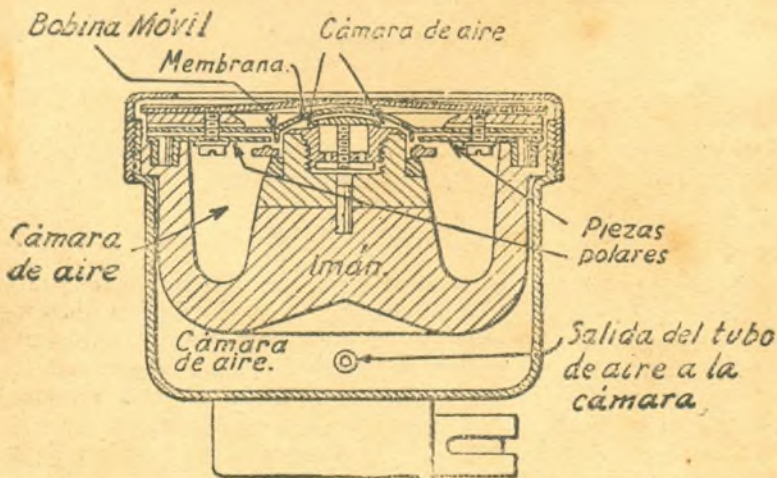


Fig. 464 a

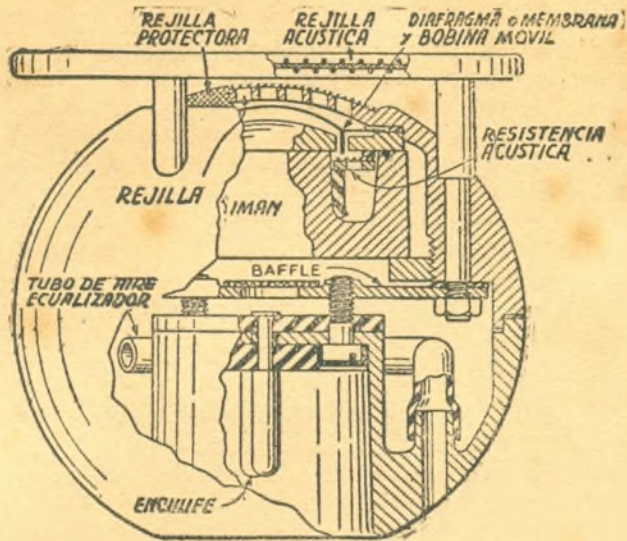


Fig. 464 b

de los altoparlantes del mismo tipo, es decir, que se trata de un micrófono que posee un campo magnético sumamente potente y en dicho campo magnético se coloca una bobina que puede vibrar libremente por acción de las vibraciones que le produce la membrana fijada rígidamente a aquélla.

Lógicamente se ve que si la bobina expuesta a un campo magnético vibra, en ésta se inducirá una f.e.m. de una frecuencia igual a la que había provocado la vibración de la membrana.

Se comprenderá que lo expresado, no llega a explicar en ningún momento la causa por la cual se consigue una elevada fidelidad de reproducción.

En primer lugar, para lograr una vibración de la membrana que esté de acuerdo a las vibraciones del aire se la estudió de tal manera que la resonancia propia de la misma estuviese fuera del "espectro" audible. Pero esto trae un sinnúmero de inconvenientes como ser la falta de sensibilidad en ciertas frecuencias del espectro de baja frecuencia. Lo cual se consigue solucionar por medio de tubos especiales practicados en el armazón del micrófono haciendo más largo o más corto el recorrido para distintas frecuencias de acuerdo a su longitud de onda.

En nuestros días existen micrófonos electrodinámicos que permiten en-



Fig. 465

tregar tensiones a todas las frecuencias musicales y sin deformación de la onda original del sonido, vale decir que resulta posible la reproducción de una orquesta con tanta fidelidad como lo requiere un oído musical perfectamente ejercitado.

En la fig. 464 a, b, se indican dos cortes de un micrófono electrodinámico de distinto uso del tipo empleado en los transmisores de broadcastings y en la cual se puede ver todas las piezas que los componen.

La respuesta útil del micrófono en lo que a fidelidad se refiere alcanza un rango que cubre entre 35 a 7900 Hertz, según las especificaciones de los fabricantes, y por lo tanto no habrá dificultad en comprobar la calidad del micrófono descripto.

Formas típicas de estos micrófonos pueden verse en la figura 465.

MICROFONOS DE VELOCIDAD O DE CINTA

Este tipo de micrófono es en cierto modo muy parecido al anterior en lo que se refiere al principio de funcionamiento.

Como puede verse en la figura 466, éste está formado por un imán potente de forma especial y entre cuyos polos se ha colocado una cinta extremadamente delgada y coarrugada. Es fácil imaginar que cuando la cinta vibra bajo la acción de una onda sonora, ésta cortará líneas de fuerza magnéticas, lo que significa que en dicha cinta se inducirá una f.e.m. de la misma frecuencia que la que origina la vibración de la cinta. Dicha tensión se

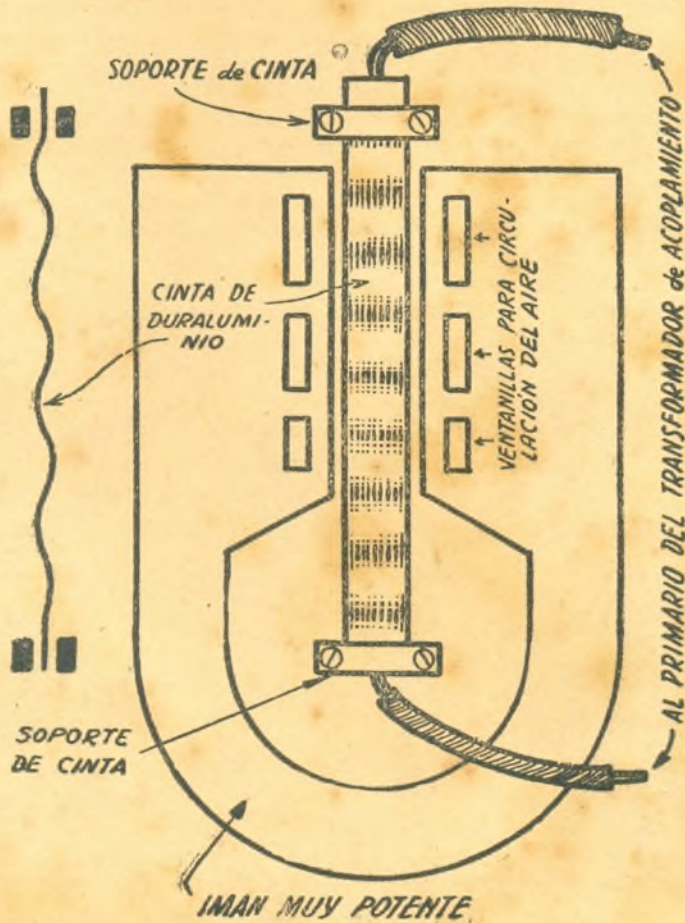
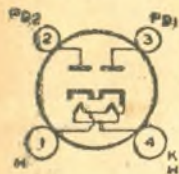


Fig. 466

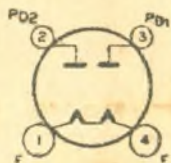
ZOCALOS DE VALVULAS



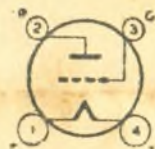
4AD



4B



4C



4D



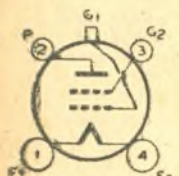
4E



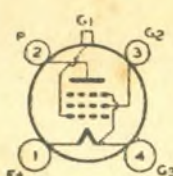
4F



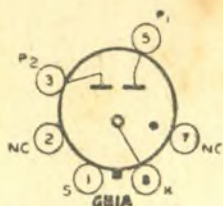
4G



4K



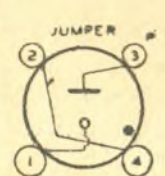
4M



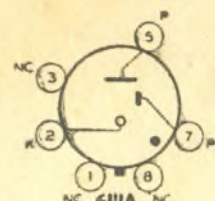
4R



G-4R



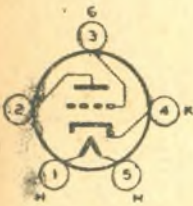
4S



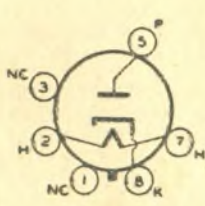
G-4V



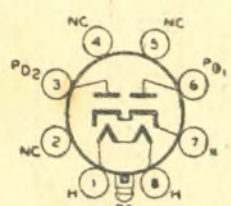
4Z



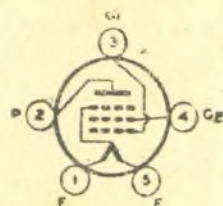
5A



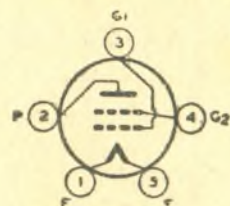
G-5AA



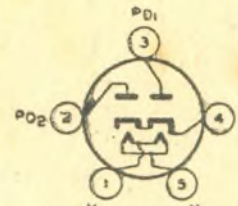
5AB



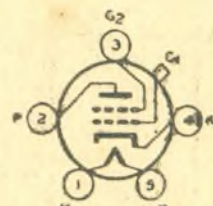
5B



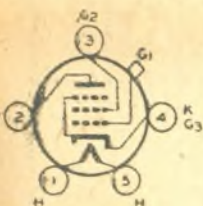
5C



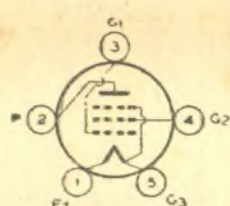
5D



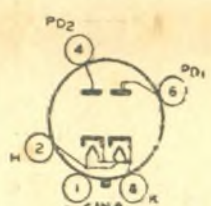
5E



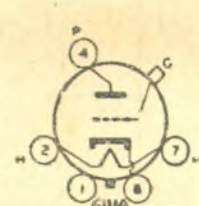
5F



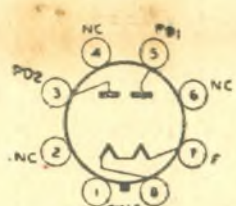
5K



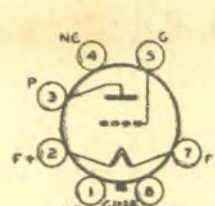
5L



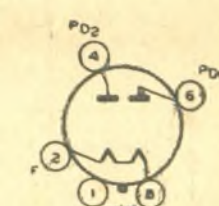
5M



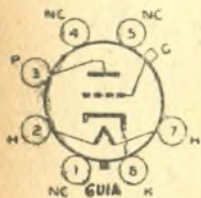
G-5Q



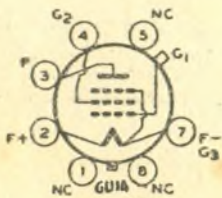
G-5S



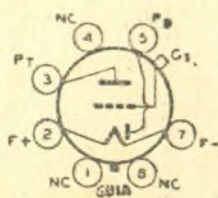
5T



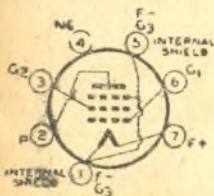
G-5U



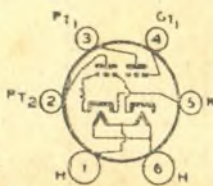
G-5Y



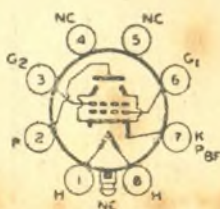
G-5Z



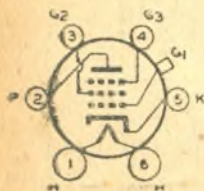
6AR



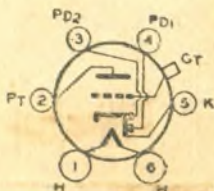
6AS



6AT



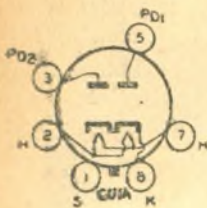
6F



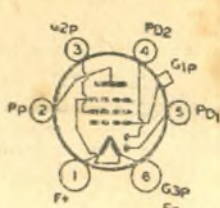
6G



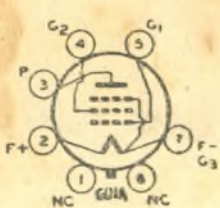
6H



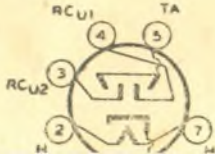
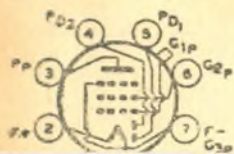
6S



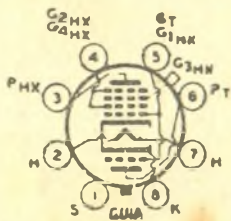
6W



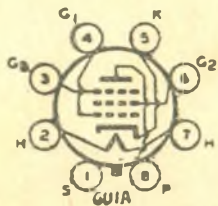
G-6X



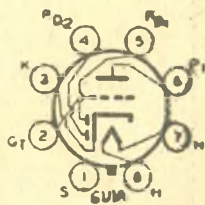
2
6 P_{T1}
7 H



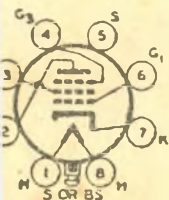
8K



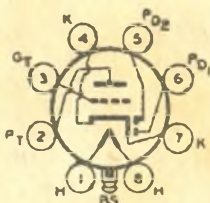
8N



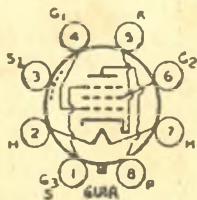
8Q



8V



8W



8Y

99.º LECCION.- Características de Válvulas de Recepción

T I P O	Característica	Tipo de zócalo y enchufe		Característica de filamento			Aplicación	Volts	Volts	Volts	M.A.	M.A.	Ohms	μ Mhos.		Ohms	Watts
		Dim.	Zócalo	Calentamiento	Volts	Amp.		Tensión de placa	Tensión negativa	Tensión de pantalla	Corriente de pantalla	Corriente de placa	Resistencia de placa	Transconduc-tancia	Factor de amplificación	Carga de placa	Potencia de salida
OO-A	Triodo detector	D12	4D	Directo	5	0,25	Detección por cond. y resist.	45	Retorno de gr. a fil. (-).			1,5	30 (00	666	20	—	—
O1-A	Detector Amplif.	D12	4D	Directo	5	0,25	Amplif. Clase A	90 135	-4,5 9	—	—	2,5 3	11.000 10.000	725 800	8 8	—	—
OA4-G	Triodo a gas	D3	G-4V	Frío	—	—	Como relay	Pico de corriente del cátodo 100 M. A. máx. Corriente de cátodo 25 M. A. máx. Tensión de placa con que comienza a trabajar, 60 V. Caída de voltaje interna 70 V.									
OZ-4	Rectificador a gas de doble onda.	B3	4R	Frío	—	—	Rectif.	Tensión de trabajo por placa, 300 V. mín. de pico. Pico de la corr. de placa, 200 M. A. máx. Corriente rectificadora, 75 M. A. máx.; 30 mín. Voltaje de salida de c.c. máx., 300 V.									
OZ4-G	Rectificador a gas de doble onda.	B1	G-4R	Frío	—	—	Rectif.										
1A4-P	Pentodo super control amplificador de R. F.	D9	4M	Directo	2	0,06	Amplif.	En la 1D5GP están dadas las otras características.									
1A5-G	Pentodo amplif. de potencia.	D1	G-6X	Directo	1,4	0,05	Amplif. Clase A	85 90	-4,5 -4,5	85 90	0,7 0,8	3,5 4	300.000 300.000	800 850	—	25.000 25.000	0,100 0,115
1A6	Convertora pentagrilla	D9	6L	Directo	2	0,06	Converts.	En la 1D7G están dadas las otras características.									
1A7-G	Convertora pentagrilla	D6	G-7Z	Directo	1,4	0,05	Converts.	En la 1A7GT están dadas las otras características.									
1A7-GT	Convertora pentagrilla	C3	G-7Z	Directo	1,4	0,05	Converts.	90	0	45	0,6	0,55	500.000	Placa osc. 90 V. máx. (G2) — 1,2 M. A. Grilla osc. a través resist. 0,2 M. G. (G ₁) Transc. de conv. 250 μ Mhos.			
1B4-P	Pentodo amplif. de R.F.	D9	4M	Directo	2	0,06	Amplif.	Ver 15GP para las otras características.									
1B5/25S	Doble-diodo triodo.	D5	6M	Directo	2	0,06	Sección triodo como amplif.	Ver 1H6G.									
1C5-G	Pentodo amplif. de po-	D1	G-6X	Directo	1,4	0,1	Amplif. Clase A	83 90	-7 -7,5	83 90	1,6 1,6	7 7,5	110.000 113.000	1500 1550	—	9000 8000	0,25 0,24

1B5/25S	Doble-diodo triodo.	D5	6M	Directo	2	0,06
1C5-G	Pentodo amplif. de potencia.	D1	G-6X	Directo	1,4	0,1
1C6	Conversora pentagrilla	D9	6L	Directo	2	0,12
1C7-G	Conversora pentagrilla	D8	G-7Z	Directo	2	0,12
1D5-GP	Pentodo super control amplif. de R.F.	D8	G-5Y	Directo	2	0,06
1D7-G	Conversora pentagrilla	D8	G-7Z	Directo	2	0,06
1D8-GT	Diodo triodo y pentodo amplif. de potencia.	C3	G-8AJ	Directo	1,4	0,1
1E5-GP	Pentodo amplif. de R.F.	D8	G-5Y	Directo	2	0,06
1E7-G	Doble pentodo amplif.	D3	G-8C	Directo	2	0,24
1F-4	Pentodo amplif. de pot.	D12	5K	Directo	2	0,12
1F5-G	Pentodo amplif. de pot.	D10	G-6X	Directo	2	0,12
1F6	Doble diodo pentodo.	D9	6W	Directo	2	0,06
1F7-GV	Doble diodo pentodo.	D8	G-7AD	Directo	2	0,06
1G4-G	Triodo detector amplif.	D1	G-5S	Directo	1,4	0,05
1G5-G	Pentodo amplif. de pot.	D10	G-6X	Directo	2	0,12
1G6-G	Doble triodo amplif.	D1	G-7AB	Directo	1,4	0,10

Sección triodo como amplif.	Ver 1H6G.									
Amplif. Clase A	83 90	-7 -7,5	83 90	1,8 1,6	7 7,5	110.000 113.000	1500 1550	—	9000 8000	0.25 0.24
Convers.	Ver 1C7C.									
Convers.	135 180	-3 -3	67,5 67,5	2,5 2	1,3 1,5	600.000 700.000	Placa osc. 180 V. máx. (G.) — 4 M.A. Grilla osc. a través resist. 50.000 Ohms (G.) Transc. de conv. 325 μ Mhos.			
Amplif. Clase A	90 180	-3 min.	67,5 67,5	0,9 0,8	2,2 2,3	600.000 700.000	70 750	—	—	—
Convers.	135 180	-3 min.	67,5 67,5	2,5 2,4	1,3 1,3	400.000 500.000	Placa osc. 180 V. máx. (G.) — 2,3 M.A. grilla osc. a través resist. 50.000 Ohms (G.) Transc. de conv. 300 μ Mhos.			
Sección pentodo como amp. Clase A	45 90	-4,5 -0.0	45 90	0,3 1,0	1,6 5,0	300.000 200.000	650 925	—	20.000 12.000	0.035 0.2
Sección triodo como amp. Clase A.	45 90	0 0	—	—	0,3 1,1	77.000 43.500	325 575	25 25	—	—
Amplif. Clase A.	90 180	-3,3 3,3	67,5 67,5	0,7 0,6	16 17	1.000.000 1.500.000	600 650	—	—	—
Amplif. Clase A.	135	-7,5	135	—	La pot. de salida está dada para 1 válv. tomando como carga de placa a placa.			24.000	0.575	
Amplif.	Ver 1F5G.									
Amplif. Clase A.	90 135	-3 -4,5	90 135	1,1 2,1	4 8	240.000 200.000	1.400 1.700	—	0.000 15.000	0.11 0.31
Sección pentodo como amp.	Ver 1F5GV.									
Sección pentodo como amp. R. F.	180	-1.5	67,5	0,7	2,2	1.000.000	650	—	—	—
Unid. pentodo como amplif. de A. F.	135	-2	La aliment. de pantalla se hace desde la fuente de alimen. de 135 V. a través de 0,8 MG. Resist. de grilla de la válv. sig. 1 MG μ — 46.							
Amplif. Clase A	90	-6	—	—	2,3	10.700	825	8,8	—	—
Amplif. Clase A	90 135	-6 -13,5	90 135	2,5 2,5	8,5 8,7	133.000 160.000	1500 1550	—	8500 9000	0.25 0.55
Amplif. Clase B	90	0	—	—	La pot. de salida está dada para 1 válv. tomando la carga de placa, de placa a placa.			12.000	0.675	
Amplif.	90	-4,5	—	—	2,5	11.000	850	9,3	—	—

1F5-G	plif. de pot.					
1F6	Doble diodo pentodo.	D9	6W	Directo	2	0,06
1F7-GV	Doble diodo pentodo.	D8	G-7AD	Directo	2	0,06
1G4-G	Triodo detector amplif.	D1	G-5S	Directo	1,4	0,05
1G5-G	Pentodo amplif. de pot.	D10	G-6X	Directo	2	0,12
1G6-G	Doble triodo amplif.	D1	G-7AB	Directo	1,4	0,10
1H4-G	Amplif. Detector	D3	G-5S	Directo	2	0,06
1H5-G	Diodo y triodo de alto μ	D6	G-5Z	Directo	1,4	0,05
1H5-GT	Diodo y triodo de alto μ	C3	G-5Z	Directo	1,4	0,05
1H6-G	Doble-diodo triodo	D3	G-7AA	Directo	2	0,06
1J6-G	Doble triodo amplif.	D3	G-7AB	Directo	2	0,24
1N5-G	Pentodo amplif. de R.F.	D6	G-5Y	Directo	1,4	0,05
1N5-GT	Pentodo amplif. de R.F.	C3	G-5Y	Directo	1,4	0,05
1Q5-GT	Amplif. de potencia por haces dirigidos.	C3	G-6AF	Directo	1,4	0,1
1R5	Convertora pentagrilla.	BO	7AT	Directo	1,9	0,05
1S4	Pentodo amplif. de pot.	BO	7AV	Directo	1,4	0,1
		BO	6AU	Directo	1,4	0,05

Clase A.										
Sección pentodo como amp.	Ver 1F5GV.									
Sección pentodo como amp. R. F.	180	- 1.5	67.5	0,7	2,2	1.000000	650	—	—	—
Unid. pentodo como amplif. de A. F.	135	- 2	La aliment. de pantalla se hace desde la fuente de alimen. de 135 V. a través de 0,8 MG. Resist. de grilla de la válv. sig. 1 MG μ — 46.							
Amplif. Clase A	90	- 6	—	—	2,3	10.700	825	8,8	—	—
Amplif. Clase A	90	- 6	90	2,5	8,5	133.000	1500	—	8500	0.25
	135	- 13,5	135	2,5	8,7	160.000	1550	—	9000	0.55
Amplif. Clase B	90	0	—	—	La pot. de salida está dada para 1 válv. tomando la carga de placa, de placa a placa.				12.000	0.675
	90	- 4,5	—	—	2,5	11.000	850	9,3	—	—
Amplif. Clase A	135	- 9	—	—	3	10.300	900	9,3	—	—
	180	- 13,5	—	—	3,1	10.300	900	9,3	—	—
Amplif. Clase B	157,5	- 15	—	—	1	—	—	—	8000	2,1
Sección triodo como amplif.	Ver 1H5GT.									
Sección triodo como amplif. Clase A	90	0	—	—	0,15	240.000	275	65	—	—
Sección triodo como amplif. Clase A	135	- 3	—	—	0,8	35.000	575	20	—	—
Amplif. Clase B	135	0	—	—	La pot. de salida es para 1 válv. tomando la carga de placa a placa.				10.000	2,1
	135	- 3	—	—					10.000	1,9
Amplif.	Ver 1N5GT.									
Amplif. Clase A	90	0	90	0,3	1,2	1.500000	750	—	—	—
Amplif. Clase A	90	- 4,5	90	1,6	9,5	—	2.100	—	8.000	0,27
Convertora	45	0	45	1,9	0,7	600.000	Grilla osciladora (G.), a través de 100.000 Ohms. Transconc. de Conversión de 250 μ Mhos.			
	90	0	45	1,8	0,8	750.000				
Amplif. Clase A	45	- 4,5	45	0,8	3,8	250.000	1250	—	8.000	0,065
Sección pentodo	Tens. de placa 41 V. a través de 1 MG. — Pantalla, 41 V. a través de 0,1 MG. Grilla. 0 V. Resist. de grilla									

1S4	Pentodo amplif. de pot.	BO	7AV	Directo	1,4	0,1
1S5	Diodo pentodo.	BO	6AU	Directo	1,4	0,05
1T4	Pentodo amplif. de R.F. Super-control.	BO	6AR	Directo	1,4	0,05
1T5-GT	Amplif. de potencia p o r haces dirig.	C3	G-6X	Directo	1,4	0,05
1-V	Rectif. de media onda.	D5	4G	Indirecto	6,3	0,3
2A3	Triodo amplif. de pot.	E3	4D	Directo	2,5	2,5
2A5	Pentodo amplif. de pot.	D12	6B	Indirecto	2,5	1,75
2A6	Doble diodo y triodo de alto	D9	6G	Indirecto	2,5	0,8
2A7	Convertora pentagrilla	D9	7C	Indirecto	2,5	0,8
2B7	Doble diodo pentodo	D9	7D	Indirecto	2,5	0,8
3Q5-GT	Amplif. de potencia p o r haces dirig.	C3	G-7AQ	Directo	1,4 2,8	0,1 0,05
5T4	Rectificador de doble onda.	D7	5T	Directo	5	2
5U4-G	Rectificador de doble onda	E2	G-5T	Directo	5	3

Amplif. Clase A	45	-4,5	45	0,8	3,8	250.000	1250	—	2.000	0,065
Sección pentodo como amplif. A. F.	Tens. de placa 41 V. a través de 1 MG. — Pantalla, 41 V. a través de 0,1 MG. Grilla 0 V. Resist. de grilla 10 MG — $\mu = 30$.									
Amplif. Clase A	45 90	0 0	45 45	0,7 0,65	1,9 2	350.000 300.000	700 750	— —	— —	— —
Amplif. Clase A	90	-6	90	1,4	6,5	—	1150	—	14.000	0,17
Con condens. a la entrada del filtro.	Volts máx. de c.a. (RMS) 325 V. — Salida c.c. 45 M. A. máx. Imped. total mín. para voltaje mayor de 117 V., 0 Ohm; a 150 V., 30 Ohms a 325 V. 75 Ohms.									
Amplif. Clase A	250	-45	—	—	60	800	5250	4,2	2500	3,5
Amplif. Push-Pull Clase AB	300 800	Resist. de cátodo 700 Ohms. Voltaj. neg. fijo -52 Volt			80 80	Valores para 2 válv. Valores para 2 válv.			5000 3000	10. 15.
Amplif.	Ver 6F6G.									
Sec. triodo como amplif.	Ver 6SQ7.									
Convertora	Ver 6A8.									
Secc. pentodo como amplif.	Ver 5U4G.									
Amplif. Clase A	90 90	-4,5 -4,5	90 90	1,6 1	9,5 7,5	100.000 110.000	2.100 1.800	—	8000 8000	0,27 0,25
Con cond. a la entrada del filtro.	Voltaje máximo c.a. (RMS) 450 V. de pico máx. inv. 1550 V.				Salida c.c. máxima 225 M. A. corr. de pico máx. 675 M.A			Imped. total mín. por placa efectiva, 150 Ohms.		
Con imped. a la entrada del filtro.	Voltaje máximo c.a. (RMS) 550 V. Voltaje de pico máx. inv. 1550 V.				Salida c.c. máxima 225 M. A. corr. de pico máx. 675 M.A			Valor mín. de la imped. de entrada, 3 Henrys.		
Con cond. a la entrada del filtro	Voltaje máximo c.a. (RMS) 450 Volt. de pico máx. inv. 1550 V.				Salida c.c. máxima 225 M. A. corr. de pico máx. 675 M.A			Imped. total mín. por placa efectiva, 75 Ohms.		
Con imped. a la entrada del filtro.	Voltaje máximo c.a. (RMS) 550 V. Voltaje de pico máx. inv. 1550 V.				Salida c.c. máxima 225 M. A. corr. de pico máx. 675 M.A			Valor mín. de la imped. de entrada, 3 Henrys.		

5U4-G	Rectificador de doble onda	E2	G-5T	Directo	5	3
5V4-G	Rectificador de doble onda.	D10	G-5L	Indirecto	5	2
5W4	Rectificador de doble onda.	C2	5T	Directo	5	1,5
5X4-G	Rectificador de doble onda.	E2	G-5Q	Directo	5	3
5Y3-G	Rectificador de doble onda.	D10	G-5T	Directo	5	2
5Y4-G	Rectificador de doble onda.	D10	G-5Q	Directo	5	2
5Z3	Rectificador de doble onda.	E3	4C	Directo	5	3
5Z4	Rectificador de doble onda.	C2	5L	Indirecto	5	2
6A4 LA	Pentodo amplif. de pot.	D12	5B	Directo	6,3	0,3
6A6	Doble-triodo amplificador	D12	7B	Indirecto	6,3	0,8
6A7	Conversora pentagrilla	D9	7C	Indirecto	6,3	0,3

Con cond. a la entrada del filtro.	Voltaje máximo c.a. (RMS) 450 Volt. de pico máx. inv. 1550 V.	Salida c.c. máxima 225 M. A. corr. de pico máx. 675 M.A	Imped. total mín. por placa efectiva, 75 Ohms.
Con imped. a la entrada del filtro.	Voltaje máximo c.a. (RMS) 550 V. Voltaje de pico máx. inv. 1550 V.	Salida c.c. máxima 225 M. A. corr. de pico máx. 675 M.A	Valor mín. de la imped. de entrada, 3 Henrys.
Con condensador a la entrada del filtro.	Voltaje máximo por placa c. a. (RMS) 375. Voltaje máx. inverso de pico, 1400 V.	Corr. máxima c.c. 175 M. A. Pico de corr. máx. 525.	Imp. mín. por placa, 65 Ohms.
Impedancia a la entrada del filtro.	Voltaje máximo por placa c. a. (RMS), 500 Volts. Voltaje máximo de pico, 1400 V.	Corr. máxima c.c. 175 M. A. Pico de corr. máx. 525.	Valor mín. para la imp. de entrada, 4 Henrys.
Con condensador a la entrada del filtro.	Voltaje máximo por placa c. a. (RMS), 350 Volts. Voltaje máx. inverso de pico, 1400 V.	Corr. máxima c.c. 100 M. A. Pico de corr. máx., 300.	Imp. mín. por placa, 25 Ohms.
Imped. a la entrada del filtro.	Voltaje máximo por placa c. a. (RMS), 500 Volts. Voltaje máx. inverso de pico, 1400 V. Ver 6B8G.	Corr. máxima c.c. 100 M. A. Pico de corr. máx., 300.	Valor mín. para la imp. de entrada, 6 Henrys.
Con condensador a la entrada del filtro.	Voltaje máximo por placa c. a. (RMS), 350 Volts. Voltaje máx. inverso de pico, 1400 V.	Corr. máxima c.c. 125 M. A. Pico de corr. máx., 375.	Imp. mín. por placa, 10 Ohms.
Impedancia a la entrada del filtro.	Voltaje máximo por placa c. a. (RMS), 500 Volts. Voltaje máx. inverso de pico, 1400 V. Ver 5Y3G. Ver 5U4G.	Corr. máxima c.c. 125 M. A. Pico de corr. máx., 375.	Valor mín. para la imp. de entrada, 5 Henrys.
Con condensador a la entrada del filtro.	Voltaje máximo por placa c. a. (RMS), 350 Volts. Voltaje máx. inverso de pico, 1400 V.	Corr. máxima c.c. 125 M. A. Pico de corr. máx., 375.	Imp. mín. por placa, 20 Ohms.
Impedancia a la entrada del filtro.	Voltaje máximo por placa c. a. (RMS), 500 Volts. Voltaje máx. inverso de pico, 1400 V.	Corr. máxima c.c. 125 M. A. Pico de corr. máx., 375.	Valor mín. para la imp. de entrada, 5 Henrys.
Amplif. Clase A.	100 -6,5 100 1,6 9 83.250 1200 - 11.000 0,31 180 -12 180 3,9 22 45.50 2200 - 8 000 1,40		
Amplificador	Ver 6N7G.		
Convertora	Ver 6A3.		
			Placa osciladora (G.) 250

	no. de pot.				
6A6	Doble-triodo amplificador	D12	7B	Indirecto	6,3
6A7	Conversora pentagrilla	D9	7C	Indirecto	6,3
6A8	Conversora pentagrilla	C1	8A	Indirecto	6,3
6A8-G	Conversora pentagrilla	D8	G-8A	Indirecto	6,3
6A8-GT	Conversora pentagrilla	C3	G-8A	Indirecto	6,3
6AB5/ 6N5	Válvula de ra- yos electró- nicos.	D4	6R	Indirecto	6,3
6AB7/ 1853	Pentodo ampli- fic. para te- levisión	B3	8N	Indirecto	6,3
6AC5G	Triodo ampli- fic. de po- tencia de al- to	D3	G-6Q	Indirecto	6,3
6AC7/ 1852	Pentodo ampli- fic. para te- levisión.	B3	8N	Indirecto	6,3
6AE5-GT	Triodo ampli- ficador.	C3	G-6Q	Indirecto	6,3
6AF6-G	Válv. por ra- yos electró- nicos. Indicador do- ble.	B2	7AG	Indirecto	6,3
6AG7	Pentodo ampli- fic. de pot. para 1 VI- DEO.	C2	8Y	Indirecto	6,3
6B5	Amplif. de po- tencia. Aco- plamiento di- recto.	D12	6AS	Indirecto	6,3
6B6-G	Doble diodo	D8	G-7V	Indirecto	6,3

0,8	Amplificador	Ver 6N7G.									
0,3	Convertora	Ver 6A8.									
0,3	Convertora	100 250	-1,5 -3	50 100	1,3 2,7	1,1 3,5	600.000 360.000	Placa osciladora (G.) 250 V. a través de 20.000 Ohms. Corriente, 4 M.A. Grilla osciladora (G.), retorno 50.000 Ohms. Trans. de conv., 550 μ Mhos.			
0,3	Convertora	Ver 6A8									
0,3	Convertora	Ver 6A8									
0,15	Indicador visual de sintonía.	Tensión de placa y pantalla fluorescente, 135 V. Resistencia de placa triodo, 0,25 Meg. Corriente de pantalla fluorescente, 2 M. A. Tensión negativa -10 V. Angulo de sensibiliz. 0°, para 0 Volt de grilla 90° Corriente de placa, 0,5 M. A.									
0,45	Amplificador Clase A	300	-3	200	3.2	12,5	700.000	5000	-	-	-
	Amplificador Clase B	250	0	-	-	5,0	-	--	-	10.000	8
0,4	Acoplamiento dinámico con excitadora tipo 6P5G.	250	Las tensiones negativas de la C.AC57G y la 6P5 G1 se efectúa en el acoplamiento corriente del excitador 5,5 M.A. Corriente de 6AC56P5G 32 M. A.						7.000	3,7	
0,45	Amplificador Clase B	300	polar por cátodo	150	2,5	10	750.000	9000	Resistencia para el cátodo, 160 Ohms.		
0,3	Amplificador Clase A	95	-15	-	-	7	3.500	1200	4,2	-	-
0,15	Indicador visual de sintonía.	<p>Voltaje de pantalla fluorescente, 100 V. Voltaje de elec. control 0 Volt para un ángulo de sombra de 100°; Corr. de pantalla fluorescente, 0,9 M.A. Voltaje de electri. control, 60 V. para un ángulo de 0°.</p> <p>Voltaje de pantalla fluoresc. 135 V. Voltaje de elect. control 0 Volt para un áng. de sombra de 100°; corr. de pantalla fluoresc. 1,5 M.A. Voltaje de electr. control, 81 V. para un áng. de 0°.</p>									
0,65	Amplificador Clase A	250	-2.	140	8,5	33	Res. de carg., 1700 Ohms. Voltaje de salida de pico, 70 Volts aprox.				
0,8	Amplificador Clase A	Ver 6NCG									
0,3	Secc. triodo										

	pentagrilla					
6A8-G	Conversora pentagrilla	D8	G-8A	Indirecto	6,3	0,3
6A8-GT	Conversora pentagrilla	C3	G-8A	Indirecto	6,3	0,3
6AB5/ 6N5	Válvula de rayos electrónicos.	D4	6R	Indirecto	6,3	0,15
6AB7/ 1853	Pentodo amplif. para televisión	B3	8N	Indirecto	6,3	0,45
6AC5G	Triodo amplif. de potencia de alto	D3	G-6Q	Indirecto	6,3	0,4
6AC7/ 1852	Pentodo amplif. para televisión.	B3	8N	Indirecto	6,3	0,45
6AE5-GT	Triodo amplificador.	C3	G-6Q	Indirecto	6,3	0,3
6AF6-G	Válv. por rayos electrónicos. Indicador doble.	B2	7AG	Indirecto	6,3	0,15
6AG7	Pentodo amplif. de pot. para 1 VIDEO.	C2	8Y	Indirecto	6,3	0,65
6B5	Amplif. de potencia. Acoplamiento directo.	D12	6AS	Indirecto	6,3	0,8
6B6-G	Doble diodo triodo alto μ	D8	G-7V	Indirecto	6,3	0,3
6B7	Doble-diodo pentodo	D9	7D	Indirecto	6,3	0,3

(Cortesía de R. C. A. Víctor)

	250	—	100	2,7	5,0	700.000	5000	—	—	—	retorno 50.000 Ohms. Trans. de conv., 550 μ Mhos.
Convertora	Ver 6A8										
Convertora	Ver 6A8										
Indicador visual de sintonía.	Tensión de placa y pantalla fluorescente, 135 V. Resistencia de placa triodo, 0,25 Meg. Corriente de pantalla fluorescente, 2 M. A. Tensión negativa -10 V. Angulo de sensibilidad. 0°, para 0 Volt de grilla 90° Corriente de placa, 0,5 M. A.										
Amplificador Clase A	300	-3	200	3.2	12,5	700.000	5000	—	—	—	
Amplificador Clase B	250	0	—	—	5,0	—	—	—	10.000	8	
Acoplamiento dinámico con excitadora tipo 6P5G.	250	Las tensiones negativas de la C.AC57G y la 6P5 G1 se efectúa en el acoplamiento corriente del excitador 5,5 M.A. Corriente de 6AC56P5G 22 M. A.							7.000	3,7	
Amplificador Clase B	300	polar per cátodo	150	2,5	10	750.000	9000	Resistencia para el cátodo, 160 Ohms.			
Amplificador Clase A	95	-15	—	—	7	3.500	1200	4,2	—	—	
Indicador visual de sintonía.	Voltaje de pantalla fluorescente, 100 V. Voltaje de elec. control 0 Volt para un ángulo de sombra de 100°; Corr. de pantalla fluorescente, 0,9 M.A. Voltaje de electri. control, 60 V. para un ángulo de 0°.										
	Voltaje de pantalla fluoresc. 135 V. Voltaje de elect. control 0 Volt para un áng. de sombra de 100°; corr. de pantalla fluoresc. 1,5 M.A. Voltaje de electr. control, 81 V. para un áng. de 0°.										
Amplificador Clase A	250	-2.	140	8,5	33	Res. de carg., 1700 Ohms. Voltaje de salida de pico, 70 Volts aprox.					
Amplificador Clase A	Ver 6NCG										
Secc. triodo como amplif.	Ver 6SQ										
Secc. pentodo como amplif.	Ver 6B8G										

(Continuará)

aplica a un transformador elevador de tensión a un circuito de grilla de una válvula amplificadora de tensión.

La tensión que entrega dicho micrófono al circuito o del primario del transformador de acoplamiento es sumamente pequeña, lo cual significa que será necesario una gran amplificación para obtener un nivel comparable al de un micrófono de carbón.

El primario del transformador de acoplamiento tiene que diseñarse cuidadosamente, porque la impedancia de la cinta es extremadamente pequeña, lo cual dificulta grandemente el cálculo.

La cinta de dura-aluminio coarrugada permite, además de alejar la resonancia propia de ésta fuera de los límites de las audio frecuencias, comportarse como un verdadero elástico.

Las ventanillas practicadas en las piezas polares tienen por objeto evitar que se produzcan presiones indebidas sobre las superficies de la cinta.

En algunos casos, en lugar de emplearse un imán permanente se emplea un electroimán que debe ser alimentado por una corriente continua prácticamente pura, pues de lo contrario se induciría en el circuito de la cinta las variaciones del campo magnético.

La construcción en general es muy simple de realizar por una mano más o menos acostumbrada al ajuste de mecánica, pero, claro está, ésta no podría realizar un micrófono cuya respuesta pueda ser la que uno desee, sin la ayuda de un experto en estos trabajos.



Fig. 467

La calidad que puede obtenerse con estos micrófonos es muy grande, pues puede decirse que los existentes en el comercio, y sobre todo algunos tipos, llegan a cubrir rangos superiores a los electrodinámicos, sobre todo en la parte de las frecuencias más elevadas.

En la figura 467 puede verse distintos tipos, en su aspecto exterior de micrófonos a cinta.

En la próxima lección daremos todos los detalles necesarios para la construcción de un micrófono de velocidad completo.

99a. LECCION

TABLAS

100a. LECCION

Amplificación de potencia

(Continuación)

Habíamos dejado aclarado, en lecciones anteriores, las ventajas del sistema push-pull sobre cualquier otro, puesto que permitía entregar ener-

gías de audio frecuencia con un porcentaje de deformación por armónicas muy bajo.

Además, se mostró, de una manera gráfica, la veracidad de lo que acabamos de decir.

Veamos ahora cómo se halla la carga de placa de estos tipos de amplificadores y al mismo tiempo cómo se calcula la potencia de salida.

Otra de las características del sistema push-pull o simétrico es que la tensión de la señal aplicada a las grillas deberá ser el doble del valor de polarización para obtener la máxima potencia de salida. Lo que equivale decir que resultaría el doble que en el caso de una sola válvula amplificadora en la cual, para obtener la máxima potencia de salida, la tensión de la señal tendría que ser igual al valor de polarización.

La causa de la necesidad de una tensión doble al valor de polarización para obtener máxima potencia de salida se comprenderá fácilmente, si se recuerda que tenemos trabajando en el caso del push-pull dos válvulas cuyas tensiones de la señal aumentan en sentido contrario, es decir, que en un mismo momento una de ellas adquiere los valores máximos positivos y el otro el máximo negativo, es decir, que la tensión o diferencia de potencial sería igual a dos veces a la tensión entre cero y máximo de la señal.

Lo que se acaba de explicar debe tenerse muy en cuenta cuando se trate de diseñar el transformador o el sistema de acoplamiento entre la válvula amplificadora de tensión y el circuito de grillas de las válvulas acopladas en push-pull.

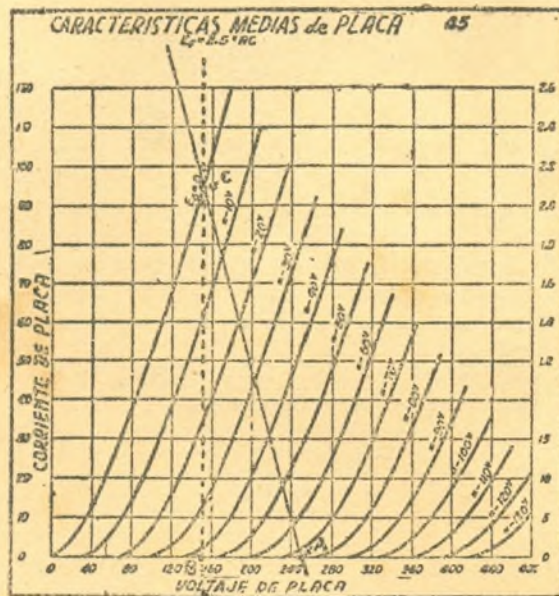


Fig. 463

Cuando se calcula la carga de placa del circuito en push-pull (dos válvulas en disposición simétrica) se toma la carga total del primario del transformador de salida o sea la carga de placa a placa de las dos válvulas.

La fórmula que da el valor de la carga de dos válvulas conectadas en push-pull se calcula mediante la siguiente fórmula:

$$R_{p-p} = \frac{E_0 - 0,6 \times E_c}{I_m} \times 4 \dots \dots \dots (115)$$

donde E_0 es la tensión de trabajo de placa, e I_m es la intensidad de la corriente de placa para cuando la tensión de placa llegue al valor de $0.6 \times E_0$ para un potencial de grilla de cero Volts. Es decir, que si la tensión de trabajo fuere de 250 V. por placa (supongamos sean dos válvulas del tipo 45 conectadas en push-pull de 250 V., resultará que $E_0 = 250$ V. El valor de I_m corresponderá a un punto de la curva correspondiente a un potencial negativo igual a cero, siendo el de la placa de $0.6 \times E_0$, o sea $0.6 \times 250 = 150$ V.

O sea que el valor de I_m será de unos 95 M. A. (ver figura 467).

Por lo tanto podremos hallar gráficamente el valor de la carga de placa y luego aplicaremos la fórmula (115).

Un punto de la recta que corresponde a la carga de placa es sobre el eje de tensiones de placa, o sea 250 (punto "A"). El valor de $0.6 \times E_0$ es igual al 150 V., o sea el punto "B". Tracemos por B una perpendicular al eje hasta que ésta corte la curva correspondiente a polarización cero.

La perpendicular cortará la curva de potencial negativo cero en el punto C.

Uniéndolo el punto A con el C tendremos la recta que corresponde a la carga de placa a placa, del circuito de placa, que si lo calculamos nos da un valor de 1135 Ohms que, multiplicados por 4, nos da un valor de 4540 Ohms.

Si aplicamos la fórmula (115) tenemos que

$$R_{p-p} = \frac{E_0 - 0.6 \times E_0}{I} \times 4 = \frac{250 - 150}{0.095} \times 4 = \frac{4 \times 100}{0.095} = 4200 \Omega$$

La potencia de salida se calcula mediante la fórmula siguiente:

$$P = \frac{E_0 \times I_m}{5} = \dots\dots\dots (116)$$

Por lo tanto, en nuestro caso tenemos:

$$P = \frac{E_0 \times I_m}{5} = \frac{250 \times 0.095}{5} = 4.75 \text{ Watts.}$$

CURSO DE RADIO

101a. LECCION

Teoría y práctica de la Radiotransmisión

(Continuación)

En lecciones anteriores habíamos visto algunas consideraciones más o menos importantes de los generadores de señales y por lo tanto veamos algo práctico a fin de que el lector pueda entrar en materia y poder por sí mismo comenzar las experiencias que le servirán como base para cimentar su futura profesión.

No hay duda que el lector podría comenzar con los conocimientos necesarios para la transmisión y recepción telegráfica, pero esta práctica requiere el conocimiento previo del alfabeto Morse que por sí mismo necesita una larga práctica antes de estar en condiciones de recibir y transmitir mensajes.

ALFABETO MORSE

a	. —	1	. — — — —
b	— . . .	2	. . — — —
c	— . . — .	3	. . . — —
d	— . . .	4 —
e	.	5
f	. . . — .	6	—
g	— — . .	7	— — . . .
h	8	— — — — .
i	9	— — — — .
j	. — — — —	0	— — — — —
k	— — — —	Espacio
l	. — . . .	Coma	. — — — —
m	— — — —	?	. . . — — . .
n	— . .	Comillas	. . . — — . .
o	— — — —	!	— — — — —
p	. — — — .	Dos puntos	— — — — . . .
q	— — — — —	Punto y coma	— . — — — .
r	. — . . .	()	— — — — —
s	Guión	— . . . — .
t	— — — —	Cortar	— — — — —
u	. . . — —	Error
v —	Fin de mensaje	. — — — — .
w	. — — — —	Fin de transmisión	. . . — — — —
x	— . . . —	Señal de espera	. — —
y	— . — — —		
z	— — . . .		

Por esta razón, y mientras nuestros lectores practican con el proyecto de oscilador teleográfico que damos a continuación, estudiaremos la forma de comenzar la práctica de la transmisión radiotelefónica, pero siempre de una manera muy elemental.

poca potencia en juego. La válvula osciladora puede ser una del tipo triodo empleado en recepción y cuya tensión de placa puede variar desde 45 V. hasta los voltajes máximos admitidos por las características de la válvula. El circuito de sintonía debe realizarse de acuerdo a las condiciones de L y C para una frecuencia determinada y por lo tanto resultará fácil para el lector su realización.

Mas tarde indicaremos las condiciones más favorables para el cálculo de C y L de un circuito sintonizado de un transmisor, a fin de obtener las mejores condiciones de funcionamiento y la máxima salida de energía radio frecuente.

El choque empleado en el circuito de placa puede ser cualquiera del tipo empleado en radiorecepción, o bien uno construido por uno mismo y que tenga como mínimo unas 500 espiras de alambre fino esmaltado bobinadas sobre un carrete de unos cinco milímetros de diámetro.

Recomendamos emplear un micrófono totalmente aislado y que esté fijo, pues de lo contrario se recibirán en la "nariz" pequeños golpes de corriente de alta frecuencia, dado que por éste atraviesa toda la energía radiofrecuente del transmisor. Además, la proximidad de la mano desintonizaría el transmisor mismo.

Con respecto al funcionamiento y puesta a punto, resulta muy sencillo, puesto que sólo bastará emplear una antena cuyas características estén en acuerdo con los conocimientos dados en las Lecciones 73a., 77a., 81a., etc. y sintonizar el circuito LC hasta obtener la máxima intensidad de la corriente de la antena y que será acusada por la lamparita conectada en serie con la antena y que se encontrará exactamente cuando la resistencia del circuito LC se efectúe a la misma frecuencia de resonancia propia de la antena.

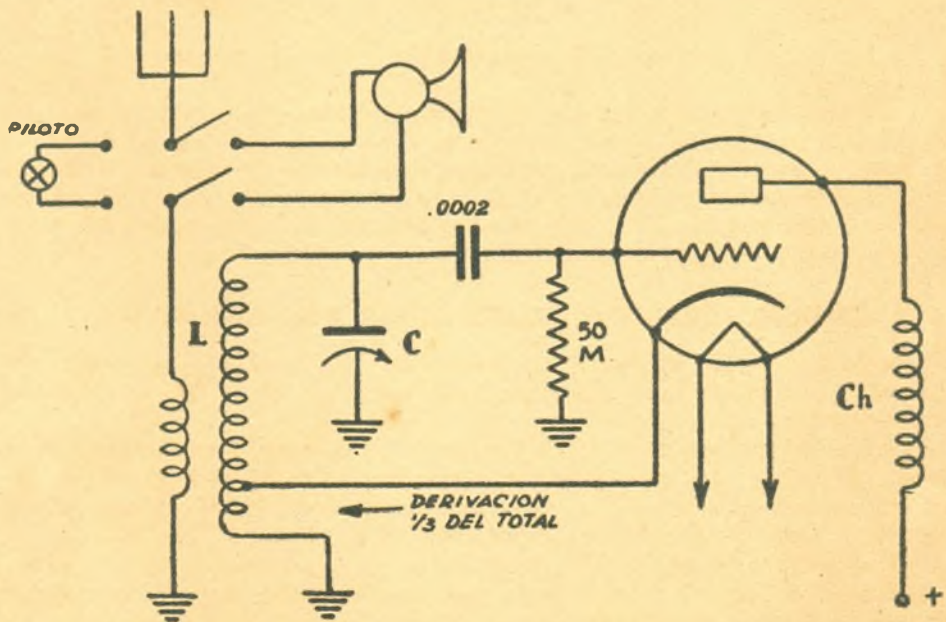


Fig. 470

Respecto a la teoría del proceso de modulación, se dieron algunas ideas en las primeras lecciones de este curso; por lo tanto, recomendamos a los lectores su repaso, pues no repetiremos hasta que no estemos en condiciones de una interpretación matemática de la misma. De cualquier manera, re-

cordamos nuevamente no descuidar el Curso de Matemáticas, porque más tarde emplearemos varias fórmulas relacionadas con la trigonometría y que son de enorme interés para el futuro.

Si con el transmisor de la figura 470 se quisiera emitir señales de telegrafía, se conecta la llave inversora conectada en serie con la antena del lado de la lamparita piloto. El manipulador se intercala en el cátodo de la válvula de manera tal, que la corriente de placa de la válvula osciladora siga las variaciones o interrupciones provocadas por el manipulador.

En todos los casos, la bobina de antena deberá ser construída con pocas espiras y de alambre relativamente grueso.

Si se desea realizar la recepción de las señales emitidas por el transmisor, podría construirse un aparato igual al de la figura 470, con la diferencia de que en lugar de enviar la tensión de placa directamente a dicho elemento, ésto se efectúa a través de un par de teléfonos. La tensión no debe ser superior a 45 V. y debe suministrarse por medio de una resistencia variable a fin de variar el voltaje de placa. Esto es muy necesario porque de lo contrario sería imposible realizar recepciones, ya que este circuito es regenerativo.

En la próxima lección daremos todos los detalles de los diferentes diseños de transmisores autoexcitados y con los tipos de moduladores más empleados, a fin de que el lector esté en condiciones de abordar el tema de un transmisor moderno.

102a. LECCION MICROFONOS

(Continuación)

Antes de proseguir con el estudio de los micrófonos, nos detendremos en la parte constructiva del micrófono del tipo de velocidad o cinta, que por su sencillez de construcción se presta a que el alumno pueda realizarlo con todo éxito y tener la oportunidad de experimentar con implementos que en la práctica son de un costo muy elevado.

En la lección anterior sobre micrófonos, nos dedicamos a indicar la forma del micrófono en cuestión y la teoría de funcionamiento del mismo; por lo tanto, no insistiremos sobre este tema por ser sumamente sencilla su comprensión.

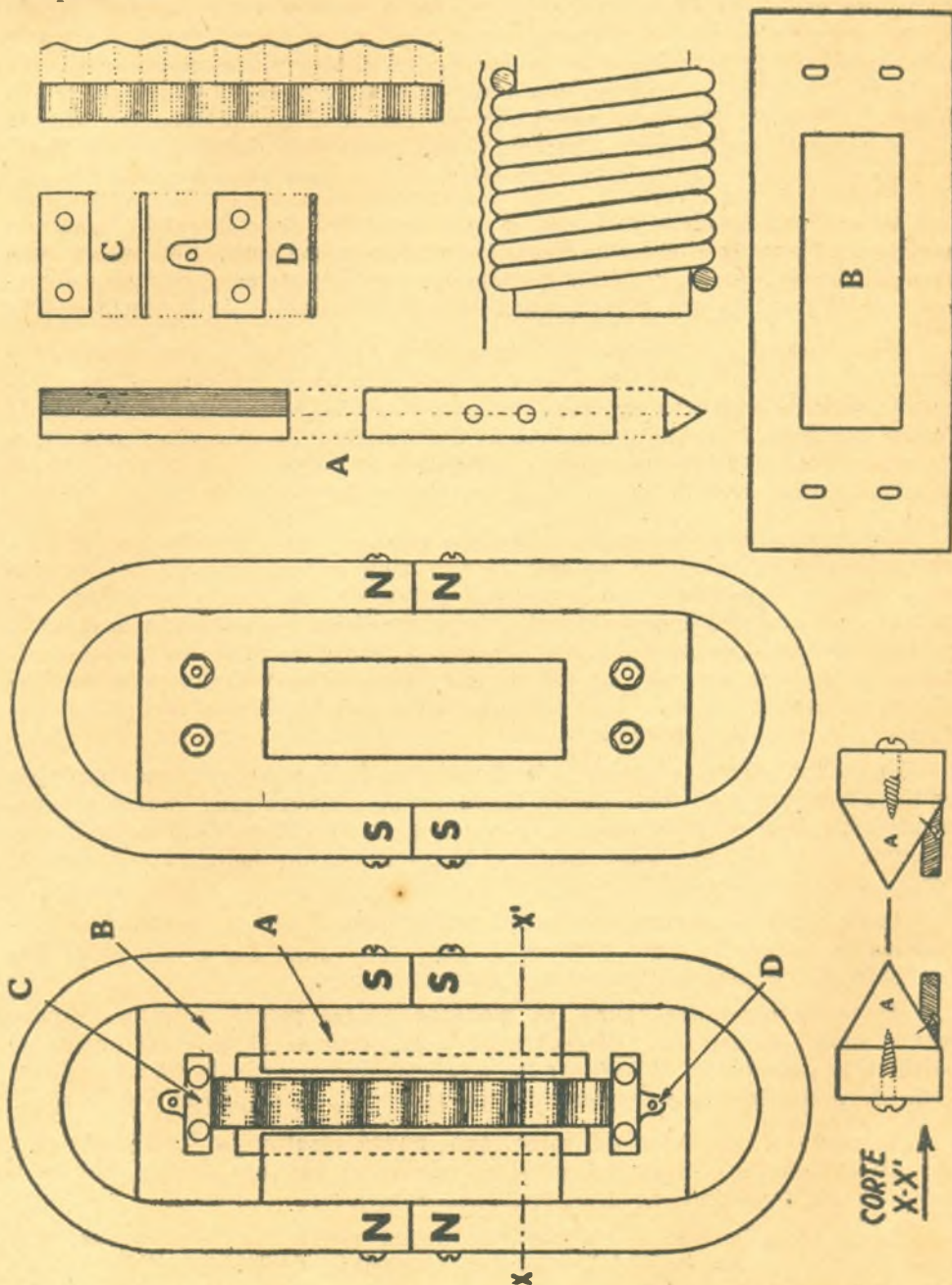


Fig. 471. — Todas las dimensiones deberán ser proporcionales a esta figura.

En la fig. 471 indicamos más o menos las proporciones de las piezas que componen un micrófono del tipo de velocidad y que pueden variarse, naturalmente, de acuerdo al tipo y dimensiones del imán que se posea. Pero deben seguirse las instrucciones de acuerdo a la escala que damos, a fin de obtener el máximo de rendimiento.

En la parte izquierda de la fig. 471 puede verse cómo estarían dispuestas las piezas que componen el micrófono visto de frente y en la cual se puede apreciar la disposición de los imanes, piezas polares, cinta y soporte. En el centro se indica la misma disposición pero vista de atrás del micrófono, y como puede verse, se indica la pieza de material aislante que sirve como soporte de la cinta y conexiones. En A pueden verse las medidas de las piezas polares del micrófono y que deben ser de hierro dulce. La parte más delicada del micrófono es precisamente dichas piezas polares, porque de la exactitud de su construcción depende muchos veces el grado de rendimiento de aquél. Por esta razón recomendamos a los lectores que dichas piezas sean realizadas por un mecánico que posea una cepilladora que, además de realizar el trabajo a la perfección, éste se hará en muy poco tiempo.

Respecto a la pieza B, o sea la que soportará la cinta, deberá ser de material aislante, sea ésta de fibra, ebonita, pertinax, etc. Esta pieza conviene hacerla una vez realizadas todas las piezas polares y conocido exactamente la posición que éstas ocupan dentro de los polos de los imanes.

Las piezas C y D son las que sujetarán la cinta sobre la pieza aislante y servirán para centrar la cinta y a la vez para conectar ésta al transformador de acoplamiento. La cinta del micrófono indicada a la derecha de la figura 471 deberá ser de aluminio o de duraluminio, de unos 3 a 5 milésimos de milímetro, es decir, que podría emplearse el papel conocido como papel de estaño, que sirve de envoltura a los cigarrillos o chocolatines.

La construcción de la cinta requiere una pequeña práctica previa a la obtención de la definitiva, ya que resulta muy difícil, primero de cortarla a la medida requerida y perfectamente derecha y de bordes paralelos. Segundo, que una vez conseguido el primer requisito, es necesario ondularla, y es aquí donde se tropieza con algunas dificultades. Esto se podría evitar si se pudiera costear una matriz que haga dicho trabajo, pero resultaría enormemente oneroso, y es por esta razón que el alumno tendrá que recurrir a su propia habilidad.

En la fig. 471 al centro y a la derecha se indica una manera simple de ondular la cinta y se trata de un bobinado de alambre muy grueso y levemente espaciado sobre el cual se apoya la cinta en el sentido longitudinal y pasando sobre la cinta suavemente el dedo hasta que la cinta adquiera la forma que necesitamos.

Las primeras pruebas resultarán malas, pues la cinta resultará en todos los casos torcida, pero después de realizadas unas dos o tres ya se habrá obtenido la práctica que este trabajo requiere.

Una vez obtenidas todas las medidas de las piezas, resultará sumamente simple el armado. El centrado de la cinta se obtiene fácilmente si se tiene la precaución de realizar los agujeros del soporte de forma ovalada a fin de permitir a éste desplazamientos de derecha a izquierda o viceversa.

Respecto al protector del micrófono, podrá elegirse la forma que más agrade al alumno e inspirándose, si se quiere, en algunos de los dibujos o fotos de los tipos indicados en lecciones anteriores.

Respecto a las características que deben reunir los dos imanes, sólo puede indicarse que éstos deben ser, en lo posible, de buena calidad, sobre todo si son del tipo empleado en altoparlantes magnéticos de marca.

Los polos de cada imán deben enfrentarse entre sí de manera que la acción de los mismos se sume; es decir, que de un lado deben encontrarse los dos polos norte y del otro los dos polos sud. La misma polaridad es fácil de determinar, pues basta enfrentarlos para saber si éstos son iguales o inversos (ver las lecciones 1, 2, 3 y 4). Si los dos imanes se atraen, significa que son opuestos, y si se repelen, es porque se han enfrentado polos del mismo nombre.

El transformador de acoplamiento se calculará de acuerdo a la forma en que el micrófono será usado, pero de cualquier manera puede emplearse un transformador sumamente pequeño, ya que éste no tendrá que transformar "energías" que puedan tomarse en cuenta. Como es de imaginar, la potencia entregada por este micrófono, aún para un pleno de orquesta sinfónica, no llegaría a excitar un par de teléfonos de gran sensibilidad.

Cuando se construya el transformador bastará bobinar para el primario unas 5 espiras de alambre grueso y considerando que la impedancia sea de $0,1 \Omega$, cuando se calcule el secundario se tendrá en cuenta dicha carga para la relación de transformación.

Medidas de precaución. — No debe soplar la cinta, porque la presión del aire que se imprime a ésta es tan grande que la "ondulación" pierde su forma original con sus naturales consecuencias.

MICROFONOS A CONDENSADOR

El micrófono a condensador está formado por dos armaduras: una fija y otra sujeta de manera tal que pueda vibrar en forma de membrana.

El principio de funcionamiento es sumamente simple: basta recordar el funcionamiento de un condensador para imaginarse la forma cómo trabaja el tipo de micrófono propuesto.

Si de acuerdo a la figura se conecta un condensador de las características mencionadas, estaríamos en condiciones de recoger tensiones de audiofrecuencia a la salida del circuito.

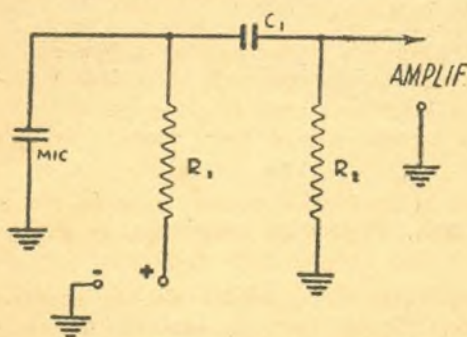


Fig. 472

Si entre las armaduras se aplica una tensión de 200 a 300 Volts y si una de las armaduras vibra por efecto de algún sonido, resultará que como consecuencia de la vibración varía la capacidad del condensador. Esto significa que cuando varía la capacidad entre las armaduras se producirán tensiones proporcionales a la capacidad "instantánea". Las variaciones de tensión así provocadas, producen una corriente a través de R_1 , la

cual a su vez determina una caída de voltaje entre sus extremos. Como la variación de corriente a través de R_1 provoca variaciones en las caídas de voltaje entre los extremos del mismo, resulta que si aplicamos dichas variaciones de tensión a un amplificador podríamos relevar los sonidos que provocaron la vibración de la "armadura" del condensador.

De esta manera se obtiene un micrófono de elevada calidad y que puede decirse es uno de los más perfectos en estos tiempos.

El único inconveniente que este tipo de micrófono a condensador presenta es que se necesita una fuente de alimentación que polarice el condensador para su funcionamiento, lo que en caso de emplear líneas largas desde el micrófono a la sección amplificadora, resulta un pequeño inconveniente.

En la figura 473 se indica la forma de un micrófono de condensador de un tipo comercial.

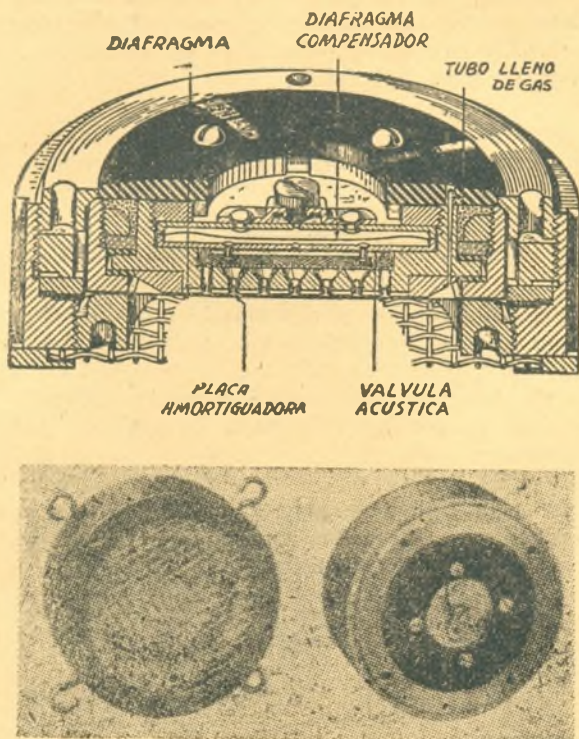


Fig. 473

MICROFONOS DEL TIPO DE CRISTAL O PIEZOELECTRICOS

En los últimos tiempos se ha popularizado enormemente el empleo de los micrófonos a cristal, tanto por su alta calidad, como por lo reducido del tamaño que requieren.

El principio de funcionamiento es exactamente igual al caso explicado para los cristales de cuarzo, pues una variación de presión entre las superficies del cristal origina tensiones eléctricas de la misma frecuencia.

El tipo de cristal empleado por lo general en este tipo de micrófono, es conocido con el nombre de Sal de Rochelle, pues tiene la virtud de entregar tensiones elevadas para presiones sumamente débiles.

En la figura 474 se indican algunos tipos comerciales de estos micrófonos.

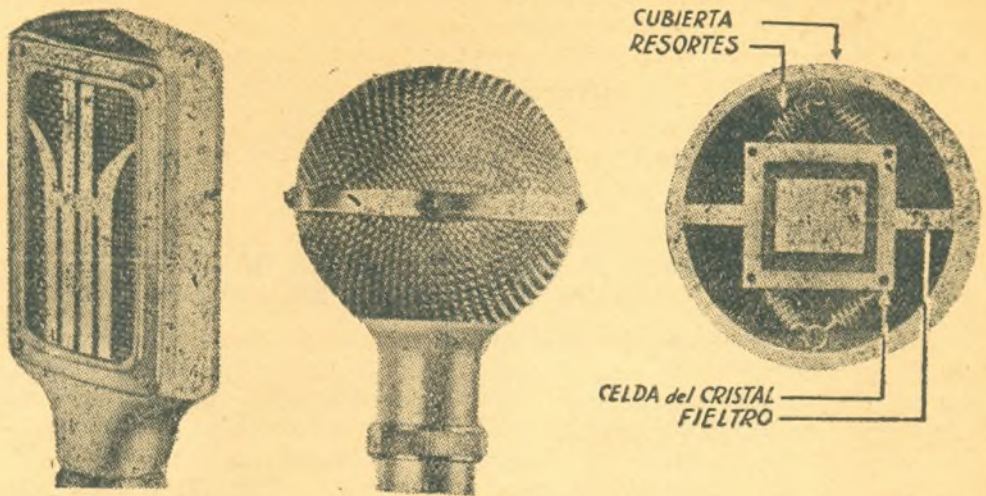


Fig. 474

103a. LECCION

T A B L A S

104a. LECCION

Estudio general sobre amplificadores de potencia

(Continuación)

INVERSORES DE FASE PARA EXCITACION DE SISTEMAS DE AMPLIFICADORES CONECTADOS EN PUSH-PULL

Una de las combinaciones más interesantes en los amplificadores de potencia es que mediante una disposición muy práctica se puede alimentar un amplificador en conexión push-pull sin necesidad de recurrir a un transformador de acoplamiento de diseño especial como los que vimos en lecciones anteriores al estudiar el sistema a que hemos hecho referencia.

En la práctica es posible obtener un inversor de fase que trabaja y se comporta de la misma manera que un transformador de acoplamiento que conecta las grillas de dos válvulas conectadas en push-pull. Veamos cómo:

En la lección 92a. se indicó que para que dos válvulas puedan trabajar en push-pull, tanto los circuitos de grilla como los de placa deberán conectarse de acuerdo a la figura 433 que repetiremos, a fin de que el lector no tenga que volver a la lección mencionada. Como se verá, en la figura 475 el transformador T_1 tiene una derivación central a fin de permitir que

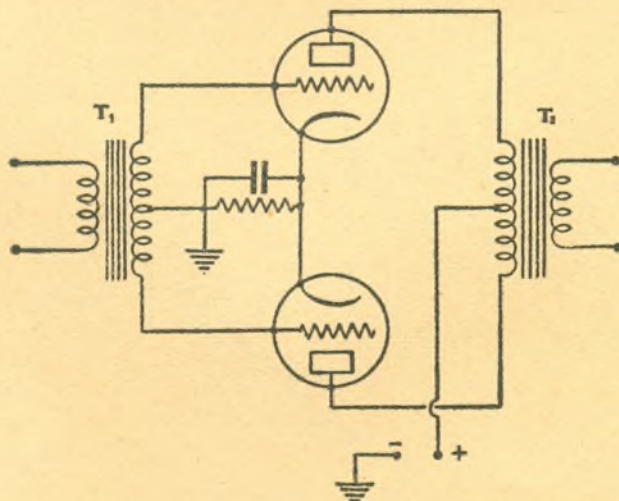


Fig. 475

la tensión aplicada a las dos grillas respecto a dicho punto tenga la misma magnitud pero de signo contrario, es decir, que en cualquier momento deberán estar defasadas en 180° . De la misma manera y por la misma razón el transformador de salida T_2 tiene derivación central en el primario o sea el bobinado que conecta los circuitos de placa de las dos válvulas.

La inversión de fase nos permite eliminar el transformador T_1 y a la vez si el diseño se realiza cuidadosamente, de seguro que no se producirá ninguna clase de deformaciones de la forma de onda, sea cual fuere la frecuencia. De aquí deducimos la enorme ventaja de emplear la inversión de fase en los amplificadores de disposición simétrica.

En el circuito de la figura 476 puede verse esquemáticamente un amplificador empleando un sistema como los que nos disponemos a describir indicando la forma de funcionamiento.

Si aplicamos a las bornas 1-2 una tensión de corriente alternada, resultará que ésta quedará aplicada solamente al circuito de grilla de la válvula "A" y la tensión amplificada por dicha válvula será aplicada por medio de R_p y C a la grilla de la válvula V_1 . Como puede verse, hasta ahora no sabemos cómo se aplicará la tensión de entrada a la válvula "B" y la V_2 .

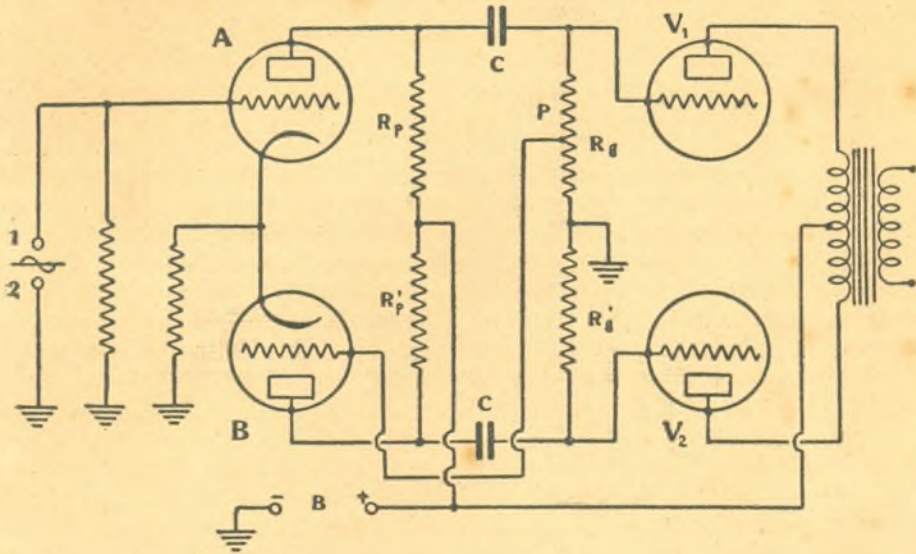


Fig. 476

La válvula "B" se excita de la siguiente manera: Sobre la resistencia R_g se produce una caída de tensión que es la tensión amplificada y aplicada a la grilla de la válvula V_1 . Si a dicha resistencia se le saca una derivación y la caída de tensión que le corresponde se aplica a la grilla de la válvula "B", resultará que la tensión de corriente alternada así aplicada será amplificada por dicha válvula y a su vez puede excitar el circuito de la válvula V_2 . Pero resulta que debemos tener en cuenta la fase, porque, de lo contrario, sería imposible que el sistema funcione.

Dijimos que para que el amplificador en push-pull funcione es necesario que la tensión de excitación, o sea la tensión amplificada de la señal aplicada a las grillas estén defasadas en 180° y por lo tanto podremos demostrar que en el circuito de la figura 476 lo están y por lo tanto el sistema propuesto, trabaja correctamente.

Veremos, en una lección próxima, que la tensión aplicada al circuito de una válvula o sea en el circuito de grilla la fase de esta tensión con respecto a la tensión amplificada o sea la tensión desarrollada en su circuito de placa está defasada en 180° . Si la tensión de excitación de la válvula "B" se toma desde el circuito de grilla de la válvula V_1 , resultará que si la válvula tiene una fase determinada en su circuito de grilla, la misma será también el de la grilla de la válvula "B" y por lo tanto en la placa de dicha válvula la tensión desarrollada tendrá una diferencia de fase con respecto a la tensión de grilla de 180° . Por lo tanto la tensión aplicada al circuito de la grilla de la válvula V_2 tiene la fase de la tensión de placa de la válvula "B" y por lo tanto estará a 180° de la tensión de grilla de la válvula V_1 , con lo cual queda demostrado que el sistema push-pull puede aplicarse en este caso y con la seguridad de un buen funcionamiento.

Para que se mantenga la fase indicada a cualquier frecuencia de trabajo, ya que ésta varía con la frecuencia, debe tenerse la precaución de no conectar condensador sobre el cátodo de las válvulas excitadoras, siendo además innecesario el condensador de cátodo de las válvulas de salida en push-pull y que generalmente se conectan en paralelo. Cuando la tensión negativa de las válvulas, es alimentada por medio de una fuerte tensión fija, conviene, en todos los casos, el empleo del condensador de dicha etapa.

Queda por resolver, o, mejor dicho, cuál sería la forma de control, la tensión amplificada por las válvulas A y B que llamaremos defasadoras.

Si a la entrada 1-2 de la válvula A se aplica una tensión determinada de corriente alternada, ésta será amplificada y sobre el circuito de grilla de la válvula V_1 tendremos una tensión de un valor determinado, naturalmente superior al aplicado al circuito de grilla de la válvula "A". Como la tensión de grilla que deberá suministrar la válvula "B" al circuito de la grilla de la válvula V_2 debe ser de igual magnitud al de la válvula V_1 , resultará que tendremos que aplicar al circuito de grilla de la válvula "B" una tensión tal que una vez amplificada en el circuito de placa de dicha válvula se desarrolle una tensión de igual magnitud que el correspondiente a la válvula "A". Esto puede conseguirse fácilmente de dos maneras: una en la cual se tiene en cuenta el factor de amplificación de la válvula de tal manera que si ésta tiene un valor para dicho factor de 20 y la tensión que tendrá que desarrollarse sobre el circuito de placa es de 20 Volts, fácil será imaginar que al circuito de grilla deberá aplicarse una tensión de 1 Volt. Esta tensión debe tomarse de una derivación de la resistencia R_g y cuya tensión se desarrolla entre tierra o chassis del amplificador el punto "P".

El otro método sería el de medir con un voltímetro a válvula la tensión de las dos grillas de las válvulas "A" y "B" llevándolas al mismo valor. Es decir, que si tenemos aplicados al circuito de grilla de la válvula "A" 1 Volt de corriente alternada, esta tensión será amplificada por dicha válvula y se hará presente ésta o parte de ésta sobre la resistencia R'_g de manera que regulando el punto "P" hasta que entre la grilla de la válvula "B" y chassis se obtenga exactamente 1 Volt. De esta manera, quedarán aseguradas las tensiones y las fases a los circuitos de las válvulas V_1 y V_2 y siempre que las válvulas A y B sean exactamente iguales.

Como las caídas de voltaje sobre las resistencias R_g y R'_g se toman y esto es completamente correcto, como si en dicho circuito no se disipa prácticamente ninguna energía eléctrica y por lo tanto hacemos notar que este sistema de inversor de fase solamente se aplicará en amplificadores donde los circuitos de grillas no tienen corriente por dicho electrodo. Es decir, que este sistema se aplicará solamente en los casos de amplificadores de CLASE "A".

Existen otros sistemas de inversor de fase, pero que veremos en otras oportunidades, ya que éstos son de tipos derivados del explicado, con la diferencia que en lugar de emplear una lámpara defasadora ("B") se emplea la misma válvula como amplificadora de tensión y defasadora.

103.ª LECCION - Características de Válvulas de Recepción

(Continuación)

T I P O	Característica	Tipo de zócalo y enchufe		Característica de filamento			Amplificación	Volts	Volts	Volts	M.A.	M.A.	Ohms	μ Mhos.		Ohms	Watta	
		Dim.	Zócalo	Calentamiento	Volts	Amp.		Tensión de placa	Tensión negativa	Tensión de pantalla	Corriente de pantalla	Corriente de placa	Resistencia de placa	Transduc-tancia	Factor de amplificación	Carga de placa	Potencia de salida	
6B8	Doble-diodo pentodo	C1	8E	Indirecto	6,3	0,3	Secc. pentodo como amplif.	Ver 12C8.										
6B8-G	Doble-diodo pentodo	D8	G-8E	Indirecto	6,3	0,3	Secc. pentodo como amplif. de R. F.	100	-3	100	1,7	5	300.000	950	-	-	-	
							250	-3	125	2,3	9.0	600.000	1.225	-	-	-		
6C5	Triodo amplificador detector.	B3	6Q	Indirecto	6,3	0,3	Secc. pentodo como amplif. de A. F.	90	Resist. de cátodo, 3500 Ohms. Resist. de pant, 1,1 Mg. — $\mu = 55$. Resist. de cátodo, 1600 Ohms. Resist. de pant, 1,2 Mg. — $\mu = 79$. Para ambos casos la resist. de grilla es del valor sig.: 0,5 Mg.									
							350	250	-8	-	-	8	1000	2000	20	-	-	
							Amplificador Clase A	90	Resist. de cátodo 6400 Ohms. Ampl. por etapa, 11. Resist. de cátodo, 5300 Ohms. Ampl. por etapa, 13. Resist. de grilla de la válvula sig.: 0,25 Mg.									
6C5-G	Triodo amplificador detec.	D3	G-6Q	Indirecto	6,3	0,3	Detector por placa	250	17	Ajustar aprox. corriente de placa a 0,2 M. A. sin señal.								
							Amplificador	90	Resist. de cátodo 6400 Ohms. Ampl. por etapa, 11. Resist. de cátodo, 5300 Ohms. Ampl. por etapa, 13. Resist. de grilla de la válvula sig.: 0,25 Mg.									
6C6	Detector amplif. de triple grilla.	D13	6F	Indirecto	6,3	0,3	Detector Amplificador	Ver 6J7										
6C8-G	amplificador Doble triodo	D8	G-8G	Indirecto	6,3	0,3	Cada sección como amplif.	250	-4,5	-	-	3,2	22 500	1600	36	-	-	
6D6	Amplif. super control triple grilla.	D13	6F	Indirecto	6,3	0,3	Amplificadora Mezcladora	Ver 6U7G										
6D8-G	Convertora pentagrilla.	D8	G-8A	Indirecto	6,3	0,15	Convertora	135	-3	67.5	-	-	600.000	Placa osc. (C.) 250 a través de 20.000 400.000 Ohms. Con 4,3 M. A. — Grilla osc. (G.) 500.000 Ohms. Trans. de vonv., 500 Ohms.				
6E5	Ojo eléctrico	D5	6R	Indirecto	6,3	0,3	Indic. visual de sintonía	Voltaje de pantalla fluoresc., 100 Volts. Voltaje del elec. control, 3,3 Volts para un áng. de sombra de 0° y a 0 V. áng. de 90°. Resist. para placa triodo, 0,5 MG. Corr. de pant. fluoresc., 1 M.A. Corr. de placa, 0,19 M.A.										
								Voltaje de placa y pantalla fluoresc., 250 V. Voltaje de elec. control, -8 V. para áng. de 0° y a 0 Volt áng. de 90°. Resist. para placa triodo, 1 MG. Corr. de pant. fluoresc., 4 M.A. Corr. de placa, 0,24 M.A.										

6E5	Ojo eléctrico	D5	6R	Indirecto	6,3	0,3
6F5	Triodo alto mu	C1	5M	Indirecto	6,3	0,3
6F5-G	Triodo alto mu	D8	G-5M	Indirecto	6,3	0,3
6F5-GT	Triodo alto mu	C3	G-5M	Indirecto	6,3	0,3
6F6	Pentodo amplif. de pot.	C2	7S	Indirecto	6,3	0,7
6F6-G	Pentodo amplif. de pot.	D10	G-7S	Indirecto	6,3	0,7
6F7	Triodo pentodo	D9	7E	Indirecto	6,3	0,3
6F8-G	Doble-triodo amplif.	D8	G-8G	Indirecto	6,3	0,6
6G6-G	Pentodo amplif. de pot.	D3	G-7S	Indirecto	6,3	0,15
6H6	Doble diodo	A1	7Q	Indirecto	6,3	0,3

Indic. visual de sintonía	Voltaje de pantalla fluoresc., 100 Volts. Voltaje del elec. control, 3,3 Volts para un áng. de sombra de 0° y a O. V. áng. de 90°. Resist. para placa triodo, 0,5 MG. Corr. de pant. fluoresc., 1 M.A. Corr. de placa, 0,19 M.A.									
	Voltaje de placa y pantalla fluoresc., 250 V. Voltaje de elec. control, —8 V. para áng. de 0° y a 0 Volt áng. de 90°. Resist. para placa triodo, 1 MG. Corr. de pant. fluoresc., 4 M.A. Corr. de placa, 0,24 M.A.									
Amplificadora.	Ver 6SF5.									
Amplificadora.	Ver 6SF5.									
Amplificadora.	Ver 6SF5.									
Amplificadora.	Ver 6F6-G.									
Pentodo amplif. Clase A	250	—16,5	250	6,5	34	80.000	2500	—	7000	3,2
	285	—20	285	7	38	78.000	2550	—	7000	4,8
Triodo amplif. Clase A	250	—20	—	—	31	2.600	2600	6,8	4000	0,85
Amplif. Clase A. Pentodo push-pull	315	Res.-cat.	285	12	62	Resistencia cátodo. 340 Ohms.			10000	10,5
	315	—24	285	12	62				10000	11
Amplif. Clase AB2. Pent. push-pull	375	Res.-cat.	250	8	54	Resistencia cátodo. 320 Ohms.			10000	19
	375	—26	250	5	34				10000	18,5
Amplif. Clase AB2. Triodo push-pull.	350	Res.-cat.	—	—	50	Resistencia cátodo. 730 Ohms.			10000	9
	350	38	—	—	48	—	—	—	6000	13
Sección triodo como amplif. Clase A	100	{ —3 } min. }	—	—	3,5	16.000	500	8	—	—
Secc. pentodo como amplif. Clase A	100	{ —3 } min. }	100	1,6	6,3	290.000	1050	—	—	—
	250	{ —3 } min. }	100	1,5	6,5	850.000	1100	—	—	—
Secc. pentodo como mezcladora	250	—10	100	0,6	2,8	Voltaje de pico osc. = 7. Transcr. de conversión = 300 Mhos.				
Cada sección como amplif. cadora	90	0	—	—	10	6.700	3000	20	—	—
	250	—8	—	—	9	7.700	2600	20	—	—
Pentodo amplificador. Clase A	135	—6	135	2	11,5	170.000	2100	—	12000	0,6
	180	—9	180	2,5	15	175.000	2300	—	10000	1,1
Amplif. Clase A. Triodo.	180	12	—	—	11	4.750	2000	9,5	12000	0,25

Detector

Máximo de voltaje C.A. por placa: 117 Volts voltaje eficaz

amplific.																		
6G6-G	Pentodo amplif. de pot.	D3	G-7S	Indirecto	6,3	0,15	Pentodo amplificador, Clase A	185 180	-6 -9	135 180	2 2,5	11,5 15	170.000 175.000	2100 2300	-	12000 10000	0,6 1,1	
							Amplif. Clase A, Triodo.	180	12	-	-	11	4.750	2000	9,5	12000	0,25	
6H6	Doble-diodo	A1	7Q	Indirecto	6,3	0,3	Detector Rectif.	Máximo de voltaje C.A. por placa: 117 Volts voltaje eficaz. Máximo de corriente de salida C.C.: 4 M.A.										
6H6-G	Doble-diodo	D3	G-7Q	Indirecto	6,3	0,3	Detector Amplif.	Ver 6HG.										
6J5	Triodo detector amplif.	B3	6Q	Indirecto	6,3	0,3	Amplificador Clase A.	90 150	0 -8	-	-	10 9	6.700 7.700	3000 2600	20 20	-	-	
								Amplificadora.	Ver 6J5.									
6J5-GT	Triodo detector amplif.	C3	G-6Q	Indirecto	6,3	0,3	Amplificadora.	Ver 6J5.										
								Pent. amplif. Clase A, R. F.	100 250	-3 -3	100 100	0,5 0,5	2 2	1.000000	1185 1185	-	-	-
6J7	Amplific. detector de triple grilla.	C1	7R	Indirecto	6,3	0,3	Pent. amplif. Clase A, de R. F.	90 300	Resist. cátodo, 2.600 Ohms. Resist. de pantalla = 1,2 meg. Resist. cátodo, 1.200 Ohms. Resist. de pantalla = 1,2 meg.					Resist. grilla, 0,5 Meg.		Amplif. por etap. = 85 Amplif. por etap. = 140		
								Triodo amplif. Clase A.	180 250	-5,3 -8	-	-	5,3 6,5	11.000 10.500	1800 1900	20 20	-	-
6J7-G	Pent. tr. grilla detector amplif.	D8	G-7R	Indirecto	6,3	0,3	Amplif. Detec.	Ver 6J7.										
6J7-GT	Pent. tr. grilla detector amplif.	C3	6-7R	Indirecto	6,3	0,3	Amplif. Clase A	100 250	-3 -3	100 100	0,5 0,5	2 2	1.000000	1185 1225	-	-	-	
								Amplif. Clase A	100 250	-1,5 -3,5	-	-	0,35 1,1	78.000 50.000	900 1400	70 70	-	-
6K6-G	Pent. amplif. de potencia	D3	G-75	Indirecto	6,3	0,4	Amplif. Clase A	100 250 315	-7 -18 -21	100 250 250	1,6 5,5 4.	9. 32 25,3	104.000 68.000 75.000	1500 2300 2100	-	12000 7600 9000	0,35 3,40 4,50	
								Amplif. Clase A	180 250	-13,5 -18	180 250	3. 5,5	18,5 32	81.000 68.000	1850 2200	-	9000 7600	1,50 3,40
									Amplif. Clase A	90 250	-3 -3	90 125	1,3 2,6	5,4 10,5	300.000 600.000	1275 1650	-	-
6K7	Amplif. super-control triple grilla.	C1	7R	Indirecto	6,3	0,3	Mezcladora	250	-10	100	-	-	Tensión de pico del oscilador = 7 Volts.					
6K7-G	Amplif. super-control triple grilla.	D8	6-7R	Indirecto	6,3	0,3	Amplif. Mezcladora	Ver 6K7.										

6K7-GT	Amplif. super-control triple grilla	C3	G-7R	Indirecto	6,3	0,3
6K8	Convertora triodo-exodo	C1	8K	Indirecto	6,3	0,3
6L5-G	Triodo amplif. detector	D3	G-6Q	Indirecto	6,3	0,15
6L6	Amplif. de potencia por haces electrónicos	D7	7AC	Indirecto	6,3	0,9
6L6-G	Amplif. pot. p/h. dirg.	E2	G-7AC	Indirecto	6,3	0,9
6L7	Amplif. y convertora pentagrilla	C1	7T	Indirecto	6,3	0,3
6L7-G	Amplif. y convertora pentagrilla	D8	G-7T	Indirecto	6,3	0,3
6N5	Ojo eléctrico	D5	6R	Indirecto	6,3	0,15
6N6-G	Amplif. de pot. acopl. direct.	D10	G-7AU	Indirecto	6,3	0,8
6N7	Amplif. doble-trioto	C2	8B	Indirecto	6,3	0,8
6N7-G	Amplif. doble-	D10	G-8B	Indirecto	6,3	0,8

Amplif. Clase A	100 250	-3	100 100	1,6 1,7	6,5 7	250.000 800.000	1325 1450	-	-	-
Sec. Triodo como Oscil.	100	Res. de gr. triodo			3,8	Corr. gr. osc. 0,15 M.A.				
Sec. Exodo como mezclad.	100 250	-3 -3	100 100	6,2 6	2,3 2,5	400.000 600.000	Tran. de conv. 325 Mhos. Tran. de conv. 350 Mhos.			
Amplif. Clase A	135 250	-5 -9	-	-	3,5 8	11.300 9.000	1500 1900	17 17	-	-
Amplif. Clase A de 1 válvula	250 250	-14 Resist. cat.	250 250	5. 5.4	72 75	Resist. de cátodo, 170 Ohms.			2500 2500	6,5 6,5
Amplif. Clase A push-pull.	270 270	-17,5 Res. cat.	270 270	11 11	134 131	Resist. de cátodo, 125 Ohms.			5000 5000	17,5 18,5
Clase AB1 push-pull.	360 360	-22,5 Res. cat.	270 270	5 5	88 88	Resist. de cátodo, 250 Ohms.			6600 9000	26,5 24,5
Amplif. Clase AB2 push-pull.	360 360	-18,0 22,5	225 270	3,5 5,0	78.0 88.0	-	-	-	6000 3800	31 47
Amplif. Clase A como triodo	250 250	-20 Res. cat.	-	-	40.0 40.0	1.700	4700	8	5000 6000	1,4 1,8
Amplif.	Ver 6L6.									
Mezcladora	250	-3	100	7,1	2,4	Volt. neg. gr. osc., -10 Volts. Volt. pico gr. osc., 12 Volts. Tran. de conv., 375 Mhos.				
Amplif. Clase A	250	-3	100	6,5	5,3	600.000	1100	-	-	-
Amplif. mezcladora	Ver 6L7.									
Cont. vis. de sint.	Ver 6AB5 6N5.									
Amplif. Clase A	Tr. sal.: Volt pl. 300; M.A. pl., 42; carg. pl., 7000 Ohms. Entr. tr.: Volts pl., 300; Volts gr., 0; señal entr., 15 V. eficaz, M.A. pl., 9.									4
Amplif.	Ver 6N7-G.									
Amplif. Clase A	250 294	-5 -6	-	-	6 7	11.300 11.000	3100 3200	35 35	20000	0,4

6N7	Amplif. doble-triódodo	C2	8B	Indirecto	6,3	0,8	Amplif.	Ver 6N7-G.									
6N7-G	Amplif. doble-triódodo	D10	G-8B	Indirecto	6,3	0,8	Amplif. Clase A	250	-5	-	-	6	11.300	3100	35	20000	0,4
							294	-6	-	-	7	11.000	3200	25	8000	8	
6P5-G	Triódodo amplificador detector	D3	G-6Q	Indirecto	6,3	0,3	Amplif. Clase A	100	-5	-	-	2,5	12.000	1150	13,8	-	-
							250	-13,5	-	-	5	9.500	1450	13,8	-	-	
6Q7	Triódodo alto mu. Doble-triódodo	C1	7V	Indirecto	6,3	0,3	Detector por placa	250	-20	-	-	La corr. de placa se ajustará a 0,2 M.A. sin señal.					
							100	1,5	-	-	0,35	87.500	8000	70	-	-	
							Sec. Triódodo como amplif. de Clase A	250	-3	-	-	1,1	58.000	12000	70	-	-
							90	300	Resist. cát., 7600 Ohms. } Resist. gr., 0,5 MG.		Resist. cát., 3000 Ohms. }						
6Q7-G	Triódodo alto mu. doble-triódodo	D8	G-7V	Indirecto	6,3	0,3	Sec. Triódodo como amplif.	Ver 6Q7.									
6Q7-GT	Triódodo doble-triódodo	C3	7V	Indirecto	6,3	0,3	Sec. Triódodo como amplif.	Ver 6Q7.									
6R7	Triódodo alto mu. Doble-triódodo	C1	G-7V	Indirecto	6,3	0,3	Sec. Triódodo como amplif.	Ver 6R7-G.									
6R7-G	Triódodo doble-triódodo	D8	G-7V	Indirecto	6,3	0,3	Sec. Triódodo como amplif.	250	-9	-	-	9,5	8.500	1900	16	-	-
								90	300	Res. cát. 4400 Ohms. } Res. gr., 0,25 Megohm.		Res. cát. 3800 Ohms. }					
6S7	Amplif. super-control triple grilla	C1	7R	Indirecto	6,3	0,15	Amplif. Clase A	135	-3	67,5	0,9	3,7	1.000000	1250	-	-	-
								250	-3	100	2	8,5	1.000000	1750	-	-	-
								90	300	Res. cát. 4400 Ohms. } Res. gr., 0,25 Megohm.		Res. cát. 3800 Ohms. }					
6S7-G	Amplif. super-control triple grilla	D8	G-7R	Indirecto	6,3	0,15	Amplificadora	Ver 6S7.									
6SA7	Pentagrilla conversora	B3	8B	Indirecto	6,3	0,3	Mezcladora	100		100	8	3,2	500.000	Res. gr. No 1. 20.000 Ohms			
								250		100	8	3,4	800.000	Cond. conv., 450 Mhos			
6SC7	Amplif. doble-triódodo	B3	8S	Indirecto	6,3	0,3	Cada sec. como amplif.	250	-2	-	-	2	53.000	1325	-0	-	-
6SF5	Triódodo alto mu.	B3	6AB	Indirecto	6,3	0,3	Amplif. Clase A	250	0	-	-	1,8	50.000	1520	80	-	-
								100	-2	-	-	0,9	66.000	1500	100	-	-
								90	Res. cát., 8800 Ohms. } Res. gr., 0,5 Mg.		Res. cát., 3200 Ohms. }						
								300	Res. cát., 8800 Ohms. }		Res. cát., 3200 Ohms. }						

6S7-G	Amplif. super-control triple grilla	D8	G-7R	Indirecto	6,3	0,15	Amplificadora	Ver 6S7.									
6SA7	Pentagrilla conversora	B3	8B	Indirecto	6,3	0,3	Mezcladora	100 250		100 100	8 8	3,2 3,4	500 000 800.000	Res. gr. N° 1. 20.000 Ohms Cond. conv., 450 Mhos			
6SC7	Amplif. doble-triodo	B3	8S	Indirecto	6,3	0,3	Cada sec. como amplif.	250	-2	-	-	2	53.000	1325	-0	-	-
6SF5	Triodo alto mu.	B3	6AB	Indirecto	6,3	0,3	Amplif. Clase A	250	0	-	-	1,8	50.000	1520	80	-	-
								100	-2	-	-	0,9	68.000	1500	100	-	-
6SJ7	Amplif. detec. triple grilla	B3	8N	Indirecto	6,3	0,3	Amplif. Clase A	100	-3	100	0,9	2,9	700.000	1575	-	-	-
								250	-3	100	0,8	3	1.000000	1690	-	-	-
6SK7	Amplif. super-control triple grilla	B3	8N	Indirecto	6,3	0,3	Amplif. Clase A	100	-3	100	2,6	8,9	250.000	1900	-	-	-
								250	-3	100	2,9	9,2	800.000	2000	-	-	-
6SQ7	Triodo alto mu. Doble-diodo	B3	8Q	Indirecto	6,3	0,3	Sec. Triodo como amplif. Clase A	250	-2	-	-	0,9	91.000	1100	100	-	-
								90 300	Res. cat., 11.000 Ohms. Res. cat., 3.900 Ohms.		Res. gr., 0,5 Mg.						
6T7-G	Triodo alto mu. Doble-diodo	D8	G-7V	Indirecto	6,3	0,15	Sec. Triodo como amplif. Clase A	250	-3	-	-	1,2	62.000	1050	65	-	-
								90 300	Res. cat., 8300 Ohms. Res. cat., 4580 Ohms.		Res. gr., 0,5 Mg.						
6U5/ 6G5	Ojo eléctrico	D4	6R	Indirecto	6,3	0,3	Control visual de sintonía	Alim. pl. y pant. fluor., 100 V. Res. pl., tr., 0,5 MG. Corr. pt. fl., 1 M.A. para áng. 0° gr. — 8 V. para áng. 90° gr. OV. y corr. pl., 0,19 M.A.									
								Alim. pl. y pant. fl., 250 V. Res. pl. tr., - MG. Corr. pt. fl., 4 M.A. para áng. 0° gr. — 22 V. para áng. 90° fr. OV. y corr. pl. 0,24 M.A.									
6U7-G	Amplif. super-control. Triple grilla	D12a	G-7R	Indirecto	6,3	0,3	Amplif. Clase A	100	-3	100	2,2	8,2	250.000	1500	-	-	-
								250	-3	100	2	8	800.000	1600	-	-	-
							Mezcladora	100 250	-10 -10	100 100	- -	- -	Voltaje pico grilla osc. = 7 V.				
6V6	Amplif. pot. por haces dirigidos	C2	7AC		6,3	0,45	Amplif. Clase A de una válvula	180	-8,5	180	3	2,9	58.000	3700	-	5500	2
								315	-13	225	2,2	3,4	77.000	3750	-	8500	5,5
							Amplif. Clase AB1 push-pull.	250	-15	250	5	7,0	-	-	-	10000	10

CURSO DE RADIO

105a. LECCION

Estudio general de los transmisores

(Continuación)

En este capítulo se explicarán los distintos métodos que se emplean para modular energías de alta frecuencia generados por osciladores de radio.

En la lección anterior habíamos visto la forma simple de modular por absorción y su aplicación a un transmisor elemental que podía ser construído y utilizado por nuestros lectores con el mínimo de gasto.

El método indicado para la modulación por absorción no es el único conocido, sino que puede hacerse un circuito aparte para el micrófono y posiblemente en la práctica ese método resulte más eficiente. Por lo tanto indicamos en la figura 476 el circuito correspondiente a fin de que el lector pueda tomar debida nota. El acoplamiento que se emplea para el micrófono consta de pocas espiras del mismo alambre que el circuito sintonizado y se ajusta la distancia para la mejor calidad.

Además, existe un método que permite reducir la pérdida de energía que la conexión del micrófono provoca sobre la energía de alta frecuencia provocada por el oscilador y es el indicado en la figura 477.

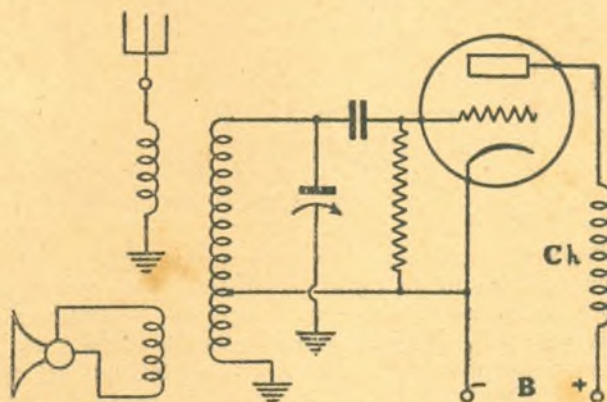


Fig. 477

Como puede observarse en dicha figura, el circuito microfónico no es otra cosa que un modulador en el cual el micrófono está conectado a una válvula moduladora que amplifica la tensión de audio frecuencia generada por el micrófono.

Creemos que resultará fácil imaginarse cuál es la forma de funcionamiento del modulador, ya que una pequeña energía que absorbe la inductancia L_2 del "circuito tanque" formado por C_1 y L_2 queda modulada por la energía producida por el modulador y de esta manera provoca en todo el circuito inductivo del transmisor una variación en su campo magnético y siguiendo la forma de la modulación. De esta manera, repetimos, se consigue disminuir la pérdida provocada por el circuito del micrófono a la vez que aumentar el porcentaje de modulación a los límites que permite la energía de radio frecuencia.

MODULACION POR VARIACION DEL POTENCIAL DEL CIRCUITO DE GRILLA

Uno de los métodos más populares que es empleado con mucho éxito en los transmisores de aficionados de poca potencia, y en los primeros tiempos del broadcasting era conocido como modulación por variaciones del potencial de grilla de la osciladora. Por el título solamente, el lector podrá imaginar que en este método la tensión de audio frecuencia se conecta al circuito de grilla de la válvula osciladora, de manera que hará que a la energía de alta frecuencia se superponga una forma de onda correspondiente a la modulación.

En la figura 478 se indica el método que sugerimos y que explicaremos inmediatamente. Puede verse que las tensiones de audio frecuencia generadas por micrófono y amplificadas por el transformador de acoplamiento se aplican al circuito de la grilla de la válvula osciladora. Dicha tensión hace que la válvula, al variar de potencial de grilla, haga variar la corriente de

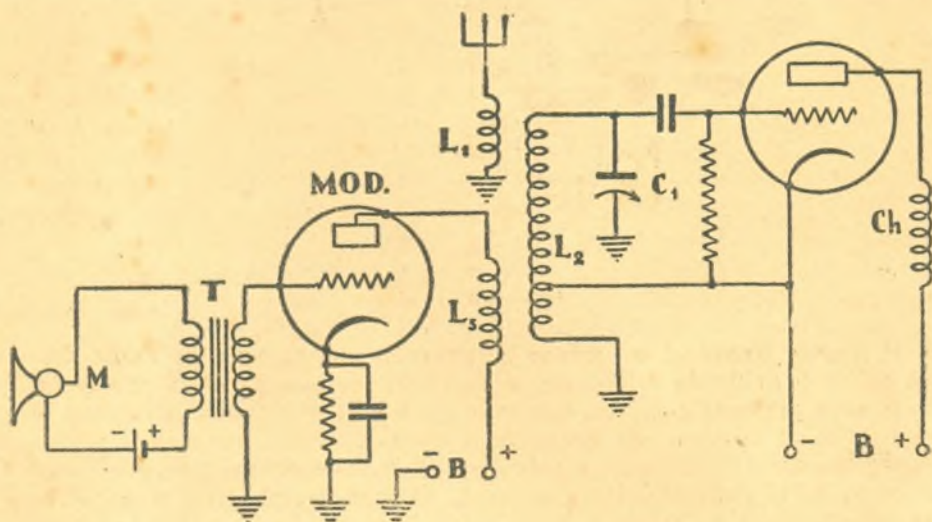


Fig. 478

placa de la válvula y por lo tanto se genera una energía de audio frecuencia que se superpondrá a la de radio frecuencia. De esta manera se obtiene una modulación bastante clara, siempre que no se exagere la tensión de audio frecuencia aplicada al circuito de grilla de la válvula osciladora.

Uno de los métodos más interesantes que se derivan del método anterior es el conocido como "Modulación a Potencial Constante" o modulación serie.

MODULACION A POTENCIAL CONSTANTE O MODULACION SERIE

Este método, tan popular como el anterior, ha proporcionado a los aficionados transmisoristas más de una satisfacción, ya que sin gastar más energía que la del micrófono, permite modular una energía de alta frecuencia con un máximo de calidad y llenando las necesidades de los experimentadores. Algunas compañías europeas emplean aún en nuestros días este método y existen en nuestro país dos o tres estaciones de broadcasting de gran potencia que también emplean este método de modulación.

En la figura 479 se muestra, de una manera esquemática, el método propuesto, cuya teoría de funcionamiento damos a continuación.

Si se observa el esquema de referencia, se podrá notar que la corriente de placa no retorna del cátodo a negativo de la manera corriente, sino que ésta vuelve al negativo de la fuente de alimentación a través de la

resistencia interna de la válvula moduladora. Como imaginará el lector, la resistencia interna de la válvula moduladora se puede emplear como resistencia de retorno del circuito de grilla, pero de esto nos ocuparemos en el tema siguiente.

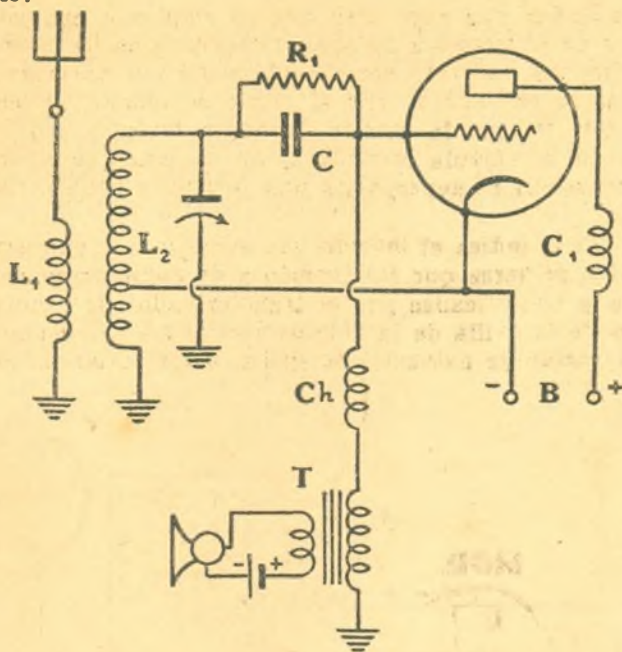


Fig. 479

Si al hablar frente al micrófono se provoca una energía de audio frecuencia sobre la grilla de la válvula moduladora, se comprenderá que dicha tensión se hará presente entre los extremos del transformador de micrófono T que se conecta al circuito de grilla de la válvula moduladora.

La tensión amplificada por la válvula moduladora se hará presente entre los extremos de la resistencia interna de la válvula moduladora. Pero como la corriente de placa de la válvula osciladora circula por la misma resistencia interna de la válvula moduladora, resultará que dicha corriente quedará modulada por la tensión de baja frecuencia impresa originariamente por el micrófono. Como consecuencia de esa combinación resulta que la tensión de radio frecuencia que se genera en el circuito tanque del transmisor quedará afectada por una energía de audio frecuencia que es envolvente y que responde a la forma de modulación.

En general, cuando se modula por medio del sistema de tensión constante resulta un poco delicado el ajuste del modulador, ya que éste necesita que su circuito de grilla esté correctamente polarizado, pues de lo contrario se corre el riesgo de provocar una fuerte deformación de la modulación.

Se comprenderá, además, que no conviene emplear como válvula moduladora un tipo de alta impedancia o sea del tipo pentodo, por ejemplo, pues ésta no permitirá una buena regulación dificultando el correcto funcionamiento del transmisor, ya que a través de la resistencia interna de la válvula circulará la corriente de placa de la válvula osciladora.

Posiblemente, el lector no comprenderá cómo trabaja la válvula moduladora, ya que no tiene aplicado en su placa ningún potencial positivo, al menos a primera vista. Habíamos visto que, a través de la resistencia interna de la válvula, circula una corriente de un valor determinado, de manera que entre los extremos de dicha resistencia (placa-cátodo) se producirá una caída de tensión. Si el cátodo de la válvula está conectado al polo negativo de la fuente de alimentación de placa, fácilmente se comprenderá

que el potencial de placa será superior al de cátodo, dependiendo dicho potencial, como es natural, del valor de la resistencia interna de la válvula y de la intensidad de la corriente de la válvula osciladora más el de la moduladora.

Uno de los inconvenientes de este sistema de modulación es que se necesita una fuente de alimentación del circuito de placa de una mayor tensión que de otros tipos, ya que suponiendo el caso de que la corriente de placa de las dos válvulas osciladora y moduladora, tuvieran el mismo valor, la tensión aplicada deberá ser exactamente el doble de la que corresponde a una sola válvula. Por esta razón algunos autores denominan a este tipo de modulación MODULACION EN SERIE, nombre que se justifica ampliamente.

MODULADORES TIPO TELEFUNKEN

Uno de los tipos a que nos referimos en el párrafo anterior, es el modulador tipo Telefunken, muy empleado en Europa principalmente.

Este tipo de modulador, que está dado esquemáticamente en la fig. 480 es muy parecido al de modulación en grilla, pero en lugar de emplearse como resistencia de retorno, el mismo transformador de modulación se em-

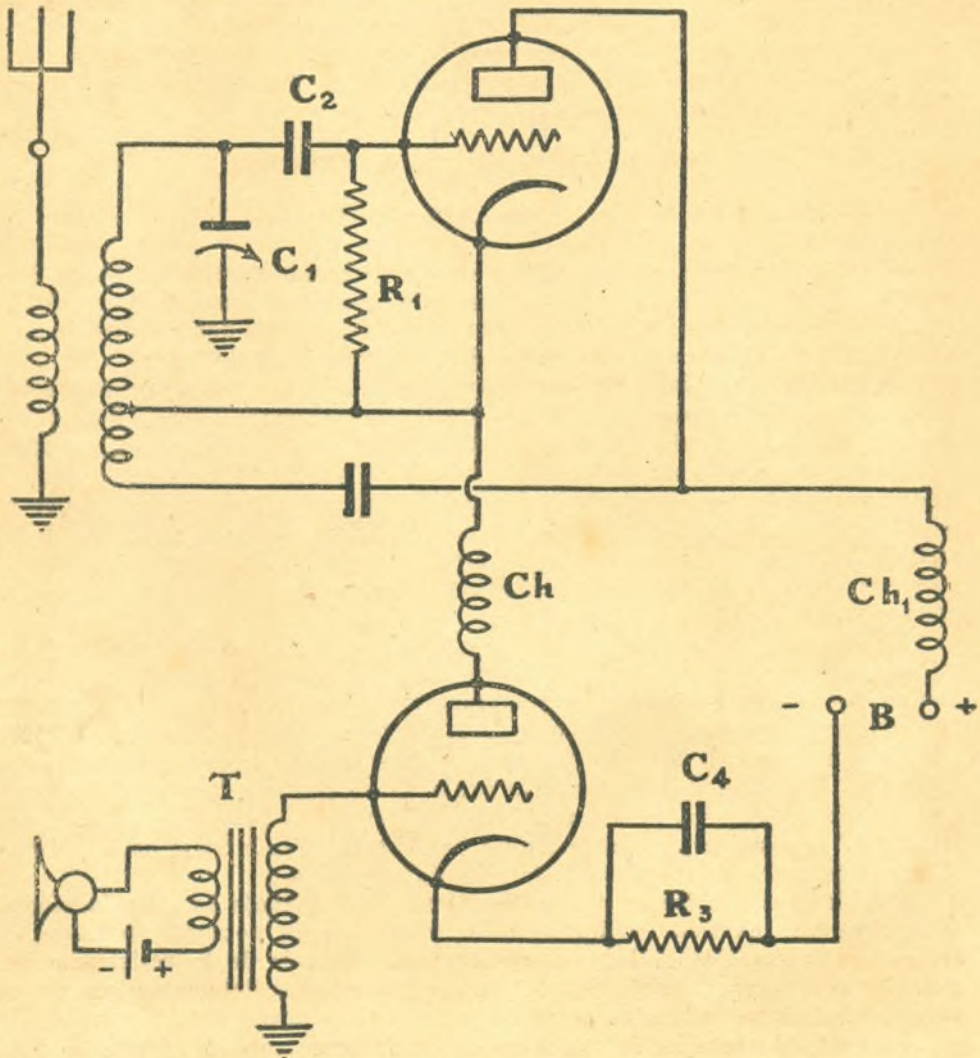


Fig. 480

plea la resistencia interna de la válvula moduladora. La diferencia entre este tipo de modulador y el tipo Serie consiste en que por la válvula moduladora solamente circula la corriente de grilla de la válvula osciladora y no la corriente de placa del caso anterior.

Efectivamente, se puede ver en la figura 480, que la corriente de grilla de la válvula osciladora necesariamente deberá circular por la resistencia interna de la válvula moduladora y por lo tanto deberá emplearse una válvula cuya resistencia interna tenga el mismo valor que en el caso de emplear una resistencia de escape de grilla de valor equivalente.

La técnica de funcionamiento de este sistema resulta fácil de comprender, ya que cada impulso del circuito de grilla cuando se torna positivo hace que por su circuito circule una intensidad de corriente determinada. Como estos impulsos son de una frecuencia muy elevada, resultará que ésta actúa casi como una "polarización fija" para el caso del circuito de placa de la válvula moduladora. Como el potencial del circuito de grilla en esos instantes es positivo, resulta fácil ver que la válvula moduladora tendrá su potencial de placa. Claro está que el potencial de placa mencionado para transmisores de muy poca potencia no sobrepasa de los 10 a 15 V. y por lo tanto la eficiencia de la válvula moduladora es muy pobre, pero como la energía necesaria para modular la potencia de alta frecuencia es de poca magnitud, el rendimiento obtenido por el modulador resulta suficiente. Una de las ventajas de este sistema sobre los demás está en el circuito de placa de la válvula moduladora, y es que no necesita una fuente de alimentación especial ya que ésta queda polarizada por la caída de tensión provocada por la corriente de grilla osciladora.

MODULADOR SISTEMA HEISING

Este tipo de modulador es tan popular como cualquiera de los indicados antes y tiene la particularidad de que la tensión de audio frecuencia generada por el modulador se aplica al circuito de placa de la válvula osciladora.

En la figura 481 se indica el esquema del sistema de modulación que nos proponemos estudiar. En dicho tipo de modulación se podrá apreciar que la resistencia interna de la válvula osciladora está en paralelo con la

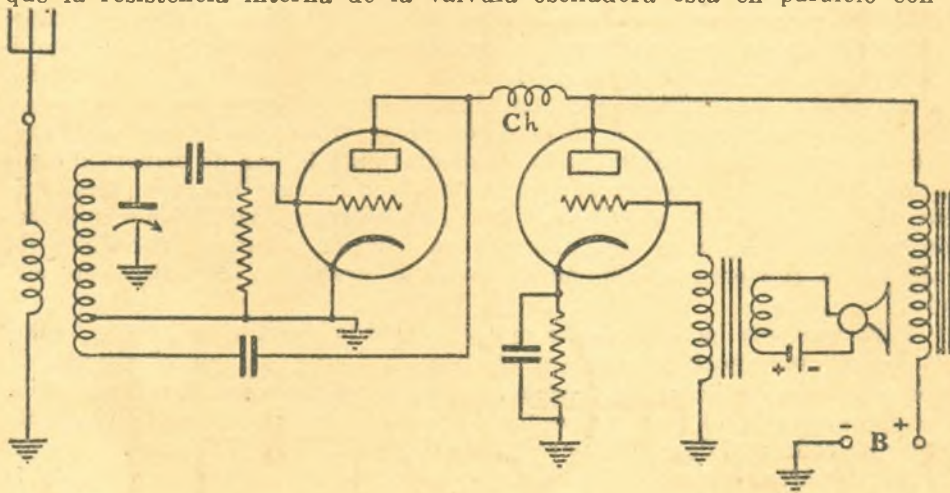


Fig. 481

resistencia interna de la válvula moduladora. Esto permite, evidentemente, modular con mayor "profundidad" la energía de alta frecuencia que en los tipos moduladores indicados antes.

Una de las ventajas de este tipo de modulador consiste en que en ningún momento la tensión y el acoplamiento del modulador al oscilador sobre-

carga la válvula osciladora, siempre que ésta se efectúe con cuidado. Pero en cambio se necesita mayor energía que en los otros casos para obtener un porcentaje de modulación equivalente.

La tensión del modulador se hace presente en el circuito de placa gracias al empleo de una carga conveniente en dicho circuito y de un valor igual a la resistencia interna de la válvula moduladora. El choque que se indica, en serie con las dos placas de las válvulas, tiene por objeto impedir que las corrientes de alta frecuencia que se generan en el oscilador puedan retroceder por el modulador a la fuente de alimentación. Como pueden además ver en la figura cuyo esquema estamos describiendo, el sistema de modulación es realmente simple y por esta razón se emplea con mucho éxito en los transmisores de aficionados.

Cuando estudiemos en lecciones subsiguientes transmisores y diseños completos y que estén de acuerdo con la reglamentación de la Dirección de Radiocomunicaciones, se indicarán diversos cálculos que permitirán al lector calcular todas las partes de cualquiera de los métodos empleados como moduladores. Esto no puede estudiarse de una manera independiente hasta que el lector no adquiera las nociones del conjunto de un transmisor, es decir, que resulta necesario conocer las partes que componen un transmisor a fin de que puedan tenerse en cuenta, durante el cálculo, todos los circuitos que intervienen en el diseño.

Cuando las válvulas osciladoras son del tipo pentodo pueden emplearse moduladores que actúen en su grilla supresora o en la pantalla de la misma y en cada caso del tipo de conexión empleada. No veremos hasta más tarde estos métodos porque no tienen mayor importancia vital en el Curso.

106a. LECCION

Estudio general de captadores fonográficos (pick-up)

Los captadores fonográficos más conocidos como pick-up, se han popularizado enormemente en los últimos años y conocido desde los primeros tiempos en que se comenzaron a emplear en la radiotelefonía los amplificadores de potencia y los altoparlantes. No hay duda de que los primitivos captadores fonográficos eran por demás elementales y estaban contruidos de una manera similar a un teléfono con la diferencia de que en el centro de la membrana se había fijado un soporte para la púa de manera tal que cuando ésta se deslizaba por la ranura del disco fonográfico éste vibraba de acuerdo a la grabación provocando entre los extremos del pick-up una tensión de audio frecuencia que, una vez amplificada, permitía reproducir los sonidos que sirvieron originalmente para la grabación del disco mencionado.

Para que esta lección resulte más de acuerdo con nuestro Curso, debemos dar algunas nociones sobre grabación de discos, ya que el sistema de obtener la tensión de audio frecuencia por parte del captador fonográfico es exactamente igual para todos los tipos y cuyos principios de funcionamiento de cada uno de ellos es exactamente igual a los micrófonos.

No entraremos en detalles puramente dentro del tópico correcto de la grabación de discos fonográficos, pero sí daremos algunos detalles que servirán al lector para tener una idea exacta de cómo es la técnica de la reproducción fonográfica.

Cuando se graba un disco fonográfico se emplea un sistema exactamente igual que para el caso de reproducción, con excepción de que en lugar de recibir vibraciones la aguja del pick-up, ésta las graba en la pasta especial que se emplea para estos casos como matriz.

En resumen, cuando se graba un disco se emplea uno de cera virgen de manera que la salida del amplificador se conecta a un pick-up de características especiales de manera de transformar la energía que le entrega el amplificador en vibración de la aguja grabadora. Esta vibración se registra en surcos ya bien conocidos por nuestros lectores. Luego, por medio de un procedimiento electroquímico, se obtiene lo que se llama el negativo y en base al cual se hace la matriz que sirve para prensar los discos en una pasta de bakelita.

En la figura 482 se indica, de una manera aproximada, la forma que tendrían los surcos de un disco fonográfico visto al microscopio.

Si ahora consideramos que si un disco cualquiera se emplea para la reproducción fonográfica, éste deberá girar a la misma velocidad que la que se empleó durante la grabación, siendo esta velocidad, por supuesto, constante.



Fig. 482

En general, sobre grabación y reproducción de discos existen varias teorías basadas en las velocidades de giro de las mismas y también el sistema de grabación, pues algunos siguen creyendo que la grabación ideal sería la conocida con la del tipo lateral como la que indicamos en la figura 482, mientras otros experimentadores sostienen que el mejor sistema sería una grabación de profundidad, es decir, que la grabación se efectuaría hacia la profundidad del disco en lugar de los "costados de la ranura".

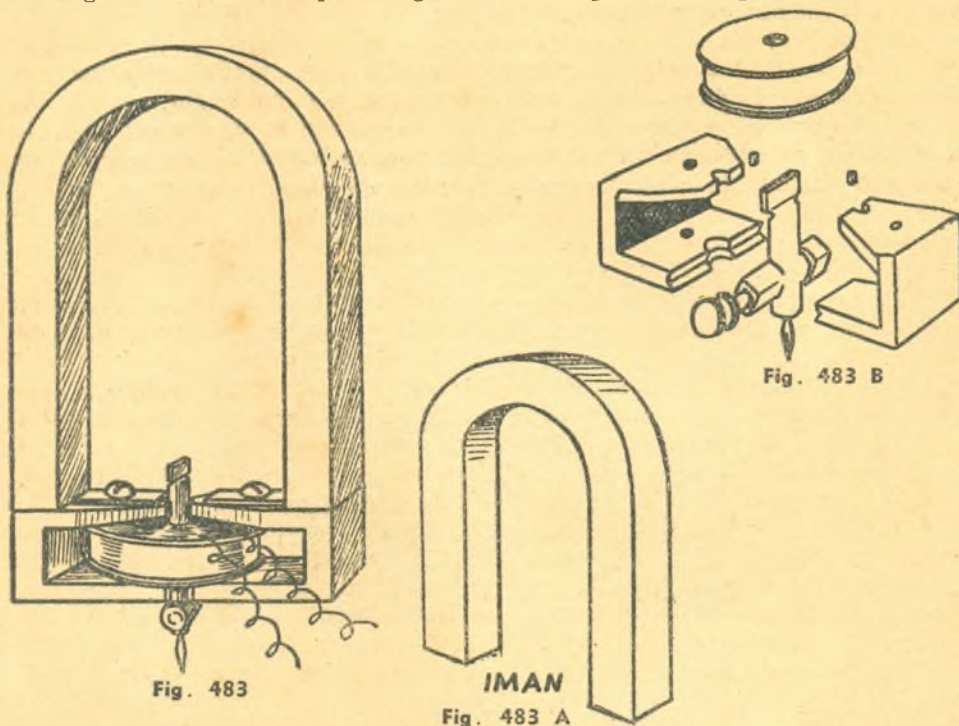
En general, se adoptó una velocidad de giro de 78 revoluciones por minuto en las grabaciones del tipo lateral. En los tiempos en que se empleó el sistema Virafone en las películas sonoras, se empleó con mucho éxito la velocidad de 32 revoluciones por minuto, pues se había descubierto que el ruido de la púa se hacía menos molesto; pero en nuestros tiempos este sistema se desplazó completamente y también el uso de la velocidad mencionada.

Los primeros captadores fonográficos que se emplearon y aún en nuestros días, eran del tipo magnético, pudiéndose con algunos de ellos conseguir calidades de reproducción sumamente buenas. Por esta razón le dedicaremos un estudio especial a fin de que el lector pueda apreciar luego, las ventajas y desventajas comparadas a los resultados obtenidos con los métodos modernos empleados últimamente.

En general, los captadores fonográficos, más conocidos como pick-up, del tipo magnético, están formados por un imán pequeño pero potente y colocado entre dos piezas polares de una forma determinada a fin de obtener un entrehierro lo más reducido posible. Estas piezas polares retienen en forma de eje a un vástago que queda soportado por medio de gomas de poco espesor y que le permite suave movilidad. El vástago mencionado tiene un orificio en su eje a fin de permitir la colocación de la aguja empleada en estos casos y que los lectores conocerán.

En la figura 483 A y 483 B se indican las diferentes partes que componen un pick-up.

Los pesos de los pick-ups magnéticos en general son los que siempre atentaron contra la conservación de los discos, ya que éstos sufrían el desgaste de una manera prematura porque el roce entre la púa y el disco era demasiado grande haciendo que la grabación se perdiera rápidamente.



Este mismo tipo de pick-up se hizo de una manera especial que dió espléndidos resultados y que fueron fabricados por Western Electric y Patent. La particularidad de este tipo de pick-up era de que se empleaba una membrana rígidamente en sus partes fijada a un aro, de manera que una de las paredes de la membrana estaba sumergida en aceite de manera tal que éste actuaba como amortiguador. De esta forma se evitaba resonancia dentro del espectro de audio frecuencia mejorando además la calidad de reproducción. En la figura 384 se muestra de una manera esquemática el pick que se conoce del tipo "de aceite".

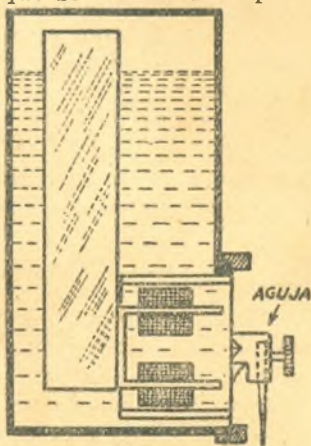


Fig. 484

Como puede observarse en la figura 484, el pick-up del tipo de aceite puede realmente rendir una elevada reproducción de sonido. El aceite que llena casi toda la cavidad del reproductor fonográfico evitará que la membrana actúe por resonancia, y aunque la tensión que entrega al circuito es inferior a los otros tipos magnéticos, la respuesta es muy buena.

Respecto a las bobinas en las cuales se induce la tensión de corriente alternada provocada por la vibración del vástago, tienen impedancias distintas según las condiciones de trabajo del pick-up, ya que éste puede conec-

tarse próximo o cerca del amplificador mismo. Como es natural, sería imposible conectar el pick-up directamente a la grilla de la válvula amplificadora cuando se tiene que emplear una conexión muy larga entre ambos. Pero si la conexión que se debe realizar entre el amplificador y el pick es relativamente corta, la impedancia generalmente usada es de unos 15.000 a 50.000 Ohms. Si la impedancia empleada es baja en los casos de conexiones largas, éstas serán de unos 30 a 80 Ohms.

En este último caso las conexiones no podrán realizarse directamente a la grilla de la válvula amplificadora y por lo tanto se hará necesario el empleo de un transformador de acoplamiento cuyas características son fáciles de adivinar ya que si se conoce la impedancia del pick-up y la impedancia de grilla de entrada del amplificador, (generalmente se emplea 50.000 a 100.000 Ohms) se podrá hallar la relación de transformación y de allí se podrá obtener el número de espiras de cada bobinado. El cálculo será sumamente simple si se tiene en cuenta que no circula corriente continua por ninguno de los bobinados.

Luego veremos cómo se aplican en distintos tipos de receptores estos implementos, ya que resultan muy populares sus usos en receptores de toda clase.

Existen, además del tipo de pick descrito, otros que trabajan bajo principios distintos, pero que no llegaron a popularizarse debido a la falta de flexibilidad de los mismos o por el excesivo peso. Podemos mencionar entre ellos los del tipo dinámico que, a pesar de los excelentes resultados, no pudo llevarse a la práctica por las dificultades que presentaba su empleo. Lo que resulta un éxito indudable fueron los pick-ups del tipo de cristal, que hoy día se emplean casi de una manera universal.

Estos tipos de pick-ups tienen la particularidad de su poco peso, lo que aumenta enormemente la duración del disco. Esto, agregado a una reproducción fonográfica, casi se puede decir perfecta, puede dar una pauta al lector: la causa por la cual se han popularizado tanto estos tipos mencionados.

En nuestros días, repetimos, el empleo de pick-up del tipo de cristal es universal, y se emplean en todo orden, ya sea en la grabación como en la reproducción fonográfica, en los equipos sonoros, en el broadcasting, etc.

El principio de funcionamiento de ese tipo de pick a cristal es por demás conocido por nuestros lectores, ya que, como es sabido, cuando dos paredes planas de un cristal se las somete a presiones de distintas magnitudes, éstas generan tensiones entre sus armaduras cuyas tensiones y frecuencias dependen de las presiones y cantidades de éstas por segundo que se aplica al cristal. Como es fácil de imaginar, una de las armaduras del soporte del cristal tendrá que ser necesariamente la que lleva fijada la aguja de fonógrafo, y ésta, al vibrar por efecto de la grabación del disco, imprimirá tensiones del mismo tipo que las grabadas en el disco mencionado.

La falta de puntos de resonancia de este tipo de captador fonográfico permiten una reproducción lineal del espectro de las frecuencias de baja frecuencia. Por lo tanto, no es de extrañar que la reproducción de los dis-

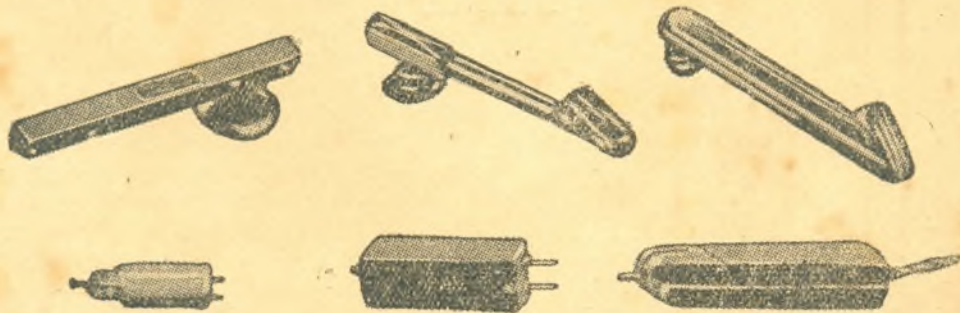


Fig. 485

cos fonográficos en nuestros días resulte de una calidad muy buena, a tal extremo que se pueden obtener grabaciones y reproducciones de discos fonográficos de muy buena fidelidad y que algunas grabaciones de cualquier instrumento musical dan realmente la impresión de realidad, claro está, cuando esta reproducción del mismo está a cargo de un amplificador que responda plenamente a las frecuencias musicales sin deformarlas.

En la figura 485 se indican las distintas partes que componen un pick-up de cristal con sus denominaciones y que permiten al lector darle una idea de la simplicidad del sistema. Este tipo de pick no emplea campo magnético inductor ni bobinado, por lo que, como se dijo antes, el peso de éstos es apenas superior a 150 gramos.

El tipo de cristal empleado es el conocido como sal de Rochele, que se debe tener cierto cuidado en su uso, ya que una corriente continua disgregaría el cristal y lo inutilizaría.

Estos tipos de pick-ups pueden conectarse directamente a las grillas de la válvula amplificadora de tensión de los amplificadores de potencia, pero no se aconseja esto, dado que si la válvula mencionada en primer término estuviese sobrecargada habría corriente de grilla en los picos positivos de la tensión aplicada al circuito, lo que ocasionaría la inutilización del cristal. Por esta razón se recomienda aislar el circuito del cristal de posibles intensidades de corriente continua y esto se logra conectando el pick-up de la manera indicada en la figura 486.

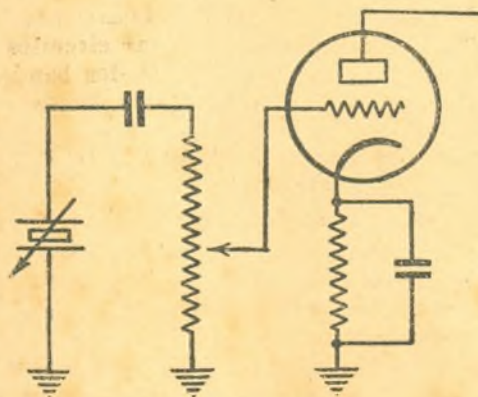


Fig. 486

En la próxima lección referente a este tema, trataremos de la manera cómo se conectan los pick y su aplicación en la reproducción fonográfica.

103.ª LECCION (bis) - Características de Válvulas de Recepción (Conclusión)

T I P O	Característica	Tipo de zócalo y enchufe		Característica de filamento			Amplificación	Volts	Volts	Volts	M. A.	M. A.	Ohms	μ Mhos.	Factor de amplificación	Ohms	Watts
		Dim.	Zócalo	Calentamiento	Volts	Amp.		Tensión de placa	Tensión negativa	Tensión de pantalla	Corriente de pantalla	Corriente de placa	Resistencia de placa	Transconductancia			
6V6-G	Amplif. pot. por haces dirigidos	D10	G-7AC	Indirecto	6,3	0,45	Amplif.	Ver 6V6.									
6V6-GT	Amplif. pot. por haces dirigidos	C3	G-7AC	Indirecto	6,3	0,45	Clase A. de 1 válvula.	180 250	-8,5 -12,5	180 250	3 4,5	29 45	58.000 52.000	3700 4100	- -	5500 5000	2 4,25
							Amplif. Clase AB push-pull.	250 300	-15 -20	250 300	5 5	70 78	- -	- -	- -	10000 8000	8,5 13
6W7-G	Amplif. det. Triple grilla	D8	G-7R	Indirecto	6,3	0,15	Amplif. Clase A.	250	-3	100	0,5	2	1.500000	1225	--	-	-
6X5	Rectif. de doble onda	C2	6S	Indirecto	6,3	0,6	Ver 6X5G.										
6X5-G	Rectif. de doble onda	D3	G-6S	Indirecto	6,3	0,6	Entrada a cond.	Volt. máx. pl. C.A. vál. eficaz, 325 V. Pico máx. inv., 1250 V.		Sal. máxima C.C., 70 M.A. Pico pl. máx., 210 M.A.		Imp. por placa, 150 Ohms.					
							Entrada a imp.	Volt. máx. pl. C.A. vál. eficaz, 450 V. Pico máx. inv., 1250 V.		Sal. máxima C.C., 70 M.A. Pico pl. máx., 210 M.A.		Choke, entr. valor mín., 8 Henrys.					
6X5-GT	Rectif. de doble onda	C3	G-6S	Indirecto	6,3	0,6	Ver 6X5G.										
6Y6-G	Amplif. pot. por haces dirigidos	D10	G-7AC	Indirecto	6,3	1,25	Amplif. Clase A de 1 válvula.	135	-13,5	135	3,5	58	9.300	7000	-	2000	3,6
								200	-14	135	2,2	61	18.300	7100	-	2600	6
6Z7-G	Amplif. doble-triodo	D3	G-8B	Indirecto	6,3	0,3	Amplif. Clase B	135 180	0 0	-		La pot. de sald. es para 1 válv. con carga placa.			9000 12000	2,5 4,2	
6ZY5-G	Rectif. de doble onda	D3	G-6S	Indirecto	6,3	0,3	Con cond. de entr.	Volt. máx. pl. C.A. vál. eficaz, 325 V. Pico máx. inv., 1250 V.		Sal. máxima C.C., 40 M.A. Pico pla. máx., 120 M.A.		Imp. por placa, 225 Ohms.					
							Con imp. de entr.	Volt. máx. pl. C.A. vál. eficaz, 1450 V. Pico máx. inv., 1250 V.		Sal. máxima C.C., 40 M.A. Pico pla. máx., 120 M.A.		Imp. por placa, 13,5 Henrys.					
7A6	Doble-diodo	B5	7AJ	Indirecto	6,3	0,15	Detect. Rectif.	Voltaje máx. placa C. A., 125 V. valor eficaz. Corr. de salida C.C. 10 M.A.									
7A7 IM	Amplif. super-	B4	8R	Indirecto	6,3	0,3	Amplif.	(2)									

7A6	Doble-diodo	B5	7AJ	Indirecto	6,3	0,15
7A7-LM	Amplif. super-control. Triple grilla	B4	8V	Indirecto	6,3	0,3
7A8	Convertora octodo	B5	8U	Indirecto	6,3	0,15
7B7	Amplif. Triple grilla super-control	B5	8V	Indirecto	6,3	0,15
7C6	Triodo alto mu. Doble diodo	B5	8W	Indirecto	6,3	0,15
7Y4	Rectif. de doble onda	B5	5AB	Indirecto	6,3	0,5
10	Triodo amplif. de potencia	E4	4D	F	7,5	1,25
11 12	Triodo detec. tor amplif.	D2 D11	4F 4D	Directo	1,1	0,25
12A7	Pentodo amplif. y rectif.	D9	7K	Indirecto	12,6	0,3
12A8G-T	Convertora pentagrilla	C3	G-8A	Indirecto	12,6	0,15
12C8	Doble-diodo pentodo	C1	8E	Indirecto	12,6	0,15
12F5-GT	Triod. alto mu.	C3	G-5M	Indirecto	12,6	0,15
12J5-GT	Triodo detec. amplif.	C3	G-6Q	Indirecto	12,6	0,15
12J7-GT	Triple grilla det. amplif.	C3	G-7R	Indirecto	12,6	0,15
12K7-GT	Triple grilla amplif. de super-control	C3	G-7R	Indirecto	12,6	0,15

Rectif.	Voltaje máx. placa C. A., 125 V. valor eficaz. Corr. de salida C. C. 10 M.A.									
Amplif. Clase A.	250	{ -3 min }	100	2	8,6	800.000	2000	-	-	-
Conversora	250	{ -3 min }	100	2,8	3	700.000	Pl. osc., 250 V. a tr. 20.000 Ohms. — 4,5 M.A. — gr. osc. res. 50.000 Ohms. — conv., 600 μ mhos.			
Amplif. Clase A.	250	{ -3 min }	100	2	8,5	700.000	1700	-	-	-
Sec. Triodo como amplif. Clase A.	250	-1	-	-	1,3	100.000	1000	100	-	-
Con cond. de imped. en el filtro.	Volt. pl. máx., valor ef., 350 V. Pico máx. inv., 1000 V.					Sal. máx. C.C., 60 M.A. Pico pl. máx. por pla- ca, 250 M.A.				
Amplif. Clase A.	350	-32	-	-	16	5.150	1550	8	11000	0,9
	425	-40	-	-	18	5.000	1600	8	10200	1,6
Amplif. Clase A.	90	-4,5	-	-	2,5	15.500	425	6,6	-	-
	135	-10,5	-	-	3	15.000	410	6,6	-	-
Sec. pentodo como amplif. Clase A.	135	-13,5	135	2,5	9	102.000	975	-	13500	0,55
Rectif. de media onda	Voltaje máx. pac. C.A., 125 V. Corr. máx. de salida C.C., 30 M.A.									
Conversora	Ver 6A8-GT.									
Sec. pentodo como amplif. R. F.	250	-3	125	2,3	10	600.000	1325	-	-	-
Sec. pentodo como amplif. A. F.	90 300	Res. cát., 3500 Ohms. Res. pt. = 1,1 Meg.					Res. gr., 0,5 Meg.			
Amplif.	Ver 6FS5.									
Amplif.	Ver 6J5.									
Amplif.	Ver 6J7-GT.									
Amplif.	Ver 6K7-GT.									

12K7-GT	Triple grilla amplif. de super-control	C3	G-7R	Indirecto	12,6	0,15
12K8	Triodo-exodo conversora	C1	8K	Indirecto	12,6	0,15
12Q7-GT	Doble-diodo	C3	G-TV	Indirecto	12,6	0,15
12SA7	Pentagrilla conversora	B3	8R	Indirecto	12,6	0,15
12S-C7	Amplif. do- ble triodo	B3	8S	Indirecto	12,6	0,15
12SF5	Triod. alto mu.	B3	6AB	Indirecto	12,6	0,15
12SK7	Triple grilla amplif. de super-control	B3	8N	Indirecto	12,6	0,15
12SQ7	Doble-diodo	B3	8Q	Indirecto	12,6	0,15
12SR7	Doble-diodo triodo	B3	8Q	Indirecto	12,6	0,15
12Z3	Rectif. de media onda	D5	4G	Indirecto	12,6	0,3
15	Pentodo amp. de F.F.	D9	5F	Directo Indirecto	2	0,22
19	Amplif. doble triodo	D5	6C	Directo	2	0,26
20	Triodo amplif. de potencia	D2	4D	Directo	3,3	0,132
22	Triodo amplif. R.F.	E1	4K	Directo	3,3	0,132
24-A	Tetrodo amplif. R.F.	E1	5E	Indirecto	2,5	1,75
25A6	Pentodo amplif. de potencia	C2	7S	Indirecto	25	0,3
25A6-G	Pentodo amplif. de potencia	D10	G-7S	Indirecto	25	0,3

Amplif.	Ver 6K7-GT.									
Oscil. mezclad.	Ver 6K3.									
Sec. Triodo como amplif.	Ver 6Q7-GT.									
Mezclad.	Ver 6SA7.									
Amplif.	Ver 6SC7.									
Amplif.	Ver 6SJ7.									
Amplif.	Ver 6SK7.									
Sec. Triodo como amplif.	Ver 6SQT.									
Sec. Triodo como amplif.	Ver 6R7-G.									
Con conden. de entrada.	Volt. máx. pl. C.A., v. ef., 235 V. Sal. máx. C.C., 55 M.A.				Imp. pl. para valores de más de 117 V., 0 Ohms; para 150 V., 30 Ohms y para 235 V., 75 Ohms.					
Amplif. Clase A.	67,5 135	-1,5 -1,5	67,5 67,5	0,3 0,3	1,85 1,85	630.000 800.000	710 750	-	-	-
Amplif.	Ver 1J6G.									
Amplif. Clase A.	90 135	-16,5 -22,5	-	-	3 6,5	8.000 6.300	415 525	3,3 3,3	9600 6500	0,015 0,110
Amplif. R. F. de pant. blind.	135 135	-1,5 -1,5	45 67,5	0,6 1,3	1,7 3,7	725.000 325 000	375 500	-	-	-
Amplif. R. F. de pant. blind.	180 250	-3 -3	90 90	1,7 1,7	4 4	400.000 600.000	1000 1050	-	-	-
Detector por placa.	250	-5 aprox. f.	D ^o 20 • 45	-	La corr. de placa deberá ajustarse a 0,1 M.A. sin señal.					
Amplif. Clase A.	95 160	-15 -18	95 120	4 6,5	20 33	45.000 42 000	2000 2375	-	4500 5000	0,9 2,2
Amplif.	Ver 25A6.									
Sec. pant. co-										

25A6-G	Pentodo amplif. de potencia	D10	G-7S	Indirecto	25	0,3
25A7-G	Pentodo rectific.	D10	8F	Indirecto	25	0,3
25AC5/GT	Amplif. de pot. Triodo de alto mu.	63	G-6Q	Indirecto	25	0,3
25B6-G	Pentodo amplif. de pot.	D10	G-7S	Indirecto	25	0,3
25L6	Amplif. pot. p/h. dirig.	C2	7AC	Indirecto	25	0,3
25L6-G	Amplif. pot. p/h. dirig.	D10	G-7AC	Indirecto	25	0,3
25L6-GT	Amplif. pot. p/h. dirig.	C3	G-7AC	Indirecto	25	0,3
25Z5	Rectificador y doblador	D5	6E	Indirecto	25	0,3
25Z6	Rectificador y doblador	C2	7Q	Indirecto	25	0,3
25Z6-G	Rectificador y doblador	D3	G-7Q	Indirecto	25	0,3
25Z6-GT	Rectificador y doblador	C3	G-7Q	Indirecto	25	0,3
26	Triodo amplif.	D12	4D	Directo	1,5	1,05
27	Triodo detec. amplif.	D5	5A	Indirecto	2,5	1,75
30	Triodo detec. amplif.	D5	4D	Directo	2	0,06
31	Triodo amplif. de potencia	D5	4D	Directo	2	0,13

Amplif.	Ver 25A6.										
Sec. pent. como Amplif. Clase A.	100	-15	100	4	20,5	50.000	1800	—	4500	0,77	
Rectif. de media onda.	Máx. volt. de placa C.A., 125 V. Máx. corr. de salida C.C., 75 M.A.										
Amplif. Clase B.	180	0	—	—	4	—	—	—	4800	6	
Amplif. de acop. din. con driver 6AE5-GT.	110	Polariz. para 25AC5-GT y 6AE5-GT desarr. en el mismo circ. Corri. C. media del driver, 7 M.A. Prom. corr. 25AC 5-GT = 45 M.A.							2000	2	
Amplif. Clase A.	105 200	-16 -23	105 135	2 1,8	48 62	15.000 18.000	4800 5000	—	1700 2500	2,1 7,1	
Amplif.	Ver 50L6-GT.										
Amplif.	Ver 50L6-GT.										
Amplif.	Ver 50L6-GT.										
Rectif. y doblador.	Ver 25Z6.										
Doblador de voltaje.	Volt. máx. pl. C.A., v. eficaz, 117 Volts. Sal. máx. C.C., 75 M.A.				Imp. de pl. mín. para media onda, 30 Ohms; para dos semiondas, 0 Ohms.						
Rectif. de media onda.	Volt. máx. pl. C.A., v. eficaz, 235 Volts. Sal. máx. C.C., 75 M.A.				Imp. mín. por placa para 117 V. o más, 0 Ohms. A 150 V., 40 Ohms y a 235 Volts, 100 Ohms.						
Rectif. y doblador.	Ver 25Z6.										
Rectif. y doblador.	Ver 25Z6.										
Amplif. Clase A.	90 180	-7 -14,5	—	—	2,9 6,2	8.900 7.300	935 1150	8,3 8,3	—	—	
Amplif. Clase A.	135 250	-9 -21	—	—	4,5 5,2	9.000 9.250	1000 975	9 9	—	—	
Detector por placa	250	{ 30 } { aprox. }	—	—	La corr. de placa deberá ajustarse a 0,2 M.A. su señal.						
Amplif.	Ver 1H4G.										
Amplif. Clase A	135 180	-22,5 -30	—	—	8 12,3	4.100 3.600	925 1050	3,8 3,8	7000 5700	0,185 0,375	

25L6-GT	Amplif. pot. p/h. dirig.	C3	G-7AC	Indirecto	25	0,3	Amplif.	Ver 50L6-GT.									
25Z5	Rectificador y doblador	D5	6E	Indirecto	25	0,3	Rectif. y doblador.	Ver 25Z6.									
25Z6	Rectificador y doblador	C2	7Q	Indirecto	25	0,3	Doblador de voltaje.	Volt. máx. pl. C.A., v. eficaz, 117 Volts. Sal. máx. C.C., 75 M.A.				Imp. de pl. mín. para media onda, 30 Ohms; para dos semiondas, 0 Ohms.					
							Rectif. de media onda.	Volt. máx. pl. C.A., v. eficaz, 235 Volts. Sal. máx. C.C., 75 M.A.				Imp. mín. por placa para 117 V. o más, 0 Ohms. A 150 V., 40 Ohms y a 235 Volts, 100 Ohms.					
25Z6-G	Rectificador y doblador	D3	G-7Q	Indirecto	25	0,3	Rectif. y doblador.	Ver 25Z6.									
25Z6-GT	Rectificador y doblador	C3	G-7Q	Indirecto	25	0,3	Rectif. y doblador.	Ver 25Z6.									
26	Triodo amplif.	D12	4D	Directo	1,5	1,05	Amplif. Clase A.	90 180	-7 -14,5	-	-	2,9 6,2	8.900 7.300	935 1150	8,8 8,3	-	-
27	Triodo detec. amplif.	D5	5A	Indirecto	2,5	1,75	Amplif. Clase A.	135 250	-9 -21	-	-	4,5 5,2	9.000 9.250	1000 975	9 9	-	-
							Detector por placa	250	{ 30 } { aprox. }	-	-	La corr. de placa deberá ajustarse a 0,2 M.A. sin señal.					
30	Triodo detec. amplif.	D5	4D	Directo	2	0,06	Amplif.	Ver 1H4G.									
31	Triodo amplif. de potencia	D5	4D	Directo	2	0,13	Amplif. Clase A	135 180	-92,5 -30	-	-	8 12,3	4.100 3.600	925 1050	3,8 3,8	7000 5700	0,185 0,375
								185 180	-3 -3	67,5 67,5	0,4 0,4	1,7 1,7	950.000 1.200000	640 650	-	-	-
32	Tetrodo amplif. R.F.	E1	4K	Directo	2	0,06	Amplif. de R. F. de pant. blind.	180	{ -6 } { aprox. }	67,5	-	La corr. de placa deberá ajustarse a 0,2 M.A. sin señal.					
33	Pentodo amplif. de pot.	D12	5K	Directo	2	0,26	Amplif. Clase A	180	-18	180	5	22	55.000	1700	-	6000	1,4
34	Pentodo amplif. R.F. sup-control	E1	4M	Directo	2	0,06	Amplif. de R. F. de pant. blind.	135 180	{ -3 } { min. }	67,5 67,5	1 1	2,8 2,8	600 000 1.000000	600 620	-	-	-
35	Tetrodo amplif. R.F. sup-control	E1	5E	Indirecto	2,5	1,75	Amplif. de R. F. de pant. blind.	180 250	{ -3 } { min. }	90 90	2,5 2,5	6,3 6,5	300.000 400 000	1020 1050	-	-	-
35A5-LT	Amplif. de potencia p/haces dirigidos	C5	6AT	Indirecto	35	0,15	Amplif. Clase A de 1 válvula	110	-7,5	110	3	40	14.000	5800	-	2500	1,5
35L6-GT	Amplif. de potencia p/haces dirigidos	C3	G-7AC	Indirecto	35	0,15	Amplif. Clase A de 1 válvula	110	-7,5	110	3	40	13.800	5800	-	2500	1,5

T I P O	Característica	Tipo de zócalo y enchufe		Característica de filamento			Amplificadora	Volts	Volts	Volts	M.A.	M.A.	Ohms	μMhos	Factor de amplificación	Ohms	Watts
		Dim.	Zócalo	Calentamiento	Volts	Amp.		Tensión de placa	Tensión negativa	Tensión de pantalla	Corriente de pantalla	Corriente de placa	Resistencia de placa	Trasconductancia	Carga de placa	Potencia de salida	
35Z3-LT	Rectif. de media onda	C6	4Z	Indirecto	35	0,15	Con cond. de entrada	100	1,5	35	1,8	550,000	850	—	—	—	—
35Z4-GT	Rectif. de media onda	C3	G-5AA	Indirecto	3,5	0,15	Con cond. de entrada	100	—3	90	1,7	3,2	550,000	1080	—	—	—
35Z5-GT	Rectif. de media onda	C3	G-6AD	Indirecto	3,5	0,15	Con cond. de entrada	100	—5	55	—	—	—	—	—	—	—
36	Tetrolodo amplif. R. F.	D9	5E	Indirecto	6,3	0,3	Amplif. R.F. pant. blind. Detector por placa	100	—8	90	—	—	—	—	—	—	—
37	Triodo amplif. detect.	D5	5A	Indirecto	6,3	0,3	Amplif. Clase A Detector por placa	90	—10	—	—	—	—	—	—	—	—
38	Pentodo amplif. de pot.	D9	5F	Indirecto	6,3	0,3	Amplif. Clase A	100	—9	100	1,2	7	140,000	875	—	15000	0,37
39/44	Pentodo amplif. R. F. sup-control	D9	5F	Indirecto	6,3	0,3	Amplif. Clase A	90	—8	90	1,6	5,6	375,000	960	—	—	—
40	Triodo amplif. de volt.	D12	4D	Directo	5	0,25	Amplif. Clase A	135	—1,5	—	—	0,2	150,000	200	30	—	—
41	Pent. amplif. de pot.	D5	6B	Indirecto	6,3	0,4	Amplif.	180	—3	—	—	0,2	150,000	200	30	—	—
42	Pent. amplif. de pot.	D12	6B	Indirecto	6,3	0,7	Amplif.	Ver 6F6-G.	—	—	—	—	—	—	—	—	—
43	Pent. amplif. de pot.	D12	6B	Indirecto	25	0,3	Amplif.	Ver 25AG.	—	—	—	—	—	—	—	—	—

Volaje de pl. máx. C.A. valor efect. 235
 Imp. de placa: para más de 117 Volts. O Ohms; para 235
 Volts. 45 Ohms; máx. de salida C.C.: con piloto y sin
 res. en paral. 60 M.A. y con piloto y con res. en paral.
 100 M.A.

Los valores de polariz. de grilla son
 aprox. La corr. de pl. debe ajust. a
 0,2 M.A. sin señal.

Los valores de polariz. de grilla son
 aprox. La corr. de pl. debe ajust. a
 0,2 M.A. sin señal.

43	Cent. amplif. de pot.	D12	6B	Indirecto	25	0,3
45	Triodo amplif. de pot.	D12	4D	Indirecto	2,5	1,5
45Z5/ GT	Rectif. de media onda Derivación para piloto.	C3	G-CAD	Indirecto	45	0,15
46	Amplif. de potencia de doble grilla.	E3	5C	Directo	2,5	1,75
47	Pentodo amplif. de pot.	E3	5B	Directo	2,5	1,75
48	Tetrodo amplif. de pot.	E3	6A	Indirecto Directo	30	0,4
49	Amplif. pot. doble grilla	D12	5C	Directo	2	0,12
50	Triodo amplif. de pot.	F1	4D	Directo	7,5	1,25
50L6-GT	Amplif. de pot. por haces dirig.	C3	G-7AC	Indirecto	50	0,15
53	Amplif. doble-triodes.	D12	7B	Indirecto	2,5	2
55	Doble-diodo triodo	D9	6G	Indirecto	2,5	1
56	Triodo detector amplif.	D5	5A	Indirecto	2,5	1

Amplif.	Ver 25A6.									
Amplif. Clase A	180 275	-31,5 -56	—	—	31 36	1650 1700	2125 2050	3,5 3,5	2700 4600	0,82 2
Amplif. push-pull Clase AB2	275 275	Res. cat., 775 Ohms. Polar. fija, — 68 Volts.			36 28	—	—	—	5060 3200	12 18
Sin piloto	Volt. de placa máx., va- lor ef., 250 Volts.					Corr. de pico máx., 600 M.A. Salida máx. C.C., 100 M.A.				
Con piloto	Voltaje de placa máx. valor efect., 250 Volts. Salida máx. C.C., 60 M.A.									
Amplif. Clase A	250	-33	—	—	22	2.380	2350	5,6	6100	1,25
Amplif. Clase B	300 400	0 0	—	—	8 12	—	—	—	5200 5800	16 20
Amplif. Clase A	250	-16,5	250	6	31	60.000	2500	—	7000	2,7
Tetrodo amplif. Clase A	96 125	-19 -20	96 100	9 9,5	52 56	— —	3800 3900	— —	1500 1500	2 2,5
Tetrodo amplif. Clase A push-pull	125	-20	100	—	100	—	—	—	5000	5
Amplif. Clase A	135	-20	—	—	6	4.175	1125	4,7	10000	0,17
Amplif. Clase B	180	0	—	—	4	—	—	—	12000	3,5
Amplif. Clase A	300 400 450	-54 -70 -84	— —	—	35 55 55	2.000 1.800 1.800	1900 2100 2100	3,8 3,8 3,8	4600 3670 4350	1,6 3,4 4,6
Amplif. Clase A 1 válvula	110 110	-7,5 -7,5	110 110	4 4	49 49	10.000 10.000	8200 8200	—	1500 2000	2,1 2,2
Amplif.	Ver 6N7-G.									
Secc. Triodo como amplif.	Ver 85.									
Amplif. Detec.	Ver 6P5-G.									

56	Triodo detector amplif.	D5	5A	Indirecto	2,5	1
57	Triple grilla detec. amplif.	D13	6F	Indirecto	2,5	1
58	Triple grilla amp. super-control	D13	6F	Indirecto	2,5	1
59	Amplif. de pot. triple grilla	E3	7A	Indirecto	2,5	2
71-A	Triodo amplif. de pot.	D12	4D	Directo	5	0,25
75	Doble-diodo Triodo alto mu	D9	6G	Indirecto	6,3	0,3
76	Triodo detec. amplif.	D5	5A	Indirecto	6,3	0,3
77	Triple grilla detec. amp.	D9	6F	Indirecto	6,3	0,3
78	Triple grilla amplif. super-control	D9	6F	Indirecto	6,3	0,3
79	Amplif. doble-triодо	D9	6H	Indirecto	6,3	0,6
80	Rectif. de doble onda	D12	4C	Directo	5	2
81	Rectif. de media onda	F1	4B	Directo	7,5	1,25
82	Rectif. doble onda	D12	4C	Directo	2,5	3
83	Rectif. doble onda	E3	4C	Directo	5	3

Amplif. Detec.	Ver 6P5-G.									
Amplif. Detec.	Ver 6J7.									
Amplif. mezclad.	Ver 6U7-G.									
Triodo amplif. Clase A	250	-28	--	--	26	2.300	2600	6	5000	1,25
Pent. amplif. Clase A	250	-18	250	9	35	40.000	2500	--	6000	3
Triodo amplif. Clase B	300 400	0 0	-- -	-- -	20 26	-- -	-- -	-- -	4600 6000	15 20
Amplif. Clase A	90 180	-19 -43	-- -	-- -	10 20	2.170 1.750	1400 1700	3 3	3000 4800	0,125 0,790
Amplif.	Ver 6SQ7.									
Amplif. Detec.	Ver 6P5-G.									
Amplif. Clase A	100 250	-1,5 -3	60 100	0,4 0,5	1,7 2,3	600.000 1	1100 1250	-- -	-- -	-- -
Detector por placa	250	-1,95	50	Corr. de cátodo, 0.65 M.A.		--	Resist. placa, 250.000 O. Resist. grilla, 250.000 O.			
Amplif. mezclad.	Ver 6K7.									
Amplif. Clase B	180 250	0 0	-- -	-- -	La pot. de sal. es para 1 válv. tomando carga placa-placa.			7000 14000	5,5 8	
	Ver 5Y3-G.									
Con condens. de entrada	Volt. máx. placa C.A. valor ef., 700 Volts. Máx. pico inverso, 2000 Volts.					Máx. salida C. C. 85 M. A. Máx. corr. de pico, 500 M. A.				
Con condens. de entrada	Volt. máx. de placa C. A. valor eficaz, 450 Volts. Volt. máx. de pico inverso, 1550 Volts.					Salida máx. C. C. 115 M. A. Corr. pico máx., 345 M. A.				
Con condens. de entrada	Volt. máx. de placa C. A. valor eficaz, 550 Volts. Máx. pico inverso, 1550 Volts.					Máx. salida C. C., 115 M. A. Corr. pico máx., 345 M. A.				
Con condens. de entrada	Volt. máx. de placa C. A. valor eficaz, 450 Volts. Máx. pico inv., 1550 Volts.					Máx. salida C. C., 225 M. A. Máx. corr. pico, 675 M. A.				
Con condens.	Volt. máx. de placa C. A. valor eficaz, 550 Volts.					Salida máx., 225 M. A.				

83	Rectif. doble onda	E3	4C	Directo	5	3	Con condens. de entrada	Volt. máx. de placa C. A. valor eficaz, 450 Volts. Máx. pico inv., 1550 Volts.					Máx. salida C. C., 225 M. A. Máx. corr. pico, 675 M. A.							
							Con condens. de entrada	Volt. máx. de placa C. A. valor eficaz, 550 Volts. Volt. máx. pico inv. 1550 Volts.					Salida máx., 225 M. A. Pico máx. de corr., 675 M. A.							
83-V	Rectif. doble onda	D12	4AD	Indirecto	5	2	Ver 5V4 G.													
							Entrada a condensador	Volt. máx. ef. C. A., 325 V. por pla. — Máx. pico inverso, 1250 V.					Sal. máx. GOMA. Corr. de pico por placa, 180 M. A.			Resist. de placa por placa, 65 Ohms.				
84/6Z4	Rectif. doble onda	D5	5D	Indirecto	6,3	0,5	Entrada a choque	Volt. máx. ef. C.A., 450 V. por placa. Máx. pico Inverso, 1250 V.					Sal. máx., GOMA. Corr. de pico por placa, 190 M. A.			Valor mín. del choque, 10 Henrys.				
85	Doble-diodo triodo	D9	6G	Indirecto	6,3	0,3	Secc. Triodo como amplif. Clase A	135	-10,5	-	-	3,7	11.000	750	8,3	25000	0,075			
							250	--20	-	-	8	7.500	1100	8,3	20000	0,350				
89	Triple grilla amplif. de potencia	D9	6F	Indirecto	6,3	0,4	Como triodo amplif. Clase A	160	-20	-	-	17	3.300	1425	4,7	7000	0,30			
							250	-31	-	-	32	2.600	1800	4,7	5500	0,90				
V-99 X-99	Triodo detect. amplif.	C4 D1	4E 4D	Directo	3,3	0,063	Como triodo amplif. Clase B	180	0	-	-	6	-	-	-	13600	2,50			
							Amplif. Clase A	90	-4,5	-	-	2,5	15.500	425	6,6	-	-			
112-A	Triodo detect. amplif.	D12	4D	Directo	5	0,25	Amplif. Clase A	90	-4,5	-	-	5	5.400	1575	8,5	-	-			
								180	-13,5	-	-	7,7	4.700	1800	8,5	-	-			
874	Regulador de voltaje	E4	4S	—	—	—	Tensión de "arranque", 125 V. Tensión de trabajo, 90 V.					Corriente de trabajo, 10-50 M.A. Corriente continua estable, 50 M.A.								
876	Regulador de corriente	G1	—	Directo	—	—	Rango de voltaje, 40 a 60 V.					Corriente de trabajo, 1,7 Amp.								
886	Regulador de corriente	G1	—	Directo	—	—	Rango de voltaje, 40 a 60 V.					Corriente de trabajo, 2,05 Amp.								
1851	Pentodo amplif. de televisión	C7	7R	Indirecto	6,3	0,45	Amplif. Clase A	Ver CAC7/1852.												

	amplif. de potencia						Como pentodo amplif. Clase A	100 250	-10 -25	100 250	1,6 5,5	9,5 32	104.000 70.000	1200 1800	-	10700 6750	0,33 8,40
V-99 X-99	Triodo detect. amplif.	C4 D1	4E 4D	Directo	3,3	0,063	Como triodo amplif. Clase B	180	0	-	-	6	-	-	-	13600 9400	2,50 3,50
							Amplif. Clase A	90	-4,5	-	-	2,5	15.500	425	6,6	-	-
112-A	Triodo detect. amplif.	D12	4D	Directo	5	0,25	Amplif. Clase A	90 180	-4,5 -13,5	-	-	5 7,7	5.400 4.700	1575 1800	8,5 8,5	-	-
874	Regulador de voltaje	E4	4S	-	-	-	Tensión de "arranque", 125 V. Tensión de trabajo, 90 V.		Corriente de trabajo, 10-50 M.A. Corriente continua estable, 50 M.A.								
876	Regulador de corriente	G1	-	Directo	-	-	Rango de voltaje, 40 a 60 V.		Corriente de trabajo, 1,7 Amp.								
886	Regulador de corriente	G1	-	Directo	-	-	Rango de voltaje, 40 a 60 V.		Corriente de trabajo, 2,05 Amp.								
1851	Pentodo amplif. de televisión	C7	7R	Indirecto	6,3	0,45	Amplif. Clase A	Ver CAC71852.									

TABLA DE DIMENSIONES DE LAS VALVULAS MEDIDAS EN PULGADAS (1 pulgada (1") 2,54 cms.)

Símbolo	Largo	Diámetro	Símbolo	Largo	Diámetro	Símbolo	Largo	Diámetro	Símbolo	Largo	Diámetro	Símbolo	Largo	Diámetro
A1	1 3/4"	× 15/16"	C1	3 1/8"	× 15/16"	D1	4"	× 13/16"	D8	4 15/32"	× 19/16"	E1	5 1/32"	× 1 13/16"
B0	2 1/8"	× 13/4"	C2	3 1/4"	× 15/16"	D2	4 1/8"	× 13/16"	D9	4 17/32"	× 19/16"	E2	5 5/16"	× 2 1/16"
B1	2 3/8"	× 1 1/16"	C3	3 5/16"	× 1 5/16"	D3	4 1/8"	× 19/16"	D10	4 5/8"	× 1 13/16"	E3	5 3/8"	× 2 1/16"
B2	2 5/16"	× 1 5/16"	C4	3 1/2"	× 1 1/16"	D4	4 3/16"	× 13/16"	D11	4 11/16"	× 1 7/16"	E4	5 5/8"	× 2 3/16"
B3	2 3/8"	× 1 5/16"	C5	3 3/8"	× 1 1/4"	D5	4 3/16"	× 19/16"	D12	4 11/16"	× 1 13/16"	F1	6 1/4"	× 2 7/16"
B4	2 5/8"	× 1 1/4"	C6	3 5/32"	× 1 1/4"	D6	4 5/16"	× 13/16"	D12a	4 7/8"	× 19/16"	G1	8"	× 2 1/16"
B5	2 25/32"	× 1 3/16"	C7	3 8/3"	× 1 5/16"	D7	4 5/16"	× 1 5/8"	D13	4 15/16"	× 1 9/16"			

107a. LECCION

Diseño y construcción de un moderno receptor superheterodino.-

Desarrollo parte por parte del circuito

Habíamos demorado el estudio que nos proponíamos realizar en esta Lección, dado que era necesario que los alumnos se familiaricen en primer lugar, con las válvulas de uso común en la radio recepción, y segundo, la de poder desarrollar los circuitos en base a dichos conocimientos y sobre todo de sus características, parte vital de todo diseño.

En lecciones anteriores habíamos dado diseños y también detalles de construcción, como así también desarrollos de circuitos parciales de receptores, pero ahora realizaremos un receptor bajo el aspecto constructivo y bajo el punto de vista comercial, es decir, realizar un diseño capaz de compararse con cualquiera de los diseños que se presentan en los receptores comerciales.

En la figura 487 se muestra un esquema de receptor superheterodino cuyos detalles discutiremos y además buscaremos la mejor disposición de los materiales sobre el chasis que deberán tener una distribución lógica y de acuerdo al comportamiento de cada etapa.

En la figura 487 puede verse que el esquema general no se aparta en mucho a los del tipo standard, ya que fatalmente todo receptor, funcionando bajo el mismo principio, deberá llevar circuitos similares.

El esquema presenta un receptor de dos bandas de recepción, una que cubre todas las frecuencias de la llamada banda de ondas largas para recepciones de broadcasting locales y vecinas, y otra de ondas cortas que permite recibir señales de broadcasting que transmiten en dichas frecuencias y sobre todo a ciertas horas del día.

La primera válvula empleada es una conversora cuyo funcionamiento fué explicado en la Lección 61a. y en la cual se indicaron las ventajas de este tipo de válvula sobre las otras en uso. Esta válvula se la conoce como 6K8 y llena ampliamente las necesidades de una buena recepción y sobre todo mucha estabilidad.

En el cuadro de características pueden los lectores comparar realmente las de esta válvula con las otras conversoras y además, en base a dichas características, veremos cuáles serán las constantes que deberán tener los elementos que harán funcionar dicha válvula en su punto exacto de trabajo.

La válvula empleada como amplificadora de frecuencia intermedia será también del tipo metálica como la anterior y que se conoce como 6K7 y cuyas características como pentodo amplificador de factor de amplificación variable (muy variable) es apropiada especialmente para estos tipos de trabajos.

Como válvula que actúa como segundo detector y triodo amplificador de baja frecuencia, se ha elegido una válvula clásica en los receptores y es la 6Q7, que es, por cierto, excelente para dicho trabajo.

Como válvula amplificadora de salida empleamos una del tipo 6V6, dado que de acuerdo a sus características rinde una elevada sensibilidad de potencia y además tiene una tensión de filamento de 6,3 V. a igual que las otras válvulas empleadas.

Ya que el tipo de fuente de energía de la red de canalización se ha elegido una del tipo de corriente alternada de 220 V., se empleará una válvula rectificadora del tipo 80 de calentamiento directo o una de calentamiento indirecto del tipo 6X5. Esta última tiene la ventaja sobre su similar 80, de que la tensión de alimentación de corriente continua, o sea la tensión rectificada, aparece cuando los cátodos de las demás válvulas, alcanzan una

temperatura en la cual están en condiciones de trabajar, mientras que la válvula del tipo 80, como es de calentamiento directo, las tensiones de placas quedarán aplicadas antes de que los cátodos alcancen una temperatura conveniente. Esto, en cierto modo, es perjudicial para las válvulas; por lo tanto, aconsejamos el empleo de la 6X5.

Respecto al altoparlante a usar, podrá ser del tipo electrodinámico y de las dimensiones que correspondan al gabinete a emplearse, pero la bobina del campo debe calcularse previamente para que no tenga que disipar una energía eléctrica mayor a la prevista por el fabricante, resultando finalmente la inutilización del bobinado mencionado. (Una resistencia del bobinado no mayor a 1000 Ω resultará muy práctica).

Respecto al transformador de salida de acoplamiento del altoparlante, deberá tenerse en cuenta que éste tendrá un primario cuya impedancia sea igual a la carga de placa de la válvula 6V6, que es de unos 5000 Ohms, o sea la impedancia reflejada desde la carga provocada por la bobina móvil.

DESARROLLO DEL CIRCUITO

En todos nuestros proyectos anteriores habíamos visto proyectos en los cuales el circuito de entrada de antena se efectuaba a través de un solo circuito sintonizado, y de ahí se acoplaba al circuito de la válvula mezcladora. Pero en la práctica este acoplamiento resulta insuficiente bajo el aspecto de la selectividad y por lo tanto se recurre a un método bastante satisfactorio por sus resultados y que es el empleo de un circuito sintonizado adicional y que se acopla al circuito sintonizado de la grilla del primer detector inductivamente. Este perfeccionamiento permite aumentar enormemente la selectividad, claro está, que a costa de una pequeña pérdida en la sensibilidad. Esto último no tiene mucha importancia, ya que los juegos de bobinas modernos están diseñados de una manera tal que el "Q" de ellas es elevadísimo, con lo cual se logra en todos los casos una sensibilidad bastante elevada también.

El aumento del "Q" de las inductancias de los circuitos sintonizados da como resultado un aumento también en la selectividad; por lo tanto tendremos como resultado final un enorme aumento en la selectividad total del receptor.

Por lo dicho antes, se desprende que tendremos dos circuitos sintonizados para el circuito de antena y uno para la sección osciladora, lo que significa que se empleará un tándem de condensadores triple de la misma capacidad cada uno.

Como en todos los casos de condensadores en tándem, se empleará una capacidad de 0,0041 μf , ya que éste permite cubrir todo el espectro de ondas cortas.

Para el circuito de amplificación de frecuencia intermedia se empleará, como en todos los casos de receptor de broadcasting, una sola etapa formada por dos transformadores de acoplamiento y la válvula amplificadora 6K7 elegida. Esta etapa de amplificación de frecuencia intermedia resulta suficiente bajo las necesidades de selectividad y amplificación, sobre todo si se emplea un juego de transformadores cuyas inductancias tienen núcleo de hierro especial o por lo menos bobinados de alambre "litz".

El empleo del control automático de volumen es imprescindible en cualquier proyecto de receptor por razones que habíamos visto ampliamente en lecciones anteriores. Por esta razón emplearemos la rectificación de la válvula 6Q7 para proporcionar la tensión del control automático de volumen indicado. La amplificación de tensión de baja frecuencia estará a cargo de la sección triodo de la válvula 6Q7 que permite una elevada amplificación que aún para señales débiles llega a entregar una tensión elevada al circuito de grilla de la válvula amplificadora de potencia. Como en esta etapa emplearemos una del tipo 6V6 del tipo de haces electrónicos dirigidos y de una elevada sensibilidad de potencia, resultando que para señales débiles el

altoparlante tendrá bastante energía de audio frecuencia como para una recepción cómoda. Por esta razón es que estos tipos de receptores permiten su uso a grandes distancias y con resultados realmente satisfactorios.

Habíamos indicado al principio, que al circuito de placa de la válvula 6K8 debía dedicársele un estudio especial, y esto es totalmente necesario, sino el lector se encontrará que la amplificación total de la sección de frecuencia intermedia resultará inferior que en el caso de emplear como converso-

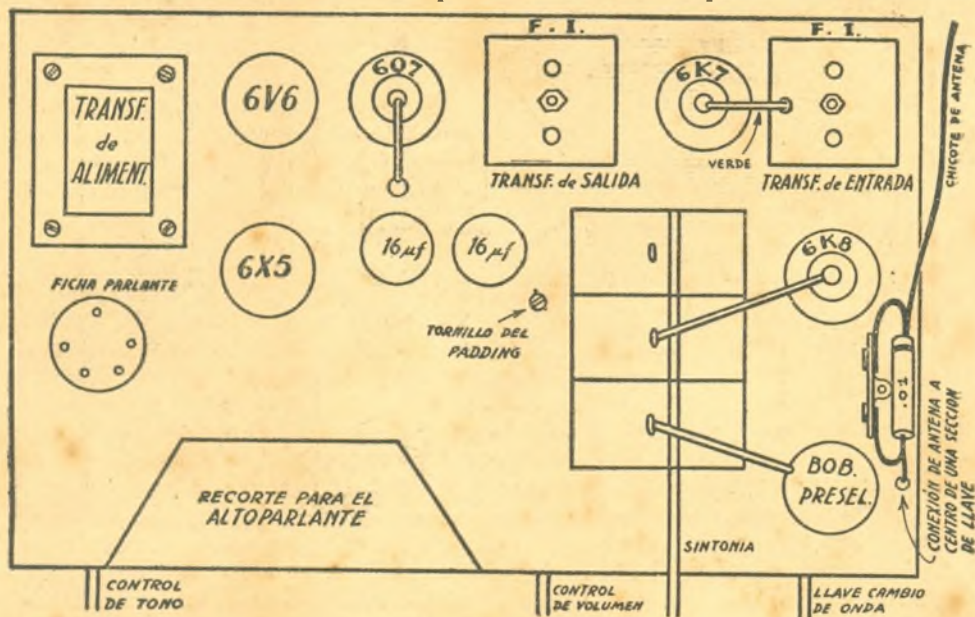


Fig. 488

ra cualquiera de las válvulas empleadas anteriormente. Esto se debe a que la conductancia de conversión de la válvula 6K8 es distinta, como también la resistencia de placa de ésta. Respecto a lo primero, se puede observar en las características, que la válvula 6K8 tiene una conductancia de conversión casi igual para cualquier tensión de placa de la válvula, mientras que en la 6A8 o similar, la conductancia de conversión varía entre límites muy grandes para las mismas variaciones de voltaje con respecto a la válvula 6K8. Por lo tanto se verá que esto influirá enormemente en la estabilidad y en favor de la 6K8. Respecto a la resistencia de placa de la válvula 6K8, se verá que trabajando con tensiones elevadas ésta es bastante mayor que para el caso de la 6A8 y por lo tanto necesariamente la carga de placa que debe presentar el primario del transformador de frecuencia intermedia deberá ser mayor para obtener una amplificación equivalente sin llegar a sacrificar la estabilidad del circuito, y por lo tanto no se podrá emplear el mismo transformador, como algunos diseñadores pretenden hacer, pues si se emplea un transformador para trabajar con la 6A8, ésta rendirá bastante menos si se aplica a la 6K8.

Respecto al resto del circuito, podemos considerarlo completamente standard, lo que no presenta ninguna diferencia con respecto a los circuitos clásicos de válvulas y de corriente alternada

Veamos en primer lugar de desarrollar el circuito sobre el chasis a fin de que el alumno comience a familiarizarse con todos los "resortes" del armador de receptores.

Debemos hacer notar que si el lector tiene bastante cuidado en el armado, podrá tener una oportunidad de realizar un buen diseño, lo que significará posiblemente la venta del primer receptor y posiblemente el primero de una gran serie.

grilla osciladora queda indicada en la figura 492, lo mismo que las conexiones correspondientes a las alimentaciones de placa como así también la del cordón que se emplea para la alimentación de la red de canalización de corriente alternada.

Con respecto a las conexiones de las bobinas, solamente las dejamos indicadas ya que en ningún momento podemos sugerir al alumno una marca determinada. Por lo tanto, lo único que aconsejamos es adquirir un juego de bobinas que el alumno crea conveniente y luego realizar las conexiones de acuerdo a las indicaciones del fabricante y las que damos en los distintos dibujos. Creemos que el lector no encontrará ninguna dificultad insalvable, y aunque así fuera, le servirá como ejercicio para realizar el diseño a conciencia.

108a. LECCION

Estudio general sobre amplificadores

(Continuación)

Terminaremos en este capítulo con los amplificadores de clase "A" a fin de hallar aplicaciones en la práctica, y luego estudiaremos los otros tipos pendientes, o sea los tipos "AB", "B" y "C". Por ahora veamos, en primer término, un tipo de inversor de fase en el cual se emplea para ello una inductancia con núcleo de hierro con derivación central y luego estudiaremos un diseño completo de amplificador en clase "A".

En la figura 493 se muestra el nuevo tipo de acoplamiento de los circuitos de grilla de un par de válvulas conectadas en push-pull y que se nos dió por llamarlo inversor de fase por medio de inductancia. Veamos en seguida la veracidad de lo que acabamos de decir.

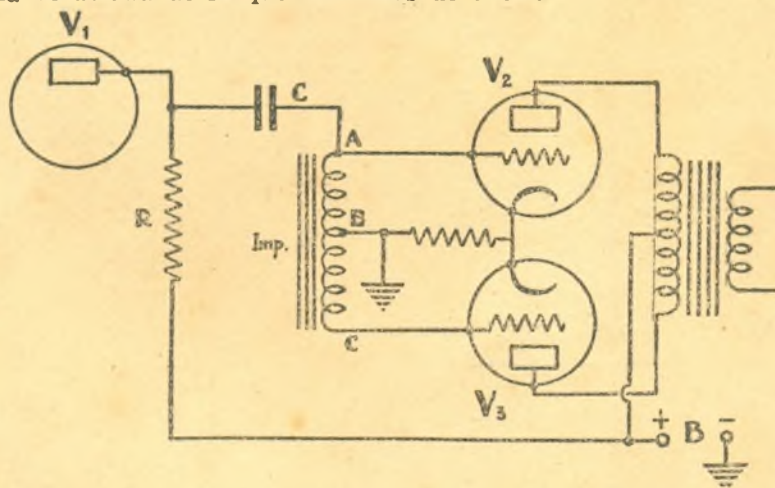


Fig. 493

¿Cómo funciona el nuevo tipo de acoplamiento? De la manera más sencilla: Supongamos que entre los extremos de la carga de placa de V_1 se produce una caída de tensión de corriente alternada y dicha tensión cargara el condensador C que a su vez se descargara entre los extremos A y B de la inductancia de núcleo de hierro. Por lo tanto, si entre los extremos A y B se produce una caída de tensión de corriente alternada, esta sección actuará como primario de un auto transformador formado por dos secciones AB y BC , siendo en este caso el secundario todo el bobinado AC .

Si suponemos que en un instante determinado el punto A se encuentra a un potencial positivo máximo, lógicamente en el otro extremo se hará presente el polo, o sea que el punto C a un potencial negativo máximo.

De aquí vemos claramente que los puntos A y C están defasados en 180°, de manera que si conectamos en cada uno de los puntos mencionados A y C las grillas de sus respectivas válvulas V_1 y V_2 , las tendremos conectadas en push-pull si el punto B lo empleamos como retorno de los circuitos de grilla mencionados de las válvulas amplificadoras.

Vemos entonces claramente que es posible emplear inductancias con derivación central para la conexión de las grillas de dos válvulas que se desea que trabajen en push-pull.

El mayor cuidado que debe tenerse en estas inductancias que nos ocupan es de que el punto medio debe ser exacto, porque de lo contrario una de las válvulas quedará excitada por una tensión mayor que la otra, y esto significa una deformación cuya importancia dependerá de la diferencia de espiras de las dos secciones.

DISEÑO DE UN AMPLIFICADOR EN CLASE "A" Y EN CONEXION PUSH-PULL

En la figura 494 se indica un esquema de un amplificador clásico del tipo triodo en la etapa de salida en push-pull. Veamos de qué manera se calculan las constantes a fin de obtener los mejores resultados en la calidad de sonido final de las señales de audio frecuencia aplicados a la grilla de la primera válvula del amplificador de tensión. Esto quiere decir que la deformación de la señal deberá ser, como máximo, la admitida como deformación por armónicas y que no sobrepase del 5 o/o. Esto resultará fácil, siempre que se tengan en cuenta las características de trabajo de las válvulas, como así también los valores de los elementos de acoplamiento.

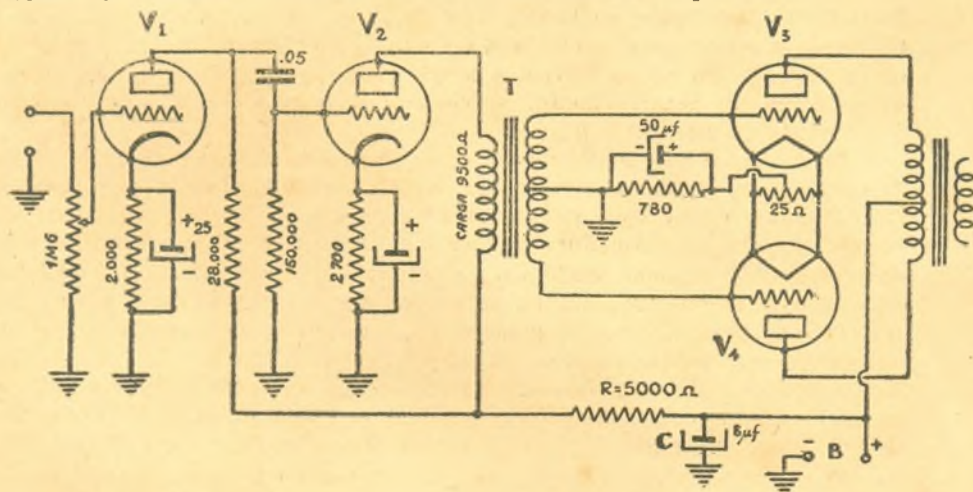


Fig. 494

Supongamos que queremos emplear como válvula de salida un par del tipo 45, ya conocido por nuestros lectores.

Estas válvulas, con una tensión de 250 V. en la placa de cada válvula, necesitan una polarización del circuito de grilla de -50 Volts, lo que significa que para que la válvula pueda dar la máxima potencia en esas condiciones, deberá excitarse su circuito de grilla con una tensión de corriente alternada de audio frecuencia que no sobrepase de los 50 Volts de pico.

Según las características de la válvula, cada una de ellas entrega al circuito de placa para máxima señal, 1,6 Watts; por lo tanto, podemos consi-

derar que la potencia total será igual al doble cuando éstas trabajen en push-pull.

Pero, ¿qué tensión de excitación necesitaremos para máxima potencia de salida? Si se recuerdan las lecciones anteriores, se verá que se demostró que cuando dos válvulas están conectadas en push-pull entre grilla y grilla de éstas, se necesita una tensión doble al caso de emplearse una sola válvula. Por lo tanto, la tensión de excitación deberá ser de 100 V. (50 Volts por válvula).

El problema más serio en estos diseños lo tenemos en la sección amplificación de tensión amplificador, pues dicha amplificación de tensión deberá entregar una tensión amplificada de 100 V. sin distorsión prácticamente y no superior al 5 o/o estipulado. Por lo dicho se desprende de que cada válvula del circuito deberá trabajar en condiciones óptimas, vale decir que deberán cuidarse todas las constantes, como se verá en seguida.

Si se observan las diferentes características de válvulas amplificadoras de tensión, se verá que ninguna de las válvulas tiene factores de amplificación capaces de proporcionar 100 V. de una tensión amplificada, teniendo en cuenta que en ninguno de los casos la tensión de entrada de los circuitos de grilla será superior a 1 Volt.

En general, al diseñarse un amplificador deberá tenerse en cuenta la tensión de entrada que se aplica al amplificador de manera tal de poder calcular previamente si la tensión amplificada será suficiente como para excitar al máximo la etapa de potencia de salida.

En nuestro caso podemos considerar que la tensión media de entrada será de 1 V., ya que suponemos que a la entrada del amplificador se conectará un pick-up o un sintonizador de broadcasting. Si se aplica un micrófono, habría que estudiar el caso, porque es distinto con el tipo de micrófono, dado que cada tipo da una salida distinta.

Una de las válvulas amplificadoras de tensión que permiten una amplificación más elevada, es la del tipo 6F5, que es capaz de amplificar hasta 60 veces la señal, pero por sí sola la válvula no llegaría a entregar 100 V. al circuito de grilla de las válvulas amplificadoras de potencia, aún en el caso de emplear un transformador T de una relación de 1 a 3 total, ó sea de 1 a 1,5 por sección de bobinado.

Es decir, que la tensión podría ser para una entrada de 1 V. de 90 V. Si empleamos dos de estas válvulas, resultará que la tensión amplificada será muy grande y por otra parte no sería posible el empleo de dicha válvula como segunda amplificadora de tensión, dado que en su circuito de grilla, sólo es posible aplicar tensiones del orden de 1,5 V. El único tipo de válvula que se podría emplear en este caso, son triodos de bajo factor de amplificación, porque de esta manera nos permitiría obtener la amplificación suficiente por medio de dos válvulas. Sea por ejemplo la válvula 56 que tiene un factor de amplificación de 13,8, ó sea que prácticamente $2/3$ de 13,8 es igual a 9, es decir, que si aplicamos a la grilla de la válvula una tensión de corriente alternada de 1 V., tendremos una tensión amplificada de 9 V.

Si empleamos dos válvulas en las mismas condiciones, amplificando una de las válvulas, la tensión amplificada de la primera resultará que se obtendrán entre las dos una tensión de 81 V., ó sea la tensión que se aplica al primario del transformador T; si éste tiene una relación de vueltas totales de 1 a 1,5, resultará que la tensión entre los extremos del secundario del transformador T mencionado será de unos 120 V. aproximadamente.

Como se ve, resulta bastante simple elegir las válvulas que excitarán los circuitos de grillas de las válvulas amplificadoras de potencia, de manera que solamente tendremos que fijar los valores de grillas y placas y cátodos de las válvulas y el amplificador quedará diseñado y listo para armarse.

Tomemos entonces como base del diseño, el esquema de la figura 494 y dibujemos todos los elementos que intervendrán en el circuito y luego iremos dándole los valores a cada uno de ellos.

Comencemos por el circuito de grilla de la válvula V_1 , que dijimos que sería una válvula del tipo 56.

Como en la práctica muy rara vez el amplificador trabajará a máximo volumen, será necesario el empleo de una resistencia variable que nos permita variar el voltaje de la señal que se aplica a la primera válvula amplificadora de tensión.

Esta regulación se consigue por medio de una resistencia variable cuyo valor depende del elemento que se conectará entre los extremos del mismo.

Si se emplea un pick-up del tipo magnético, el valor de la resistencia de "volumen" podrá tener un valor de 50.000 a 100.000 Ohms, pero si el pick-up es del tipo de cristal, dicha resistencia podrá tener un valor entre 500.000 a 1.000.000 Ohms o más. En nuestro caso podremos considerar que se empleará una resistencia variable de 1.000.000 Ohms, ya que el pick que aconsejamos emplear será uno del tipo de cristal. Por lo tanto ya podremos fijar el valor del control de volumen.

De acuerdo a las características de la válvula 56, se deduce que la carga de placa deberá ser para las condiciones óptimas de funcionamiento de un valor del doble al de la resistencia interna de dicha válvula, o sea que la resistencia de carga de placa de la válvula deberá ser de unos 25.000 Ohms, puesto que la resistencia interna de la válvula es de 12.000 Ohms para una tensión de placa de 100 V. Dicha tensión es correcta, dado que deberá reducirse la caída provocada por la resistencia de carga de placa. Como la corriente de placa en estas condiciones es de 2,5 M.A., y la tensión negativa de polarización de la válvula de -5 V., resultará que la resistencia de cátodo deberá ser de 5 dividido 0,0025, ó sea 2000 Ohms, y la capacidad en paralelo con dicha resistencia deberá ser de $2000/10$, ó sea 200 Ohms la reactancia del condensador, lo que significa que la capacidad tendrá un valor aproximado de $20 \mu f$, o sea en la práctica se empleará uno que corresponda al valor standard de $25 \mu f$ para trabajar con una tensión muy baja. Coloquemos en el esquema de la figura 494 los valores recién calculados.

Ya en otras ocasiones habíamos calculado como valores óptimos para el acoplamiento entre el circuito de una válvula amplificadora a otra en su circuito de grilla de $0,05 \mu f$ para el condensador de acoplamiento y de 130.000 Ohms para la resistencia de escape de grilla de la válvula amplificadora siguiente. Por lo tanto, pondremos sin riesgo una resistencia de 150.000 Ohms por ser éste el valor standard.

Nos queda por calcular las constantes de la válvula V_2 que, como la anterior, es del tipo 56. Como la tensión de trabajo y las condiciones de acoplamiento son distintas al primer caso, tendremos que calcular como si fuera otra válvula distinta. Como la caída de tensión del primario de transformador de acoplamiento T es muy pequeña, podremos considerar que la tensión aplicada en su circuito de placa es de 250 V. Por lo tanto, de acuerdo a las características de la válvula para una tensión de trabajo de 250 V., tendremos una corriente de placa de 5 M.A. y una tensión negativa de $-13,5$ V., siendo la carga de placa de 9.500 Ohms. La carga de placa la provocará el primario del transformador de acoplamiento del push-pull, mientras que la resistencia de cátodo de la válvula deberá ser de $13,5/0,005$, o sea igual a 2700 Ohms, que en la práctica se buscará el más próximo al valor standard y a la vez que proporcione la tensión necesaria de polarización. Fijemos, pues, en el esquema correspondiente, los nuevos valores hallados.

El valor de la capacidad de cátodo deberá ser, más o menos, del mismo valor que el empleado para V_1 . Lo mismo que la resistencia de polarización de las válvulas 45 se obtendrán del punto medio de una resistencia conectada entre los extremos de filamento de las válvulas, ya que por dicho punto retornará la corriente de placa de ambas válvulas (pues se trata de una válvula de calentamiento directo en la cual el mismo filamento actúa como cátodo).

Si la corriente de placa de válvula es de 34 M.A. trabajando con 250 V. en placa; la polarización deberá ser de -50 V., la resistencia de polarización deberá ser de $50/0,064$, ó sea unos 780 Ohms. Si se desea conectar en paralelo con dicha resistencia un condensador, éste deberá tener unos $50 \mu f$ pero para trabajar con una tensión de 50 V. como mínimo.

La resistencia con derivación central que deberá conectarse entre los filamentos será de unos 25 Ohms del tipo de alambre. Dicha resistencia podrá evitarse si se emplea en el bobinado secundario del transformador de alimentación, que suministra la tensión del filamento de las válvulas 45, derivación central. En cuyo caso la resistencia de 780 se conectará a la derivación indicada.

Como durante el funcionamiento del amplificador la tensión de placa de las válvulas cambia por efecto de la variación de la corriente de placa entre límites muy grandes de las válvulas 45, conviene, en todos los casos, evitar que las fluctuaciones de tensión influyan en los circuitos de placa de las válvulas amplificadoras de tensión y por lo tanto conviene emplear un filtro "separador" formado por la resistencia R y la capacidad C. El valor de R podrá ser de tal manera que la caída de voltaje no reduzca demasiado la tensión de placa de las válvulas amplificadoras de tensión y por lo tanto podrá tomarse como valor una resistencia de 5.000 Ohms. De acuerdo a los cálculos, la constante de tiempo de descarga de los condensadores para una resistencia de 5.000, el condensador C deberá tener un valor de acuerdo

a la fórmula 58, donde $R = \frac{T}{C}$ de donde $C = \frac{T}{R}$ si el valor de T es de

0,0065 y R de 0,005 M.G., resultará que $0,0065/0,005$ sería igual a $1,3 \mu f$, o sean prácticamente $1,5 \mu f$ pero en la práctica resulta más oneroso un condensador de la capacidad calculada que uno de $8 \mu f$ electrolítico, por lo cual emplearemos este último.

La fuente de alimentación y la construcción del amplificador las explicaremos en la próxima lección, a fin de dar al lector el tiempo suficiente para que medite sobre todos los conocimientos que se van repitiendo y al mismo tiempo para que ensaye sobre proyectos propios.

CURSO DE RADIO

109a. LECCION

ESTUDIO DE LOS TRANSMISORES

(Continuación)

Vimos en lecciones anteriores, en forma rápida, la técnica de la modulación y además los distintos circuitos que se acoplan a osciladores de alta frecuencia. Veamos ahora las ventajas que reporta el empleo de amplificadores de alta frecuencia para aumentar la potencia del transmisor y de esta manera independizar el generador de señales (transmisor) de la carga de la antena. Este es uno de los problemas más serios de resolver cuando se trata de un oscilador autoexcitado, ya que un ligero viento que haga que la antena varíe de su posición hará que varíe la capacidad efectiva de la misma. Pero como el sistema de antena de un transmisor es un circuito sintonizado, resultará que éste dejará de serlo en la frecuencia de trabajo y por lo tanto también reflejará en el circuito oscilador una carga distinta de lo que equivaldría a una variación en la frecuencia de oscilación del transmisor.

Esta inestabilidad, como muchas otras que iremos dando a conocer, hacen de todo punto de vista impracticable en las radiocomunicaciones el empleo de osciladores autoexcitados, y por esta razón veremos enseguida cómo se acopla un amplificador de potencia de alta frecuencia a fin de mejorar la potencia del transmisor y, más aún, la estabilidad.

Una de las ventajas más importantes resulta ser el empleo de amplifi-

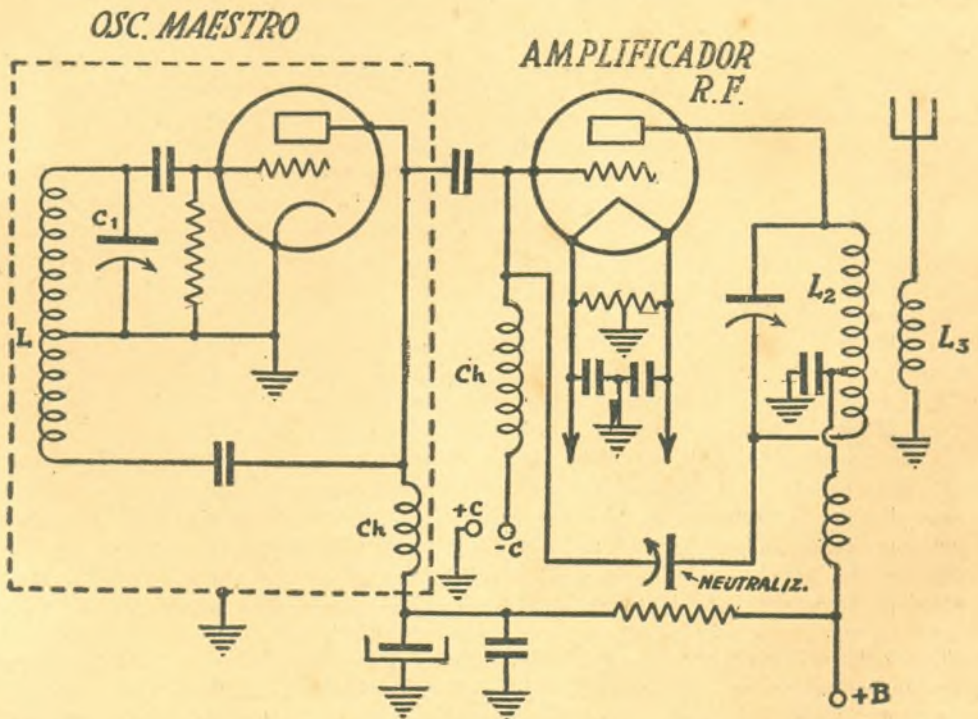


Fig. 495

cadores de alta frecuencia y el sistema de antena, y por lo tanto ésta fué la causa por la cual se adoptó en todos los casos de transmisión inalámbrica.

La forma de acoplar una etapa de amplificación de radio frecuencia es en general muy simple en la mayoría de los casos, pues basta para ello los cuidados necesarios que daremos a conocer durante la exposición.

Al agregarse una etapa de radio frecuencia a un generador de señales de alta frecuencia se tendrá que tener en cuenta la estabilidad, y la obtención de la mayor eficiencia posible. Para lograr lo primero se tiene que evitar que la etapa amplificadora pueda regenerar, es decir, que en ningún momento pueda entrar a oscilar independientemente. Por lo tanto, es necesario lo que se conoce con el nombre de neutralización cuyo significado veremos más tarde. Además, debe cuidarse la polarización del circuito de grilla de la válvula amplificadora.

Para lograr la máxima eficiencia de la etapa amplificadora de potencia de alta frecuencia es necesario que todas las partes y en especial el circuito sintonizado que por lo general se efectúa en el circuito de placa de la válvula amplificadora, debe tener tanto la capacidad como la inductancia trabajando en los valores óptimos. Para lograr la eficiencia a que hacemos referencia indicaremos en otra lección los cálculos a realizarse.

En la figura 495 se indica el esquema general de un transmisor sin tener en cuenta la sección moduladora y en el cual se tiene presente la sección osciladora y la sección amplificadora de alta frecuencia. El transmisor en estas condiciones es apto para realizar una buena performance en lo que a estabilidad de frecuencia se refiere. La sección osciladora, o sea la que fija la frecuencia de trabajo se la denomina Oscilador Maestro y esto se logra por medio de un oscilador a válvula. Si se empleara un cristal para la generación de la energía de alta frecuencia inicial se denominaría a dicha etapa como Oscilador Controlado a Cristal.

NEUTRALIZACION

Todos sabemos, por haberlo tratado en otros capítulos, que cuando en un amplificador se desarrolla una determinada energía y si la capacidad de grilla-placa es considerable o la frecuencia de la señal o potencia amplificada muy elevada, puede darse el caso que parte de la energía que se hace presente en el circuito de placa vuelva al circuito de grilla de manera tal que el amplificador deja de trabajar en su carácter, para transformarse en un oscilador regenerativo autoexcitado.

Esto es fácil de comprender, ya que nos ha servido para explicar el funcionamiento de los osciladores regenerativos y que algunos de los cuales se logra gracias a la capacidad interna entre grilla y placa de la válvula, sin necesidad de provocar dicha oscilación y sin necesidad de acoplar a los electrodos (grilla y placa) mencionados, una capacidad que nos permita efectuar la realimentación que se desea.

En los casos de los amplificadores tanto de baja frecuencia como de alta frecuencia, son susceptibles de comenzar a regenerar si no se tiene cuidados especiales y tanto más fácil tal regeneración se efectúa cuanto más elevada es la frecuencia de la energía en juego.

Como solución del problema, se puede ver en la figura 495 en el circuito de placa de la válvula amplificadora de potencia, que se ha conectado un condensador ajustable en la parte inferior del circuito de sintonía y conecta la grilla de la misma válvula. Esto se hace con el fin de oponer a la corriente que atraviesa la capacidad placa-grilla de la válvula y que es la que provoca regeneración, otra cuya diferencia de fase sea exactamente 180° , es decir, que el sentido de la corriente que atraviesa la capacidad interna de la válvula y la que atraviesa la capacidad del neutralizador sea igual al valor de la capacidad de la grilla-placa de la válvula, con lo cual el efecto regenerativo desaparece y con él se restablece el equilibrio del amplificador. La técnica de la neutralización es sumamente sencilla, pues basta recordar

que la tensión entre los extremos de la inductancia L_2 está defasada en 180° para darse cuenta que efectivamente es posible oponer a la corriente de realimentación otra de sentido contrario que anule a la primera. Esto se cumplirá en todos los casos, siempre que las dos capacidades en juego sean exactamente iguales.

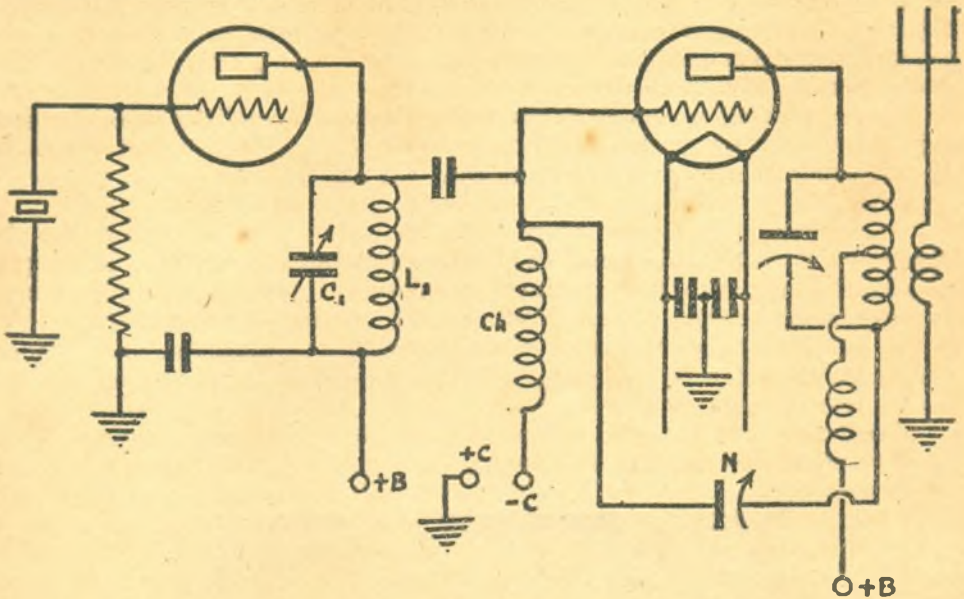


Fig. 496

Más tarde, cuando tratemos el tema práctico de la construcción del transmisor, explicaremos la forma cómo se logra la neutralización, ya que no sería posible realizar el ajuste de una manera teórica, pues la capacidad grilla-placa varía, aunque poco, de válvula a válvula del mismo tipo y además no se puede prever las capacidades que se agregan al circuito una vez realizado el amplificador en la práctica.

Después de lo explicado, resultará fácil para el lector agregar una etapa de amplificación de radio frecuencia a un oscilador autoexcitado o a cristal, ya que en todos los casos el problema es el mismo al indicado en la figura 495.

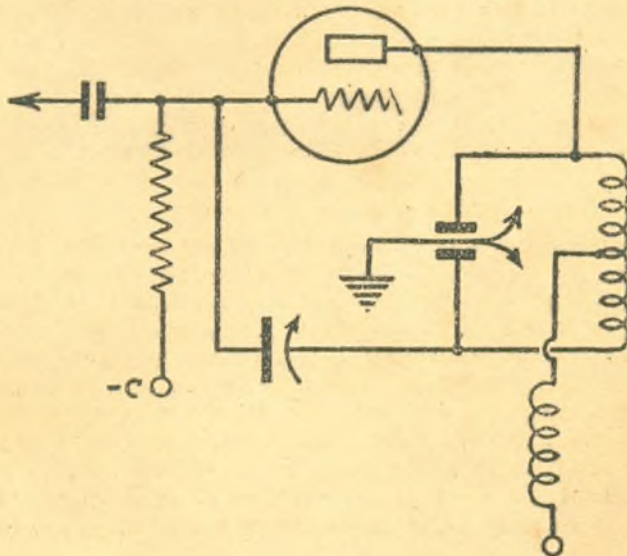


Fig. 497

Si la válvula amplificadora de alta frecuencia trabaja en clase "A", resultará fácil ajustar la tensión negativa de polarización al valor indicado en las características de la válvula correspondiente. De la misma manera que hemos visto al estudiar amplificadores de potencia, se aplica en el caso tanto de baja frecuencia como de alta frecuencia. Pero como en la práctica no se emplea solamente una etapa amplificadora de alta frecuencia para independizar el circuito oscilador del circuito de antena, sino también la de poder obtener una potencia de salida elevada y que permita generar campos inductivos cuanto más intensos.

Por esta razón es que en la práctica se emplean amplificadores que trabajan en clase "B" o clase "C", según el tipo de válvula o qué etapa de amplificación (puede presentarse el caso que se empleen varias etapas de amplificación).

Pero como no hemos estudiado todavía los tipos de amplificadores de clase "B" y "C", indicaremos en nuestros estudios cómo si la o las etapas de amplificación trabajan solamente en clase "A", ya que para los fines de este curso servirán los conocimientos de la misma manera.

Si en lugar de emplearse un oscilador maestro se prefiriese un oscilador controlado a cristal, en la figura 495 tendrían que modificarse las conexiones de acuerdo a la figura 496.

Resultará, por lo tanto, sumamente simple realizar un transmisor con su correspondiente sección osciladora y su amplificador de potencia de alta frecuencia.

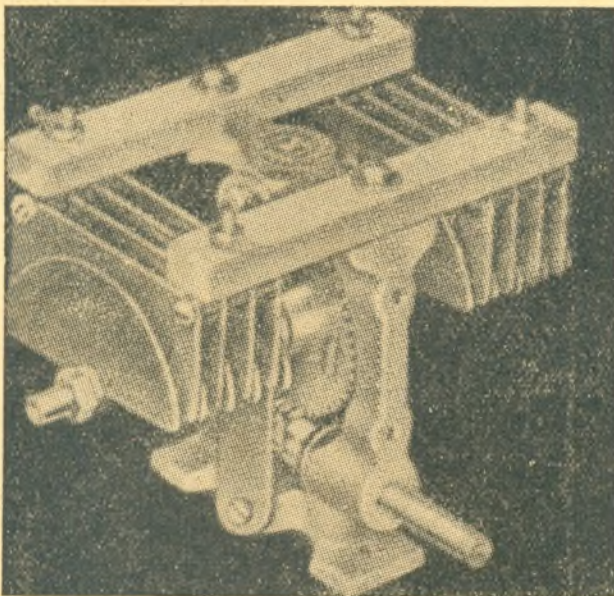


Fig. 498

En algunos casos en que se emplean transmisores que generan energías de alta frecuencia a frecuencias muy elevadas resulta muy difícil la neutralización de la etapa de amplificación y por lo tanto se ha buscado la manera de poder lograr los mejores resultados y esto se ha hallado en el empleo de un condensador de sintonía de doble sección de chapas fijas del mismo, de manera que éste actúa como dos condensadores en el cual el eje de las chapas móviles es el mismo.

La razón del empleo de este tipo de condensador es que cuando se alimenta el circuito de placa de la válvula amplificadora a través del punto medio de la inductancia de placa, éste no es tal punto medio cuando se trabaja con frecuencias muy elevadas y por esta razón se halló la solución en

el empleo de un condensador como el que acabamos de describir y que puede verse representado en la figura 497.

Por lo tanto, tendremos en la figura 498 el esquema que correspondería a un transmisor cuya etapa de amplificación de potencia se neutraliza mediante la ayuda del condensador especial indicado en la figura 497. Como se comprenderá, el condensador variable de doble "estator", como se lo suele llamar, actúa como un perfecto divisor de tensión y que asegura el "punto medio" y por lo tanto la fase, que es lo que en este caso más interesa.

ACLARACION SOBRE EL ORDEN DE LAS FIGURAS QUE ILUSTRAN LA LECCION N.º 105

La figura 476 a que se alude en el texto, es la 477. De igual modo: la 477 es la que aparece con el N.º 478; la 478 es la 479, como así la N.º 480 téngase por 479. La figura 480, cuyo clisé no se ha incluido, la presentaremos con nota aclaratoria en el próximo N.º 29.

110a. LECCION

Estudio de las distintas aplicaciones de los captadores fonográficos

En la lección pasada habíamos visto todos los tipos de captadores fonográficos y además indicamos las características de los mismos a fin de que el lector pueda orientarse de la mejor manera, en los casos de aplicar alguno de ellos a un amplificador. Demás está decir, que en todos los casos de conectar un pick-up a un amplificador, deberá tenerse en cuenta las características del mismo a fin de evitar desequilibrio en el amplificador, sobre todo en lo que a diferencias de impedancias se refiere.

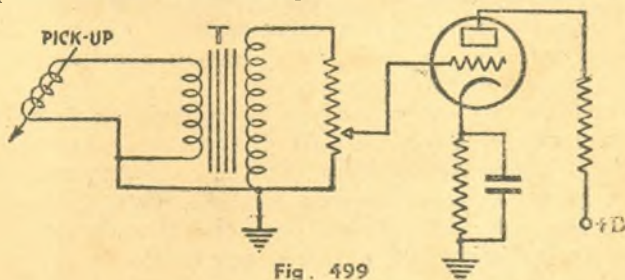


Fig. 499

Pongamos el caso, en el cual se tendrá que conectar un pick-up del tipo de cristal, en un amplificador donde antes y en ese mismo amplificador, estaba conectado un pick-up del tipo de baja impedancia (magnético). En la figura 499 indicamos la forma cómo estaría conectado el captador fonográfico de baja impedancia al circuito de grilla de la primera válvula del amplificador. En este circuito puede apreciarse además, todas las conexiones correspondientes. El pick-up está conectado al primario de un transformador que permite igualar las impedancias entre el pick-up, que es del tipo de baja impedancia, con el circuito de grilla de la válvula amplificadora, que es de alta impedancia. El secundario del transformador de acoplamiento se conecta a un potenciómetro a fin de variar la tensión del pick-up que se aplica al circuito de grilla de la válvula amplificadora y de esta manera dicho potenciómetro actuará como control de volumen.

Veamos ahora el caso de conectar al circuito que hemos descrito, un pick-up del tipo de cristal. En este caso, como la impedancia del cristal es muy elevada, resultará que no podemos conectar a éste al primario del transformador de acoplamiento. En este caso habría que anular completamente a dicho transformador y conectar al pick-up de la manera que indica

la figura 500. En dicha figura se ve claramente que se ha eliminado completamente el transformador de acoplamiento, ya que en este caso se trata de acoplar dos circuitos de alta impedancia.

El ejemplo que acabamos de presentar servirá como guía al lector, como se dijo antes, y al mismo tiempo se verá que es muy importante recordar que cada elemento de acoplamiento es un problema que tiene solución en todos los casos pero que debe estudiarse en particular.

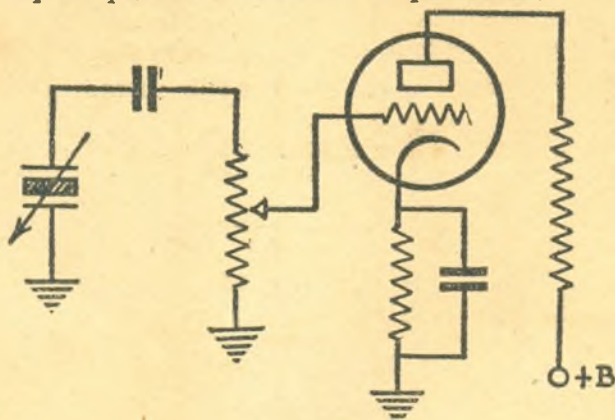


Fig. 500

Supongamos el caso en el cual se conectarán dos pick-ups a un mismo amplificador, a fin de permitir la reproducción de discos fonográficos sin intervalos entre discos, como en el caso de una audición continuada. Este caso puede presentarse cuando se trata de un baile donde se requiere música continuada o, si se quiere, en un estudio radiotelefónico.

Si los dos pick-ups están conectados a un mismo circuito de grilla de la primera válvula amplificadora, del amplificador de potencia, resultará que la conexión a realizarse deberá estar de acuerdo a lo que se indica en la figura 501. En este esquema se indica la forma de conectar dos pick-ups del tipo de cristal a un amplificador común.

De la misma manera como se indican las conexiones de un solo captador se conectan dos captadores, con la sola diferencia de que debe disponerse de un potenciómetro que actúe como control de volumen que pueda atenuar cualquiera de los dos circuitos de entrada. Esto se puede realizar de dos maneras, ya sea por medio de un potenciómetro de tipo especial como el que se indica en la figura 501, o ya sea por medio de dos potenciómetros del mismo tipo. Los resultados son los mismos, ya que el primero es en esencia lo mismo con la diferencia de que las dos secciones van ya unidas para conectarse a chasis o retorno general del circuito de tensión de cada pick-up.

Si se observa el esquema de la figura 501 se verá que la sección A y B resultaría ser un potenciómetro que controlaría al pick-up N.º 1 y la sección de potenciómetro B C controla el pick-up N.º 2.

De la misma manera que indicamos las conexiones para pick-ups de cristal, se efectuarían para cualquier tipo de captador y en cuyos casos sólo habría que tener en cuenta las impedancias de los circuitos a acoplar.

Si se tuviese que conectar a un mismo circuito dos pick-ups del tipo magnético, éstos se conectarían al control de volumen doble, empleado en el caso de la figura 501, por medio de los secundarios de cada transformador de acoplamiento.

Las razones por las cuales se indicaron condensadores en serie con cada pick-up de cristal tendían a evitar que, cuando por sobrecarga del circuito de grilla de la válvula a la que se acopla dicho implemento, comience a circular corriente por el circuito de grilla y por lo tanto a través del cristal del pick-up.

Esta corriente que atravesaría el cristal terminaría por inutilizarlo y el pick-up dejaría de funcionar. Por esta razón conviene en todos los casos emplear el condensador en serie mencionado y cuya capacidad debe elegirse de manera que en ningún momento afecte a ciertas frecuencias.

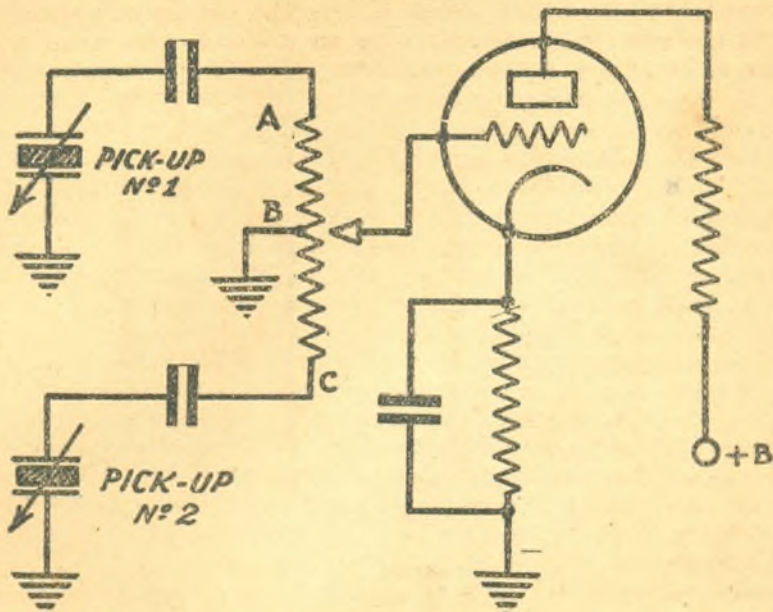


Fig. 501

De la misma manera como se conectan captadores fonoelectrónicos a un mismo circuito se conectan también micrófonos. Por esta razón es conveniente tener en cuenta todos los conocimientos expuestos en estas líneas.

Si, por ejemplo, por razones prácticas, no fuera posible la conexión del pick-up directamente al amplificador como sería de desear, sino que ésta debiera hacerse a una distancia considerable del mismo, resultará que deben tenerse en cuenta algunos problemas que en general son muy simples pero muy serios por lo delicados. Supongamos que se tiene una tribuna y muy próximo a ésta una casilla de control pero en la cual no es posible la colocación del amplificador en ese mismo lugar por falta de energía eléctrica que pueda alimentarlo.

Supongamos, además, que la colocación del amplificador se realice a unos 100 metros de distancia del micrófono, pick-up, etc. ¿De qué manera habría que resolver el problema propuesto? Para que resulte más claro para el lector, exponemos lo dicho en la figura 502.

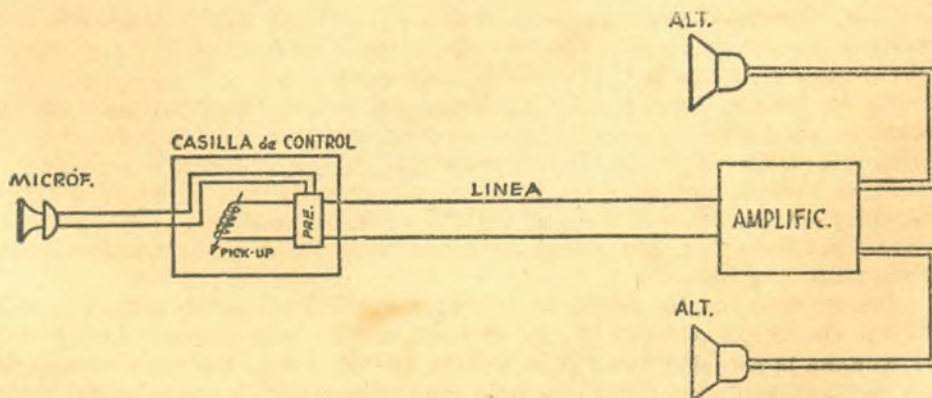


Fig. 502

Supongamos, para simplificar el problema, que el micrófono que se emplea en la instalación es del tipo de carbón, de manera que la conexión podrá realizarse directamente siempre que ésta no sea demasiado larga.

El pick-up que se emplea es del tipo de cristal, de manera que, como veremos enseguida, esto simplificaría aún más el circuito y en especial la instalación que nos proponemos describir.

Tenemos en cuenta entonces la casilla de control en particular y veamos qué es lo que podemos hacer para que las señales que parten de ésta pueda excitar sin inconvenientes al amplificador conectado a distancia.

Como es de suponer que existirán pérdidas en todos los circuitos y no sería por lo tanto posible conectar el pick-up y el micrófono directamente al amplificador como a través de una línea que une a éstos al amplificador. Además debemos tener en cuenta que cuando interviene en la instalación una línea de una longitud que deja de ser una "conexión", ésta tendrá una impedancia considerable, lo que significa que no sería posible conectar a través de ella (línea) impedancias (pick, etc.), que en otras condiciones se podría hacer directamente a la grilla de la primera válvula del amplificador.

Por lo tanto, se saca en conclusión que, tanto el micrófono como el pick-up, deberán conectarse a un preamplificador que tenga una doble misión: primero, la de llevar las señales de los elementos que se conectarán al amplificador a un nivel determinado, como si éstos estuvieran conectados directamente al amplificador. Segundo: que esta combinación permitirá igualar las impedancias. Esto último tiene una importancia vital, ya que, de lo contrario, se produciría una detonación muy grande.

Supongamos que diseñamos un amplificador de tensión que si se quiere se le puede dar el nombre de preamplificador, ya que éste realizará la amplificación previa al amplificador que dará a las señales el nivel requerido por el amplificador para que éste pueda desarrollar la potencia que de él se espera obtener.

El preamplificador deberá ser diseñado de tal manera que pueda funcionar alimentado por medio de baterías, ya que de otra manera no sería posible el empleo en la casilla de control. Si observamos la figura 501 podrá apreciarse de qué manera se puede disponer un preamplificador que esté en condiciones de alimentar la línea y éste a su vez pueda alimentar al amplificador de potencia.

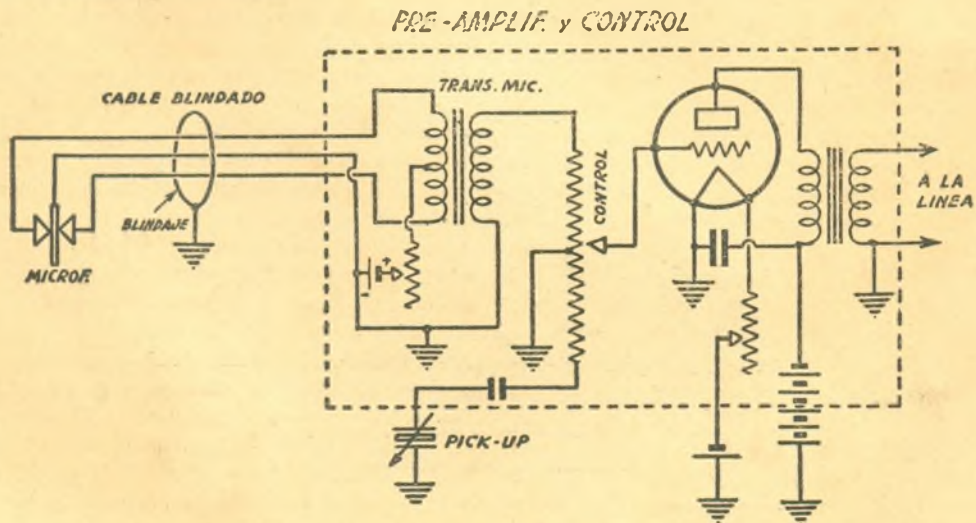


Fig. 503

Aunque la solución dada a la conexión entre el micrófono y el preamplificador, sobre todo a lo que respecta al transformador de micrófono, no es

de las más adecuadas y sólo puede aceptarse en los casos en que la línea es realmente corta y no superior a los 10 metros. Esto se realiza de esta manera dado que resulta realmente difícil conectar con el micrófono el transformador de acoplamiento con su batería y de allí al preamplificador, porque se encontraría en un problema similar al anterior pues se tendría que conectar estos elementos por medio de una línea que tiene su impedancia. Por lo tanto deberá emplearse un transformador de micrófono cuyo secundario tenga la impedancia de la línea y ésta, conectar a un transformador de la misma impedancia de línea y con un secundario que permita la conexión al circuito de grilla de la válvula preamplificadora.

De cualquier manera se realiza la instalación de la manera indicada en la figura 503, pues la distorsión que se puede introducir realmente es pequeña y teniendo además en cuenta que el empleo del micrófono solamente podrá emplearse para discursos, el problema de la calidad intervendrá relativamente poco.

El pick-up se conectará de la manera indicada también en la figura 503, lo mismo que el preamplificador, que por el hecho de estar alimentado a baterías se evitarán inconvenientes como ser zumbido y otros problemas.

El transformador de salida que acopla el circuito de placa de la válvula preamplificadora con la línea que alimentará a su vez el amplificador, es de construcción especial, ya que el primario deberá tener una impedancia que corresponda a la carga de placa de la válvula y el secundario deberá tener una impedancia equivalente a la de la línea de transmisión. En estas condiciones todas las señales generadas por el pick-up o por el micrófono serán amplificadas por el preamplificador a un nivel tal que proporcione una tensión igual o algo mayor que en el caso de que ambos elementos antes mencionados estuviesen conectados directamente al circuito de grilla de la primera válvula del amplificador.

Como en algunos casos la tensión de las señales de audio frecuencia que se envían al amplificador pudieran ser exageradas y sobrecargarán al amplificador de potencia, se coloca a la entrada del mismo un control de volumen para que alguna persona encargada del amplificador pueda de una manera cómoda variar la señal de entrada del amplificador al valor más conveniente.

Pero veremos en una próxima lección que ésta no es la mejor manera de variar el volumen y que lo descrito no deja de ser una solución "barata" aunque ésta no sea rigurosamente una solución técnica. La solución que acabamos de insinuar corresponde al empleo de los ATENUADORES, que tienen la particularidad de que cuando varían la tensión aplicada al circuito de grilla por medio de variaciones de resistencia, de ninguna manera alteran la resistencia aparente del circuito, vale decir, que si se observa la figura en donde indicamos controles de volumen, éstos, al mismo tiempo que realizan dicha función, varían la resistencia del circuito de grilla y tal cosa presenta, como veremos más adelante, distorsión en el circuito.

111a. LECCION

Construcción de un amplificador cuyo diseño se hizo someramente en la lección 108a.

Habíamos calculado todos los elementos que componían al amplificador mismo sin preocuparnos de la fuente de alimentación. Por lo tanto, veamos qué características deberá tener y luego unámoslo al amplificador a fin de tener el diseño completo y luego trataremos de darle aplicación en la práctica: esto, se entiende, bajo el aspecto constructivo.

Recordemos entonces que la tensión de placas de la etapa amplificadora de potencia en push-pull necesitaba 250 V. para una polarización de -50 V. Por lo tanto, entre los polos negativo y positivo de la fuente de alimentación deberá existir una diferencia de potencial de 300 V., ya que la polarización se obtiene intercalando una resistencia en serie con la alimentación del circuito de placa y por esta razón, al disminuir la tensión total en 50 V., tendremos los 250 V. estipulados para la tensión de placas de la etapa amplificadora mencionada.

Ya vimos que las tensiones de placas de las válvulasificadoras de tensión tienen su circuito separador y que permite mantener constante el voltaje aún para variaciones, en las bornas de la fuente de alimentación. Para asegurar esto es que es necesario mantener una capacidad de valor elevado a fin de que éste tenga suficiente carga como para compensar variaciones de tensión que no sean exageradamente grandes. (Ver R y C de la figura 494).

Necesitamos saber ahora cuál es la corriente total de los circuitos de placas del amplificador a fin de elegir la válvula rectificadora (porque el proyecto se hará para alimentación de corriente alternada) y las demás constantes de la fuente de alimentación.

Por lo pronto la corriente de placa de cada válvula del tipo 45 del amplificador es de unos 34 miliamperes, o sea 68 miliamperes entre las dos. La corriente placa fijada en la lección anterior era de 2,5 M.A. para la primera válvula 56 y de 5 M.A. para la segunda, de manera que entre ambas harían un total de 7,5 M.A. que, sumadas al de las dos válvulas 45, tendremos un total de 75,5 miliamperes.

Revisando las planillas de las características de las válvulas encontraremos en ellas varios tipos de válvulas rectificadoras que pueden suministrar la intensidad de la corriente que necesitan los circuitos de placas del amplificador y a la tensión de 300 Volts.

Tratemos en todos los casos de diseño, emplear válvulas que ya resultan conocidas, sobre todo en las características, por haberlas empleado en proyectos anteriores. Una de las válvulas a emplear sería la del tipo 80, muy conocida por los lectores.

Observemos qué dicen las características de la válvula propuesta. Pero además tenemos que tomar en cuenta que en la instalación del amplificador hará falta por lo menos un altoparlante del tipo electrodinámico que para facilitar los cálculos podemos suponer que emplearemos el campo del mismo como impedancia de filtro y que su resistencia óhmica sea de 1000 Ohms. Por lo tanto, la tensión que deberá entregar la válvula rectificadora al filtro correspondiente que alimenta las placas de las válvulas del amplificador no será de 300 V., sino otra que obtendremos de las curvas características de la válvula. En lecciones anteriores dimos a conocer dicha curva, pero por razones de claridad y rapidez en la aplicación, reproduciremos nuevamente en la figura 504. Pero para aplicar las curvas mencionadas debemos tener en cuenta la tensión real, o sea la tensión de 300 V., suma-

dos a la caída de tensión provocada por el campo del altoparlante. Es decir, que si por un campo de parlante circula una corriente de 75,5 M.A., siendo la resistencia del mismo 1000 Ohms, resultará que la caída de tensión entre los extremos del bobinado será de: $0,0755 \times 1000 = 75,5$ Volts redondeando la cifra 75 V.

CARACTERÍSTICAS VÁLVULA 80

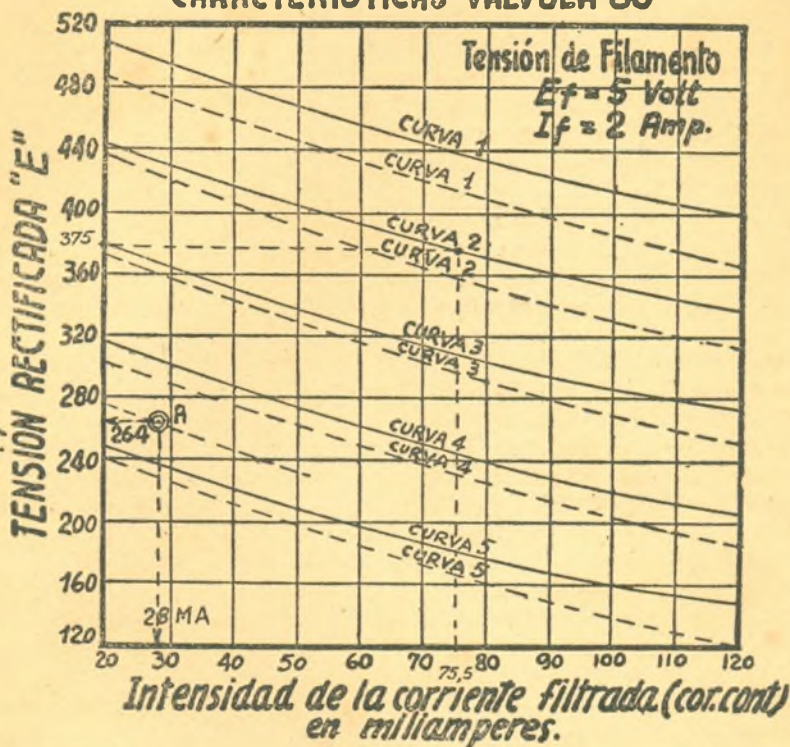


Fig. 504

La caída de tensión del campo del altoparlante sumada a los 300 V. que alimentará a las placas de las válvulas darán 375 V. que deberán existir entre el cátodo (filamento) y el punto medio del secundario del transformador de alta tensión. Para que se vea el problema con más claridad, insertamos la figura 505, mostrando todas las partes que componen el rectificador.

Aplicando los valores en las curvas características de la válvula 80 e indicando las constantes de tensión y de corriente, o sea, sobre el eje de corriente rectificada 75,5 M.A. y sobre el eje de "tensión rectificada E" el valor de 375 V. Trazando las líneas de construcción veremos que las dos líneas punteadas se cortan sobre la curva llena N.º 2, ó sea la que corresponde a 350 V. de corriente alternada por rama del secundario de alta tensión del transformador de alimentación. Pero la curva mencionada está trazada para cuando el primer condensador de la sección de filtro sea de 4 μ f. Pero para nuestro caso podemos considerar válidos todos estos valores para el caso de emplear como primer condensador de filtro uno de 8 μ f, ya que con la diferencia en el aumento de voltaje, debido al empleo de un condensador de mayor capacidad es relativamente pequeño.

Por lo tanto, tenemos indicados los valores que corresponderán al bobinado secundario de alta tensión del transformador de alimentación. Respecto a los otros valores de los bobinados del transformador de alimentación serán: un secundario de 5 V. 2 Amp. para alimentar el filamento o cátodo de la válvula 80 y otro bobinado que alimentará los filamentos de

las dos válvulas 56 y las dos válvulas 45. La tensión que tendrá que suministrar dicho bobinado deberá ser de 2,5 V. y la corriente total, según las características, 5,5 Amp. totales.

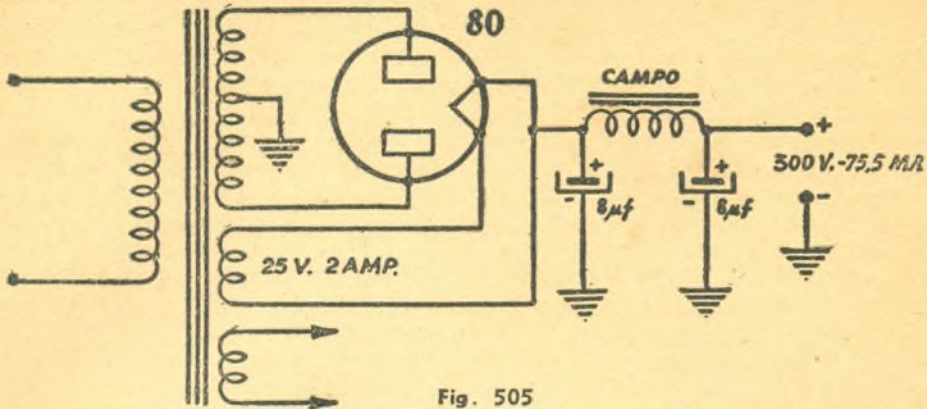


Fig. 505

Por lo tanto, el lector podrá construirse el transformador de alimentación o bien mandarlo a construir si sus constantes no resultan de un tipo standard, en el comercio radiotelefónico. Más tarde veremos de tratar los proyectos bajo el punto de vista del empleo de materiales standard a fin de que el lector pueda emprender la construcción de cualquier aparato receptor o amplificador y tener la seguridad de adquirir los materiales que requiere la construcción de los proyectos.

Veamos ahora de tratar la forma de construcción del amplificador con su fuente de alimentación recién calculada.

Para realizar la disposición de materiales como así también hallar las dimensiones más correctas para el mismo, sería necesario conocer el espacio que ocupa cada elemento del amplificador. Esto sería un poco engorroso en principio, pero el lector podría solucionarlo de una manera simple, ya que emplearía materiales que pueden hallarse en el comercio y que tengan las características indicadas durante el diseño. Por esta razón daremos a conocer la disposición de los materiales sin dar al chasis las medidas correspondientes.

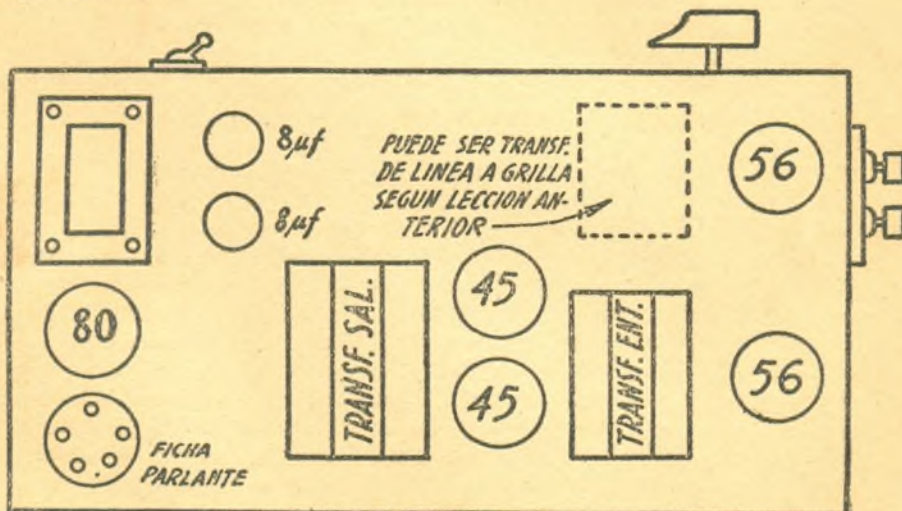


Fig. 506

En la figura 506 se da la disposición más adecuada de los materiales. Veamos lo que nos dice la figura 506: Sin posibilidad de modificar la dis-

posición de los materiales, porque no sería posible, dado que podría introducirse inducciones indebidas entre los transformadores de entrada del push-pull y el transformador de alimentación, tendremos que conformarnos con seguir al pie de la letra el esquema propuesto.

En general, la disposición de los materiales no es crítica, a excepción del transformador de entrada que, como habíamos dicho, puede acoplarse magnéticamente con el transformador de alimentación y por lo tanto si tal cosa sucediese tendríamos que recurrir a hacer girar el transformador de entrada mencionado hasta que se note la disminución en el zumbido del altoparlante. En general, éste es el único inconveniente que puede presentarse al alumno, pero también sabrán la forma de eliminarlo.

La razón de dicho acoplamiento está en que el campo magnético variable generado por los bobinados del transformador de alimentación —escapa del espacio comprendido por el mismo y por esta razón, si el transformador de entrada de push-pull se encuentra en el campo de influencia del anterior, lógico será imaginarse que en el bobinado del transformador de entrada se producirá una tensión inducida que será amplificada por el transformador y luego por las válvulas 45. Una manera de verificar si dicho zumbido proviene del inconveniente indicado antes, sería la siguiente: una vez con el amplificador en marcha, y si se hace presente un zumbido como de 50 ciclos por segundo (que corresponderá a la frecuencia de la red industrial, se toma un alambrecito y se unen las dos grillas del push-pull de las válvulas 45; si el zumbido desapareciera o gran parte de él, significará que el inconveniente proviene por inducción del transformador de alimentación. Si a pesar de conectar juntas las grillas de las válvulas 45, el zumbido persistiera, se recurrirá a buscar el defecto por otros circuitos del amplificador.

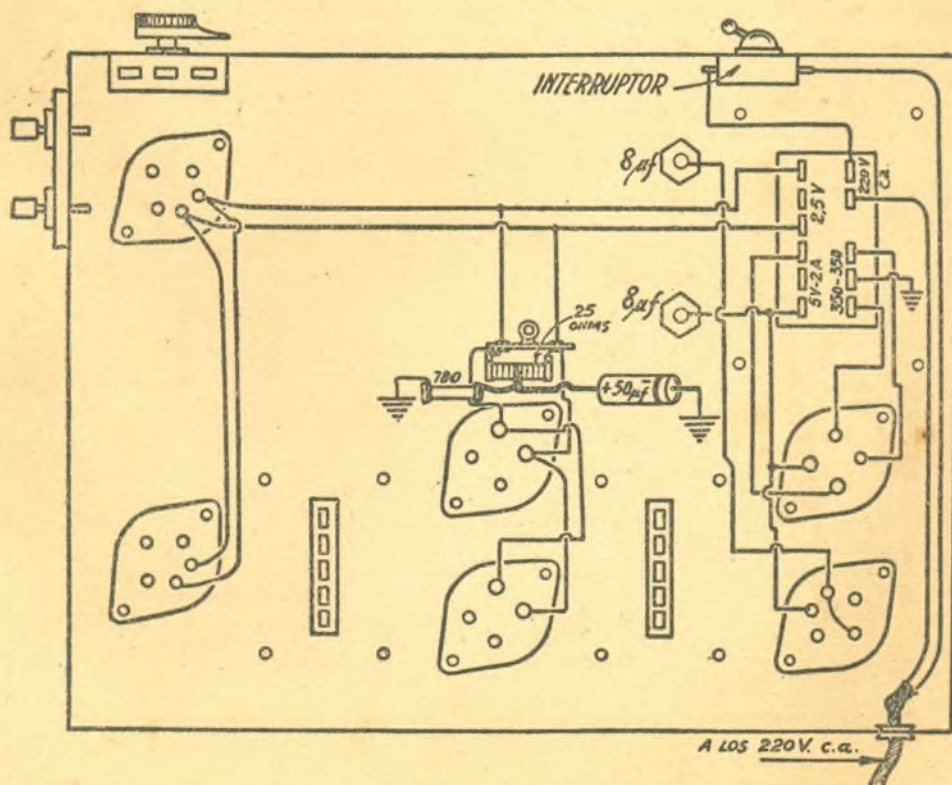


Fig. 507

De cualquier manera, nos adelantamos a verificar defectos del amplificador, pero creemos más lógico comenzar por la realización práctica del mismo.

En la figura 507 se dan las conexiones por debajo del chasis del amplificador indicando los circuitos de la sección rectificadora y circuitos de filamentos de todas las válvulas y polarización de las válvulas 45. Además se indican las conexiones al interruptor. En general, aunque no lo indicamos, en el circuito sería preferible el empleo de una válvula rectificadora del tipo 5Y3 cuyas características son exactamente iguales que la válvula 80, con la diferencia que en lugar de que el calentamiento del cátodo sea del tipo directo, en este caso sería de calentamiento indirecto. Esto es una gran ventaja para la vida de las válvulas y en especial de las 45, pues la alta tensión quedaría aplicada después que el filamento de éstas estuviese a una temperatura adecuada.

Si cuando se presenta el caso de construir el amplificador y las condiciones de trabajo sean similares a las previstas en la lección anterior, es decir: que el micrófono y el pick-up trabajarían a una distancia relativamente grande del amplificador de potencia, aconsejamos seguir los consejos dados entonces y tratar por todos los medios de conservar la igualación de impedancias. Por lo tanto, posiblemente habría que conectar un transformador de entrada de línea a grilla, tal como se indica en trozo punteado en la figura 506. Es muy posible que el acoplamiento de este transformador resulte un "rompecabezas", ya que el campo de influencia del transformador de poder, aunque "alcance", apenas será suficiente para que el zumbido en el altoparlante sea muy notable. Esto se debe a una pequeña tensión de inducción que en el caso de producirse en el transformador de entrada del push-pull resultará desapercibido; en el caso que el transformador de línea a grilla de la primera válvula del amplificador sea transformada finalmente en una tensión muy elevada en la etapa final, ya que todo el amplificador amplificaría esa tensión sumamente pequeña.

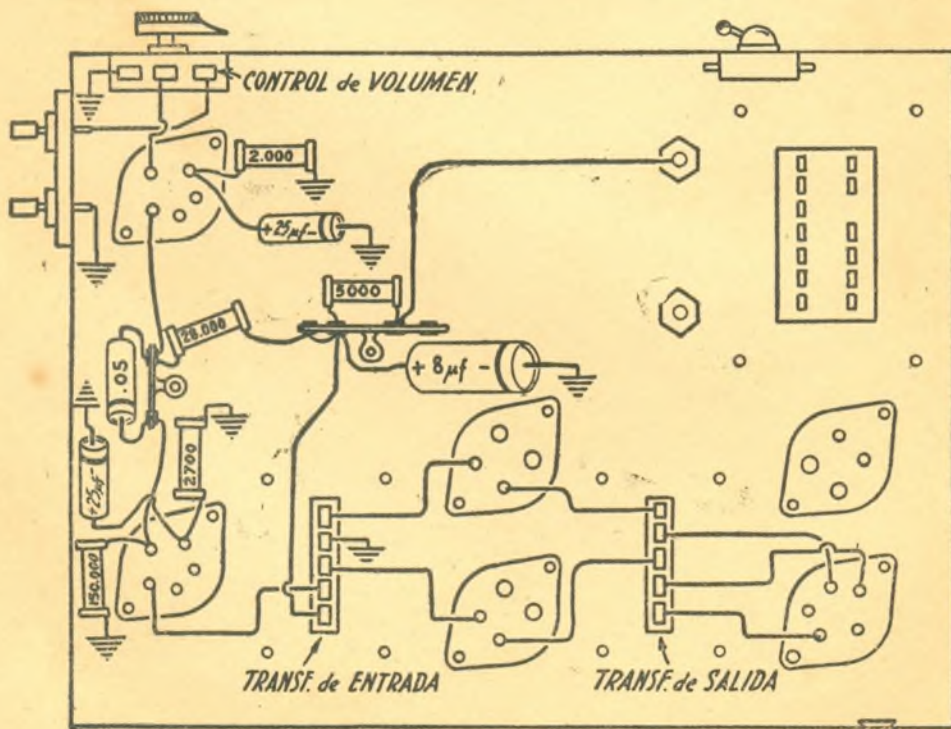


Fig. 508

Si el lector no pudiese eliminar el zumbido buscando una posición adecuada del transformador de línea, se tendrá que buscar la solución en ubicar el transformador mencionado fuera del chasis, sin olvidarse de conectar todos los cables del mismo por medio de conductores blindados a fin de evitar acoplamiento con elementos del amplificador. En algunos casos, el alejar unos 20 ó 30 centímetros el transformador de línea del amplificador da con la solución deseada.

En la figura 508 se indican las demás conexiones del amplificador, de manera que el lector no tendrá inconveniente de realizarlo sin posibilidades de error.

No debe olvidarse que el metal más adecuado para el chasis del amplificador es el hierro o hierro cadmiado, ambos muy económicos y muy eficientes para estos trabajos.

112a. LECCION

Estudio general sobre amplificadores

(Continuación)

APLICACIONES PRACTICAS. — EQUIPOS PARA PUBLIC ADDRESS

Cuando se entra en el terreno del public address, o sea lo que en castellano se dice audiciones públicas, provenientes de amplificadores que deben llenar ciertas características eléctricas a fin de proporcionar energía audio frecuente suficiente como para transformarse en energía acústica por medio de altoparlantes, se necesita tener una cantidad de conocimientos de carácter general sobre acústica.

Los problemas que encierra el public address son de por sí bastante **INSTRUMENTOS de VIENTO**

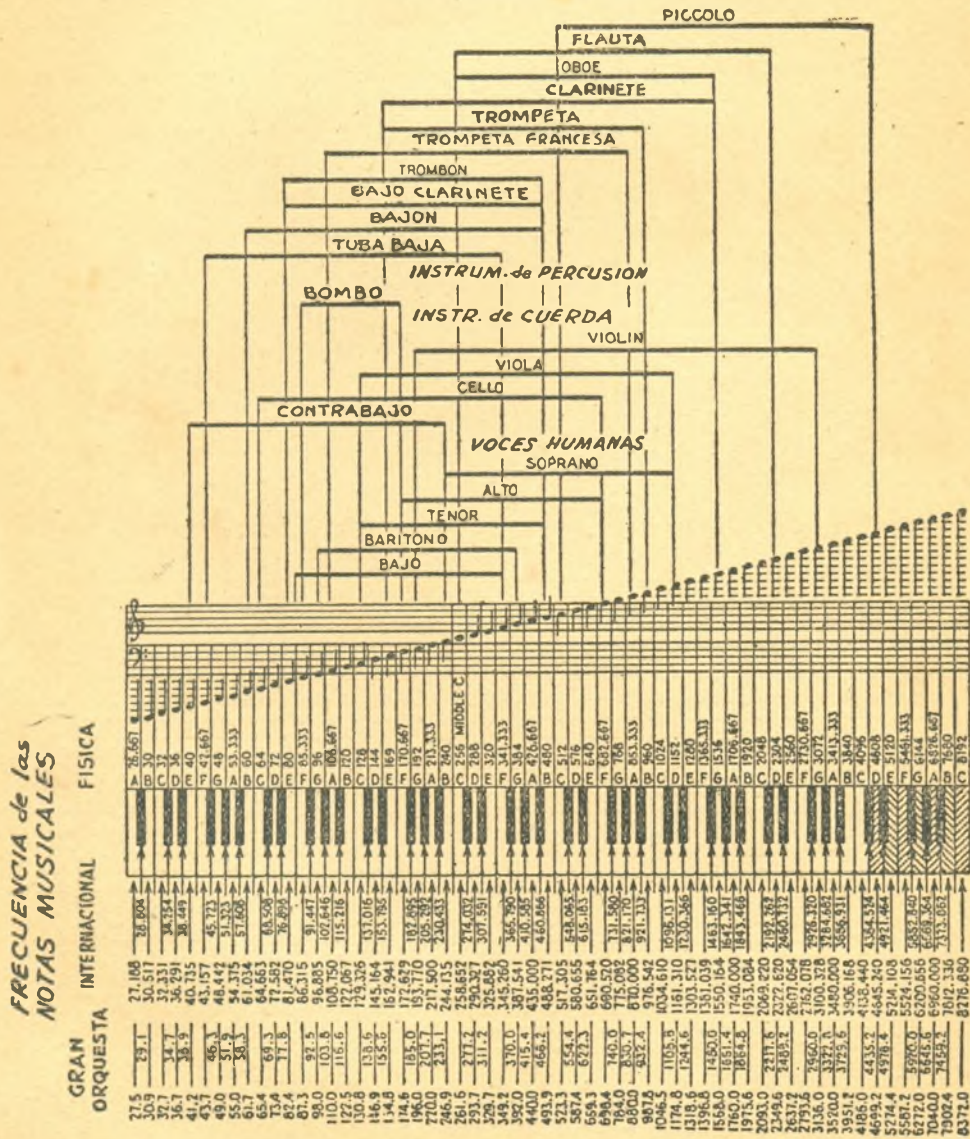


Fig. 509

Estos conocimientos son muy importantes porque, de acuerdo a ellos, se puede conocer cuándo un amplificador está en condiciones de trabajar con cierta "fidelidad". Además debemos tener siempre en cuenta, cuando se trate sobre todo de public address, que no es lo mismo reproducir grabaciones en discos o bien a través de micrófonos, audiciones de orquestas, solos de algún instrumento, etc.

Cuando se trata de reproducir grabaciones fonoelectricas, las necesidades del amplificador respecto a la fidelidad es relativa porque difícilmente un disco puede registrar sonidos que oscilen entre 5 y 6 mil ciclos por segundo. Pero lo que no debe descuidarse en ningún momento es la reproducción correcta de las frecuencias bajas y del orden de los 20 a 50 ciclos por segundo, ya que éstos son muy ricos en armónicos de orden elevado y dan la sensación de mayor riqueza musical.

En cambio, si se trata de reproducir orquestas sinfónicas, por ejemplo, el problema se torna muy difícil, dado que el amplificador deberá estar en condiciones de reproducir un rango de frecuencias comprendidos entre 16 a 16.000 ciclos por segundo y para lograr tal cosa se requiere, además de muchos conocimientos, una experiencia muy grande.

Actualmente algunas casas comerciales se han dedicado de lleno a este problema, tratando por todos los medios de obtener con elementos relativamente económicos, diseños de partes amplificadoras que en conjunto permitan la realización de amplificadores de "alta fidelidad" comprendiéndose como amplificador de alta fidelidad los que están en condiciones de cubrir un espectro musical entre 16 a 16.000 ciclos por segundo.

La necesidad de un amplificador de alta calidad comenzó con el advenimiento del film sonoro, que permite actualmente grabaciones de alta fidelidad y que no es posible obtenerse con grabaciones de discos, sobre todo porque no es posible obtener una pasta que tenga un grano infinitesimal, resultando entonces el ruido característico conocido como ruido de púa, que cubre una gran parte media del espectro musical.

En grabaciones de film y sobre todo cuando se trata de tomas de exteriores, se necesita dar a las escenas la mayor realidad posible y esto se logra en parte cuando la grabación de los ruidos son realmente los que corresponden a dichos exteriores y esto sólo es posible cuando el amplificador que se emplea para la grabación del sonido en la película pueda estar en condiciones de trabajar con frecuencias posiblemente que sobrepasen los 20.000 ciclos por segundo.

Por lo dicho, el lector podrá tener una idea que el trabajo con amplificadores resulta realmente complicado y además tendrá una idea cabal que no se puede tratar este tema sin tener bastantes conocimientos de todos los problemas que se presentan en amplificadores en general.

Cuando se trata de instalaciones de public address, además de todos los problemas de orden eléctrico que deben tenerse en cuenta, aparecen otros de índole que atañe directamente a la electroacústica. Esto es simple de comprender, ya que se trata de transformar una energía eléctrica de frecuencia variable en otro, en energía sonora, y que es la que percibe el oído humano.

Como el oído humano deja de ser un medio que está muy lejos de ser perfecto, se agrega a todos los otros problemas enunciados, problemas "auditivos"; por esta razón es que bien vale la pena decir algo al respecto.

El oído humano tiene una formación especial que permite, por medio de sus órganos, transformar las vibraciones que el sonido imprime al tímpano del mismo en una sensación que revela el cerebro por medio de su sistema nervioso. Del mayor o menor grado de entrenamiento de los órganos auditivos depende la sensibilidad y discriminación de los sonidos, o sea esto último, el grado en que el oído es capaz de discernir de un sonido a otro.

Además de esta facultad de sensibilidad del oído, tenemos lo que se llama altura del sonido y que el oído sólo puede notar una diferencia de altura

de sonidos de la misma frecuencia cuando éstos difieren de una cantidad determinada de "volumen". Esto da una idea de la torpeza del oído a variaciones más pequeñas de la altura del sonido o intensidad del sonido.

Un oído perfectamente ejercitado puede percibir todo el espectro musical entre los límites en que se puede considerar como de alta fidelidad y en casos excepcionales el oído puede percibir sonidos hasta de 20.000 ciclos por segundo.

Para las frecuencias a las cuales el oído es realmente torpe o mejor dicho, poco sensible, es a las bajas frecuencias, pues para que el oído escuche a una misma intensidad dos sonidos, uno de frecuencia de unos 50 ciclos por segundo y otro de unos 1000 ciclos por segundo, para el primero, la energía acústica tendrá que ser mucho mayor en el primero. De aquí se desprende otro problema que podríamos llamar auditivo y para lo cual en algunos casos un amplificador que reúne todas las características de alta fidelidad resulte un mal amplificador para un oído medio humano, dado que si no se tienen en cuenta algunos detalles, que veremos más tarde, como por ejemplo aumentar la potencia de los instrumentos de frecuencias bajas, al público le parecerán las audiciones faltas de naturalidad y justamente por la falta de los sonidos de frecuencias bajas.

Es por esta razón que los directores de orquesta tienen muy en cuenta durante las interpretaciones musicales, este factor puramente auditivo y tratan de reforzar los sonidos de frecuencias bajas aumentando el número de

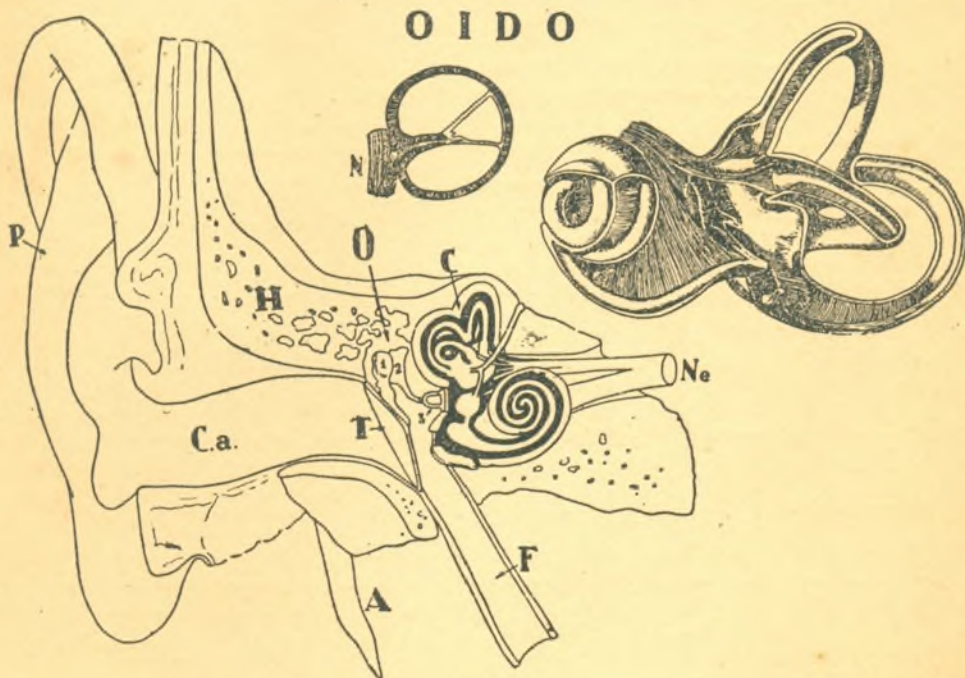


Fig. 511

LABERINTO

- Conductos semicirculares superior, posterior y horizontal.
- Caracol.
- N — Corte vertical de una espira del caracol y nervio coclear.

OIDO EXTERNO

- P — Pabellón de la oreja.
- Ca — Conducto auditivo externo.

OIDO MEDIO

- T — Membrana del tímpano.
- O — Caja del tímpano y cavidades mastoideas.

- F — Trompa de Eustaquio.

HUESECILLOS DEL OIDO

- 1 — Martillo.
- 2 — Yunque
- 3 — Estribo.

OIDO INTERNO

- C — Conductos semicirculares y caracol.
- H — Hueso temporal.
- A — Apófisis estiloides.
- Ne — Nervio auditivo.

instrumentos de un tipo determinado. Es por esta razón que se ven en algunas orquestas sinfónicas hasta 12 músicos tocando el contrabajo y a la misma vez.

Para que el lector tenga una idea más clara de cómo está compuesto el oído con sus diferentes órganos, damos a conocer la figura 511 y tomada de un libro de Anatomía. En dicha figura se ven claramente indicados todos los órganos y especialmente lo que se denomina tímpano, parte vital del oído.

Como durante los diseños de amplificadores había necesidad de buscar una relación entre la altura de los sonidos, en los laboratorios electroacústicos estudiaron la manera de llegar a fijar una unidad que sirva de comparación. Como resultado de los estudios se llegó a la conclusión que la sensibilidad del oído aumentaba en forma logarítmica con respecto al aumento de intensidad del sonido. Esto quiere decir que si comparamos la potencia de salida de un receptor normal es de unos 4 Watts de energía eléctrica transformadas en energía acústica con la potencia de un amplificador de 70 Watts, que equivale a un "pleno" de orquesta sinfónica, el aumento

70

de potencia es de $\frac{70}{4}$ 17,5 veces, pero el aumento de intensidad que el oído

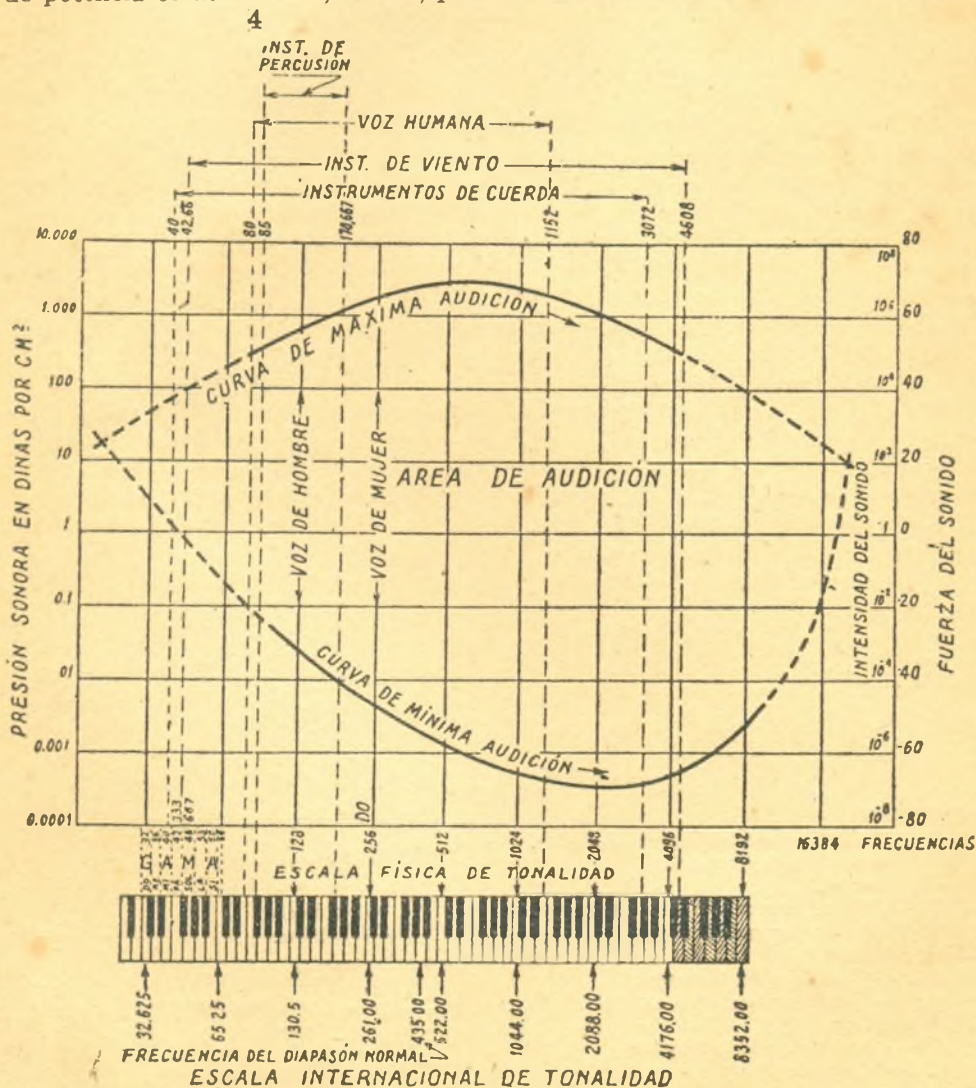


Fig. 512

percibe es solamente de $10 \log. 17,5$, ó sea $10 \times 1,24 = 12,4$ veces. Pero para que el lector vea más claramente lo que acabamos de decir, daremos a continuación otro ejemplo. La diferencia en la potencia de la energía acústica es de 1.000.000 de veces entre un pianísimo a un fortísimo de orquesta sinfónica, pero sin embargo el oído nota una diferencia de sólo $10 \times \log. 1.000.000$, ó sea 10×6 , ó sea 60 veces. Este ejemplo creemos que dejará un poco asombrados a los lectores, ya que posiblemente no habrán imaginado a qué extremo es "torpe nuestro oído", al cual, en algunos casos, creemos que no se le escapa el menor ruido.

Los ruidos en general corresponden a sonidos cuyas frecuencias son elevadísimas y muchas veces algunos escapan, por lo elevada de la frecuencia, a nuestros sentidos. En cambio se ha notado que muchos animales son sensibles a frecuencias que el oído humano no llega a notar. Por ejemplo, muchas veces hemos notado que el perro levanta sus orejas atento a un ruido que nosotros no llegamos ni siquiera a darnos cuenta de su existencia por más atención que prestamos. Es por esta razón que se emplean perros en la guerra, que aún con el fragor de las batallas se puede dar voces de mando a dichos animales por medios de señales de frecuencia que oscilan entre los 20.000 y 40.000 ciclos por segundo. Volviendo a nuestro tema, la relación que verificamos entre dos energías acústicas está dada en la unidad DECIBEL, que es la décima parte de un BELL, conocida como unidad de transmisión. Es decir, que cuando, como en el primer ejemplo, la relación era de 17,5 veces, esto equivalía a una variación de 12,4 decibels (db.) y en el segundo ejemplo la diferencia de nivel acústico era de 60 db. entre un pianísimo y un fortísimo de una gran orquesta.

Por lo tanto, se ve que se emplea el decibel como unidad que nos da una idea entre dos niveles de sonido. Más tarde veremos cómo se aplica a otros problemas en los cuales se emplea también el decibel para significar relaciones de circuitos donde se desarrollan corrientes o tensiones y dan una idea del grado de eficiencia. También se emplea el decibel para cuando se desea obtener una idea del grado de amortiguamiento de un circuito determinado, etc.

En la figura 512 se indica el Area de Audición, o sea la sensibilidad media del oído humano y que nos permite apreciar cuál es la potencia máxima de distintas frecuencias que el oído puede escuchar sin dañarse y también cuál es la máxima sensibilidad del mismo, es decir, qué potencia traducida en presiones del aire entre la membrana del tímpano de los sonidos más débiles. De esta manera se puede ver que las dos curvas así trazadas permiten conocer el área de audibilidad.

En la próxima lección veremos cómo se interpretan algunos conocimientos acústicos.

CURSO DE RADIO

113a. LECCION

Amplificadores de Potencia de Alta Frecuencia

(Continuación)

APLICACION DE ETAPAS AMORTIGUADORAS (BUFFER)

Vimos en lecciones anteriores la forma y aplicación de los amplificadores de alta frecuencia y aplicados en los transmisores empleados en la radiotécnica, pero nos falta ver todavía algunos detalles que deben conocerse a fin de estar en condiciones de resolver todos los problemas que de tal tópico emanan.

De la misma manera como se emplean etapas de amplificación en los amplificadores de potencia en los equipos de baja frecuencia, se emplean también en la etapa amplificadora de potencia de los transmisores, es decir, que pueden emplearse circuitos tanto en disposición simple como el tipo de disposición simétrica. Este tipo, como veremos más tarde, tiene especial interés a fin de reducir, o mejor dicho eliminar, toda interferencia por segunda armónica del transmisor con alguna señal que trabaja en la frecuencia fundamental de la misma frecuencia de la energía de frecuencia armónica mencionada.

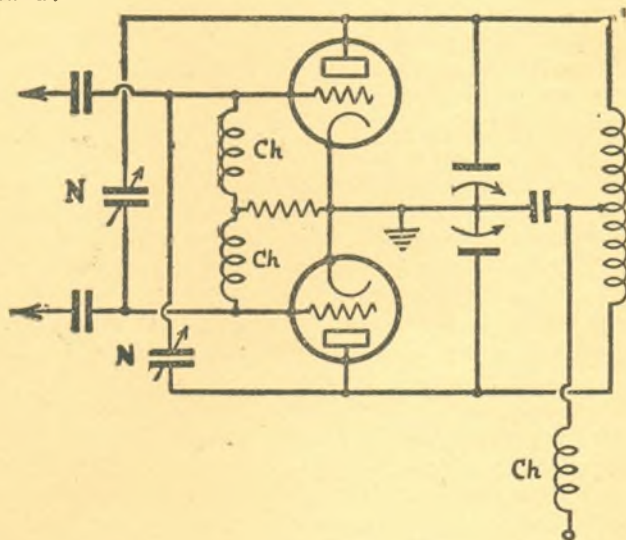


Fig. 513

Esto, además, permite aumentar la eficiencia del transmisor, porque toda la energía irradiada se efectúa en la frecuencia fundamental.

Respecto a la neutralización de la etapa en push-pull, resulta tan simple como en el caso que hemos visto en secciones anteriores, con la diferencia que deberán neutralizarse entre circuitos de la misma etapa. En la figura 513 se muestra la forma que tendría una etapa de amplificación de potencia de energía de alta frecuencia y en disposición simétrica e indicando los condensadores de neutralización de la etapa.

Se notará en la figura 513, que se emplea en la inductancia de sintonía de placa, una del tipo con derivación central y el condensador que forma el

circuito resonante con la inductancia mencionada es del tipo de doble es-tator. Esto permite realizar la neutralización de la etapa de la mejor ma-nera.

En la figura 514 indicamos la forma que tendría una inductancia como las empleadas en transmisión y del tipo que hemos mencionado para el cir-cuito de la figura 513.

Antes de comenzar el estudio de los buffers veremos la forma cómo se estudian y se diseñan los circuitos tanques, o sean los circuitos sintonizados de los transmisores.

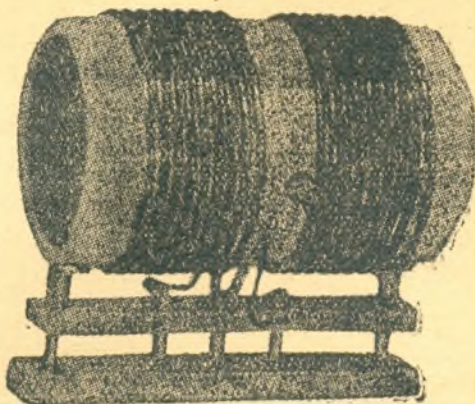


Fig. 514

En general, se necesita para poder calcular los circuitos propuestos, una buena cantidad de conocimientos, de experiencia y que nuestros lecto-res poseen, pero que deberán repasar a fin de que resulte más simple la in-terpretación de los distintos pasos que es necesario realizar a fin de que puedan esperarse resultados satisfactorios de los cálculos y además para que en la práctica resulten realmente inútiles.

El cálculo del tanque de salida de un transmisor tiene una importancia vital, sobre todo porque de éste depende la eficiencia del transmisor.

Para facilitar los conceptos que emplearemos, podremos considerar la etapa de salida como un circuito cuyas oscilaciones se mantienen por medio de impulsos suministrados por la fuente de energía que alimenta el circuito de placa, impulsos que responden a la misma frecuencia de la frecuencia de resonancia de las constantes que integran el circuito. Los impulsos de energía suministrados al circuito de salida de la válvula actúan como un relay de tiempo, es decir, que la energía o el aumento de energía aparece en el circuito de placa de la válvula a intervalos matemáticamente iguales (frecuencia). La energía que se desarrolla en el circuito de placa de la vál-vula y suministrada por la fuente de alimentación, necesariamente deberá "gastarse" en el circuito tanque antes de ser entregada dicha energía al sis-tema de antena en forma de una potencia apta para ser irradiada.

Respecto a los componentes que intervienen en un circuito sintonizado, creemos no tener que insistir y que en todos los casos e invariablemente tendremos en dichos circuitos capacidad, inductancia y frecuencia. Luego veremos la importancia que tiene en estos cálculos el conocimiento y apli-cación del "Q" de los circuitos sintonizados.

Veamos las cosas por etapa. Consideremos en primer lugar que el cir-cuito tanque de salida de la etapa **amplificadora de potencia trabaja sin carga**, es decir, que no tenemos a dicho circuito conectado el sistema de an-tena.

En los casos de cálculos de tanques de salida, se tiene en cuenta el fac-tor de la relación L/C y sobre todo del efecto de esta relación sobre la im-pedancia del circuito.

En la figura 515 puede verse indicado el esquema en estudio y en la figura 516 el mismo circuito; pero indicado en la forma que realmente trabaja el mismo. Se comprende que los circuitos de las figuras 515 y 516 son válidos para el caso en que el circuito de placa no tiene carga en su circuito exterior (antena).

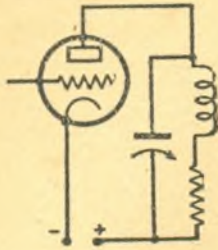


Fig. 515

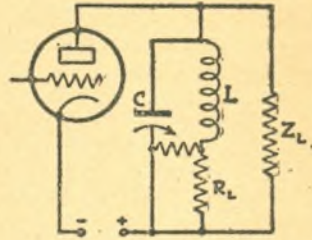


Fig. 516

Entonces la impedancia equivalente del circuito de la figura 516 está indicada en la fórmula siguiente:

$$Z = \frac{(2 \times \pi \times f \times L)^2}{R_L} \dots \dots \dots (116)$$

El valor de la impedancia obtenida con la fórmula indicada más arriba representa la carga de la válvula en un circuito sin carga exterior y cuyo valor deberá ser el más elevado posible, ya que de esa manera se reducirá la pérdida del circuito que estamos estudiando.

Si se analiza la fórmula 116 se verá que para que resulte cierto lo que acabamos de decir con respecto al aumento de eficiencia del circuito, o sea en otras palabras aumentar el valor de Z, resultará que este valor será mayor cuanto más pequeña sea la resistencia de la inductancia a las corrientes de alta frecuencia y cuando mayor sea la inductancia, pero será más notable el aumento de rendimiento del circuito cuanto mayor sea el valor de la inductancia, ya que este aumento es al "cuadrado" de dicho valor.

Podemos aclarar diciendo todavía que si es posible mantener el valor de R_L y aumentamos el valor de L, obtendríamos una elevadísima eficiencia del circuito tanque.

Pero lógicamente se puede deducir que el aumento de la inductancia

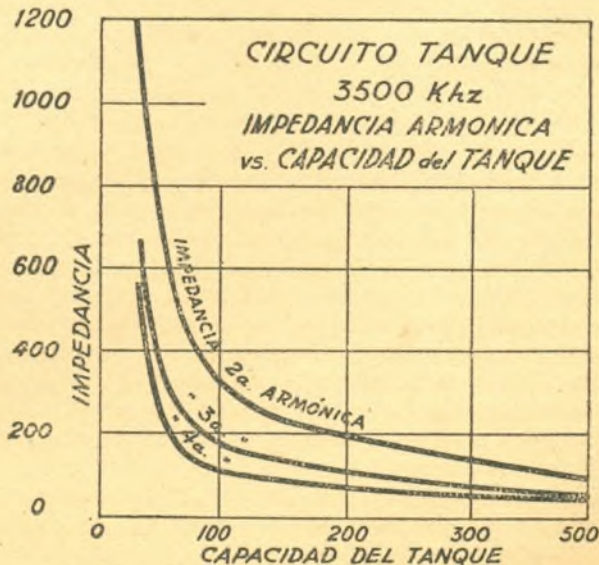


Fig. 517

trae como consecuencia la disminución del valor de la capacidad que se empleará para sintonizar el circuito tanque, y por esta razón tendremos que elegir previamente el valor óptimo de la relación L/C y luego fijar el valor más conveniente para L , pero lo que puede en todos los casos hacerse es de que el valor de L se tomará lo más elevado que se pueda.

Se puede demostrar en la práctica, que la disminución exagerada de la capacidad del circuito tanque trae como consecuencia un aumento considerable en la irradiación de energías de alta frecuencia en frecuencia armónica, vale decir, que parte de la energía que se desarrolla en el circuito tanque mencionado se irradiará una frecuencia ajena a la de la fundamental.

En la figura 517 se indica un gráfico en el cual los técnicos de RAYTHEON habían trazado, durante experiencias con transmisores que trabajan en 3.500 Khz.

En el gráfico mencionado se indica la manera que varía la impedancia del circuito tanque para distintas capacidades del circuito y manteniendo la frecuencia constante (lo que significa que hubo que reducir la inductancia a los valores convenientes). De esta manera fué posible al mismo tiempo trazar curvas correspondientes a la impedancia del circuito a distintas frecuencias armónicas y poder deducir, como consecuencia, la importancia de la energía que se pierde por la presencia de armónicas en el circuito de irradiación.

Como puede deducir el lector, resulta difícil en muchos casos la elección de los valores óptimos de todos los elementos que componen el circuito tanque de salida del transmisor y sobre todo si se desea obtener el máximo rendimiento de la etapa de salida.

Sacamos como conclusiones, además, que si se quiere aumentar la eficiencia del circuito tanque, resulta necesario el empleo de una inductancia lo más elevada posible y por lo tanto tenemos que emplear una capacidad extremadamente pequeña, pero el empleo de una capacidad muy pequeña trae como consecuencia un fenómeno que provoca en el circuito un efecto todo lo contrario de eficiencia, ya que en el circuito aparecería energía en frecuencias armónicas (lógicamente las energías en frecuencias armónicas se producen a expensas de la frecuencia fundamental), lo que resta, por lo tanto, la energía total de la etapa de salida.

Por lo tanto, en todos los diseños que se efectuarán se tendrá en cuenta, como primer dato, el valor de la impedancia del circuito sin carga y consultando, en lo posible, gráficos como el indicado en la figura 517.

De cualquier manera, resulta un poco difícil la elección de la capacidad del circuito tanque, ya que el aumento excesivo de la inductancia para aumentar la eficiencia, trae como consecuencia un aumento de la inestabilidad y producción de armónicas y por el otro lado, si se aumenta el valor de la capacidad, la eficiencia disminuye. De manera que deberá en todos los casos buscarse una solución de compromiso que pueda conformar tanto la eficiencia como la estabilidad y la menor pérdida de energía por armónicas.

En los circuitos push-pull, los lectores tienen bien sabido que la segunda armónica queda anulada y que por cierto es la más importante de la energía que se pierde por armónicas, pero lo que se debe estudiar en esos casos es de reducir la pérdida de energía armónica, que es la que queda como la pérdida más importante, y la que las otras armónicas pares de orden superior casi no afectan el rendimiento, ya que la energía que se pierde por su presencia es prácticamente nula. La reducción de las pérdidas por tercera armónica se puede obtener estudiando cuidadosamente el circuito tanque y buscando, como ya se dijo, una solución de compromiso que permita un elevado rendimiento y una reducción de pérdidas de una manera notable, pero en todos los casos deberá cuidarse la estabilidad.

Indicaremos a continuación la manera como se puede proceder en la práctica para el diseño de los circuitos tanques de etapa de salida, ya que es en los únicos casos donde interesa la obtención de elevados rendimientos.

Sabido es que un circuito tanque está formado por una inductancia y una capacidad, y si éste no tiene carga resultaría un circuito de la forma indicada en la figura 516. Por lo tanto, podemos hablar del factor "Q" de la inductancia como así también del factor "Q" del condensador y por lo tanto en consecuencia podríamos hablar del factor "Q" del circuito tanque en general. Esto es particularmente importante dado que todos los elementos que intervienen en el circuito sintonizado tienden a aumentar o disminuir la eficiencia según el factor "Q" de cada uno de ellos.

De todas maneras hablaremos del "Q" del circuito tanque ya que es lo único que interesa saber para guía de nuestros cálculos.

Recordemos algunos conocimientos a fin de poder proseguir en nuestra exposición. Sabemos que la fórmula que da el valor de mérito de una inductancia es:

$$Q_L = \frac{2 \times \pi \times f \times L}{R_L}$$

y el factor de mérito de un condensador es:

$$Q_C = \frac{1}{2 \times \pi \times f \times C \times R_C}$$

y finalmente si el circuito donde actúan la capacidad y la inductancia resuenan a una frecuencia determinada, el factor de cada elemento asume el siguiente valor:

$$Q = \frac{2 \times \pi \times f \times L}{R_L + R_C} = \frac{1}{2 \times \pi \times f \times C \times (R_L + R_C)}$$

En el denominador aparece la expresión $R_L + R_C$, dado que el circuito resonante es del tipo serie, quedando por lo tanto en serie la resistencia a la alta frecuencia de la inductancia con la del condensador.

Pero como para frecuencias inferiores a 7000 Khz. la resistencia a las corrientes de alta frecuencia es muy pequeña con respecto a la correspondiente a la inductancia, resulta que podemos escribir la expresión anterior de una manera más simple eliminando R_C , o sea que:

$$Q = \frac{2 \times \pi \times f \times L}{R_L} = \frac{1}{2 \times \pi \times f \times C \times R_L}$$

En caso que la frecuencia de resonancia sea elevada o superior a los 10.000 Khz., se podrá tener en cuenta durante los cálculos. R_L .

Para el cálculo de los elementos del circuito tanque y para el conocimiento real de la eficiencia del mismo, resulta necesario considerarlo como un circuito de carga, vale decir, el circuito tanque tiene cargado el sistema de antena correspondiente. Como en el caso de transformadores y acoplamientos de transformadores debe considerarse la carga reflejada en el circuito tanque, que es al cual está conectado.

Esto tiene especial importancia, dado que el "Q" del tanque es elevadísimo cuando no tiene carga alguna; en cambio, cuando el tanque tiene "carga" (si se quiere la de la antena), la carga reflejada en dicho circuito hace que el "Q" se reduzca enormemente. En mediciones realizadas se comprobó que un tanque que presentaba, a una frecuencia de 3.500 Khz., un valor de "Q" igual a 80 cuando no tenía carga alguna; este mismo circuito, con carga, reducía el "Q" a un valor que oscilaba entre 10 y 15.

En la práctica se ha podido demostrar que el "Q" de un circuito tanque y que permite una buena relación "eficiencia-armónica", es de 12 aproximadamente para un tanque con carga.

La impedancia del circuito tanque puede calcularse mediante la fórmula siguiente:

$$Z_L = \frac{Q}{2 \times \pi \times f \times C} \dots \dots \dots (117)$$

De esta fórmula puede calcularse también el valor de C si es que se tiene conocidos los otros términos. Esto puede hacerse por medio de la fórmula:

$$C = \frac{Q}{2 \times \pi \times f \times Z_L} \dots \dots \dots (118)$$

Como puede deducirse por lo dicho, que si se conoce el valor del "Q" del circuito tanque que se tomará como un valor igual a 12, tendremos que, conociendo la frecuencia de trabajo y hallado el valor de Z_L , podremos calcular fácilmente el valor de la capacidad que nos permitirá sintonizar el tanque a la frecuencia de trabajo.

Como todos estos cálculos resultan un poco largos, y a fin de no entorpecer la asimilación de los conocimientos que estamos dando, dejaremos para la próxima lección la segunda parte de éstos. Por lo tanto, aconsejamos al lector de repasar todo lo dicho en esta lección, lo mismo que en las anteriores que tengan relación con el tema a fin de poder realizar los cálculos necesarios que nos permitirán realizar los diseños de transmisores con suma facilidad.

ETAPAS SEPARADORES BUFFERS

En la práctica resulta que el empleo de un oscilador maestro o un oscilador controlado a cristal acompañado de una etapa de potencia de alta frecuencia no resulta tan estable ni permite una regulación correcta como a primera vista parece.

En la mayoría de los casos no es posible el empleo de una etapa de amplificación de potencia si ésta no viene precedida por otra que proporciona una tensión de excitación suficiente como para que la etapa de potencia mencionada esté en condiciones de desarrollar la máxima potencia. Por esta razón y por otras que daremos enseguida, es que se emplea una etapa de amplificación entre la sección osciladora y la etapa de potencia y de la misma manera como las que se emplean en los amplificadores de tensión para excitar la etapa de potencia.

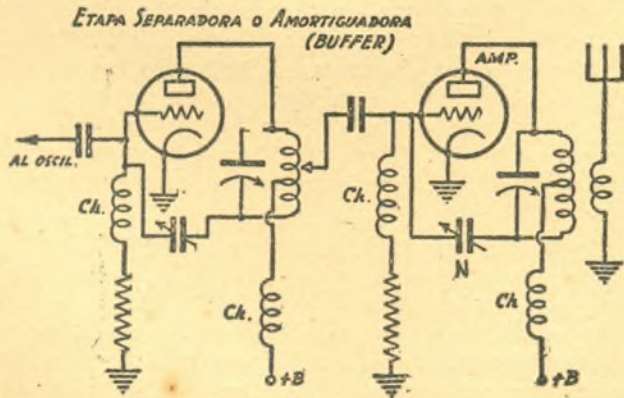


Fig. 518

Una de las razones más importantes por la cual es necesario el empleo de una etapa separadora entre la sección osciladora y la de amplificación de potencia, está en que no puede evitarse que las variaciones que sufre el

circuito de potencia de salida cuando se lo modula, en caso de transmisión radiotelefónica, hace que todo el transmisor trabaje de una manera inestable. Por lo tanto, el agregado de una etapa separadora evitará estos inconvenientes.

El empleo de una etapa separadora permite, además, y ésto es importantísimo, la duplicación de la frecuencia de la sección osciladora y ésto se logra de una manera muy simple, pues basta para ello sintonizar el buffer, como suele llamarse cuando esta etapa actúa especialmente como separador, a una frecuencia doble del oscilador y por lo tanto bastará sintonizar luego la etapa de salida a la frecuencia del buffer-doblador para poder transmitir señales a la frecuencia doble que originan en el circuito oscilador.

Esta forma sencilla de duplicar la frecuencia resulta particularmente interesante, ya que en el caso de transmisiones de frecuencias muy elevadas puede hacerse uso de cristal para el control de frecuencia sin tener que extremar el espesor del mismo. Sabido es que si se emplean cristales en los osciladores, de espesores muy delgados, para lograr frecuencias elevadas de transmisión, éste peligra romperse con facilidad y además no puede lograrse una estabilidad compatible con una señal estable. Por lo tanto, resulta mu-

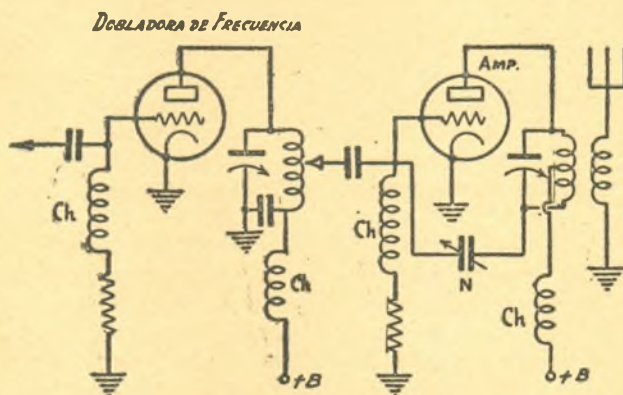


Fig. 519

cho más simple el empleo de un oscilador controlado a cristal a una frecuencia relativamente baja y duplicar la frecuencia tantas veces hasta lograr la frecuencia que se desee. Esto no quiere decir que se logrará más estabilidad, pero en cambio resulta más simple el control de la frecuencia en el oscilador mismo y además, si se tienen cuidados especiales, que más tarde daremos a conocer, pueden lograrse estabilidades que pueden considerarse perfectas.

En la figura 518 se indica el circuito de un transmisor, pero solamente la parte correspondiente a la etapa separadora y su acoplamiento. En la figura 519 se indica otro esquema en el cual la etapa separadora es además dobladora de frecuencia.

Podrá notarse en esta última figura 519, que no se neutraliza la etapa, y es porque no es posible lograrse tal cosa dado que el circuito de placa con respecto al de grilla trabaja a frecuencias distintas y entonces la fase no es 180° como sería de desear.

114a. LECCION

Algunos conocimientos sobre atenuadores y su importancia

CALCULOS

Cuando se trabaja sobre líneas de transmisión de energía a frecuencias bajas y variables, según se emplean en audio frecuencia, se hace necesario la variación del volumen (energía) en la misma línea de transmisión. De la misma manera se puede realizar en la entrada de los amplificadores según lo requieran las necesidades del circuito y las condiciones de trabajo.

Durante las operaciones en el trabajo con frecuencias variables de audio frecuencia deberá cuidarse en todo lo posible la forma de onda original o sea que en ninguna forma debe introducirse deformación o distorsión en el circuito.

En la forma común de variar el "volumen" o la energía de un circuito aunque muy económica, introduce una deformación de la forma de onda de la corriente a una frecuencia dada. Como todos los circuitos que se emplean, tiene su impedancia y ésta varía con la frecuencia, resulta lógico suponer que la forma de onda de la corriente que atraviese el circuito perderá algo de su forma original cuando se trate de variar dicha corriente por algún método no estudiado convenientemente. En resumen, se trata de trabajar con circuitos donde en ningún momento se ha variado las cargas de los circuitos, primero para evitar deformación, y segundo, para evitar pérdidas de energías reduciendo el rendimiento del amplificador o línea de transmisión, etc.

Cuando se acopla un circuito de distribución eléctrica a un generador de energía eléctrica, resultará que se obtendrá máximo rendimiento de la máquina cuando exista una igualación de impedancias entre el circuito exterior (líneas y cargas) y el generador mismo. Este concepto lo hemos visto en lecciones anteriores y habíamos demostrado que sólo de esta manera era posible la obtención de un rendimiento elevado. En el caso de circuitos de radio, estos cuidados resultan particularmente importantes, no sólo la faz de rendimiento sino también evitar deformaciones en la forma de onda de la tensión de corriente alternada del circuito debido a diferencias de impedancias de cargas. Veamos ejemplos prácticos, a fin de que el lector vea con más claridad lo que nos proponemos demostrar.

En la figura 520 (A y B) se indica, por ejemplo, las maneras más comu-

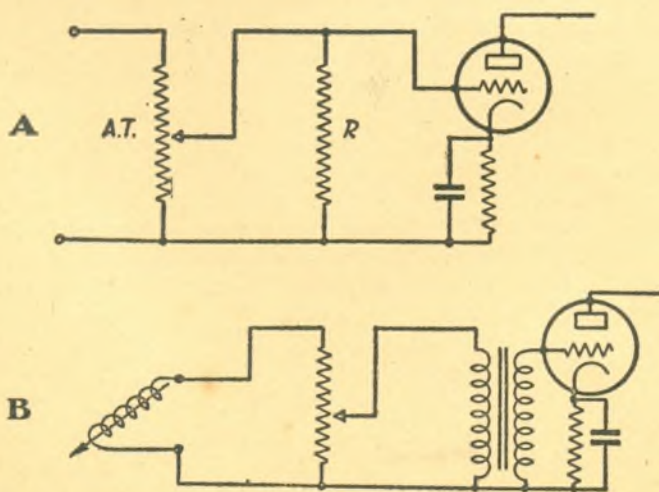


Fig. 520

nes de variar el volumen, o sea la tensión de entrada de un amplificador de audio frecuencia.

Vemos en dicha figura 520 indicadas las cargas correspondientes tanto al circuito de entrada como al circuito de salida. Tenemos que el potenciómetro encargado de variar la tensión de entrada del circuito de grilla de la válvula está en paralelo con la fuente de señales (pick-up, detector de un receptor de radio, etc.) y por lo tanto las características de dicho circuito no varían, dado que la resistencia del potenciómetro se mantiene constante y por lo tanto presentará una característica de frecuencia de forma determinada que podemos suponer buena para el trabajo que se está realizando.

Como la resistencia del control de volumen actúa como resistencia de carga, resultará que quedará conectada en paralelo con el primario del transformador o el circuito de grilla de la válvula amplificadora. De esta manera se comprende que si la carga de grilla de la válvula es de índole inductiva tendremos el caso de una impedancia en paralelo con una resistencia, lo que equivale a que la fase en dicho circuito no se mantiene de la misma manera, dentro de los límites del rango de frecuencias del amplificador, para todas las frecuencias de trabajo, resultando como consecuencia una deformación de la forma de onda a determinadas frecuencias de trabajo, lo que equivale a una introducción de deformación por armónicas y por lo tanto los resultados, en algunos casos del funcionamiento del amplificador, resultan realmente un "desastre".

Para evitar, cuando se hace necesario el empleo de controles de volumen del tipo indicado en la figura 520, que se produzca deformación de una manera notable, se emplea en la práctica una resistencia para el control de volumen de un valor muy elevado, dado que solamente de esta manera ésta afectará muy poco el valor de la impedancia del circuito.

En general, el lector recordará que cuando se conecta una resistencia en paralelo con una impedancia, el valor de esta última disminuye y por lo tanto los resultados previstos no son los que realmente se presentan.

Para que en la práctica resulte posible la variación de la potencia o la tensión, solamente como en los casos de controlar los circuitos de grillas de válvulas amplificadoras en clase "A" se emplean diseños de controles de volumen que permiten efectuar dicha función sin afectar en ningún momento la forma de onda de la corriente o de la tensión que está en juego y además permite una correcta igualación de las impedancias del circuito. Estos tipos de controles de volumen reciben el nombre de "FADER" o también ATENUADORES.

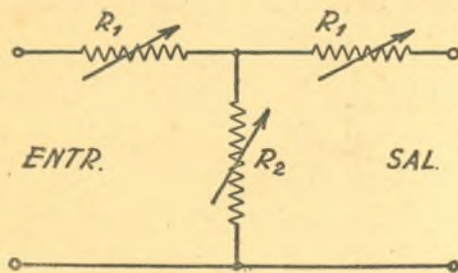


Fig. 521

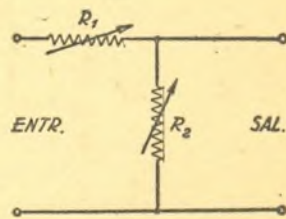


Fig. 522

Por lo expuesto, se desprende que realmente para evitar deformación en los circuitos de acoplamiento se debe evitar que las cargas o impedancias que efectúen los acoplamientos indicados, sean alterados por cualquier agente.

Por lo tanto, cuando se hace necesario atenuar un circuito deben tomarse las precauciones necesarias para que tanto el circuito de entrada como de salida tengan las impedancias correctas. Por ejemplo, si tenemos que controlar un circuito de transmisión de un amplificador de línea a otro ampli-

ficador que está en el otro extremo de la línea, resultará entonces que el atenuador deberá presentar en cualquier momento y en cualquier posición una impedancia de entrada equivalente a la impedancia de línea correspondiente y lo mismo debe hacerse para el circuito de salida del atenuador que se conectará al amplificador a través de la línea, etc.

Estos casos que mencionamos se presentan muy frecuentemente en la práctica, sobre todo en los estudios radiotelefónicos y en general en casillas de transmisión de public-address. Para que el lector pueda entrar en materia daremos enseguida algunos ejemplos de atenuadores muy empleados en la práctica y además la manera de poder calcular los valores correspondientes, a fin de que éstos realicen el trabajo que se espera de ellos de una manera satisfactoria.

Como en los circuitos donde actúan los atenuadores existen corrientes de frecuencias variables, se hace necesario el empleo de resistencias prácticamente puras, es decir, resistencias exentas de inductancia y capacidad. Sólo de esta manera se logrará que las corrientes que circulan a través de dichos atenuadores lo hagan de una manera independiente de la frecuencia y por lo tanto la atenuación se efectuará de una manera idéntica para corrientes de cualquier frecuencia.

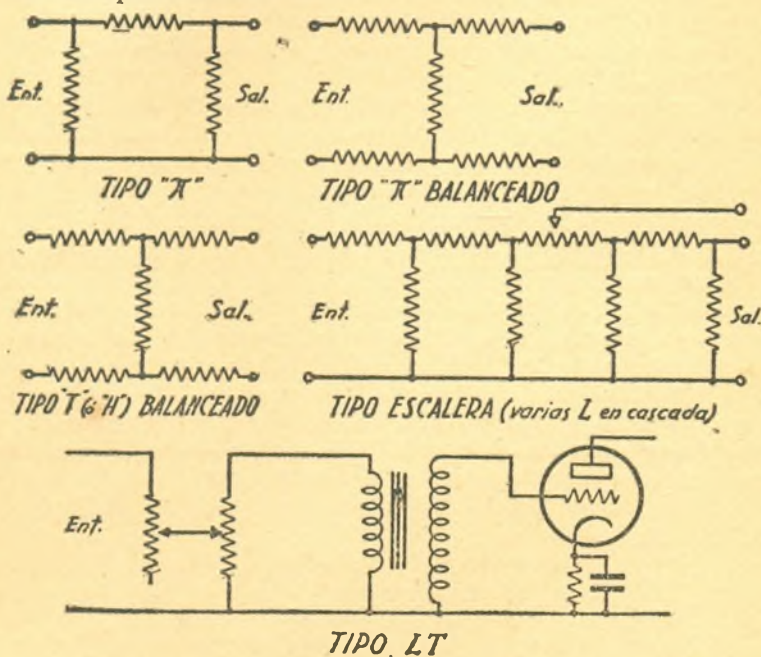


Fig. 523

Uno de los tipos de atenuadores más empleados son los conocidos como atenuadores del tipo "T" y que tienen la forma indicada en la figura 521.

Además puede apreciarse en la figura 522 el tipo de atenuador indicado especialmente para determinados trabajos, especialmente en instrumentos donde se hace necesario el uso de multiplicadores como en ejemplos que veremos oportunamente. Este tipo de atenuador se conoce con el nombre de "L". Existen, además, otros tipos de atenuadores conocidos como atenuadores "π", π balanceado, "T" balanceado, atenuador escalera y escalera balanceada; "LT", etc.

Todos estos tipos se indican en la figura 523 y en ese orden en el texto.

Veamos unos ejemplos teóricos del tipo "L" en primer lugar y luego el tipo "T", muy empleado actualmente.

Supongamos la figura 524, en la cual se indican en varias etapas el pro-

ceso de cómo se puede lograr atenuación de una manera escalonada si se quiere.

Si consideramos que la resistencia R_1 tiene un valor de 100 Ohms y R_2 un valor de 300, resultará fácil calcular la corriente del circuito si se tiene conocido el valor de la fuerza electromotriz aplicada a las bornas A y B del atenuador. Si aplicamos en paralelo con la resistencia R_2 otra del mismo valor, el valor equivalente de las resistencias, será de 150 Ohms (figura 524 B). Si la tensión aplicada a las bornas del circuito es de 100 Volts,

$$I = \frac{100}{150 + 100} = \frac{100}{250}$$

= 0,4 Amp.

Lógicamente se verá que por cada resistencia, tanto R_2 como la conectada en paralelo con ésta, que la intensidad de la corriente será de 0,2 Amp. y por lo tanto se ve también que resulta fácil derivar la corriente. Veamos ahora donde nos llevan las conclusiones a que arribamos.

Si agregamos a las bornas C y D de la figura 524 otros sistemas de resistencias dispuestas de una manera similar a dicha figura, obtendríamos la figura 525.

Podemos suponer que la resistencia que conectamos en paralelo con R_2 de la figura 524, tuviese un valor igual al valor equivalente del circuito que agregamos en la figura 525 y por lo tanto por ese sistema circulará una corriente igual a 0,2 Amp. que correspondía a la resistencia sola conectada en paralelo con R_2 , y si los demás valores resultan iguales al caso anterior, o sea que R_3 es igual a 100 Ohms y R_4 igual a 300, tendremos que los valores de corriente en el nuevo circuito son de:

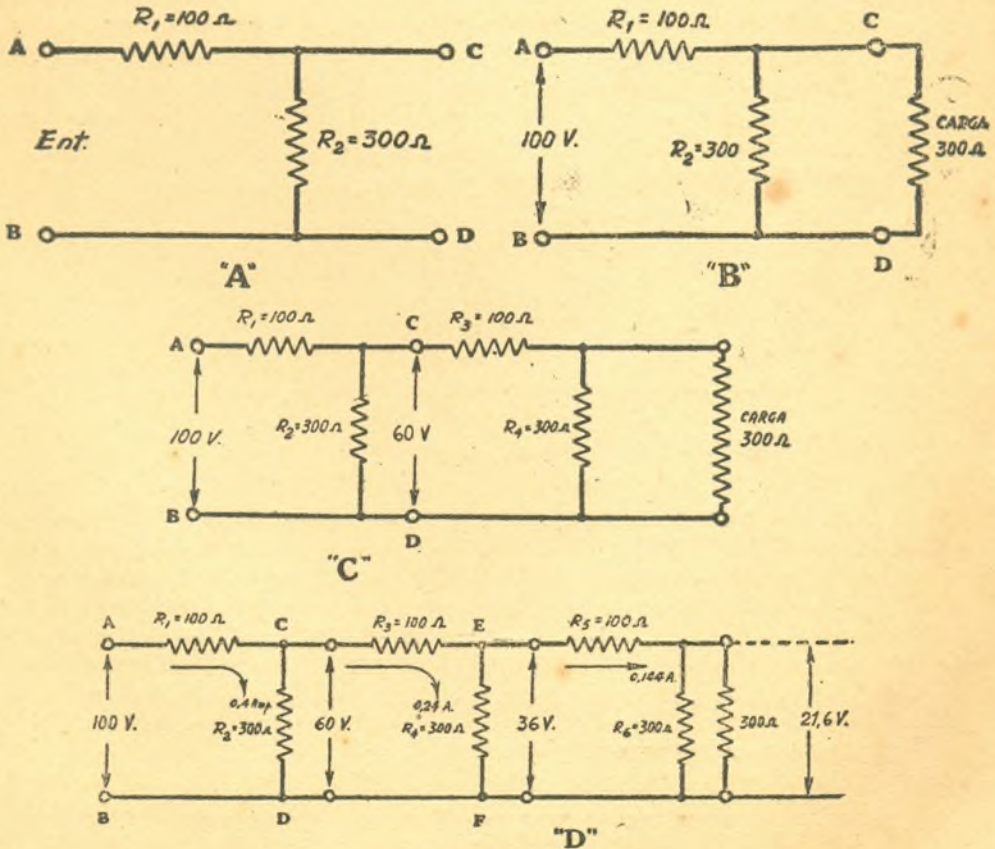


Fig. 524

Sobre la resistencia equivalente formada por R_2 y la resistencia en paralelo, si la corriente es de 0,4 Amp. y el valor de dicha resistencia equivalente de 150 Ohms, tendremos que la caída de tensión es de $150 \times 0,4$ igual a 60 Volts y por lo tanto podemos considerar que al nuevo sistema de la figura 525 se ha aplicado entre C y D una tensión del mismo valor. Por lo tanto, la corriente que circulará por el nuevo sistema de resistencias será

$$\text{de: } I = \frac{60}{100 + 150} = \frac{60}{250} \text{ igual a } 0,24 \text{ Amp. De la misma manera}$$

que si queremos aplicar otro sistema igual al indicado primero y el recién calculado, resultará que encontraremos que entre las bornas F y G tendríamos una tensión de: $150 \times 0,24$ igual a 36 Volts y así podríamos obtener, si viniera al caso, divisores de tensión de fracción entera de la tensión aplicada a las bornas A y B del sistema del atenuador y esto resulta fácil ver si se recuerda que se aplicó una tensión de 100 Volts y luego al segundo sistema 60 Volts, al tercer sistema 36 Volts, etc.

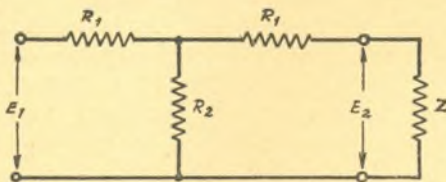


Fig. 525

La resistencia que se conectó en paralelo con R_2 y luego con R_4 no es otra cosa que la resistencia equivalente del circuito acoplado que debía tomarse en cuenta en cada caso, ya que esta resistencia existe y alteraría los valores si no se tuviese en cuenta, según se dijo al comienzo de esta lección.

Este tipo de atenuador tiene especial aplicación en atenuadores donde se aplican tensiones de valores conocidos y múltiplos de la tensión original. Si se viera el ejemplo dado con cuidado, se vería que la "razón" de las tensiones siguen una ley como:

$$\frac{100}{2} + \frac{100}{10} = 60 \quad ; \quad \frac{60}{2} + \frac{60}{10} = 36$$

y seguro que el valor de la tercera sección sería:

$$\frac{36}{2} + \frac{36}{10} = 18 + 3,6 = 21,6 \text{ V.}$$

y así sucesivamente.

También puede observarse que la corriente en los distintos circuitos se comporta de manera tal que si en el primer "tramo" la corriente total es de 0,4 Amp., el segundo es de 0,24 y el tercero sería de: 0,144 Amp. etc., o sea que sigue la misma ley de las tensiones, o sea de

$$\frac{0,4}{2} + \frac{0,4}{10} = 0,2 + 0,04 = 0,24$$

que es realmente la corriente que calculamos para el segundo tramo.

Para el tercer tramo tendríamos:

$$\frac{0,24}{2} + \frac{0,24}{10} = 0,12 + 0,024 = 0,144 \text{ Amp.}$$

y así sucesivamente. (Ver figura 524; A; B; C y D).

De cualquier manera, el lector verá que puede efectuarse una atenuación de una manera simple como en los casos en que se emplea un oscilador como los empleados para calibrar receptores y en la cual es necesario tener tensiones del orden de los microvolt o sean millonésimos de Volt que se obtienen mediante atenuadores de este tipo, al cual se aplica casi en todos los casos tensiones del orden de un Volt. Si se realizan todos los cálculos con mucho cuidado se podrá obtener tensiones tan pequeñas y con la seguridad de que tal tensión, un microvolt realmente se aplica al circuito deseado, siempre que la tensión aplicada a los extremos A y B del atenuador sea la prevista en los cálculos.

Respecto al tipo de atenuador T, resulta de un tipo más universal por sus múltiples aplicaciones, ya que éstos pueden aplicarse a circuitos donde tanto el circuito de entrada como el de salida puede o no tener la misma impedancia, lográndose de esta manera un perfecto balanceo de impedancias además de conseguirse un perfecto acoplamiento de circuitos. Una de las enormes ventajas de este sistema es de que pueden hacerse variables todas las tres resistencias y de manera tal que la impedancia del circuito no queda alterada y por lo tanto resulta ideal para su aplicación en controles de volumen en general, tanto en circuitos de alta impedancia como de baja impedancia. Más tarde veremos cómo se conectan los distintos tipos de atenuadores en circuitos en general aplicados a la Radio.

En muchos casos se emplean atenuadores del tipo "LT" y que llenan plenamente las necesidades del public address, ya que en éstos se admite una mayor distancia que en los equipos de estudio y moduladores en general.

Veamos de una manera rápida las fórmulas que nos permiten el cálculo de los atenuadores del tipo "T" y, luego de dar un ejemplo indicando la manera de aplicación indicaremos un ábaco que nos facilitará el trabajo.

Ya se vió en la figura correspondiente (fig. 521) la forma de las conexiones de un atenuador del tipo "T", de manera que podemos indicar las fórmulas correspondientes para su cálculo.

Tenemos dos ramas del atenuador que tiene el mismo valor (suponiendo que el circuito de entrada y de salida son exactamente de la misma impedancia), siendo distinto el valor de la resistencia indicada como R_2 . Por lo tanto, las fórmulas que nos permiten calcular los valores de R_1 y R_2 son las siguientes:

$$R_1 = \frac{Z \times (1 - r)}{1 + r} \dots \dots \dots (119)$$

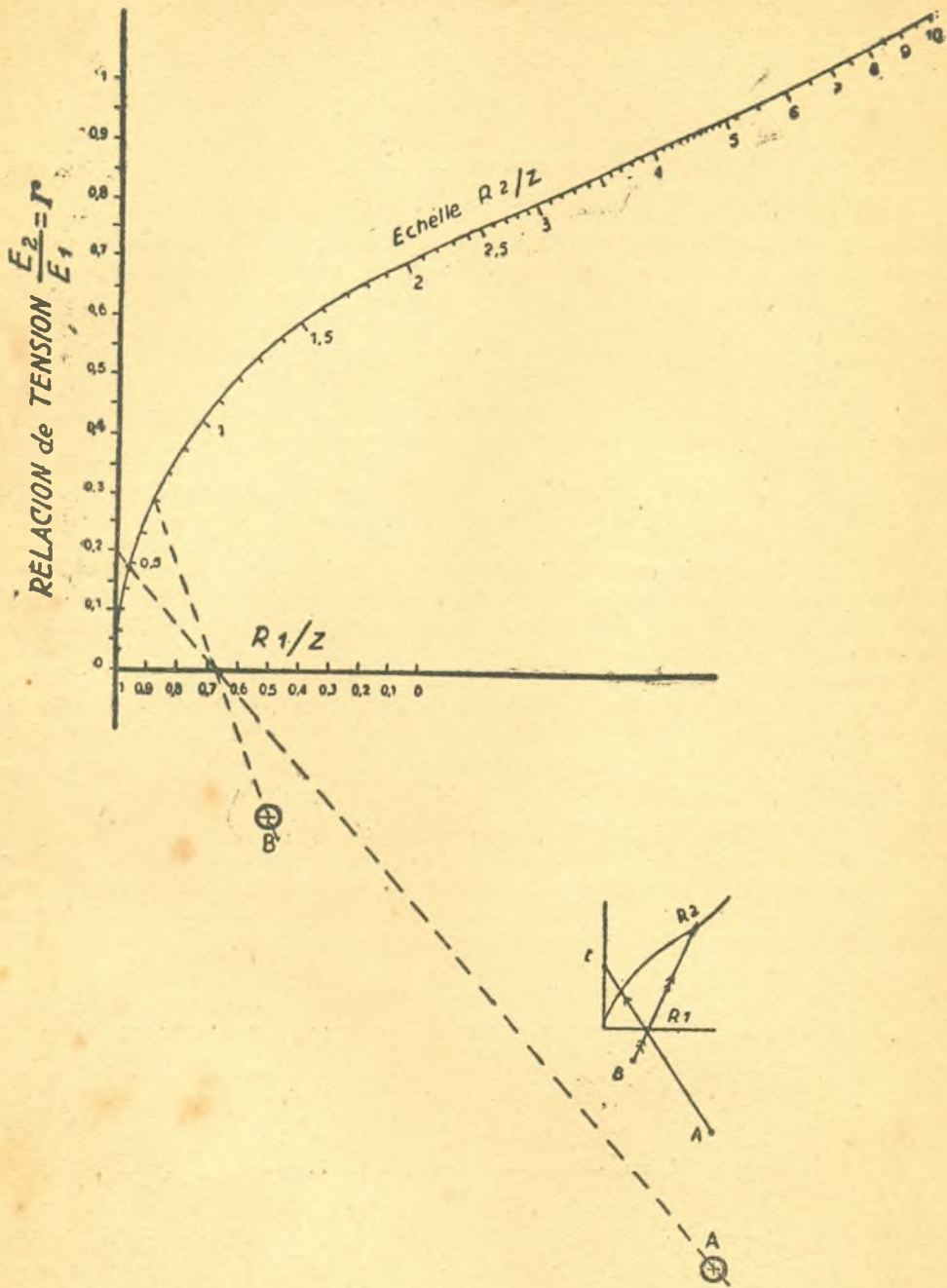
y el valor de R_2 se calcula por medio de:

$$R_2 = \frac{2 \times r \times Z}{1 - r^2} \dots \dots \dots (120)$$

El valor de "r" se obtiene simplemente, ya que es el factor de relación entre la tensión de entrada y de salida, o sea el grado de atenuación que se desee efectuar ($r = \frac{E_1}{E_2}$). El valor de Z siempre es conocido, ya que de lo contrario no podría realizarse ningún cálculo o por lo menos debe establecerse a fin de permitir la realización del proyecto. En todos los casos el valor de "r" será inferior a 1.

Supongamos que se desea calcular un atenuador tal que la relación de atenuación sea igual a 0,2 siendo el valor de la impedancia terminal de Z igual a 500 Ohms.

ABACO N.º 23



CALCULO DE ATENUADORES TIPO "T"

Según la fórmula que da el valor de R_1 , tenemos:

$$R_1 = \frac{Z \times (1 - r)}{1 + r} = \frac{500 \times (1 - 0,2)}{1 + 0,2}$$

$$= \frac{500 \times 0,8}{1,2} = \frac{400}{1,2} = 333,33 \text{ Ohms,}$$

es decir, que el valor de R_1 deberá ser de 333,33 Ω .

El valor de R_2 lo calcularemos de una manera similar:

$$R_2 = \frac{2 \times r \times Z}{1 - r^2} = \frac{2 \times 0,2 \times 500}{1 - 0,2 \times 0,2} = \frac{200}{1 - 0,04}$$

$$= \frac{200}{0,96} = 208,33 \Omega$$

o sea que el valor de $R_2 = 208,33 \Omega$.

En el Abaco N.º 23 pueden calcularse los valores que dimos en el ejemplo anterior, lo que permitirá al lector evitarse una cantidad de cuentas. El Abaco se empleará de la manera siguiente: Una vez indicado el valor de la impedancia Z , que será la misma a la entrada y a la salida del atenuador, se estudia la relación de tensión que se desea atenuar. Conocidos estos dos datos, se está en condiciones de calcular el valor de las resistencias R_1 y la R_2 . (Figura 525).

Sobre la escala de los valores de "r" se indica la relación de atenuación deseada; pongamos el caso de una relación de tensión de 100 a 20 Volts, o sea que la relación es de $\frac{20}{100} = 0,2$. Desde el punto "A" del Abaco se traza una línea recta hasta cortar en la escala horizontal que da los valores de $\frac{R_1}{Z}$ en un punto determinado que corresponde al valor

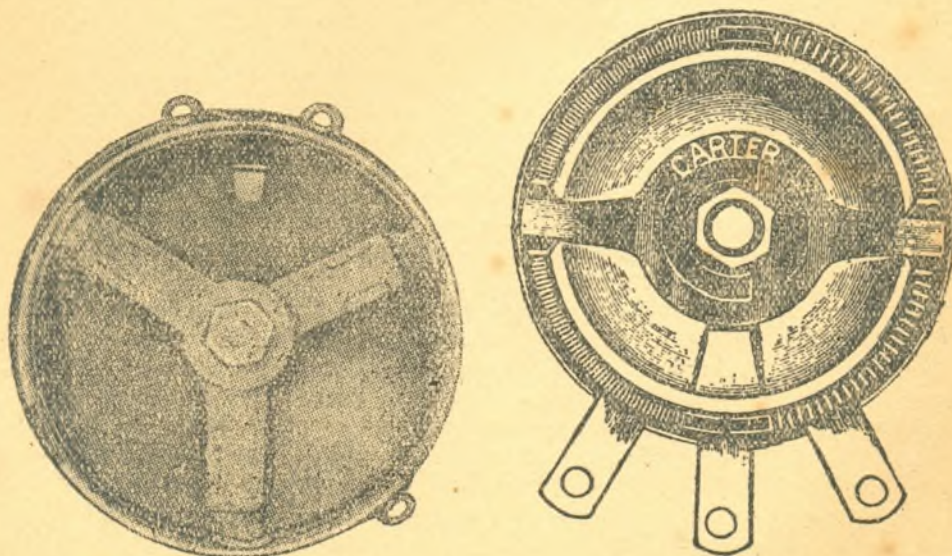


Fig. 526

0,66 aproximadamente, o sea que $\frac{R_1}{Z} = 0,66$; por lo tanto, como conocemos el valor de Z (supongamos 500 Ohms), fácil nos resultará averiguar el valor de R_1 o sea que $R_1 = Z \times 0,66$; o sea: $R_1 = 500 \times 0,66$ y finalmente $R_1 = 330$ Ohms.

Ahora, si por el mismo punto hallado sobre la recta de los valores $\frac{R_1}{Z}$ trazamos una recta y que pase también por el punto "B" y que corte a la curva de valores $\frac{R_2}{Z}$, tendremos que la recta mencionada corta a la curva

en el punto de valor 0,7 de donde: $\frac{R_2}{Z} = R_2 = Z \times 0,7$ igual a $R_2 = 500 \times 0,7$ y finalmente R_2 igual 350 Ohms. De donde se ve la sencillez de los cálculos en casos de empleos de atenuadores.

En la lección siguiente del próximo tomo trataremos este tema aplicado directamente a la práctica.

En la figura 526 se pueden ver distintos tipos de atenuadores tal como se presentan en la práctica.

115a. LECCION

Realización de un Receptor combinado Radio-Fono Amplificador de Potencia

Un tipo de receptor que siempre se empleará con preferencia, dado que es posible la realización de un equipo de buena calidad, aprovechando las características del amplificador de potencia y al mismo tiempo permite la conexión de un pick-up de tal manera que resulta posible la reproducción de los discos fonográficos por medio de la sección de audio frecuencia del receptor.

Un receptor combinado difiere de un receptor del tipo standard en que la sección de audio frecuencia debe ser de un diseño especial a fin de justificar de esa manera la combinación de "fono-radio".

En la figura 527 se indica solamente en la sección de radio frecuencia, incluyendo la sección del circuito de sintonía, amplificador de frecuencia intermedia y segundo detector. En la figura 528 se indica la combinación de fono-radio, la sección amplificadora de potencia y la fuente de alimentación de todo el equipo completo.

Respecto a los valores del sintonizador, serán similares a los empleados en las secciones de sintonía de proyectos estudiados en lecciones anteriores.

Respecto al amplificador de potencia, podrá emplearse el mismo indicado en la Lección 111a. Por lo tanto, solamente habrá que estudiar la fuente de alimentación, pues debe tenerse en cuenta que al consumo del amplificador debe agregarse el de la sección sintonizadora y por lo tanto los valores indicados en la fuente de alimentación deben ajustarse a nuevo consumo.

Si se emplea en la sección de sintonía una válvula 6K7 como amplificadora de alta frecuencia sintonizada, como válvula mezcladora-osciladora una del tipo 6K8, como amplificadora de frecuencia intermedia una del tipo 6K7, y como segundo detector y primera amplificadora de audio frecuencia

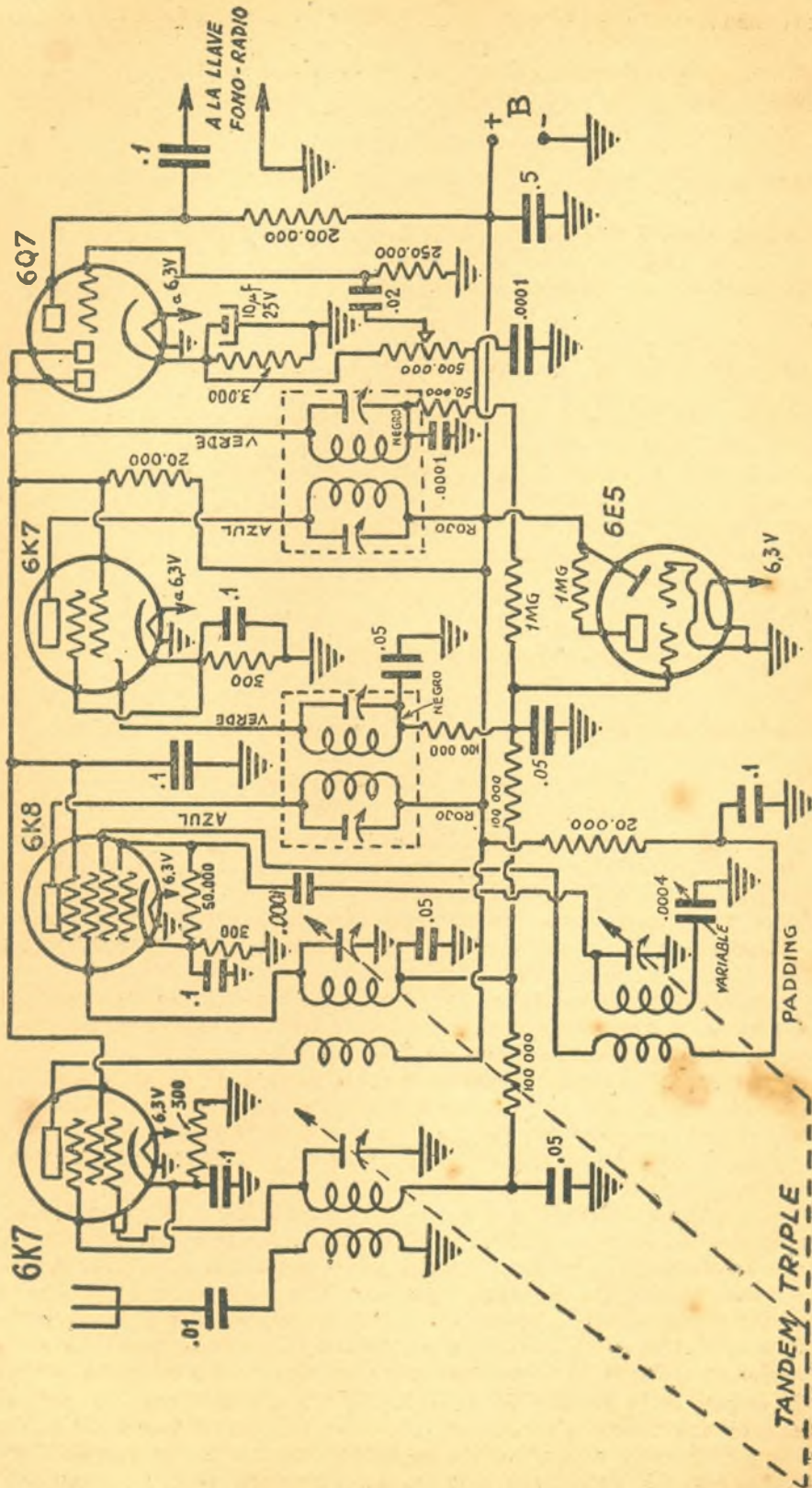


Fig. 527

una válvula del tipo 6Q7, tendremos que si todas estas válvulas trabajan con las tensiones máximas indicadas en las características, la intensidad de la corriente de todo el sector será de 7,7 miliamperes de cátodo por cada válvula 6K7, ó sea que entre dos tendremos una corriente de 15,4 miliamperes. La corriente de cátodo de la válvula 6K8 es de unos 16 miliamperes, o sea que, sumados con los correspondientes a las 6K7 tendremos 31,4 miliamperes y finalmente, si sumamos esta corriente a la que corresponde a la de la sección triodo, tendremos un total de unos 35 miliamperes.

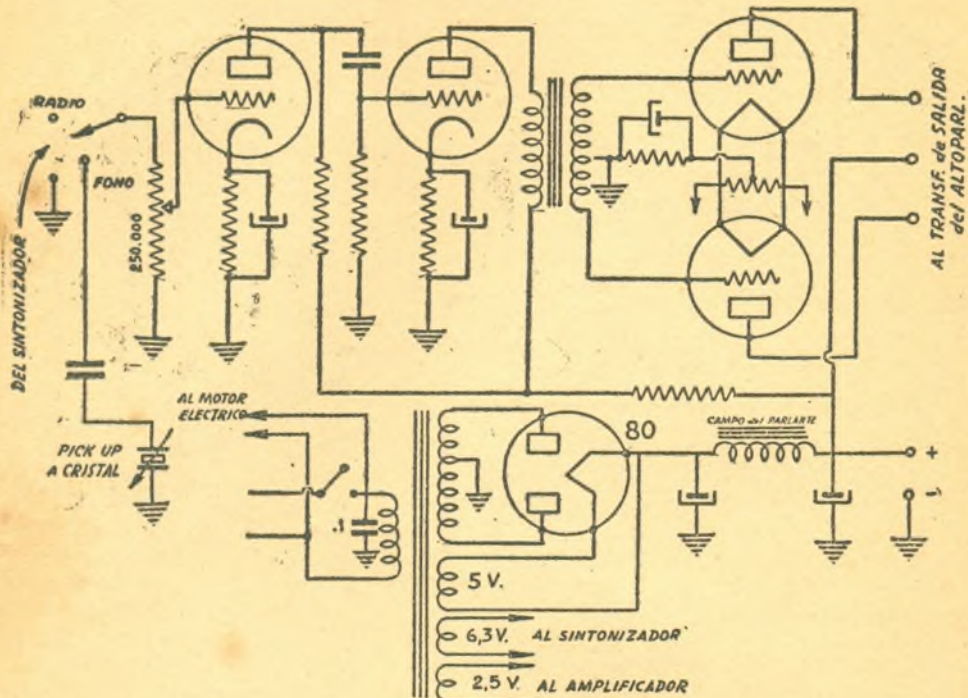


Fig. 528

Como el aumento de la corriente total de placa del equipo es muy superior a la prevista en la Lección 111a. y anteriores, resulta que no podremos emplear el mismo campo del altoparlante para filtrar la corriente rectificadada total, pues en este caso tenemos una intensidad de corriente adicional de 35 miliamperes. Pero resultará fácil, en cambio, derivar la corriente que alimente el circuito correspondiente al sintonizador.

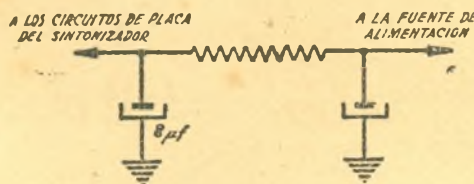


Fig. 529

Este pequeño detalle se indica en la figura 529 a fin de que el lector tome debida nota y al mismo tiempo fije las constantes de acuerdo a las necesidades del circuito. Esto quiere decir que deberá estudiarse el circuito de manera tal que todas las tensiones de placa sean las indicadas en las características de las válvulas. En los circuitos correspondientes, se dan todos los valores que no se indican en el texto a fin de dar oportunidad al lector de

aplicar los conocimientos dados y al mismo tiempo verificar si no hubo algún error en la interpretación o en el cálculo por parte del autor de estas líneas.

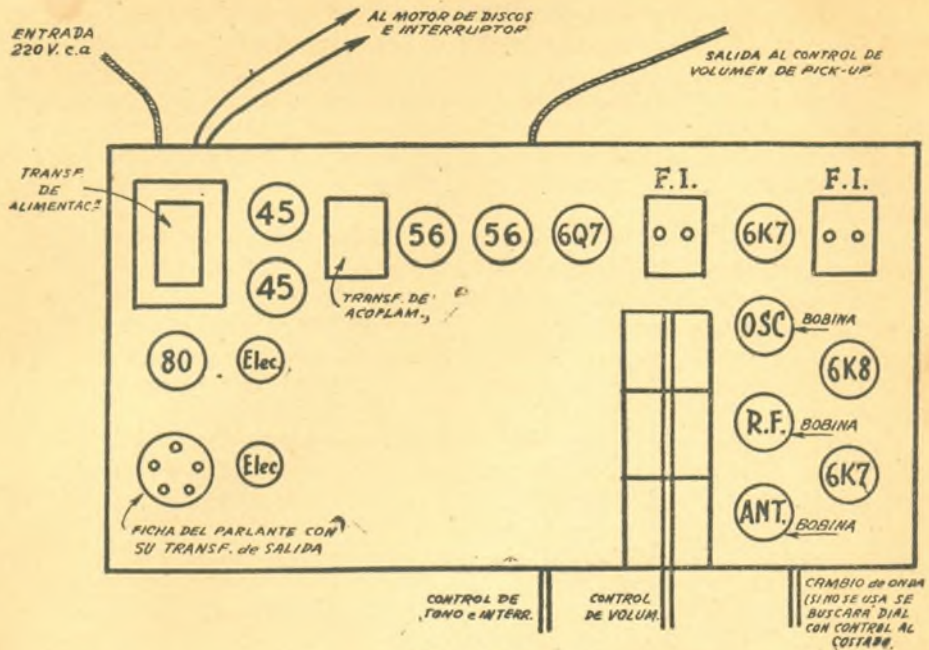


Fig. 530

El chassis que se emplee para la construcción del receptor completo podrá hacerse de acuerdo al que indicamos, conjuntamente con la distribución del material en la figura 530 y que permitirá facilitar el armado y además asegurar una perfecta distribución de los materiales. El lector elegirá el circuito del sintonizador que indique el proyecto, uno para recepciones de ondas largas solamente.

La conexión del pick-up se hará de acuerdo con las conexiones dadas en la figura 528 y en lo posible tratar que dicho captador fonoelectrico sea del tipo de cristal a fin de obtener la mejor calidad musical.

Durante la preparación del nuevo transformador de alimentación, en lo que a las nuevas características se refiere, deberá tenerse en cuenta también de que la potencia que deberá suministrar el secundario de filamento de 6,3 Volts deberá ser mayor que en el caso de la Lección 111a., y por lo tanto

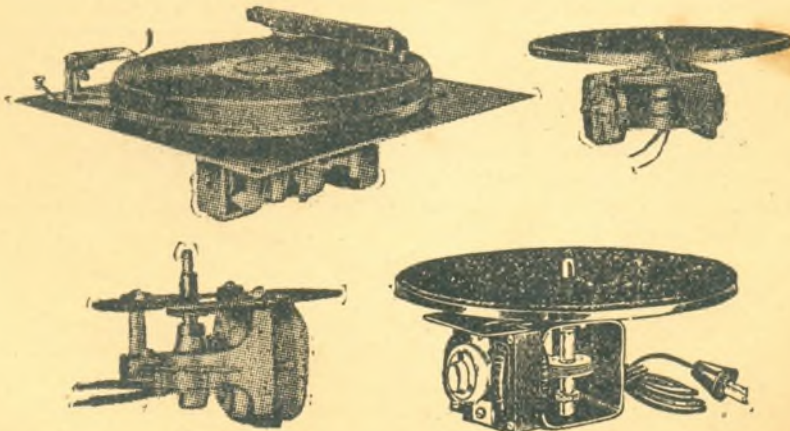


Fig. 531

deberá agregarse una potencia de unos $6,3 \times 0,3 \times 4$, ó sea de unos 7,5 Watts para las cuatro válvulas mencionadas, además de la correspondiente energía de placa.

El diseño de la sección de filtro no se repite, dado que el lector debe estar muy familiarizado con el mismo, pues este cálculo se ha dado varias veces.

Una de las partes más delicadas durante el montaje del "combinado" reside en la colocación del motor de discos y del pick-up mismo.

Daremos algunas instrucciones a fin de evitar por parte del lector inconvenientes de índole mecánica y también eléctrica, como veremos enseguida.

En la figura 531 se indican algunos tipos de motores eléctricos para discos y en la figura 532 la forma de montarlos. Esto debe realizarse en todos los casos sobre gomas a fin de evitar que la vibración propia del motor no sea transmitida a la tabla que soporta a éste. Esta vibración debe amortiguarse en lo posible, ya que de lo contrario podría transmitirse al pick-up, de donde resultaría como consecuencia un zumbido, en el amplificador, sumamente molesto.

Además, a fin de poder eliminar el inconveniente apuntado, se monta también la base del soporte del pick-up sobre gomas, siendo éste del tipo "esponja".

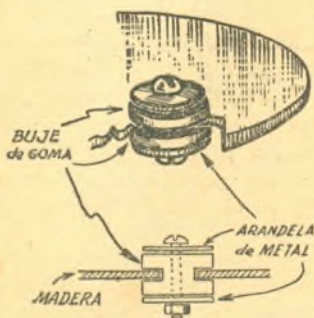


Fig. 532

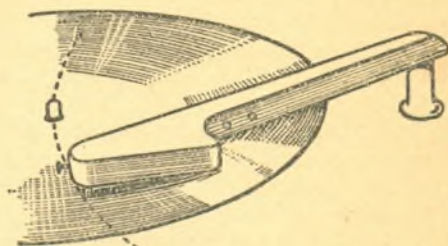


Fig. 533

El pick-up debe montarse de manera que el recorrido de la púa sea siempre tangencial al surco del disco y esto se consigue fijando dicho pick-up de manera tal que la púa en su posición toque (como guía) el centro del eje del plato del motor de discos. Esto se indica claramente en la figura 533.

Los soportes del motor de discos y también del pick-up, cuando se los suspenden sobre gomas, evitan que se produzca acoplamiento electroacústico entre el pick-up y el altoparlante, que en algunos casos este inconveniente es realmente grave, sobre todo si el gabinete empleado es de tamaño muy reducido.

Los cables de conexión entre el pick-up y el amplificador deberán blindarse a fin de evitar inducciones indebidas en dicho circuito.

Además deben unirse a chasis la masa del motor y el brazo metálico del pick-up.

Se han dado a conocer, en general, los inconvenientes más importantes, pues los otros que puedan presentarse al lector, los resolverá en base a los conocimientos adquiridos durante el Curso y durante la experiencia personal con la práctica de esta profesión.

116a. LECCION

Estudio General sobre Amplificadores

(Continuación)

Habíamos dejado de lado el concepto de lo que significaba DECIBEL, pero esperamos que el lector tendrá una pequeña noción al respecto aunque solamente en el sentido de poder interpretar algunos conceptos que daremos durante los distintos temas en que tengan aplicaciones las unidades mencionadas.

Por lo pronto se comprenderá que la instalación de equipos de public address resulta por demás complicada cuando ésta debe realizarse "técnicamente" bien realizada y por cierto es la única que debe permitirse no solamente bajo el aspecto de ética profesional, sino también bajo el aspecto del sonido.

Además de deficiencias propias del oído humano para la percepción del sonido existen otras de índole puramente acústicas del medio donde se desarrolla el sonido proveniente de altoparlantes. Muchos de nuestros lectores habrán podido observar el fenómeno que se conoce con el nombre de ECO. Este fenómeno tiene origen en la reflexión. Por lo tanto, se puede demostrar que la masa de aire que un sonido pone en movimiento lo hace en todos los sentidos y si dicha masa de aire en movimiento encuentra obstáculos en su camino éste se reflejará de una manera similar como la luz. En algunos casos también en lugar de reflejarse el sonido éste es absorbido por un cuerpo que presenta dificultades a que la masa de aire en movimiento se desplace. Este fenómeno lo provocan los cuerpos blandos en general, mientras que la reflexión de los sonidos lo producen los cuerpos duros y particularmente cuando son lisos.

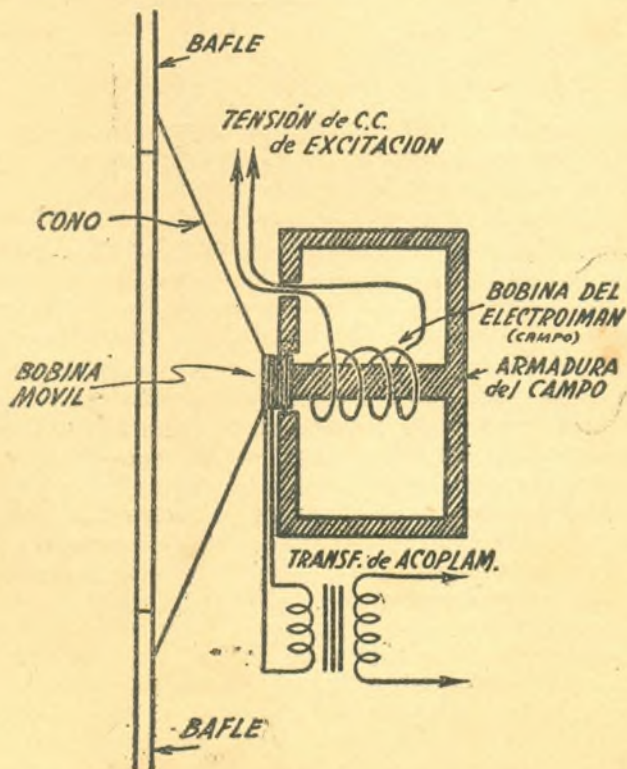


Fig. 534

Por las razones dadas se comprenderá que cuando un altoparlante está funcionando y éste lo hace de manera que parte de la masa del aire puesto en movimiento lo hace en sentido tal que éste se refleje, llegará un momento en el cual el sonido proveniente del altoparlante se interferirá con el sonido que vuelve reflejado (eco) y entonces se producirá una deformación muy desagradable que dará a la audición un "tono" desprovisto de toda naturalidad. Casos en los cuales se produce absorción se podrán comprobar que éstas se producen sobre todo en las frecuencias elevadas de la música y por lo tanto se pierden completamente las armónicas de los sonidos fundamentales o sean los que dan la riqueza al sonido.

Como la fuente sonora tiene una importancia vital en la reproducción y a veces corrección al mismo tiempo, del sonido, es que debemos decir algunas palabras con respecto a los altoparlantes y BAFLES de los mismos.

ALTOPARLANTES Y BAFLES

Uno de los implementos más complejos de la radiotelefonía es el altoparlante, pues la demostración matemática de su funcionamiento requiere conocimientos muy profundos de otras ciencias y que no están al alcance de nuestros lectores. Por esta razón solamente estudiaremos el tema bajo un aspecto casi práctico a fin de poder suministrar al lector todos los conocimientos necesarios.

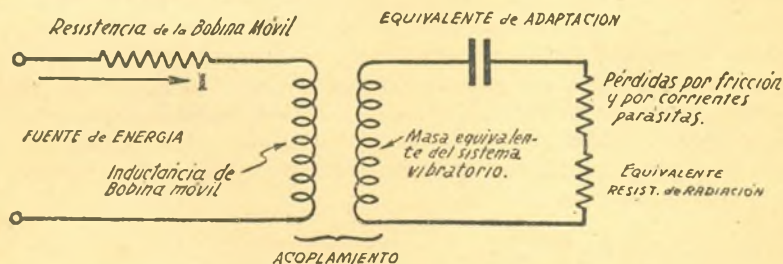


Fig. 535

El tipo de altoparlante más empleado en la práctica y en todas las aplicaciones de reproducción de sonido es el altoparlante del tipo dinámico. Este, por cierto, es ya familiar a nuestros lectores y por lo tanto no volveremos a hablar respecto a las partes que lo componen. Solamente nos interesa interpretar al altoparlante electrodinámico bajo el aspecto eléctrico.

En la figura 534 se indica un corte esquemático de un altoparlante electrodinámico y en el cual pueden verse las diferentes partes que lo componen, y en la figura 535 el circuito eléctrico correspondiente al mismo.

Como puede observarse, el circuito eléctrico que corresponde a la bobina móvil es bastante complejo y lógicamente es alimentado por el circuito primario del transformador de acoplamiento a través del secundario del mismo transformador. Todos sabemos que la energía eléctrica suministrada por la válvula amplificadora de potencia al altoparlante se envía a éste por medio de un transformador de acoplamiento cuya relación de vueltas debe corresponder a la relación de impedancias, pero lo más curioso del sistema del altoparlante en cuestión es que la parte vibrátil del altoparlante, o sea el cono, puede compararse a un circuito eléctrico y de esta manera permitir un estudio correcto del mismo. En la figura 535 puede verse que se indica a la izquierda el circuito de la bobina móvil y a la derecha el circuito eléctrico equivalente del sistema vibrátil y que está compuesto por factores puramente mecánicos y llevados a buscar la similitud de cada uno de dichos fenómenos en el terreno eléctrico. Es por esta razón que se ve en la figura 535 que se indica "Acoplamiento" y que corresponde a la práctica al so-

Un altoparlante sin su correspondiente baffle no puede suministrar una calidad de sonido ni siquiera aceptable.

Para aumentar la eficiencia, respecto al rango de frecuencia de un altoparlante, se hace necesario evitar que el aire, que el cono pone en movimiento durante su vibración, actúe solamente en el espacio comprendido por el altoparlante, por cuya razón es que la misma masa de aire que ha sido puesta en movimiento interfiere a la vibración que hace en el cono y por lo tanto aparece una gran deformación y una anulación completa de las frecuencias bajas. En general, si se tratara de reproducir frecuencias elevadas solamente, el empleo del baffle sería innecesario, pero por suerte la música necesita de las frecuencias bajas y por lo tanto no puede prescindir de él.

En otras palabras, el cono del altoparlante durante sus vibraciones desplaza una masa determinada de aire hacia adelante provocada por la parte frontal del cono y una masa de aire en sentido contrario por la parte trasera del cono de manera que estas dos masas de aire se interfieren entre sí porque actúan en un mismo tiempo. Como dijimos antes, esta interferencia produce deformación y por lo tanto si intercalamos un baffle tal como se indica en la figura 537, se verá que el aire en movimiento de la parte delantera del cono tardará un cierto tiempo en interferir el aire de la parte trasera del mismo cono.

El efecto del baffle se ve claramente que tiene por objeto el de retardar la "mezcla" de las dos masas de aire en vibración y a las mismas frecuencias.

Las medidas del baffle pueden calcularse mediante fórmulas muy simples que deduciremos. Se puede comprender sin mayor explicación que cuando más rápida es la vibración del cono, menor deberá ser el baffle a emplearse, porque si la velocidad de sonido es de 330 metros por segundo, el sonido, o sea el aire que el cono pone en movimiento lo hará a una velocidad que será inferior a la variación de intensidades en el cono; pero en cambio, cuando más baja sea la frecuencia mayor del baffle, se hace necesario emplear, dado que el movimiento del cono resulta más lento que la propagación del sonido en el aire y por lo tanto conviene retardar la interferencia de las dos masas de aire en movimiento.

Por esta razón se toma como longitud del baffle una medida que corresponde a un cuarto de la longitud de onda de la frecuencia más baja que se quiere reproducir con el altoparlante.

La longitud del baffle sería la cuarta parte de l , o sea la longitud de guiente:

$$l = \frac{330}{f} \dots \dots \dots (121)$$

La longitud del baile sería la cuarta parte de l , o sea la longitud de onda.

El lector notará que la fórmula indicada tiene mucha similitud con la que permite calcular la longitud de los circuitos eléctricos; efectivamente, la única diferencia está en la velocidad de propagación, pues para la corriente eléctrica o también para el campo inductivo es de 300.000 Km. por segundo, y la propagación del sonido tiene una velocidad de 330 metros por segundo.

Supongamos que necesitamos calcular las medidas de un baffle que permita reproducir al altoparlante frecuencias hasta de 30 ciclos por segundo (Hertz).

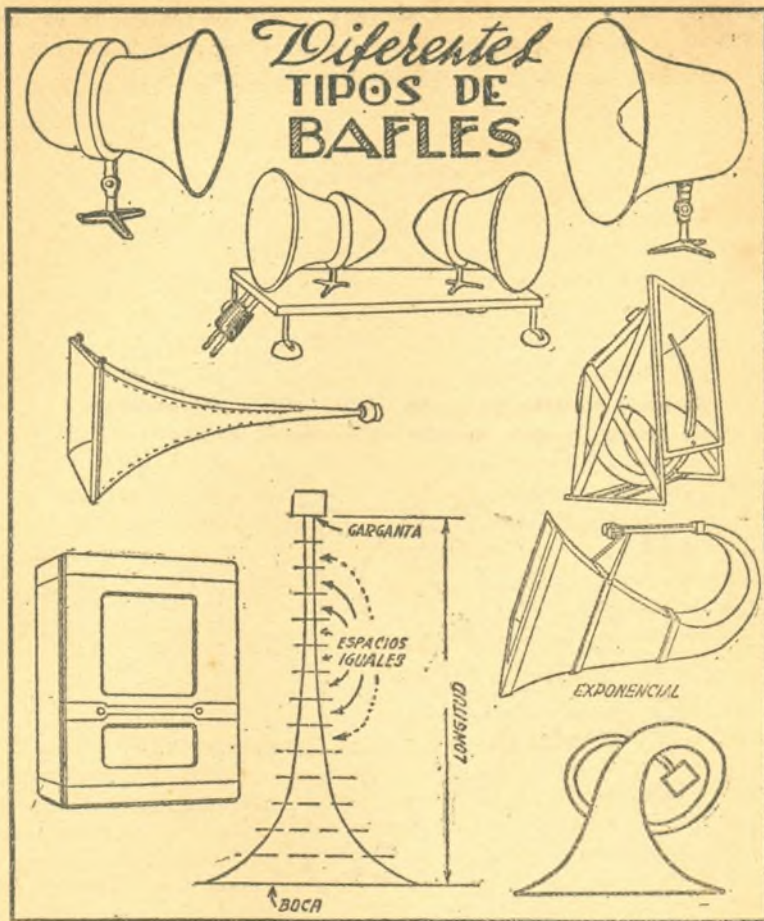


Fig. 537

Averiguemos primero qué longitud de onda le corresponde a la frecuencia mencionada. Según la fórmula 131 tenemos:

$$\lambda = \frac{330}{f} = \frac{330}{30} = 11 \text{ metros.}$$

Por lo tanto, la longitud del baffle deberá ser de $\frac{11}{4} = 2,75$ metros.

Las medidas calculadas corresponden a un baffle plano que tenga una forma circular y además que el altoparlante esté fijado rígidamente en el centro del mismo. Más tarde veremos que esta longitud de baffle puede llevarse a la práctica en formatos distintos.

La forma redonda de baffle plano resulta imposible en la práctica, pero en cambio se opta por emplear baffles de forma cuadrada. De cualquier manera, puede observarse que no sería posible emplear un baffle de 2,75 metros por lado para que pueda escucharse música en una casa, dado que sería imposible encontrar un lugar que permita su colocación. Por esta razón es que en la práctica se emplean baffles de distintos tipos que permiten, en un espacio reducido, aumentar enormemente la longitud del mismo a límites tales que pueden reproducirse, con los altoparlantes fijados en éstos, frecuencias realmente muy bajas.

En la figura 537 se indican, a manera de introducción de la lección siguiente, distintos tipos de bafles, algunos de ellos empleados con frecuencia y casi insustituibles para determinados trabajos.

Damos a continuación la fig. 480, omitida anteriormente.
Véase aclaración sobre el orden de la figura, en página N.º 55.

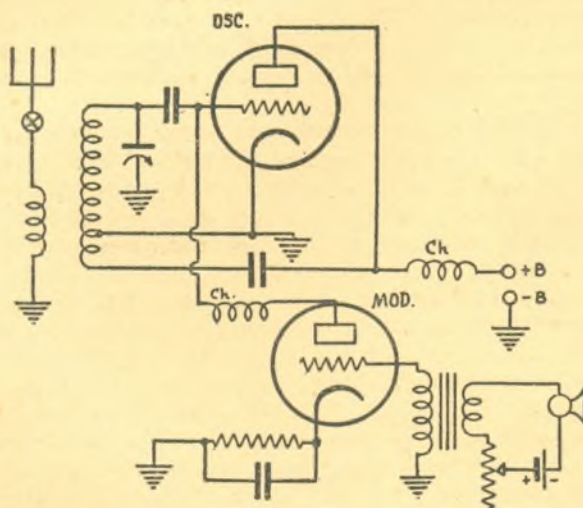


Fig. 480

CURSO DE RADIO

117a. LECCION

Estudio General sobre Transmisores

Antes de comenzar el estudio de las etapas amortiguadoras y dobladoras, terminaremos el tema sobre el cálculo de tanques de salida que habíamos tratado en la lección del tomo anterior.

Veamos de dar suficiente material como para que el alumno esté en condiciones de realizar los cálculos necesarios para la realización de diseños de los tanques de salida o, si se quiere, también algún sistema de acoplamiento donde deben tenerse en cuenta el factor rendimiento a frecuencias elevadas.

Veremos más tarde, cuando estudiemos amplificadores de clase B y C principalmente, de que el estudio de estos amplificadores se simplifica enormemente cuando se aplican todas las tablas y fórmulas que damos a conocer en las distintas lecciones, al extremo que en la práctica son de una utilidad enorme, ya que se tendrán presentes en cualquier momento cuando ha de realizarse un diseño de esta naturaleza.

Las tablas y curvas se emplearán de acuerdo al tipo de amplificador elegido y también por la forma que se realizará la neutralización de la misma o también cuando ésta no se efectúa por razones de conveniencia. Las tablas que damos a continuación, como también las curvas correspondientes, tienen aplicación especial y han sido preparadas para el caso en que la válvula de salida trabaje como amplificadora en clase "C". Pero como en la práctica este tipo de amplificador será el que se emplee, resultará que nos adelantamos un poco, ya que estos conocimientos, salvo pequeñas variantes, pueden aplicarse al caso de amplificadores de clase "A".

En la figura 538 se indican los distintos tipos de amplificadores y las formas de neutralización empleados y en base a éstos se emplean las tablas y las curvas correspondientes. Todos los datos que damos están tomados en base para la obtención de un rendimiento, en el circuito tanque, del 70 o/o que solamente es posible obtener con el empleo de un amplificador en clase "C".

La capacidad de tanque de salida se calcula mediante la fórmula

$$C = \frac{4.520.000}{f \times R_b} \dots \dots \dots (122)$$

El valor de R_b se calcula aplicando la fórmula de Ohm para el cálculo de resistencias en la cual "E" representa la tensión de placa aplicada a la placa de válvula y la intensidad de la corriente I es la corriente de placa de la misma válvula.

Por lo tanto resulta muy simple el cálculo de un tanque de salida si se conoce el valor de R_b : el valor de "Q" del tanque, que se tomará en todos los casos un valor de 12 y la eficiencia, por supuesto, será la más elevada posible, o sea de un 70 o/o. Tomemos ahora las tablas de valores a distintas frecuencias (otorgadas por la Dirección de Correos y Telégrafos de la Nación, Sección Radiocomunicaciones).

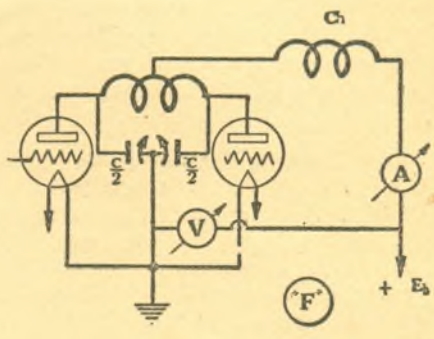
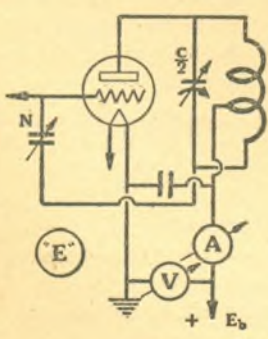
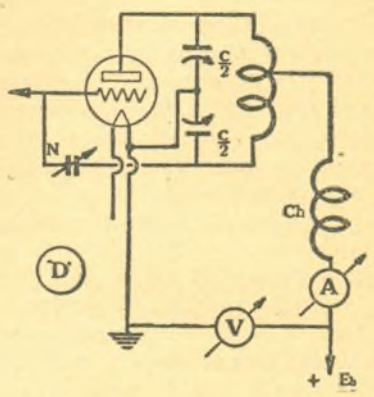
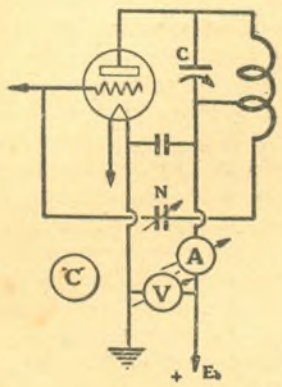
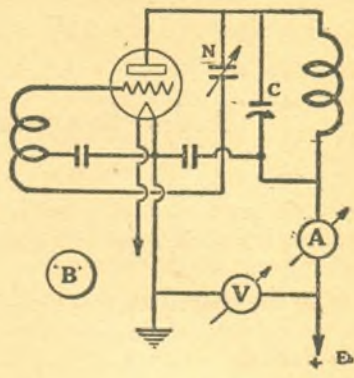
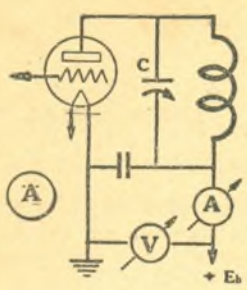


Fig. 538

TABLA XVI

Rb	1,75 Mhz			3,5 Mhz			7 Mhz			14 Mhz			28 Mhz			56 Mhz		
	A	B	C	A	B	C	A	B	C	A	B	C	A	B	C	A	B	C
2000	1291	646	323	646	323	162	323	162	81	162	81	41	81	41	21	41	21	11
4000	616	328	162	328	162	81	162	81	41	81	41	21	41	21	11	21	11	6
6000	431	216	108	216	108	54	108	54	27	54	27	14	7	14	7	14	7	4
8000	323	162	81	162	81	41	81	41	21	41	21	11	21	11	6	11	6	3
10000	269	134	67	134	67	34	67	34	17	34	17	9	17	9	5	9	5	3
12000	216	108	54	108	54	27	54	27	14	27	14	7	14	7	4	7	4	2
14000	185	93	47	93	47	24	47	24	12	24	12	6	12	6	3	6	3	2
16000	162	81	41	81	41	21	41	21	11	21	11	5	11	5	3	5	3	2
18000	143	72	36	72	36	18	36	18	9	8	4	2	4	2	1	2	1	0,5

Usese la columna "A":

Cuando se emplee una válvula sola a la salida y sin neutralización (figura 538A).

Cuando se emplee una válvula sola a la salida neutralizando en grilla (figura 538B).

Cuando se emplee una válvula sola a la salida neutralizando en placa (figura 538C).

Usese la columna "B":

Cuando se emplee sola una válvula a la salida y tomando una derivación a un tercio del lado del positivo de la inductancia para la neutralización en placa (fig. 538E). Igual que en el caso anterior, pero neutralizando en placa por medio de un condensador variable de doble estator (figura 538D).

Cuando se emplee una etapa push-pull y neutralizando en placa por medio de un condensador variable de doble estator (fig. 538F).

Usese la columna "C":

Cuando se emplee sistema push-pull a la salida y condensador variable del tipo común.

Cuando se emplee una sola válvula a la salida y la neutralización se efectúa en el circuito de placa por medio de una derivación central de la inductancia del tanque (fig. 538 D).

Los valores que dan cada columna en función de la frecuencia de trabajo corresponden a la capacidad del condensador variable del circuito tanque de salida, valores óptimos para el caso de un amplificador de clase "C" y en la cual se considera que la corriente de placa circula solamente durante 120 grados del ciclo de la tensión de corriente alternada aplicada en el circuito de grilla de las válvulas de salida.

Si el condensador variable, empleado durante los cálculos, fuese del tipo de doble estator, la capacidad indicada en la tabla correspondería al valor de la capacidad de cada sección de la misma.

Si en lugar de emplear la Tabla XVI se prefiere el empleo de las curvas de la figura 539 se llegaría a los mismos resultados y con la ventaja de obtener valores intermedios a los calculados para la Tabla XVI. Pero en los casos de emplear la curva de la figura 539 deberá tenerse en cuenta que en el caso de la figura 538D, el valor de la capacidad indicada en ellas deberá tomarse solamente la mitad de dicho valor. Si el circuito empleado fuese el de la figura 538E, el valor de la capacidad indicada por las curvas deberá tomarse solamente un cuarto de dicho valor.

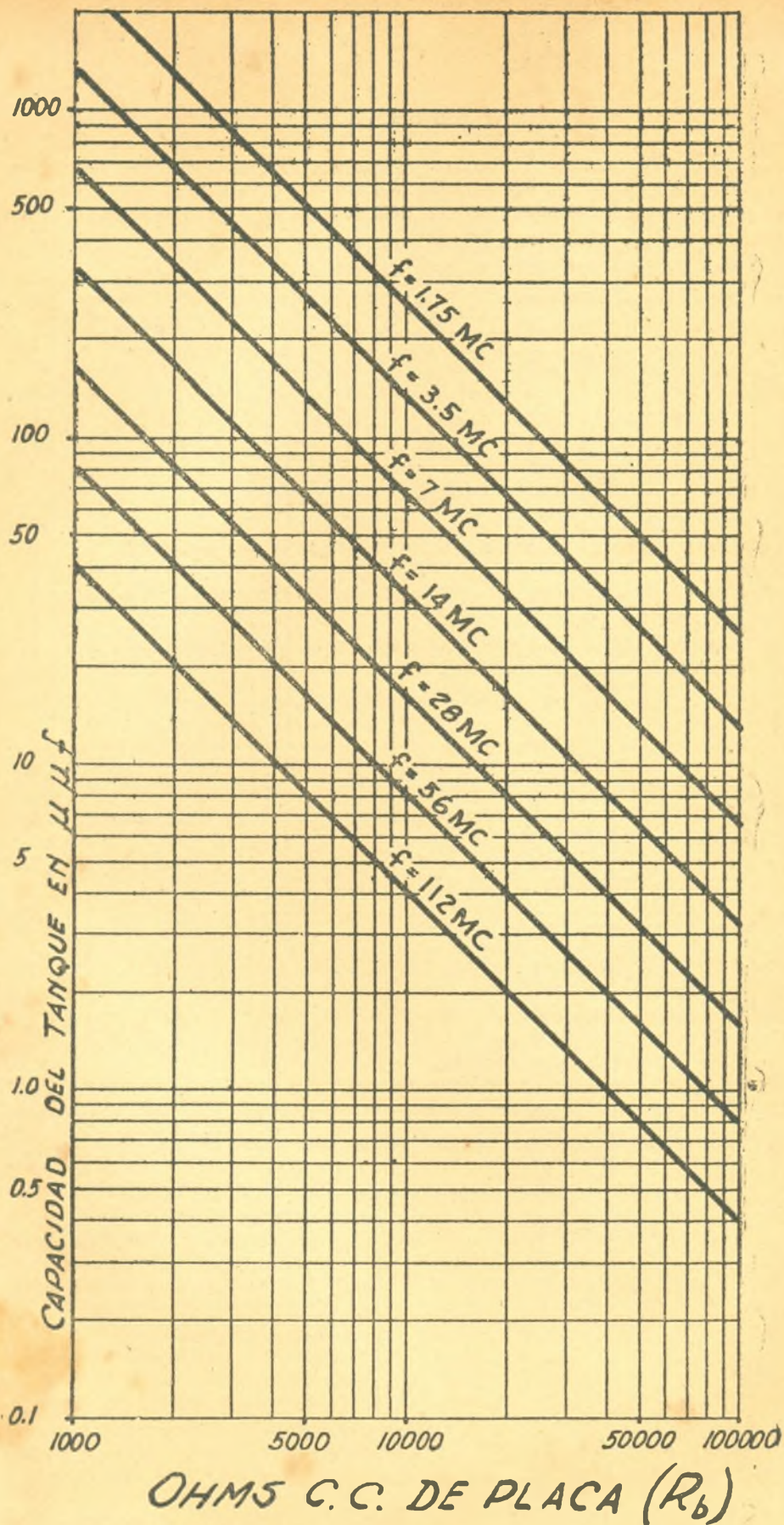
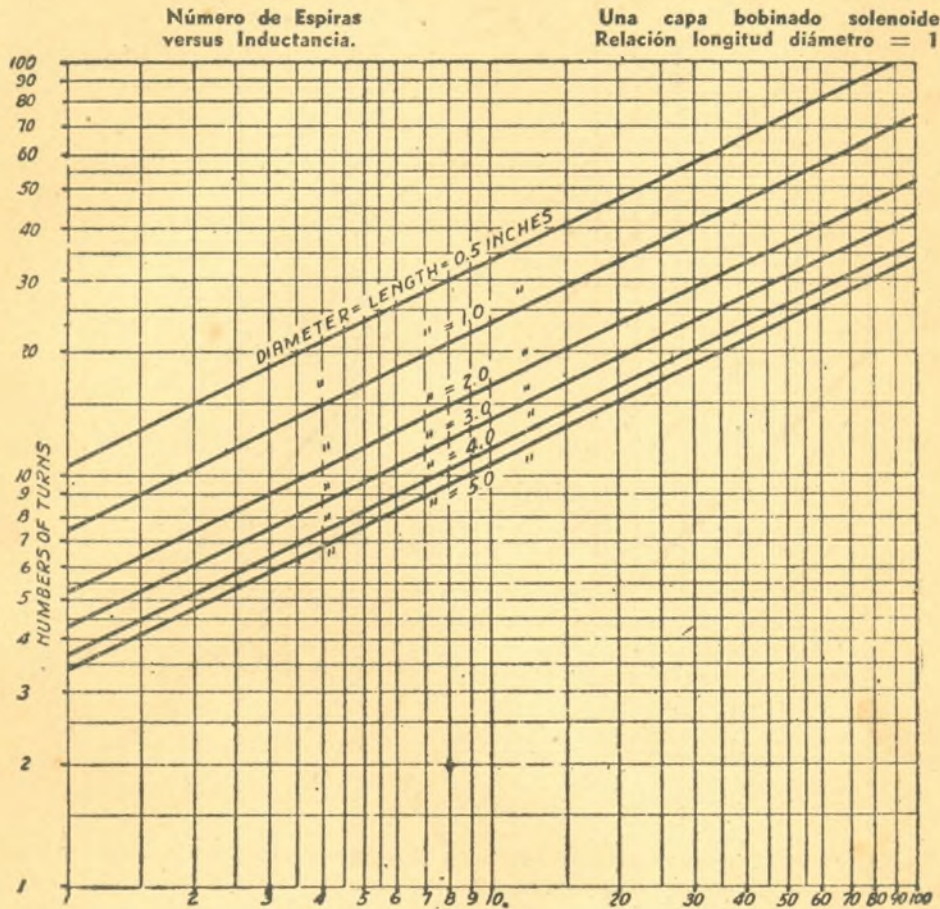


Fig. 539

Si el circuito empleado fuese como el indicado en la figura 538F, es decir: cuando se emplea un circuito de salida en push-pull, los valores en la curva serían un cuarto del valor indicado en la misma y si el condensador variable no fuera de doble estator, el valor de la capacidad será igual a una cuarta parte del indicado en la curva.



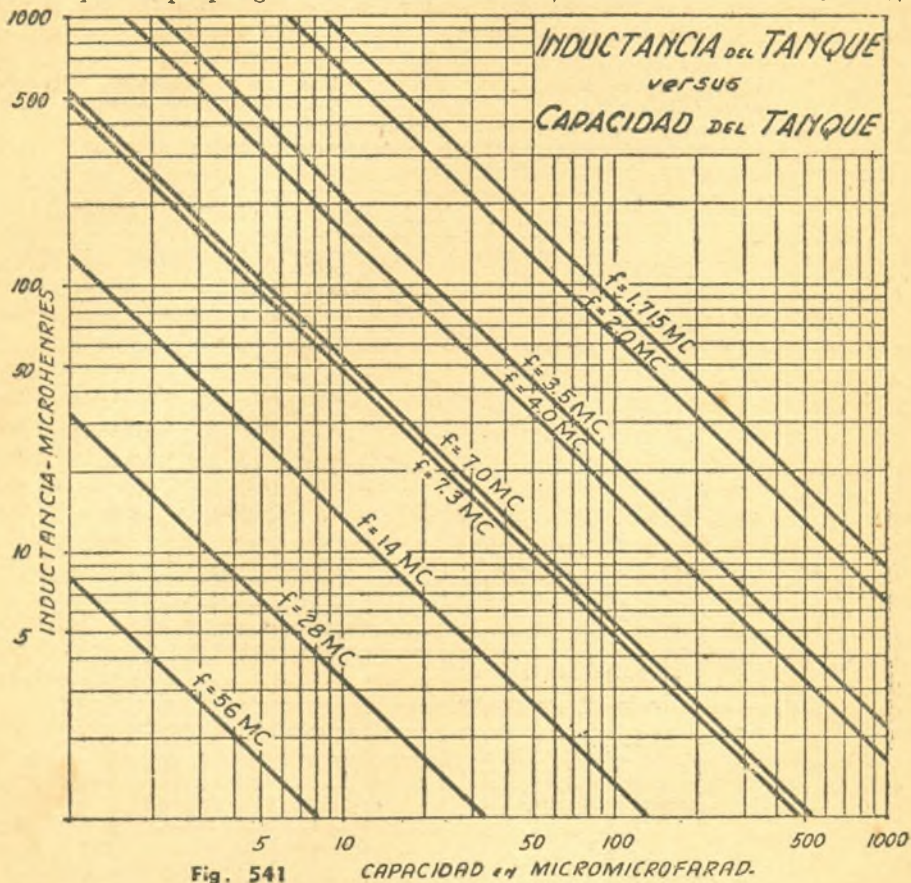
Todas las formas y tubos para inductancia para transmisores están construidos en fracciones de pulgadas (inches); por esta razón damos las curvas en función de "pulgadas".

Como se ve, resulta sumamente simple el empleo de los conocimientos y que con ayuda de la tabla o de la curva resultará más simple todavía conocer el valor óptimo para la capacidad del circuito tanque, ya que de acuerdo a la fórmula ya conocida por nuestros lectores, en la cual, conocidos los valores de frecuencia y capacidad resulta simple calcular el valor de la inductancia, en un circuito resonante como los que estamos estudiando.

Si los lectores recordaran cuando estudiamos los cálculos de inductancias que habíamos dicho que el rendimiento óptimo de una inductancia bobinada en solenoide es máxima cuando la relación longitud-diámetro de la bobina es igual a la unidad o sea cuando el diámetro de la inductancia mencionada y su longitud son iguales. De acuerdo a lo dicho, se han preparado algunas curvas que permiten el cálculo de las distintas inductancias teniendo en cuenta que la relación longitud-diámetro de las mismas es igual a 1. Por lo tanto, si fijamos el tipo de alambre a emplear y la inductancia correspondiente, podremos averiguar de acuerdo a las curvas de la figura 540, el

número de espiras que tendremos que bobinar para lograr la inductancia requerida.

Para facilitar aún más los cálculos que más tarde realizaremos y también los que se propongan los mismos lectores, damos a conocer las curvas



de la figura 541, en las cuales nos permite calcular el valor de la inductancia necesaria en el circuito tanque para una frecuencia y una capacidad determinadas.

De esta manera tenemos preparados todos los datos necesarios para realizar un diseño de circuito tanque de salida de cualquier transmisor y con la seguridad de obtener el máximo rendimiento de la etapa que estamos estudiando.

ALGO MAS SOBRE DOBLADORES DE FRECUENCIAS Y ETAPAS SEPARADORAS

En lecciones pasadas dimos algunas ligeras nociones sobre las etapas que actúan como separadoras o bien como dobladoras y separadoras a la vez.

Ya se dijo que cuando se empleaba una etapa amortiguadora, ésta deberá neutralizarse de la misma manera que una etapa de salida a fin de evitar que dicha etapa regenere. Pero en los casos que ésta misma etapa actúe como dobladora de frecuencia, la neutralización no podría llevarse a cabo, ya que no sería posible por medio de los métodos conocidos, obtener una fase y tensión como para que la neutralización fuese efectiva. Sabido es que la razón de lo que acabamos de decir estriba en que la fase varía con la frecuencia de manera que esto sólo bastaría para que la etapa no pueda neutralizarse, y otro de los motivos es de que si en el supuesto caso de que

la fase fuese la conveniente, la tensión que se desarrolla en la capacidad de neutralización será siempre distinta a la desarrollada entre la capacidad placa-grilla de la válvula. Pero a pesar de todo lo dicho en transmisores de poca potencia, como los empleados por aficionados y como éstos trabajan en frecuencias distintas, resulta que en algunos casos, la misma etapa podrá trabajar como doblador de frecuencias y otros como amplificador buffer, de donde resulta que en esa etapa deberá neutralizarse a fin de evitar el fenómeno de realimentación conocido, pero en esos casos, se hace uso de circuitos especiales que veremos más adelante.

En general cuando la etapa trabaja como amplificadora amortiguadora puede desempeñarse como amortiguador en los casos en que no es posible aplicar el oscilador a un amplificador de potencia de salida en clase "C", dado que el circuito de grilla de esta etapa varía su impedancia a valores muy bajos durante los semiciclos positivos, dado que la impedancia se refleja en el circuito oscilador dando origen a una inestabilidad que en todos los casos deberá evitarse. En estos casos, repetimos, debe emplearse una etapa separadora aún en los casos en que la etapa que se emplea a la salida pudiese ser excitada por el circuito oscilador solamente.

Cuando se emplea una etapa dobladora de frecuencia debe tenerse en cuenta el obtener la máxima salida posible en la frecuencia resultante; por lo tanto, se recurre al empleo de una polarización muy elevada en el circuito de grilla a fin de que trabajando la válvula en un punto del codo de su característica de grilla, refuerce la tensión de segunda armónica y por lo tanto la tensión útil de dicha armónica en el circuito de placa será muy grande dependiendo esto, naturalmente, del valor del factor de amplificación de la válvula empleada.

Por estas razones, en los dobladores de frecuencia se emplean válvulas de factor de amplificación elevados o sea de resistencias internas grandes a fin de lograr una elevada tensión a la salida y a la vez excitar fácilmente el circuito de grilla de la etapa de salida.

Para lograr la máxima salida en los dobladores de frecuencia se emplean tensiones de polarización que alcanzan en algunos casos a la tensión de corte de la corriente de placa. Por estas razones no se emplean válvulas triodos de bajo factor de amplificación porque cuando se trata de obtener una tensión de polarización tal que produzca el corte de la corriente de placa, esta tensión puede llegar en algunos casos a la tensión de placa de la válvula.

Por lo demás, la etapa dobladora de frecuencia no presenta otras características especiales, sobre todo cuando la duplicación de frecuencia se efectúa por medio de una sola válvula.

Existen además otros métodos de dobladores de frecuencias, como por ejemplo, empleando dos válvulas. En este tipo de doblador se conectan en forma push-pull sus grillas, pero conectándose en este método las placas, en paralelo. Vale decir que, cuando una grilla de una de las válvulas que trabajan en push-pull se encuentra a un potencial positivo la grilla de la otra válvula se encuentra a un potencial negativo, de manera que en el circuito de placa se hace presente en todo momento una tensión amplificada. Pero como las variaciones de tensión en el circuito de placa se efectúan para cuando una de las válvulas se encuentra a un potencial positivo, como para la otra válvula, de manera tal que lógicamente se verá que en el circuito de placa se producen variaciones de tensión de la misma magnitud para un ciclo completo de la tensión de excitación del circuito de

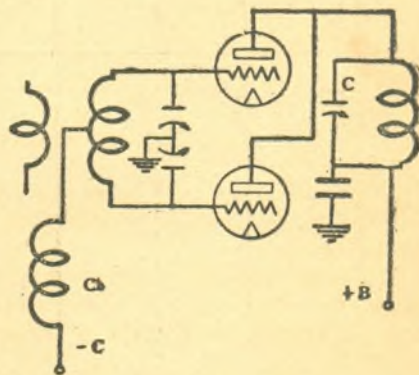


Fig. 542

grilla dando origen, por lo tanto, a la duplicación de frecuencia a que hemos hecho referencia. Es por esta razón que se llama a este sistema dobladores de frecuencia de ONDA COMPLETA como en el caso de rectificación de corriente industrial de corriente alternada. En la figura 542 se indica esta disposición para ilustración del lector.

Creemos haber dado bastantes conocimientos sobre los dobladores de frecuencia, aunque existen otros métodos que veremos en su oportunidad, ya que no son rigurosamente necesarios para nuestro Curso.

En la próxima lección proyectaremos un transmisor de aficionados en todas sus partes a fin de que el lector comience por algo en sus ensayos y una vez adquirida la licencia de las autoridades correspondientes.

118a. LECCION

Algunos conocimientos sobre atenuadores aplicados a la práctica del public address

Habíamos dejado por indicar, en la lección anterior, otros métodos de cálculos de atenuadores y que podrían aplicarse de una manera general y simple a todos los tipos que en la práctica se emplean. Por esta razón se preparó una tabla de valores que en función de la impedancia de la línea de transmisión permite calcular todas las constantes del atenuador. En la figura 543 se dan todos los valores a los tipos de atenuadores que pueden calcularse mediante la Tabla XVII.

TABLA XVII

d b	A ₁	A ₂	A ₃	A ₄
0,25	0,015	68	0,029	34
0,5	0,029	35	0,057	17,3
1	0,057	17,4	0,115	8,67
1,5	0,086	11,6	0,174	5,75
2	0,114	8,7	0,232	4,3
2,5	0,143	7	0,292	3,4
3	0,171	5,8	0,352	2,83
3,5	0,198	5	0,413	2,42
4	0,226	4,4	0,477	2,1
4,5	0,253	4	0,541	1,84
5	0,280	3,55	0,608	1,64
6	0,332	3	0,747	1,34
7	0,382	2,61	0,896	1,11
8	0,430	2,32	1,06	0,945
9	0,476	2,12	1,23	0,811
10	0,519	1,9	1,42	0,702
15	0,698	1,43	2,72	0,367
20	0,818	1,22	4,95	0,202
25	0,895	1,12	8,87	0,112
30	0,940	1,06	15,8	0,063
35	0,965	1,03	28	0,035
40	0,980	1,02	50	0,02

El cálculo que mencionamos se realiza de la siguiente manera: Supongamos que se emplee un atenuador tipo "T" en el cual se sabe que la atenua-

ción deberá ser de 10 decibel. Si la impedancia de la línea de transmisión es de 500 Ohms, resultará que las ramas R_1 tendrán como valor de resistencia de 260 Ohms que se obtiene de multiplicar el valor de A_1 correspondientes a 10 db. por 500 Ohms, o sea que $R_1 = A_1 \times 500 = 0,519 \times 500 = 260$ Ohms. El valor de R_4 se obtiene de una manera similar; es decir, multiplicando el valor de A_4 por la impedancia de la línea, para la atenuación de 10 db., o sea que $R_4 = A_4 \times 500 = 0,702 \times 500 = 350$ Ohms.

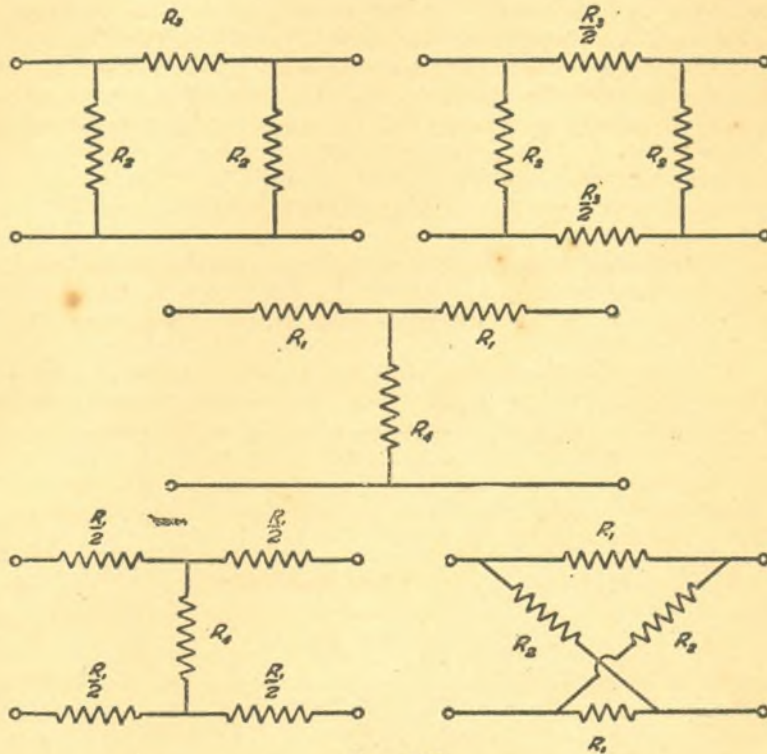


Fig. 543

Como el lector podrá apreciar que los cálculos de atenuadores en este caso se reducen a una simple multiplicación en la cual solamente debe conocerse el grado de atenuación que se desea. Por lo tanto, conviene repetir algo acerca del decibel, ya que en la generalidad de los casos ésta será la unidad que se empleará para indicar la relación de tensión que deberá existir entre los extremos de la línea o sea la relación de tensión entre la tensión aplicada al atenuador, y la tensión cuyo valor se quiere lograr. Supongamos que la tensión de entrada es de 150 Volts y se desea atenuar el

150
 circuito hasta 8 Volts. La relación de tensión es de: $\frac{150}{8} = 18,7$.

Como el decibel es igual a la décima parte de un bell, resultará que, como el bell es el logaritmo (en la base 10) de la relación de tensión, o sea de 18,7, en este caso tendremos que un bell será: $\log. 18,7$. Pero como dijimos que el decibel es la décima parte de un bell, tendremos que multiplicar la expresión indicada por 10, de manera que tendremos: $10 \times \log. 18,7$ ó sea (ver Curso de Matemáticas), que:

$$10 \times 1,2617 = 12,6 \text{ db.}$$

Cuando se trabaje en decibel debe tenerse en cuenta que no pueden considerarse relación de tensión cuando las impedancias de salida y de entrada son distintas como algunos articulistas pretenden hacer. Así, por

ejemplo, si un amplificador al cual se le aplica una tensión de 0,0001 Volt a un circuito de grilla y a la salida tenemos que sobre la línea de transmisión tenemos una tensión de 200 Volts, no podremos en estos casos hallar directamente la relación o ganancia si se quiere del amplificador, ya que las impedancias de entrada y de salida son totalmente distintas. En general y siempre refiriéndose a amplificadores, sólo puede hablarse de amplificación de tensión, o sea que se tomará la relación entre la tensión que existe en el circuito de grilla de la etapa amplificadora de potencia y la tensión que se aplica al amplificador. Esto es particularmente interesante cuando se trabaja con amplificadores donde la etapa de salida del mismo es un amplificador de potencia en clase AB₁, AB₂, etc. Más tarde, en la práctica, todos estos pequeños conocimientos terminarán por arraigarse en la experiencia personal de cada lector y de esta manera se evitará que se incurra en errores que, casi siempre, denotan la falta absoluta de una base seria en sus conocimientos técnicos. El caso propuesto sólo podrá tomarse en cuenta cuando las tensiones indicadas se calculan de manera que se conozca la resistencia del circuito donde actúan a fin de averiguar cuál es la energía eléctrica en juego entre los circuitos, es decir, que se puede en ese caso hablar de relación de potencia o "ganancia" de potencia, pero no amplificación de tensión.

Por lo dicho, la forma correcta de considerar la relación que hemos usado en el caso del ejemplo del atenuador, no es correcta; por lo que veremos enseguida. Veamos cómo se desarrolla la fórmula correspondiente, sea

$$W = \frac{E^2}{R}$$

Si tenemos dos tensiones para comparar, lógicamente corresponderán potencias para comparar y por lo tanto podemos escribir.

$$\frac{W_2}{W_1} = \frac{\frac{E_2^2}{R_2}}{\frac{E_1^2}{R_1}} \text{ o sea despejando } \frac{W_2}{W_1} = \frac{E_2^2 \times R_1}{E_1^2 \times R_2} \text{ como en el caso de los}$$

atenuadores que estamos considerando, tanto la impedancia de entrada como de salida son iguales, resulta que tanto R₁ como R₂ son iguales y por lo tanto desaparecen de la expresión que estamos considerando. Por lo tanto

podemos escribir en nuestro caso: $\frac{W_2}{W_1} = \frac{E_2^2}{E_1^2}$ o, más simplemente,

$$\frac{W_2}{W_1} = \left(\frac{E_2}{E_1} \right)^2$$

por lo tanto, fácil nos será ahora calcular la relación en decibel entre el circuito de entrada y el de salida que en nuestro caso esto no debemos olvidar, será un amortiguamiento o, mejor dicho, pérdida de tensión.

Por lo tanto, podemos escribir que $\frac{W_2}{W_1} = 10 \times \log. \left(\frac{E_2}{E_1} \right)^2$ o lo que es lo mismo, escribir, en caso de realizar las operaciones con logaritmos:

$$2 \times 10 \times \log. \frac{E_2}{E_1} \quad (\text{Ver Curso de Matemáticas}).$$

En los cálculos que habíamos indicado obtuvimos un valor de relación de tensión de 18,7; por lo tanto, podemos escribir:

$$2 \times 10 \times \log. 18,7 = 20 \times 1,2617 = 25,2 \text{ db.}$$

Es decir, que es exactamente el doble de lo que nos dió durante nuestra primera exposición.

Creemos necesario no insistir, por el momento, en estos conocimientos, ya que los iremos viendo periódicamente y aplicados directamente a la práctica. Más tarde daremos un Abaco que nos permitirá relacionar tensiones, corriente y wattajes a impedancias distintas.

FORMA DE CONSIDERAR UNA INSTALACION DE PUBLIC ADDRESS

En estos proyectos tomaremos en cuenta ejemplos basados en elementos que se pueden obtener en el comercio de radio a fin de que el lector se familiarice con dichos elementos indicados como standard.

Supongamos, como en el caso de figura 544, una instalación de una cantidad de altoparlantes distribuidos de tal manera, a fin de proporcionar la suficiente cantidad de sonido necesaria a cada ambiente. Todos los altoparlantes deberán conectarse de tal manera que la línea de distribución tenga en todo momento una impedancia de 500 Ohms, es decir, que ésta alimentará todos los altoparlantes y éstos a su vez deberán conservar sus características de impedancias en las bobinas móviles respectivas.

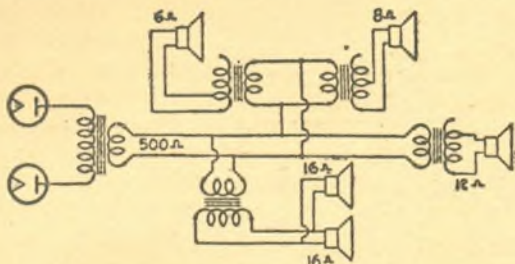


Fig. 544

Supongamos entonces, referidos a la figura 544, que la cantidad de altoparlantes sean cinco, siendo distintas las impedancias de las bobinas móviles. Uno de los altoparlantes tiene una bobina móvil de 6 Ohms, otra de 8 Ohms y la tercera de 12 Ohms y los dos restantes de 16 Ohms.

Por lo pronto, el lector puede observar de que se deberá emplear por lo menos cuatro transformadores de acoplamiento de manera tal que tanto el altoparlante de 6 como el de 8 y el de 12 Ohms se alimenten independientemente por medio de transformadores, siendo que los dos de 16 Ohms se alimentan en paralelo a través de un secundario de transformador de 8 Ohms.

Como se ve, resulta simple darse cuenta que es necesario el empleo de cuatro transformadores de acoplamiento entre la línea de distribución de 500 Ohms y los cinco altoparlantes indicados para realizar la instalación.

Los primarios de los transformadores deberán conectarse a la red de 500 Ohms de manera que debemos fijar la impedancia de cada primario de transformador de acoplamiento a fin de evitar el desequilibrio de las impedancias del circuito. Si la impedancia de la línea es de 500 Ohms y cuatro los primarios de transformador a acoplarse, a ella y considerando que el conectar impedancias en paralelo es lo mismo que conectar resistencias en paralelo, tendremos que cada primario de transformador deberá tener una impedancia de 2000 Ohms, pues al conectar los cuatro primarios en paralelo obtendremos una impedancia equivalente de 500 Ohms. Por lo tanto podemos conectar los cuatro transformadores a la red de distribución siempre que se mantengan conectadas las cargas previstas, ya que basta que una de las bobinas móviles, de uno de los altoparlantes no sea conectada para que la carga reflejada de éste en el primario del transformador correspondiente no sea igual a 2000 Ohms, lo que ocasionaría el desequilibrio de toda la red de altoparlantes.

Más tarde veremos qué es lo que sucede además, cuando el inconvenien-

te apuntado se hace presente. Por lo tanto, cuando uno de los altoparlantes no se emplee deberá conectarse en lugar de su primario de transformador una carga que podría ser una resistencia, de 2000 Ohms o si se quiere se desconecta su bobina móvil y se conecta al secundario de transformador una resistencia equivalente al valor de la bobina móvil desconectada. Esta es la sola manera de operar en el public address y cuidar en todos los casos que las impedancias de cada elemento que compone el conjunto tengan sus impedancias correspondientes.

En general, en las instalaciones de public address no conviene, bajo ningún concepto, el empleo de la bobina móvil para interconexión de los altoparlantes, pues se comienza con un error muy grande, ya que la impedancia de la línea, por corta que ésta sea, siempre presenta una impedancia superior a las impedancias de las bobinas móviles de los altoparlantes que se emplean. Salvo el caso de los altoparlantes que se emplean en el cine sonoro, que en algunos casos tienen impedancias del mismo valor de la línea de transmisión. En estos casos, como pueden apreciar los lectores, ya se trata de instalaciones especiales y que creemos difícilmente el alumno tendrá que realizar: por propio riesgo, dado que es necesario una gran cantidad de conocimientos (que daremos en su oportunidad) para la realización de instalaciones de esa índole.

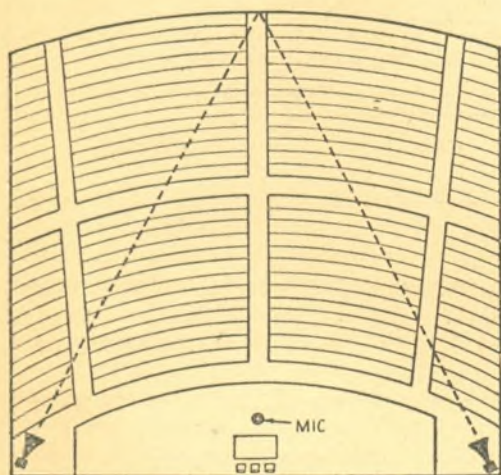


Fig. 545

Pongamos el caso de que la instalación que estamos mencionando deberá realizarse en distintos recintos, siendo que los dos altoparlantes de 16 Ohms en bobina móvil deberán trabajar en un salón de actos, es decir, donde existe un pequeño escenario donde además de instalarse los altoparlantes indicados se coloca un micrófono para discursos, orquestas, etc. Sin descuidar que el mismo salón puede emplearse para bailes. En estos casos los altoparlantes indicados no podrán colocarse en cualquier bafle, sino que éstos deberán colocarse en bafles DIRECCIONALES como los del tipo de bocinas exponenciales indicadas en lecciones anteriores. Estos tipos de

bobinas deberán tener un largo conveniente a fin de no cercenar las frecuencias bajas de la música, longitud que se calcula de la misma manera como los bafles en lo que a longitud se refiere. La virtud de las bocinas exponenciales es la de permitir el envío de sonido a un punto o una zona determinada con la menor pérdida de energía sonora y la menor distorsión. En las instalaciones de public address se emplean particularmente, ya que reducen en gran escala la realimentación electro acústica entre los altoparlantes y el micrófono, y a la vez, como en el caso que estamos estudiando, nos permite instalar los altoparlantes directamente en el escenario dirigiendo éstos al fondo y al centro del salón y sin que se produzca la tan molesta realimentación electroacústica, entre el altoparlante y el micrófono, cuando el volumen de aquéllos es bastante grande como para permitir la distribución cómoda del sonido en la sala. En estos casos la única solución posible es la indicada y a la vez la más económica. En la figura 545 se indica esquemáticamente la distribución indicada a fin de ilustrar convenientemente al lector respecto a la instalación mencionada.

A continuación, y a propósito de salas, indicaremos una tabla que se ha

tomado de la experiencia y que nos permite precisar la potencia que debe suministrar un amplificador para alimentar de sonido una sala de espectáculos.

T A B L A X V I I I

Para	2 Watts	de energía	audiofrecuente	700 metros	cúbicos
"	4	"	"	"	1.800 "
"	8	"	"	"	4.200 "
"	12	"	"	"	9.800 "
"	20	"	"	"	20.000 "
"	30	"	"	"	28.000 "
"	40	"	"	"	42.000 "

Los valores indicados en la tabla son válidos para el caso de un salón en silencio, como en el caso de discursos, cine sonoro, etc. Pero cuando se trata de bailes en salón, la potencia indicada deberá triplicarse para el mismo volumen de espacio del salón.

Cuando las audiciones son al aire libre, la potencia del amplificador deberá tomarse según la superficie a cubrir; es decir, que para 90 mts. cuadrados, el amplificador deberá suministrar una potencia de 1 Watt. Así, por ejemplo, si tenemos un parquecito de 90 metros por 45 metros, o sea una superficie de 4000 metros cuadrados aproximadamente, el amplificador

deberá suministrar una potencia de unos $\frac{4000}{90} = 45$ Watts.

En todas las instalaciones en general conviene, siempre que sea posible, colocar tantos altoparlantes como para lograr la mejor distribución de sonidos; por lo tanto, la experiencia aconseja en todos los casos el empleo de un altoparlante por cada 5 Watts de energía de audio frecuencia a disipar en sonido.

Por lo tanto, en nuestro ejemplo se necesitarán 9 altoparlantes para una buena distribución de sonido.

119a. LECCION

Estudio General sobre Amplificadores de Potencia (Amplificadores)

Podemos decir que se ha explicado prácticamente todo lo necesario como para resolver todos los problemas concernientes a los amplificadores de clase "A"; por lo tanto, veamos ahora otros tipos, de acuerdo a la clasificación que hemos dado en lecciones anteriores.

AMPLIFICADOR CLASE "AB"

Algunos autores lo denominan clase A prima y tiene la particularidad de trabajar casi como un amplificador de clase A con la diferencia que con las mismas válvulas de este tipo de amplificador puede aumentarse la potencia del mismo aumentando la tensión de placa de las válvulas amplificadoras de potencia, para lo cual se hace necesario el aumento de la tensión negativa sin que en ningún momento se llegue al corte de la corriente de placa. La tensión de excitación de corriente alternada debe ser tal que en ningún momento haga positivo el circuito de grilla de las válvulas, con lo cual se evita que circule corriente a través de ellas.

En general, este método es muy interesante, ya que permite obtener una mayor potencia de salida del amplificador y empleando las mismas válvulas que en un amplificador de clase A.

Como el circuito de grilla puede quedar afectado por variaciones de tensiones en la polarización de las válvulas, resulta conveniente, siempre que se pueda, el empleo de una fuente de polarización por separado para el circuito de grilla de las válvulas amplificadoras en clase AB, salvo que por razones de economía esto resulte un poco elevado por lo tanto la solución está en emplear polarización propia o autopolarización, y en este caso deberá conectarse en paralelo con la resistencia de polarización, un condensador electrolítico de un valor muy elevado. Este método en todos los casos resulta muy satisfactorio.

Debemos aclarar, antes de proseguir, de que estos tipos de amplificadores en clase AB como los de clase B empleados en amplificadores de audio-frecuencia son siempre del sistema simétrico, ya que no sería posible emplear en el circuito de salida, una sola válvula trabajando con polarización muy elevada, dado que el punto de funcionamiento estaría mucho más abajo del punto de funcionamiento como amplificadora, dando origen a una fuerte distorsión por segunda armónica, de donde resultaría una reproducción sonora falta de toda naturalidad. Como la distorsión por armónicas pares y en especial por segunda armónica, queda eliminada en amplificadores en disposición simétrica, resulta, por lo tanto, una enorme ventaja el empleo de este tipo de amplificador, ya que permite, como lo habíamos dicho antes, aumentar la potencia de salida del amplificador.

La forma de calcular la potencia de salida, la carga óptima del circuito de placa y la deformación por armónicas se efectúa de una manera similar que para el caso de los amplificadores de clase A. Por lo tanto, daremos un ejemplo basado en uno anterior que permitirá efectuar una comparación del aumento de potencia que es capaz un amplificador cuando se eleva el voltaje de placa del amplificador mencionado, deia de trabajar en clase A pura, como suele denominarse al sistema que clasificamos como clase A.

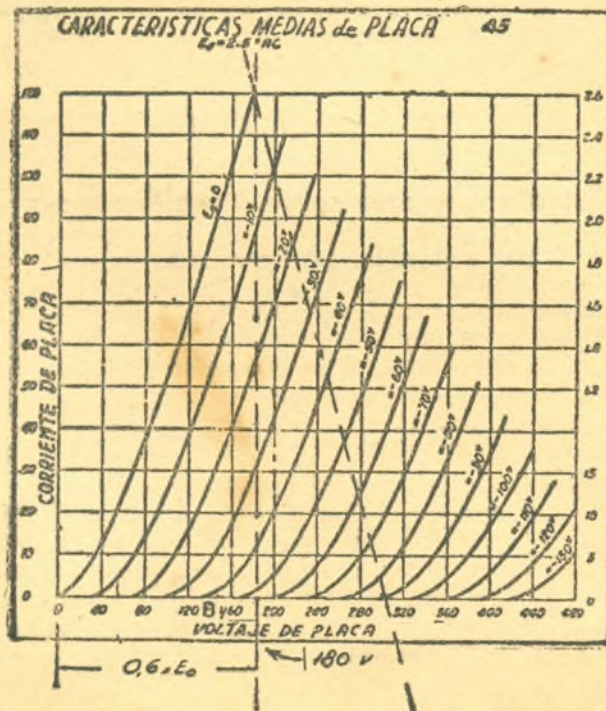


Fig. 546

Supongamos que volvemos a la lección 100a. del Tomo 25 de la revista "CURSOS". En dicha lección estudiamos la forma de obtener las constantes del amplificador. Empleando los mismos métodos o sean las fórmulas 115 y 116.

Supongamos que el mismo amplificador propuesto en la lección que dió origen en la figura 468 lo hacemos trabajar como un amplificador en clase AB con 300 Volts en las placas de las válvulas en conexión push-pull y con una polarización de 70 V. En estas condiciones si queremos calcular la carga óptima entre placa y placa tendremos que aplicar la fórmula 115 de la siguiente manera:

$$R_{p-p} = \frac{E_o - 0,6 \times E_o}{I_m} \times 4 = \frac{300 - 0,6 \times 300}{0,12} \times 4 = \frac{300 - 180}{0,12} \times 4$$

$$= \frac{120}{0,12} \times 4 = 4000 \text{ Ohms.}$$

El valor de I_m se obtiene fácilmente siguiendo los consejos dados en la misma lección 100a. conociendo el valor de $0,6 \times E_o = 0,6 \times 300 = 180 \text{ V.}$ y trazando en las curvas 546 una perpendicular por el valor indicado de 180 V. tendremos que la perpendicular mencionada cortará a la curva correspondiente a un potencial de grilla de 0 Volts en un punto correspondiente a 120 M. A. y que es precisamente el valor de I_m .

Para calcular el valor de la potencia de salida se emplea la fórmula 116 y que resulta muy simple de aplicar para el nuevo caso. Por lo tanto, veamos qué potencia podemos obtener con las nuevas tensiones y haciendo trabajar al amplificador en clase AB.

$$P_s = \frac{E_o \times I_m}{5} = \frac{300 \times 0,12}{5} = \frac{360}{5} = 7,2 \text{ Watts.}$$

Como puede apreciar el lector, la potencia del amplificador se elevó de 4,6 a 7,2 Watts haciendo trabajar el amplificador de la Lección 100a. de clase A en clase AB, o sea que la potencia del amplificador, al elevarse la tensión de placa en 50 Volts, la potencia aumentó en más de un 50 o/o.

En general, esto es común a todos los amplificadores de clase AB ya que permite aumentar la potencia del mismo sin un aumento apreciable en la distorsión por armónicas.

El estudio lo hemos realizado por comodidad empleando válvulas del tipo triodo, pero si se emplearan válvulas del tipo moderno, por ejemplo: por haces electrónicos dirigidos del tipo 6V6 ó 6L6, obtendríamos una eficiencia aún mayor.

La próxima lección corresponderá al estudio de los amplificadores en clase "B" o clasificados por algunos autores como AB_2 que significa que por el circuito de grillas de las válvulas amplificadoras circula corriente. Dado lo extenso y en cierto modo complejo de este sistema de amplificación, lo trataremos con toda extensión, ya que tiene aplicación directa en el estudio de los amplificadores en clase "C" que se emplean solamente en amplificadoras de frecuencias elevadas de los transmisores.

120a. LECCION

Estudio de los baffles - Cálculos

En lecciones pasadas vimos varios tipos de baffles y además indicamos algunos cálculos simples de los mismos. Al mismo tiempo se indicó con todo cuidado la importancia del empleo de los baffles y a la vez el rol importante que éstos desempeñaban en la reproducción sonora.

Es innegable que en todos los casos el empleo del bafle permite mejorar y hasta corregir deficiencias de la reproducción del amplificador de potencia mismo, pero ésto no es posible en todos los casos, dado que éstos, por principio, deben estar en condiciones de emitir cualquier sonido de la escala musical; si el amplificador no está diseñado convenientemente, la calidad musical resultará de mala calidad.

Dada la importancia, repetimos, de los baffles, debemos en todos los casos buscar la manera de emplear, en la práctica, el más conveniente, ya que no siempre es posible emplear el que realmente debiera usarse por razones puramente prácticas.

BOCINAS

Teóricamente hablando, se define una bocina como un elemento de acoplamiento acústico que tiene por fin transformar energía acústica de gran energía.

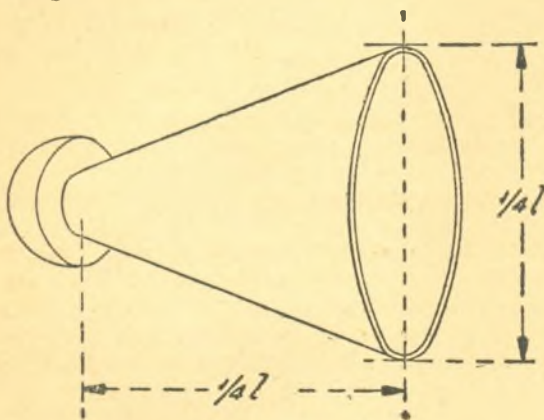


Fig. 547

Si la bocina a emplearse es del tipo simple, o sea que las paredes de la misma sean lineales, el diseño es sumamente simple, pues se ha demostrado que si la boca exterior de la bocina tiene un diámetro igual a un cuarto de la longitud de onda correspondiente a la frecuencia más baja a transpresión y baja velocidad en otra energía de poca presión, pero de gran velocidad. Esto permite poner, por lo tanto, grandes masas de aire en movimiento y a grandes distancias.

En la figura 547 puede verse un tipo de bocina como la que estamos estudiando y que, además de tener una forma redonda, podría tener una forma cuadrada, en cuyo caso el diámetro óptimo se tomará para una circunferencia inscrita en el cuadrado mencionado. Esto queda indicado en la figura 548.

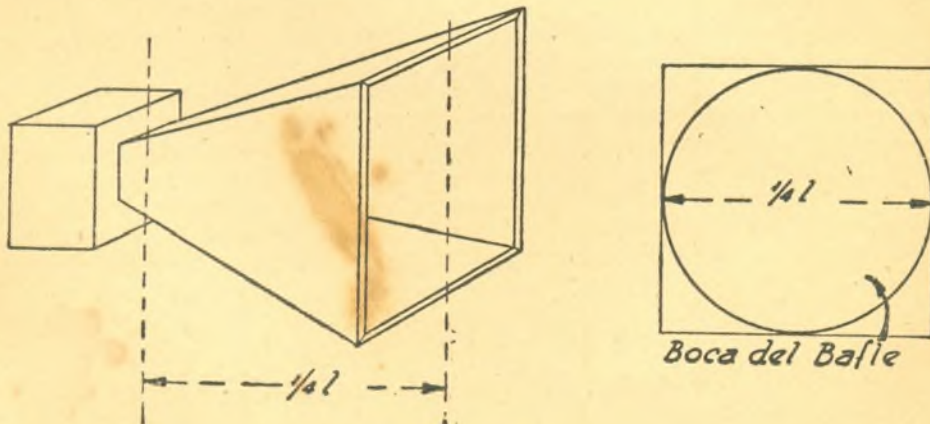


Fig. 548

La garganta de la bocina deberá tener el diámetro conveniente para la medida del cono del altoparlante en uso. El diámetro del agujero de la gar-

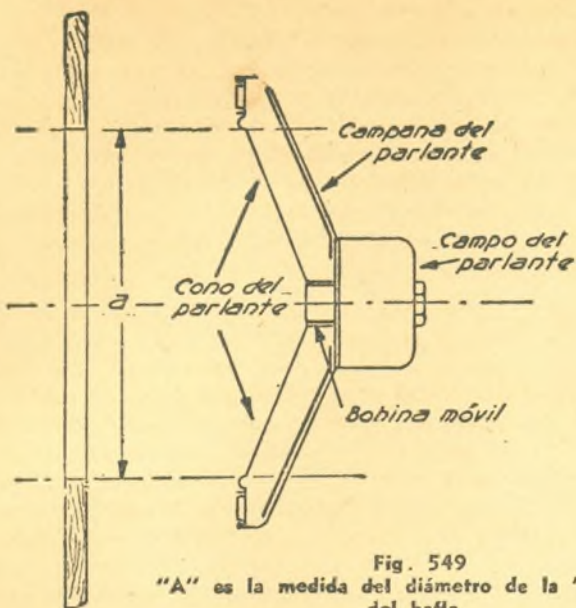


Fig. 549
"A" es la medida del diámetro de la "garganta" del baffle.

ganta deberá corresponder al diámetro de la parte vibrátil del cono del altoparlante.

Esto último tiene su importancia, ya que si el diámetro de la garganta no tuviese la medida en correspondencia con el cono del altoparlante, podría llegarse en algunos casos a una distorsión y en otros a pérdidas de energía.

El lector puede ver gráficamente lo que indicamos en la fig. 549.

BOCINAS EXPONENCIALES

Existen en el mercado radiotelefónico varios tipos de bocinas "exponenciales", pero solamente puede ser una bocina exponencial aquélla cuando se toma una bocina, se la divide, en su longitud, en partes iguales y las secciones de bocinas correspondientes aumentan o disminuyen con respecto a la sección anterior, al doble. Es decir, que si tenemos una bocina de 1,2 me-

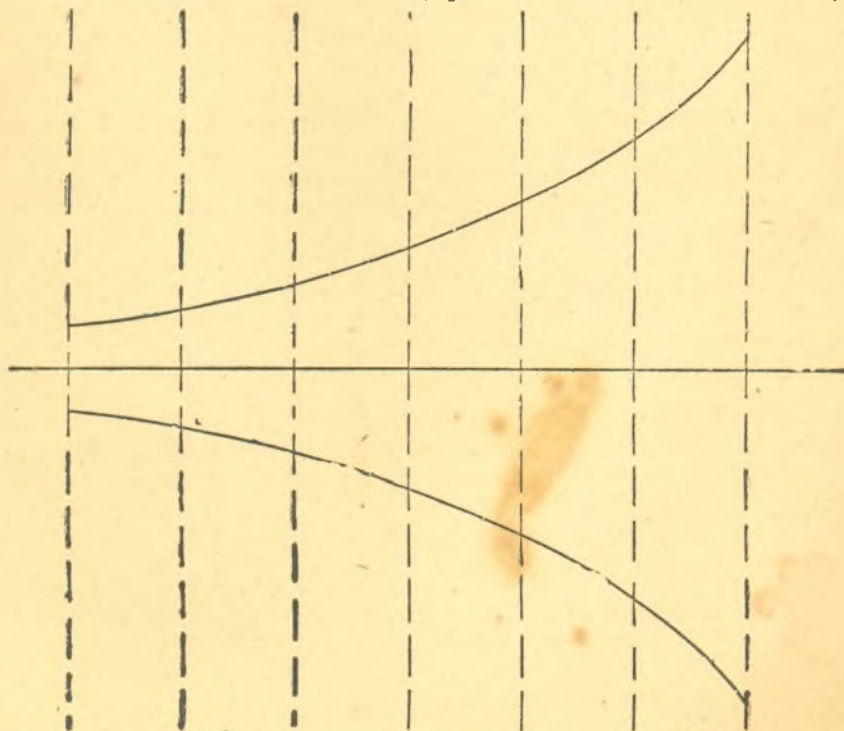


Fig. 550
Los diámetros de cada sección corresponden a superficies dobles de uno respecto al otro.

tros de largo y la dividimos en seis secciones de 20 centímetros (fig. 550), tendremos, por ejemplo: si la garganta tiene una superficie de 4 centímetros cuadrados, la primera sección, a partir de la garganta de la bocina, deberá tener una superficie de 8 centímetros y la siguiente 16 centímetros cuadrados, etc. En estas condiciones se obtienen excepcionales resultados de reproducción de alta fidelidad. Este tipo de bocina exponencial se emplea particularmente en cine sonoro y en transmisiones al aire libre de audiciones culturales de orquestas sinfónicas.

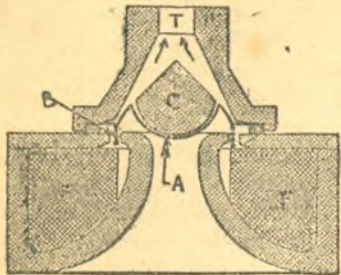


Fig. 551

Para el tipo de bocinas exponenciales se emplean unidades adaptadoras especiales que fueron diseñadas en la Western Electric de Estados Unidos de Norte América, que es en realidad una unidad electrodinámica y que en combinación con la bocina mencionada permite una reproducción de alta calidad. Esta unidad está realizada de tal manera y particularmente para cine sonoro y transmisiones al aire libre de audiciones culturales de orquestas sinfónicas.

Para el tipo de bocinas exponenciales se emplean unidades adaptadoras especiales que fueron diseñadas en Western Electric de Estados Unidos de Norte América, que es en realidad una unidad electrodinámica y que en combinación con la bocina mencionada permite una reproducción de alta calidad. Esta unidad está realizada de tal manera que la garganta de la bocina ajuste exactamente al adaptador. La membrana del adaptador es de diseño especial, lo mismo que toda su construcción.

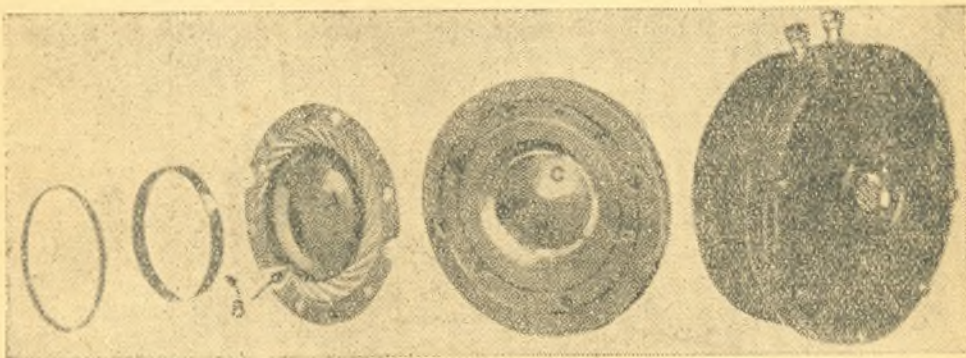


Fig. 552

En la figura 551 se muestra un corte del adaptador electrodinámico empleado por la Western Electric para bocinas exponenciales, y en la figura 552 se muestran distintas partes del mismo adaptador.

CURSO DE RADIO

121a. LECCION

Estudio y diseño de un transmisor de aficionados.- Ideas sobre su instalación y cálculo de una antena para el mismo.

Cuando se planea un diseño de transmisor de aficionados, se requiere tener en cuenta varios factores que pueden ser de importancia, sobre todo cuando se trata de un equipo dedicado a la experimentación. Por lo tanto, deberá tenerse en cuenta que el equipo transmisor deberá trabajar en varias bandas asignadas para los aficionados por las autoridades pertinentes. Además, se tendrá en cuenta el tipo de energía eléctrica que alimentará al equipo como así también el alcance que se desea obtener con el mismo. Generalmente esto último no tiene una importancia vital, ya que cualquier estación de aficionados, por débil que sea el campo electromagnético generado, permite cubrir grandes distancias y hasta pueden obtenerse comunicados con todos los continentes. Si se emplea mucha potencia, es sólo con el objeto de evitar que interferencias de estaciones que transmitan en frecuencias muy próximas puedan anular la señal del transmisor e imposibilitando de esta manera la recepción por la estación que recibe el mensaje. Pero como la energía disponible por un transmisor podría ser sumamente potente y por esta razón, las autoridades encargadas de velar por radiocomunicación de aficionados ha limitado la potencia de los transmisores en 100 Watts de consumo en la etapa de salida del amplificador de potencia de alta frecuencia. Esta potencia permite al aficionado trabajar cómodamente en cualquier frecuencia y sin que el costo del transmisor resulte elevado. Pero repetimos que en ningún momento es necesario trabajar con la potencia límite indicada, pues pueden obtenerse resultados excelentes con potencias de 20 a 30 Watts, capaces de irradiarse.

Las bandas que generalmente resultan muy aptas para las comunicaciones entre aficionados, son las de 20 y 40 metros, pues la primera permite operar durante las horas del día, mientras que la segunda de las bandas es más favorable durante las horas de la noche. Pero en ningún momento puede indicarse cuándo es propicio el empleo de una banda u otra, ya que de éllo depende la estación, la actividad solar y el estado climatológico.

Por lo que acabamos de explicar, podemos comenzar por indicar que las bandas de transmisión serán las de 20 y 40 metros, pudiéndose indicar como potencia límite del transmisor de unos 50 Watts de energía consumida en el circuito de placa de la etapa final.

Como la potencia indicada la suministra el amplificador final de radio frecuencia, tendremos que comenzar por esta etapa a fin de elegir la válvula que excitará a la etapa final mencionada y luego resultará sencillo elegir la válvula que actuará de osciladora controlada por el cristal.

Respecto a la modulación se verá, luego de haberse calculado todas las partes de la sección radio frecuencia y de tal manera que si se quiere quedaría como un transmisor para radiotelegrafía.

En la figura 553 se adelanta el esquema que estudiaremos como un proyecto de transmisor de aficionados. Como puede verse, se emplea una válvula osciladora del tipo 76 (triodo) y controlado por el cristal de cuarzo o turmalina. El circuito de placa de la válvula 76 se sintoniza a la misma frecuencia del cristal, de manera que se asegura en esta forma, la máxima

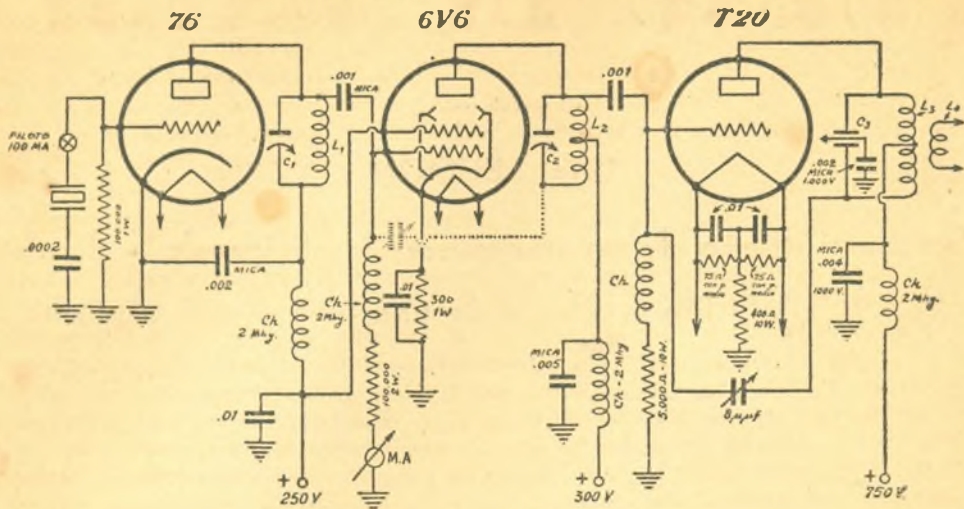


Fig. 553

estabilidad de frecuencia en la etapa que nos ocupa. Puede verse también, que el cristal está protegido por medio de una lamparita piloto que evitará que el cristal sea atravesado por una intensidad elevada de corriente del circuito de grilla de la válvula osciladora. Si se quiere aumentar la seguridad del cristal, porque casi en la mayoría de los casos éste no es de cuarzo, y se llega a producir su disgregación por efecto de la corriente rectificadora (corriente continua) que se produce en el circuito de grilla, se aconseja conectar además un condensador de 0,0001 a 0,00005 μf de mica. Este condensador bloqueará el pasaje de la corriente rectificadora mientras no presentará obstáculos a la corriente de alta frecuencia que circula por el circuito. Las señales del circuito oscilador se llevan a una etapa amortiguadora o buffer que tiene por misión evitar que el amplificador de clase "C" introduzca inestabilidad en el circuito oscilador y por lo tanto permitirá que el porcentaje de modulación del transmisor sea el más elevado que pueda permitir un diseño de esta naturaleza. La válvula que actúa como amplificadora amortiguadora y que entrega la energía necesaria como para excitar el circuito de grilla de la válvula de salida, es del tipo 6V6 tetrodo que trabaja por medio de haces electrónicos dirigidos.

El acoplamiento entre el circuito oscilador y el amortiguador se efectúa por medio de condensador-impedancia (choque); por lo tanto el circuito de grilla estará excitado por medio de una tensión de alta frecuencia y cuya frecuencia es la misma del circuito oscilador. El lector imaginará que la frecuencia del cristal, como lo indicamos al principio, deberá ser una del tipo que permita desarrollar tensiones a la frecuencia de aficionados dentro de los 40 metros.

Una vez amplificada la señal del oscilador por la válvula 6V6, ésta desarrolla una energía capaz de excitar al máximo el circuito de grilla de la válvula de potencia en clase "C" T20, cuyas características son ideales para proyectos del tipo propuesto. El circuito de placa de la válvula 6V6 está formado por un circuito que resuena en la frecuencia de trabajo del cristal y que podrá neutralizarse. Tratándose de una válvula cuya capacidad interna es muy pequeña y teniendo en cuenta que la frecuencia de 7500 Khz. no es muy elevada resultará en la mayoría de los casos, innecesaria la neutralización indicada; decimos tal cosa porque si el transmisor no se realiza con mucho cuidado se producirá, a pesar de todo, la realimentación que hará necesaria la neutralización.

El circuito de grilla de la válvula T20, cuando está excitada al máximo,

circula por su circuito una corriente de unos 25 miliamperes, debiendo ser ésta prácticamente cero cuando se desconecte la válvula 6V6. El circuito de grilla de la válvula de salida se alimenta de la misma manera que la válvula 6V6, por medio de capacidad-inductancia. El circuito de placa de la T20 se sintonizará a la frecuencia del cristal y llevará además un acoplamiento inductivo que se conectará a la bajada o bajadas de antena (feeders) o alimentadores.

Los valores indicados en el diagrama de la figura 553 son los que la experiencia indica como óptimos; por lo tanto, no entraremos en la discusión de los mismos, siendo además dichos valores los aconsejados por los fabricantes de las válvulas.

Si el transmisor que describimos tuviese que trabajar en la frecuencia de aficionados de 20 metros, se tendrá que recurrir al empleo de una dobladora de frecuencia y que estará a cargo de la etapa en la cual trabaja la válvula 6V6 y de la manera siguiente: El cristal queda tal cual está, lo mismo que el circuito de placa de la válvula 76, que se sintonizará a la frecuencia del cristal. La tensión que el circuito de grilla de la válvula recibe, es amplificado y doblado en frecuencia en el circuito de placa de la válvula 6V6 por medio del circuito sintonizado $L_2 C_2$ y a la cual se cambia la inductancia L_2 al valor correcto que nos dará en los cálculos que realizaremos. De esta manera, una vez duplicada la frecuencia, la tensión que se desarrolla en el circuito de placa de la válvula 6V6 excitará la grilla de la válvula T20 y cuyo circuito de placa estará sintonizado a la frecuencia doble del cristal. La inductancia L_3 por medio del cambio de la misma permitirá que el circuito sintonizado correspondiente trabaje en la frecuencia indicada.

Como la etapa de salida integrada por la válvula T20 debe neutralizarse, es sumamente conveniente el empleo de un condensador de doble estátor, ya que éste permitirá asegurar el punto medio de tensión de alta frecuencia y la fase de 180 grados necesarios para que la neutralización de la etapa pueda llevarse a cabo correctamente. Esto es sumamente importante, ya que una vez que el circuito que estudiamos se neutraliza a la frecuencia de 7500 KHz, no necesita retoque alguno, sea cual fuere la frecuencia en que trabaje el tanque de salida de la válvula T20.

Las tensiones y corrientes de placa de trabajo de cada válvula están indicadas en el esquema, de manera que más tarde emplearemos los datos a fin de diseñar la fuente de alimentación correspondiente.

Por lo mismo que dijimos para la etapa de salida T20 respecto a la neutralización, podríamos aconsejar el empleo de un condensador variable de doble estátor en el circuito de placa de la válvula 6V6 en caso de emplearse neutralización.

Invitamos a los lectores a meditar sobre este proyecto a fin de tratar por todos los medios en ir asimilando los conocimientos que se van dando sobre transmisiones.

En la próxima lección daremos a conocer los cálculos de los circuitos sintonizados y el cálculo de las inductancias empleando para ello las tablas y las curvas dadas en lecciones anteriores y luego diseñaremos la fuente de alimentación y estudiaremos también la manera de modular el transmisor. Para lo cual calcularemos el modulador en base a distintos métodos de modulación que se indicaron en lecciones anteriores. Por lo cual insistimos en que el alumno repase los conocimientos dados a fin de tenerlos presentes en los momentos oportunos.

122a. LECCION

Consideraciones acerca de las instalaciones de public address y diseño completo de un amplificador que pueda alimentar una red de altoparlantes instalados en un club cuyos planos se dan en la misma lección.

Siempre que se trate de realizar una instalación de public address deberá tenerse en cuenta la forma de la construcción donde se realizará la instalación, ya que es necesario conocer al detalle la forma cómo se realizará el proyecto y de esta manera prever todas las necesidades respecto a la distribución del sonido.

Tenemos como ejemplo una instalación que estudiaremos y que se colocará en clubes, cuyos planos están dados en la figura 554 y 555, con todas las medidas necesarias. El pliego de condiciones entregado por la comisión del club da "carta blanca" al diseñador, pues lo que desea es realizar una instalación correcta en todo sentido técnico.

Veamos, en primer término, cuáles serán los lugares en que deberán instalarse altoparlantes. Suponiendo el caso de que se recibiera mucho pú-

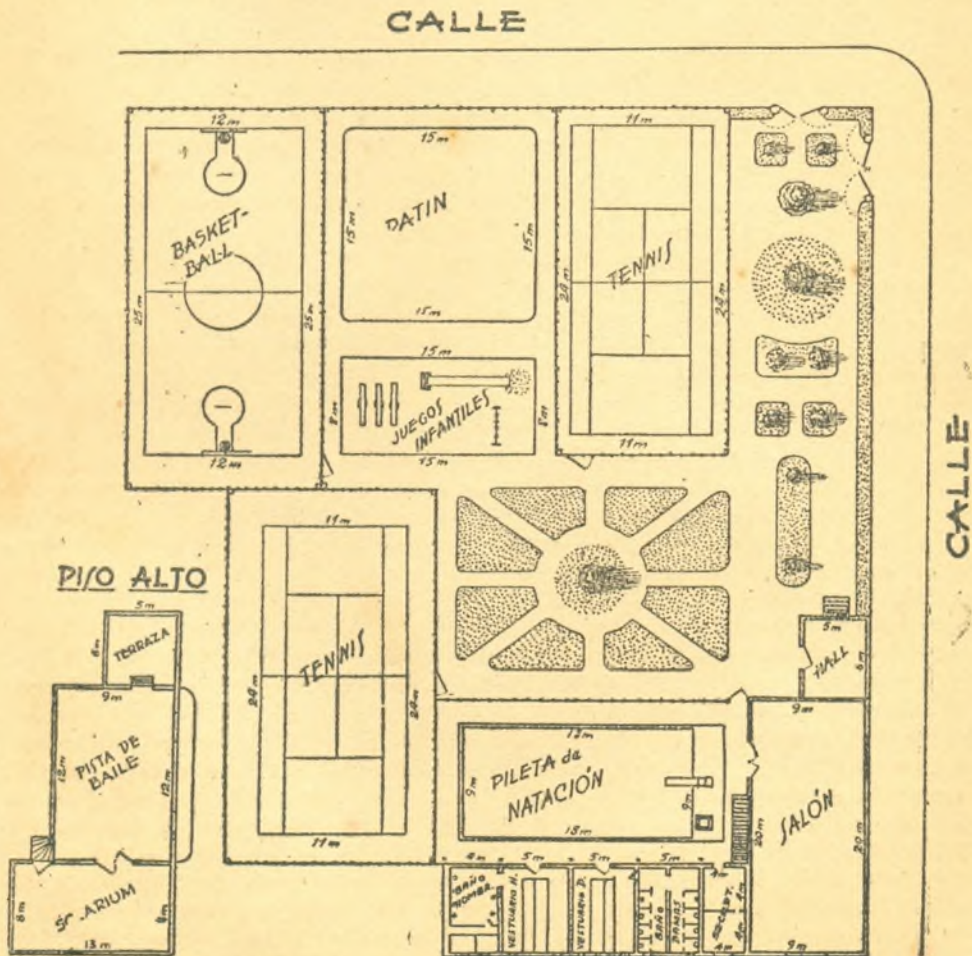


Fig. 555

Fig. 554

blico y que se habilitaran los campos de deportes, tendríamos que colocar parlantes en las dos canchas de tenis, en la cancha de basket-ball, en la pista de patinaje, en el hall, en el salón principal, en la pista de baile del piso alto y la terraza. Podría, además, instalarse un altoparlante en el solarium y en la pileta de natación por si se deseara dar música en los momentos que esos ambientes se utilicen. Por lo tanto, confeccionamos una tabla en la cual podemos tabular todos los datos que nos permitan facilitar el cálculo:

Cancha de tenis N.º 1	24 x 11	264 m ²	3	Watts x 3 =	9	W.	2	par.
Cancha de tenis N.º 2	24 x 11	264 m ²	3	Watts x 3 =	9	"	2	"
Cancha de basket-ball	25 x 12	300 m ²	3.5	Watts x 3 =	10,5	"	2	"
Pista de patinaje ...	15 x 15	225 m ²	2.5	Watts x 3 =	7,5	"	2	"
Hall	6 x 5 x 4,8	144 m ³	0,5	Watts x 3 =	1,5	"	1	"
Salón principal	20 x 9 x 5,5	990 m ³	2,8	Watts x 3 =	8,4	"	2	"
Pista de baile	12 x 9	108 m ²	1,2	Watts x 3 =	3,6	"	1	"
Terraza	6 x 5	30 m ²	0,3	Watts x 3 =	0,9	"	1	"
Pileta de natación ...	18 x 9	162 m ²	1,5	Watts x 3 =	4,8	"	1	"
Solarium	13 x 8	104 m ²	1	Watts x 3 =	3	"	1	"

Las potencias resultantes por recinto se han multiplicado por 3, dado que la distribución del sonido se producirá en un ambiente ruidoso. El primer cálculo da un valor total de 58,2 Watts; a esta potencia deberán sumársele un 10 o/o que posiblemente se pierde en la distribución (líneas), principalmente en los transformadores de acoplamiento entre la línea y bobinas móviles de los altoparlantes.

En todos los recintos donde la potencia necesaria es superior a 5 Watts se tendrá que colocar dos altoparlantes. Por lo tanto se tendrá en cuenta este concepto, salvo en los casos de recintos donde el público no afluye en masa. Esto lo decimos por las canchas de tenis y basket-ball transformadas en pistas de baile, etc.

Lo más importante en la distribución del sonido es cuidar los detalles en los salones cubiertos.

Si se emplearan altoparlantes de distintas potencias de disipación resultaría muy difícil la distribución de las potencias, mientras que si se emplean altoparlantes del mismo tipo el problema se resuelve más sencillamente, ya que un determinado altoparlante sólo podrá disipar una determinada potencia y por lo tanto si se calcula el número máximo de altoparlantes y el wataje por cada uno de ellos el cálculo de la potencia del amplificador resulta muy sencillo. Es por esta razón que se emplean en el comercio transformadores especiales que permiten la distribución de potencia por parlante según lo indica el cálculo. De esta manera se evita el empleo de dos altoparlantes para las canchas de tenis, etc., pues de lo contrario se distribuirá la potencia de acuerdo a las cargas conectadas, vale decir, que si conectamos un número determinado de altoparlantes del mismo tipo, la potencia del amplificador se distribuirá por igual en todos ellos. El ejemplo que damos en esta lección lo tomaremos como un caso en el cual se emplearán altoparlantes del mismo tipo, de manera que veamos cuál es la cantidad de los que harán falta. No resulta muy difícil deducir que las potencias indicadas por el cálculo por recinto no resultará el previsto, dándose el caso como el de la terraza, que tendrá un altoparlante que disipe 5 Watts necesitándose solamente 0,9 Watts. Pero estos cálculos sólo permiten forjarse una idea aproximada de las necesidades de sonido y si fuese necesario atenuar uno de los altoparlantes, esto se realizará de una manera muy simple empleando un atenuador de cualquiera de los tipos indicados en lecciones anteriores y que permitirán, además, mantener la carga de la línea de distribución invariable lo mismo que la forma de onda de las tensiones en juego. Si el número de altoparlantes calculados es de 15 y la potencia por parlante es de 5 Watts, tendremos que diseñar un amplificador de 75 Watts. La diferencia

entre la potencia recién indicada y la calculada en primera instancia (58,2 + 10 por ciento), o sea de 64 Watts, es relativamente pequeña si tenemos en cuenta que se trata de diseñar un amplificador que si tiene que dar 64 Watts

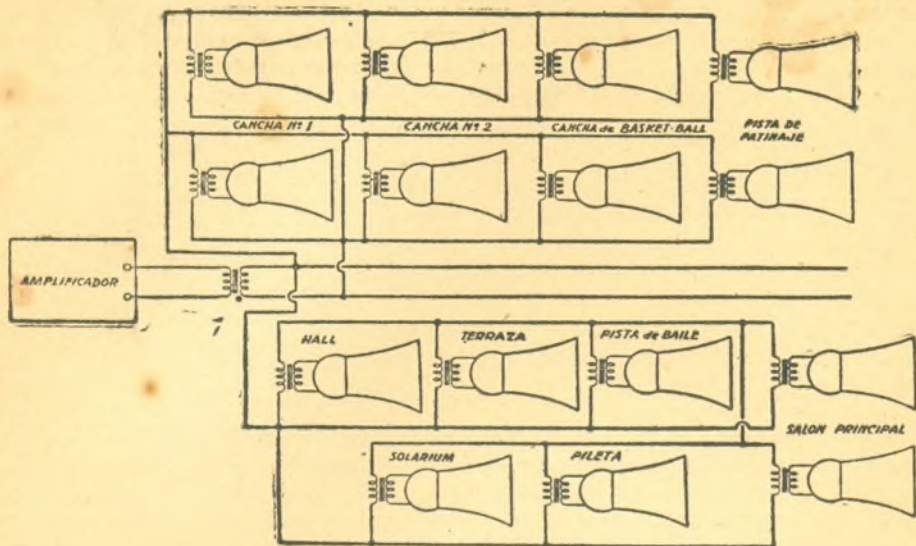


Fig. 556

no resultaría difícil obtener del mismo 75 Watts si tenemos en cuenta lo que dijimos al estudiar los amplificadores y su teoría. Por lo tanto, veamos de qué manera colocaremos los altoparlantes y dediquemos un pequeño espacio a la instalación para luego dedicarnos directamente al diseño del amplificador de potencia.

En la figura 556 se indica esquemáticamente la forma de conectar todos los altoparlantes con sus respectivos transformadores de línea. Si la impedancia de línea de distribución es de 500 Ohms, cada primario de transformador de acoplamiento entre el altoparlante y línea será de 7500 Ohms, es decir, que si conectamos 15 primarios de transformador de acoplamiento y si sobre éstos se refleja una impedancia de 7500 Ohms, tendremos una impedancia total de 500 Ohms si todos los primarios se conectan en paralelo. Los secundarios de los transformadores deberán tener la impedancia equivalente al valor de la bobina móvil respectiva.

En todos los casos de instalaciones de public address se tendrá en cuenta que el sonido deberá abarcar siempre el perímetro indicado por el cálculo a fin de evitar efectos de REVERBERACION, o sea algo como un eco, que no es tal cosa, ya que, debido a diferencia de fase entre los parlantes con respecto a la distancia del escucha, éste escuchará varios altoparlantes a la vez. Esto, en otras palabras, es lo siguiente: Si tenemos varios altoparlantes funcionando a la vez y alimentados por el mismo amplificador y si dichos altoparlantes se encuentran a distintas distancias del oído del escucha, éste recibirá una misma nota de cada altoparlante, pero con una pequeña diferencia de tiempo que depende de la distancia que separa al escucha y al altoparlante. Este fenómeno en muchos casos hace perder completamente el compás a la pareja o parejas que en ese instante bailan.

Volviendo al tema, diremos que todos los altoparlantes que funcionen al aire libre deberán encerrarse dentro de una campana a prueba de agua y que tenga una bocina del tipo exponencial a fin de poder dirigir el sonido a una zona determinada y sin que ésta esté afectada por el sonido de otro altoparlante.

Todas estas precauciones sólo pueden tenerse en cuenta durante la ins-

instalación y prueba del equipo, pues no es posible prever en el papel la dirección y el ángulo de distribución del sonido.

En los recintos cerrados se emplearán baffles de cualquiera de los tipos indicados en lecciones anteriores, pero dirigidos hacia el centro del salón desde lados opuestos. De esta manera se consigue concentrar la mayor energía sonora a la zona donde ésta interesa.

No se descuidará tampoco la colocación de los altoparlantes en los lugares de donde puede actuar una orquesta y sea encargado de recibir el sonido un micrófono que podría provocar realimentación electroacústica.

En el caso que estamos estudiando tiene que colocarse una instalación para micrófono y que estará ubicado sobre una tarima de orquesta fijado en el salón principal. Por esta razón los dos altoparlantes de este recinto podrían en este caso trabajar a bajo volumen o desconectarse del todo (conectando una carga equivalente). En caso que se empleen los altoparlantes para dar mayor realce al cantor, éstos deberán ubicarse en la forma indicada en la figura 545 de la lección 118a.

El micrófono que se emplee deberá ser, por lógica, del tipo direccional a fin de lograr el ángulo necesario que evitará la realimentación electroacústica de los altoparlantes y el micrófono y, a la vez, permita la reproducción de todos los instrumentos de la orquesta con toda la fidelidad posible.

En el amplificador se colocará un atenuador general que permitirá reducir o aumentar la potencia de audio frecuencia en juego y además se colocarán atenuadores en las secciones donde sea necesario el empleo de mucho volumen del altoparlante o también cuando se quiera evitar que un altoparlante determinado funcione. En este caso la potencia equivalente que absorbe el altoparlante la disipa el atenuador.

Estudiando de una manera ligera la forma en que se realizará la instalación en el club propuesto, daremos en la lección próxima todos los datos y estudiaremos el circuito completo del amplificador que alimentará la red de altoparlantes con su fuente de alimentación.

123a. LECCION

Estudio general sobre amplificadores.- Amplificadores de clase "B"

Habíamos hablado, en lecciones anteriores, de los diferentes tipos de amplificadores y de los distintos sistemas de amplificación de potencia; por esta razón diremos algunas palabras sobre las clasificaciones de algunos amplificadores, a fin de completar los conocimientos dados anteriormente.

En la lección anterior habíamos estudiado el tipo de amplificador "AB", que, a su vez, comprende dos tipos de amplificación, a saber: AB_1 y AB_2 . El primero de estos dos, o sea AB_1 , corresponde al caso en el cual en el circuito de grillas de las válvulas amplificadoras en push-pull no circula corriente de grilla. En el segundo caso, o sea de amplificadores AB_2 , la tensión de la señal es mayor que la correspondiente a la polarización de dicho circuito; por lo tanto, durante el semiciclo positivo y en una porción de la misma se produce una corriente de grilla que atraviesa el circuito correspondiente. Como el circuito de grilla admite una corriente de grilla, resulta que parte de la corriente de electrones que se dirigen a la placa son

atraídos por aquélla, que queda polarizada positivamente, dando origen a una disminución en la potencia del circuito de placa de las mismas válvulas; por lo tanto, para que pueda compensarse esa pérdida de energía es que se excita el circuito de grilla por medio de una etapa de potencia o sea una etapa que esté en condiciones de entregar al circuito mencionado una energía equivalente a la absorbida por el circuito de la grilla y al mismo tiempo "reponer la energía que este circuito quita al circuito de placa". Para ello, y para evitar que la corriente de grilla encuentre una impedancia llevada en su camino, el secundario del transformador de acoplamiento, entre

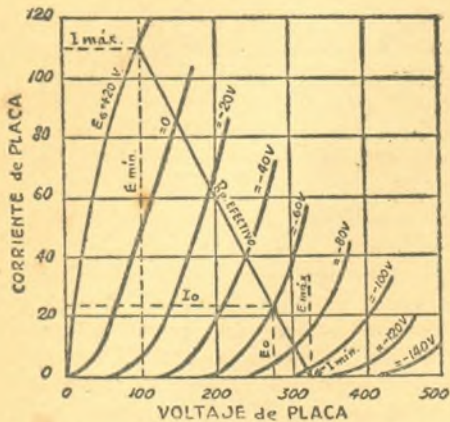


Fig. 557

el circuito de placa de la válvula excitadora y el circuito de grilla en push-pull, es de relación en disminución, o sea, al revés que en el caso de los tipos de amplificadores que hemos estudiado y por lo tanto se verá, en la práctica, que se emplean transformadores de acoplamiento cuya relación entre el primario y una mitad del secundario sea de 1 a 0,5 ó de 1 a 0,25, o de 5 a 1, etc. La razón de hacer del circuito de grilla de baja impedancia es, como se dijo, de presentar al circuito la menor impedancia posible, pues de lo contrario se producirá una fuerte distorsión por tercera armónica, lo que haría muy desagradable la reproducción del amplificador. Por estas razones,

no resulta muy aconsejable el acoplamiento a resistencias en los sistemas push-pull trabajando en clase AB_2 . En la figura 557 se puede ver la curva característica de una válvula del push-pull clase AB_2 .

AMPLIFICADORES CLASE "B"

Este tipo de amplificador ha sido definido como el amplificador por cuyo circuito de grilla se ha polarizado, de tal manera que la corriente de placa es casi cero en ausencia de señal y de tal manera que sólo circulará corriente por el circuito de placa durante 180° del ciclo completo de la señal, o sea durante el semiciclo positivo. Este tipo de amplificador es de una gran utilidad en los receptores a batería donde es muy importante el factor consumo, dado el costo elevado de ellas.

Por lo tanto, si se emplea una etapa de amplificación en clase "B", la corriente de placa resulta muy pequeña en ausencia de señal y bastante reducida durante el funcionamiento a volumen medio del mismo. Además tiene la ventaja de proporcionar mucha más energía de audiofrecuencia que todos los otros sistemas.

En la práctica se pueden hallar las válvulas diseñadas especialmente para trabajar en amplificadores de clase "B" y sobre todo válvulas del tipo doble montadas dentro de la misma ampolla de vidrio que permite realizar un amplificador simétrico en un espacio reducido y hasta conectar varias de dichas válvulas en paralelo para duplicar o triplicar, etc., la potencia de salida, según las necesidades.

Como en el caso de los amplificadores de clase AB_2 , en los amplificadores de clase "B" circula corriente por el circuito de grilla, siendo en este caso durante los 180 grados de semiciclo positivo, lo que significa que se necesitará una etapa excitadora de la etapa de clase "B" (conocida también como etapa "driver"), a fin de compensar y restituir la energía que se resta al circuito de placa por la derivación del flujo electrónico de la válvula por el circuito de grilla. Las mismas condiciones dadas para los amplificado-

res de clase AB₂ con respecto al transformador de acoplamiento entre la etapa excitadora y el circuito de grillas rigen para el caso de amplificadores de clase "B" y por las mismas razones.

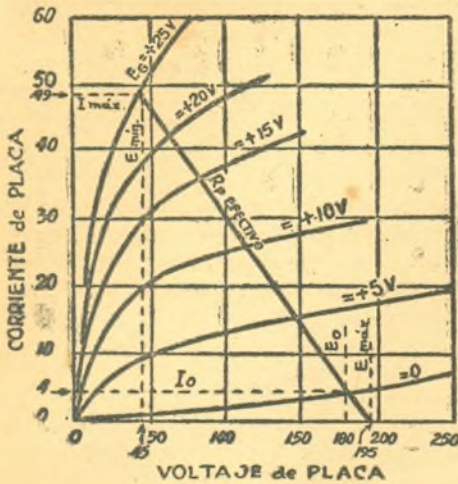


Fig. 558

Dado que la corriente de placa de una etapa de clase "B" sufre con las variaciones de polarización en el sentido positivo, pudiendo en ciertos casos ser muy considerable la fuente de alimentación de un tipo de amplificador como el que estamos estudiando, debe permitir una regulación lo más perfecta posible y entregar al circuito amplificador de potencia la energía que requiere en los picos máximos de las señales aplicados en el circuito de grillas. Por lo tanto, se tendrá en cuenta este detalle tan importante cuando se diseñe la fuente de alimentación a fin de permitir la regulación necesaria de energía.

En la figura 558 puede verse la curva característica de una de las placas de las válvulas de la etapa de salida en push-pull de clase "B". En dicha curva se observará que se han trazado las características de placa de la válvula en base a los potenciales positivos ampliados en la grilla de la misma y a ello se debe que solamente la válvula trabaje cuando estos tipos de tensiones se hacen presentes en dicho circuito, ya que durante el semiciclo negativo de la señal por el circuito de placa no existe ninguna variación de corriente, siendo ésta en todos los casos casi cero.

Si se observa la figura 557, se verá claramente la diferencia en el funcionamiento de la válvula cuando trabaja en clase AB₂ y cuando trabaja en clase "B". En la primera se ve que solamente la válvula trabaja en una pequeña porción en la región positiva del circuito de grilla, mientras que el resto de la señal actúa sobre la región negativa de la misma. En las características de clase "B" permite apreciarse con toda claridad el comportamiento de la válvula, que es el mismo para las dos válvulas, con la diferencia de fase de 180 grados, y es por esta razón que puede amplificarse una señal a una gran magnitud sin que la distorsión sea demasiado grande.

La potencia de salida de un amplificador en clase AB₂ o de clase "B", se calculan mediante la fórmula 123, que es la siguiente:

$$P_s = \frac{(E_o - E_{min}) \times (I_{max} - I_o)}{2} + \frac{(E_{max} - E_o) \times (I_o - I_{min})}{2} \dots (123)$$

Si supusiéramos por un instante que la carga de una válvula trabajando en clase "B" fuese la indicada en las curvas características de la figura 558, podríamos calcular inmediatamente la potencia de salida teniendo en cuenta que E_o es la tensión de placa de la válvula sin señal, siendo en ese momento I_{min} igual a 4 M. A. y E_o igual a 180 V.

A máxima señal de la etapa excitadora en los picos positivos de grilla, aconsejada como máxima en las características, o sea cuando la señal alcanza a 25 Volts positivos, la corriente I_{max} alcanza un valor de 49 M. A., siendo en este caso la tensión de placa 45 V. (E_{min}). Por lo tanto, en el otro extremo, cuando la señal alcanza el valor más negativo, o sea cuando actúa el semiciclo negativo, la corriente de placa desciende realmente a cero, en cuyo caso la tensión en ese instante en el circuito de placa es de 195 V., o sea E_{max}. Si todos los valores indicados los sustituimos en la

fórmula 123, podríamos indicar al lector la potencia de salida proporcionada por la etapa de potencia en push-pull. Por lo tanto, tenemos:

$$P_s = \frac{(180 - 45) \times (0,049 - 0,004)}{2} + \frac{(195 - 180) \times (0,0004 - 0)}{2}$$

$$P_s = \frac{135 \times 0,045}{2} + \frac{15 \times 0,004}{2} = \frac{6,075}{2} + \frac{0,060}{2}$$

$$= 3,037 + 0,03 = 3,07 \text{ Watts.}$$

El lector podrá apreciar que el segundo término es realmente pequeño para el caso de amplificadores clase "B", dado que la corriente de placa para el semiciclo negativo prácticamente no actúa en el circuito, por lo que la fórmula 123 podría transformarse en la 124, que resulta mucho más simple de aplicar, y es la siguiente:

$$P_s = \frac{(E_o - E_{min}) I_{max}}{2} \dots\dots\dots (124)$$

Esta fórmula, aplicada al mismo ejemplo, daría los valores siguientes:

$$P_s = \frac{(180 - 45) \times 0,049}{2} = \frac{135 \times 0,049}{2} = \frac{6,6}{2} = 3,3 \text{ Watts.}$$

Por lo que se ve, la potencia que indica la fórmula 124 es algo mayor que la anterior, pero en ésta está incluida la potencia que se genera por tercera, quinta, etc., armónicas. Por lo tanto, la fórmula 123 se aplicará en los casos de amplificadores clase AB₂. La impedancia de carga que se emplea en estos amplificadores se halla de la misma manera que en el caso de amplificadores clase "A" y AB, teniendo en cuenta de elegir la carga más baja posible a fin de reducir en lo posible la distorsión introducida por las armónicas impares y especialmente por la tercera armónica.

En la próxima lección daremos otros detalles respecto a los amplificadores de clase "B", lo mismo que algunos diseños y consideraciones de este tipo cuando trabajan como válvulas amplificadoras en circuitos de corriente de alta frecuencia.

124a. LECCION

Descripción de una instalación de cine sonoro

Uno de los descubrimientos más maravillosos del siglo XX es, sin duda, el cine sonoro, que a no dudar, se ha podido acompañar al cine animado el sonido correspondiente tanto de los diálogos como cantos y música adaptada dando al cine una naturalidad sin precedentes.

Cabe al Dr. Lee De Forest el honor de haber realizado las primeras experiencias después de sugerir la idea del diseño de obtener el cine sonoro y parlante.

Durante la aparición de las películas parlantes, éstas solamente se hacían con música adaptada por medio de discos sincronizados con la película. Más tarde se ensayó de grabar los diálogos lo mismo que las canciones. Esta grabación se obtenía simultáneamente con la toma de la película, haciéndose esta muy engorrosa, ya que no era posible realizar cortes en un disco totalmente grabado. Pero así mismo todavía se encuentran algunas películas de aquellos tiempos, en los cines que mantienen las instalaciones del disco

sincronizado con la película. A este sistema se lo patentó con el nombre de VITAPHONE.

En la figura 559 puede verse una columna donde se halla instalado un plato de discos con una multiplicación especial y un sistema de engranajes para evitar cualquier vibración que pueda transmitirse al pick-up. Además



Fig. 559

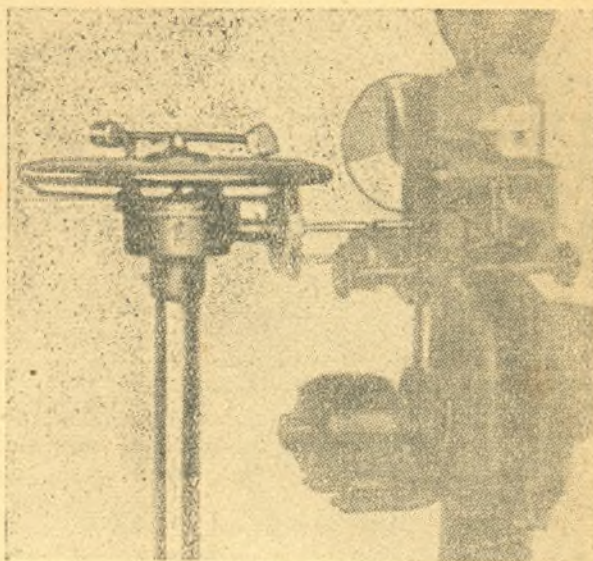


Fig. 560

puede apreciarse la posición en la cual se instala el pick-up. En la figura 560 puede verse la forma cómo la columna anterior de la figura 559 se acopla a un proyector cinematográfico a fin de lograr la sincronización de la película con la grabación realizada en el disco. La velocidad que se empleó para el disco era de 32 revoluciones por minuto para discos de 15 pulgadas a fin de lograr una duración hasta de 15 minutos que equivalía a la duración de un acto de la película. El término medio de duración de un acto era de 10 minutos. En la figura 561 puede verse la forma cómo se disponía el pick-up para que, respondiendo a una marca en la película, el disco comenzara a girar a partir de la "raya" indicada en la misma figura 561.

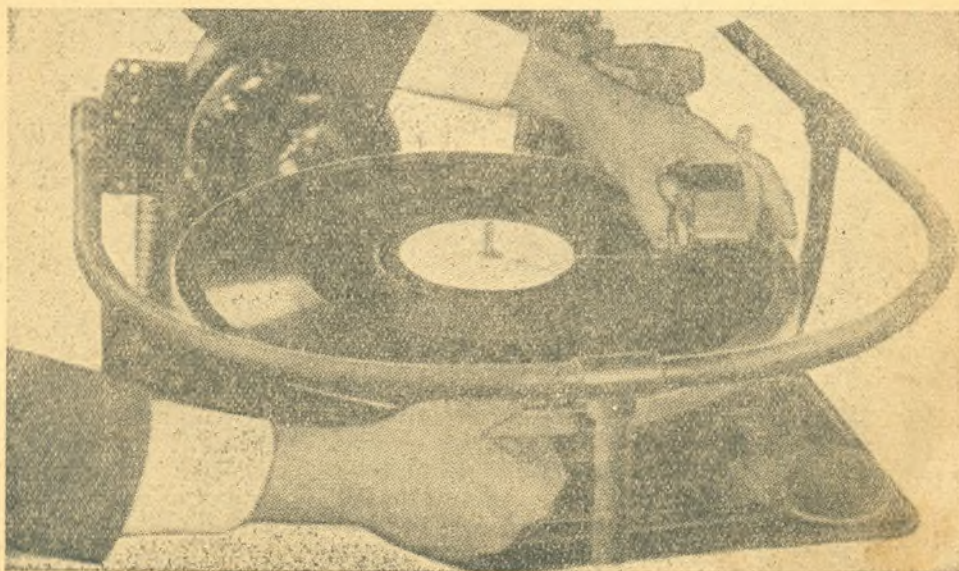


Fig. 561

Este sistema Vitaphone se empleó durante un tiempo con bastante éxito, al extremo que todos los cines más o menos importantes iban instalando equipos que estuvieran en condiciones de realizar proyecciones sonoras sincronizadas. En equipos buenos como los instalados por Western Electric o Webster Electric o R.C.A. Victor, todas éstas de Estados Unidos de Norte América, se obtenía una sincronización perfecta al extremo que el público al poco tiempo sólo concurría a los cines que poseían los equipos que estamos describiendo.

Un equipo Vitaphone estaba formado por una mesa especial de discos como las indicadas en las figuras dadas con su pick-up correspondiente, cuyas señales se enviaban a un equipo amplificador de baja frecuencia que alimentaba por lo menos dos altoparlantes del tipo dinámico instalados detrás de la pantalla o bien a los costados de ésta disimulados en la sala. Respecto a la parte mecánica del acoplamiento, es de poco interés para nuestro Curso, ya que se trata solamente de un juego de piñones helicoidales estudiados especialmente a fin de producir la menor vibración posible.

La calidad de la reproducción sonora era bastante buena, pues en algunos casos se conseguían reproducciones en una gama que abarcaba entre los 30 a los 6000 ciclos por segundo.

Poco tiempo después, en los laboratorios de la Bell Telephone y en la R.C.A., descubrieron un método mucho más simple que emitía reproducciones de mayor fidelidad que las obtenidas en las reproducciones del sistema Vitaphone y que respectivamente las habían bautizado con el nombre de MOVIE TONE y PHOTO PHONE. Estos se basaban sobre el mismo principio al obtener la grabación en la misma película donde lleva las imágenes. La grabación se obtiene por medio de un sistema que hace variar de intensidad un haz de luz sobre una franja muy delgada en un costado de la película sensible, de manera que cuando el haz de luz varía con las vibraciones impresas por señales de audio frecuencia sobre la película se imprimirán zonas más o menos veladas por la luz, dando en la revelación de la película una franja de distintos matices haciéndola más o menos transparente. En

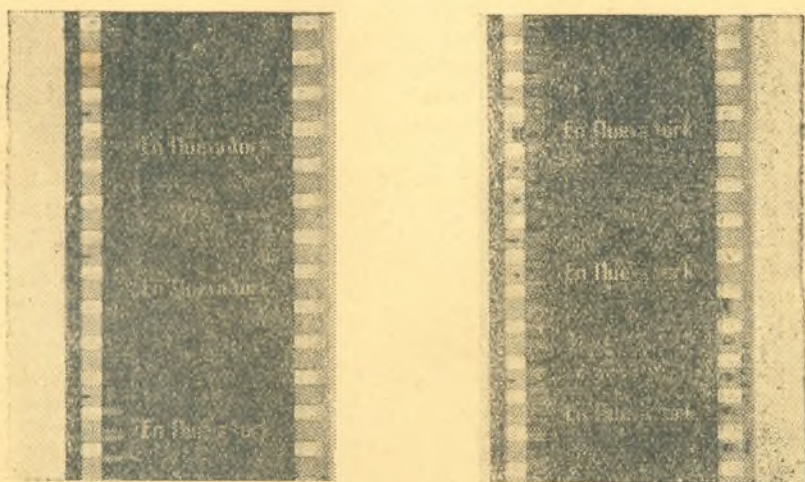


Fig. 562

la figura 562 pueden verse dos trozos de película en la cual se manifiesta la diferencia en la franja de grabación; por ejemplo, el de la izquierda indica una grabación correspondiente a bajas frecuencias del espectro de audio frecuencia, y el trozo de película de la derecha indica un pasaje de grabación correspondiente a frecuencias elevadas de la música.

El sistema de grabación empleado en los trozos de película de la figura 562 corresponden al Movietone. Como puede verse, en este sistema que apa-

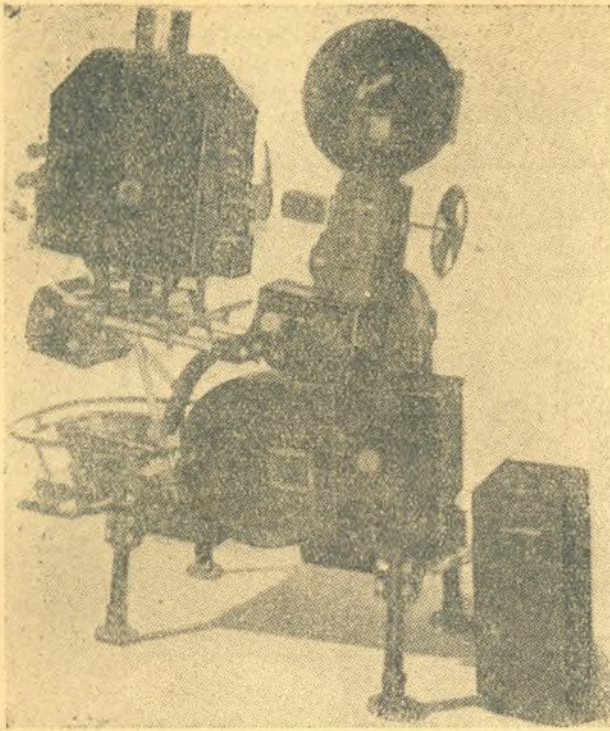


Fig. 563

aparece en la franja de grabación, pequeñas rayitas que impresas más o menos oscuras para un mismo tono, pero de diferente nivel de sonido o más juntas una de la otra, según que la frecuencia sea más o menos elevada. En el sistema Pothophone es algo distinta la grabación en la franja correspondiente, pues éste es de un sistema lateral.

El sistema empleado para la reproducción del sonido de la película es por demás sencillo, pues se emplea una fotocélula como del tipo explicado en lecciones anteriores que actúa por medio de un haz de luz que atraviesa la película y por transparencia la misma luz llega al cátodo de la fotocélula, claro está, siguiendo los matices de la grabación. De esta manera la fotocélula genera una corriente que sigue las fluctuaciones de la luz que atra-

viesa la película. Esta corriente atraviesa una resistencia de carga que ac-

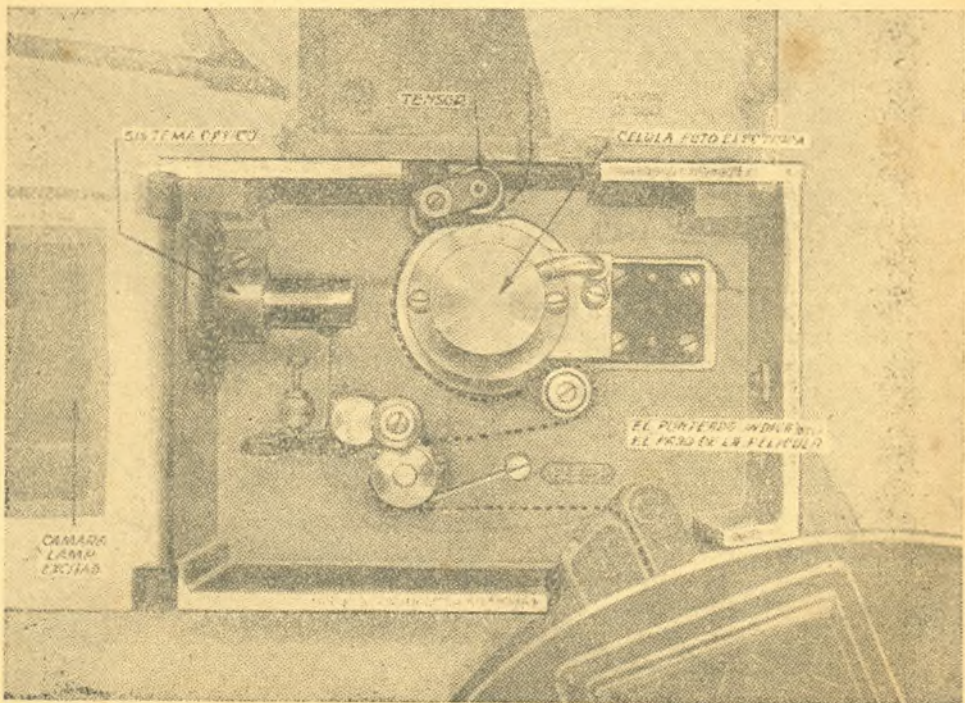


Fig. 564

túa como tal de la fotocélula dando origen a una tensión variable que sigue el mismo ritmo de la corriente. La tensión así generada excita el circuito de grilla de una válvula amplificadora de tensión de mucha amplificación y ésta, a su vez, a otra etapa de tensión y luego a un amplificador de potencia que se conecta a los altoparlantes encargados de reproducir el sonido.

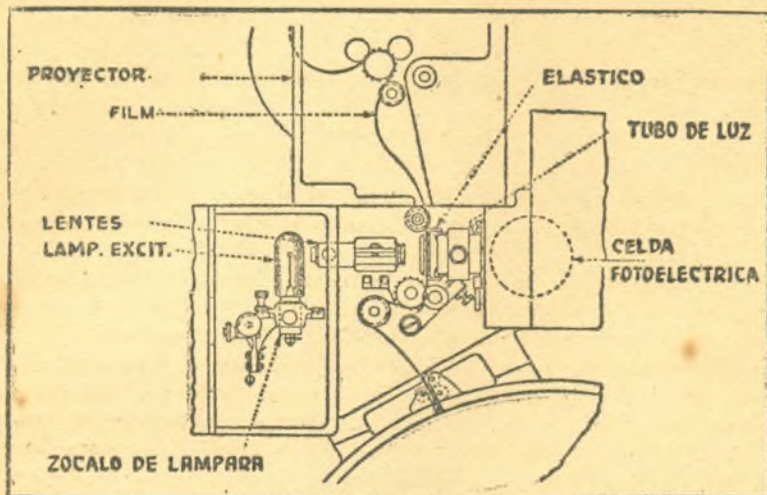


Fig. 565

Como verá el lector, el sistema es muy sencillo, pero no por esto deja de ser un tanto complicado, ya que el diseño de un amplificador para grabaciones sonoras de cine debe ser realmente de alta calidad a fin de aprovechar en lo posible las enormes ventajas que este sistema de grabación proporciona.

Veremos en este capítulo, en primer lugar, los elementos que se emplean para la reproducción del sonido para luego dedicarnos a explicar los sistemas empleados para la grabación de las películas.

El éxito alcanzado por el sistema conocido universalmente por Movietone ha terminado por desplazar completamente el Vitaphone, dado las enormes ventajas que el Movietone tiene en la obtención del sonido y la fotografía a tal extremo que éstos pueden obtenerse separadamente y luego adaptarse a placer. Además, este sistema permite el corte de la película para su composición sin tener que recurrir al engorroso trabajo de realizar grabaciones completas como en el caso del Vitaphone. Además tenemos la ventaja de la flexibilidad cuando la película se corta. En este caso debe añadirse a la misma igual cantidad de espacio al apropiado a fin de que la sincronización de la película y la grabación sean correctas, y además, cuando tal cosa sucede y aunque el acto hubiere estado por terminar, debe comenzarse de nuevo la proyección de todo lo dado a fin de llegar al pasaje que había quedado sin proyectar. En el caso del Movietone todos estos inconvenientes desaparecen y puede efectuarse el corte de uno o dos cuadritos y en algunos casos el espectador no lo nota.

En la figura 563 puede verse un proyector completo equipado con los dos sistemas, Vitaphone y Movietone.

En la figura 564 puede verse una CABEZA DE SONIDO Y LA ENCARGADA DE TRANSFORMAR, POR MEDIO DE LA FOTOCÉLULA, LAS VARIACIONES LUMINOSAS EN VARIACIONES DE CORRIENTE ELÉCTRICA.

En la figura 565 puede verse una cabeza de sonido de otro modelo, en la cual pueden apreciarse todas sus partes.

En la próxima lección daremos a conocer todos los detalles de instalación de un cine, ya que tenemos más o menos una idea de lo que se trata.

CURSO DE RADIO

125a. LECCION

Diseño y estudio de un transmisor de aficionados

(Continuación)

Quedamos en calcular las inductancias del circuito a fin de que el alumno esté en condiciones de dar por finalizado el transmisor de ondas continuas.

En todos los casos que se calculen inductancias de circuitos sintonizados resulta completamente necesario tener en cuenta la eficiencia del circuito correspondiente y la irradiación por armónicas no deseables.

Por lo tanto, comencemos a calcular la inductancia y capacidad del circuito tanque que trabajará en el circuito de placa de la válvula 76. Fijemos primeramente las frecuencias de trabajo. Recordemos que el transmisor trabajará en dos frecuencias, una la de "20 metros" y la otra la de "40 metros", o sean la de 14 Mhz. y la de 7 Mhz.

Como en cualquiera de los casos que estudiemos tendremos en cuenta el factor rendimiento, podremos aplicar la fórmula 122 para el cálculo del tanque del circuito de placa de la válvula 76, pero para aplicar la fórmula indicada necesitamos conocer el valor de R_b , el cual se calcula mediante la fórmula de Ohm, según se indicó en la Lección 117a. La corriente de placa de la válvula 76 cuando trabaja como osciladora es de unos 12 miliamperes cuando la tensión de placa es de 250 Volts; por lo tanto, R_b será igual:

$$R_b = \frac{E_b}{I_b} = \frac{250}{0,012} = 20.000 \text{ Ohms aproximadamente.}$$

Por lo tanto, estaremos en condiciones de calcular la fórmula 122 de la siguiente manera:

$$C = \frac{4.520.000}{f \times R_b} = \frac{4.520.000}{7 \times 20.000} = 32,4 \mu\text{f, dado que la frecuencia está dada en Megahertz.}$$

Este mismo valor puede calcularse mediante las curvas de la figura 539 en la cual sobre el eje horizontal están los valores de R_b y en el eje vertical los valores de las capacidades. Por lo tanto, fijamos sobre el eje de R_b el valor de 20.000 Ohms calculado y trazamos una vertical por ese punto hasta cortar la curva que corresponde a 7 Mhz. Desde este punto se traza una horizontal que corta al eje de los valores de C que estamos buscando. Por lo que se ve que pueden emplearse indistintamente la fórmula 122 ó bien las curvas de la figura 539.

Una vez conocida la capacidad que existe en el circuito, resulta fácil calcular el valor de la inductancia del circuito resonante si se conoce el valor de la frecuencia. Para calcular la inductancia del circuito podremos aplicar la fórmula 40 ó el Abaco N.º 12, pero para nuestro caso resulta mucho más rápido el empleo de las curvas de la figura 541, pues ya están dadas en función de las frecuencias de aficionados. Apliquemos, pues, la figura 541 y veamos qué inductancia será la que necesita el circuito. Fijemos el valor de la capacidad del condensador de sintonía sobre el eje hori-

zontal de la figura 541, o sea de 32,4 μf . Por este punto tracemos una línea vertical hasta que corte la curva correspondiente a 7 Mhz. Por este nuevo punto se traza una línea horizontal hasta que corte el eje de los valores de inductancias y hallaremos así el valor que nos preocupa. Este valor, según la figura 541, es de 15 μh (Microhenry).

Ya calculada la inductancia, solamente nos queda calcular el número de espiras necesarias para la confección de la bobina correspondiente. Trátándose de una inductancia que deberá trabajar en el circuito tanque del oscilador y debiendo éste ocupar un espacio relativamente reducido, ya que esta sección deberá blindarse del resto del transmisor, podremos emplear una inductancia bobinada sobre un tubo de una pulgada. Aplicando la figura 540 nos resulta sumamente simple el cálculo de la inductancia. Tracemos una línea vertical por el punto del eje donde se dan los valores de inductancia (eje horizontal) hasta que corte la curva correspondiente a 1 pulgada y por el punto de intersección se traza una recta horizontal hasta que corte el eje que da el número de espiras correspondiente al valor deseado. En nuestro caso tenemos un valor de unas 28 espiras.

El número de espiras calculadas corresponden a una inductancia de 15 μh bobinadas sobre un tubo de una pulgada de diámetro y con una longitud de bobinado de 1 pulgada de manera de tener el valor de relación longitud/diámetro igual a la unidad (1). Por supuesto que las espiras de la inductancia calculada deberán disponerse una al lado de la otra de manera que resultará muy simple calcular el tipo de alambre a emplearse. Si en un espacio de 1 pulgada (25,4 milímetros) se han bobinado 28 espiras, el

diámetro del alambre empleado deberá ser de $\frac{25,4}{28} = 0,9$ milímetros de

diámetro. Si el alambre empleado es del tipo esmaltado, éste tendrá un diámetro de alambre útil de 0,75 milímetros de conductor lo que correspondería a un alambre según la denominación americana (B & S) entre 20 y 21 y en denominación inglesa (S.W.G.) entre 21 y 22.

Como se ve, resulta fácil fijar los valores del circuito sintonizado del circuito de placa de la sección osciladora del transmisor. Por lo tanto, fijemos los valores definitivos, ya que en la práctica no se hallará un condensador variable de la capacidad calculada y sobre todo que durante el cálculo no se tiene en cuenta la capacidad interna de la válvula ni tampoco la capacidad propia del circuito, o sea conexiones y capacidad entre elementos próximos a los electrodos de entrada y salida de la válvula. Fijemos entonces una capacidad de 50 μf para la capacidad, ya que se trata de un valor standard y que podrá ajustarse al valor indicado aproximadamente por el cálculo, ya que la inductancia tendrá aproximadamente el valor que se había calculado.

Nos toca ahora calcular el circuito tanque de la sección del transmisor que trabajará como buffer o bien como doblador de frecuencia.

Supongamos, en primer lugar, que la etapa mencionada trabajara como buffer, o sea que la frecuencia de trabajo será la misma que la del oscilador.

En estas condiciones tendremos que repetir los cálculos anteriores. Teniendo en cuenta que la corriente de placa de la válvula 6V6 es de unos 30 M.A. cuando trabaja con una tensión de 300 V., resulta que R^u es, según la fórmula 122:

$$R_b = \frac{300}{0,03} = 10.000 \text{ Ohms.}$$

Por lo tanto, empleando la curva de la figura 539 tendremos que la capacidad del circuito será de unos 70 μf ; por lo tanto, aplicando las curvas de la figura 541 podremos conocer cuál será el valor de la inductancia

correspondiente de 8 μ h que según las curvas de la figura 540 y teniendo en cuenta que la forma del tubo donde se bobine la inductancia será de

1 pulgada, tendremos 21 espiras cuyo diámetro será $= \frac{25,4}{21} = 1,2$ mi-

límetros de diámetro incluída la aislación del conductor.

De la misma manera, al cálculo anterior cabe destacar que se elegirá el condensador variable que contenga la capacidad requerida sin que ésta sea sobrepasada en mucho, pues de lo contrario se introducirán en el circuito-tanque pérdidas sin ninguna razón de ser.

Si en el circuito que estudiamos se tuviese que tener en cuenta, el valor del circuito-tanque como en el caso que se realiza la neutralización de la etapa por placa de la misma, resultará que convendría consultar la Tabla XVI que si bien ésta ha sido calculada para el circuito de salida a la antena, no por eso puede aplicarse a los casos particulares de cualquier circuito-tanque de salida y en la cual se desarrolla una energía de radio frecuencia. Por lo tanto, si repasamos la Lección 117a., veremos que en la parte en la cual se hace referencia a la Tabla XVI se prevé el caso de neutralización por placa de una etapa simple (columna A) y que para una frecuencia de 7 Mhz. tenemos un valor aproximado de 67 μ mf para un valor de R_b de 10.000 Ω . Con lo dicho se ve claramente que los cálculos realizados anteriormente están bien, ya que tomamos un valor de capacidad del tanque de 70 μ mf aproximadamente para redondear las cifras.

Si la etapa que consideramos tuviese que trabajar como etapa dobladora y en la cual no se neutralizara por razones que dimos en lecciones anteriores, tendremos que realizar la inductancia del tanque sin punto medio y alimentando la tensión de placa por un extremo de la misma inductancia. Por esta razón la conexión del circuito de grilla de la válvula de salida T2O deberá tomarse de una derivación de la inductancia de placa (a través de su correspondiente condensador de bloqueo) en un punto que se halla en la práctica como el más eficiente.

De cualquier manera, el lector podrá realizar los cálculos de la inductancia para el caso de trabajar la válvula 6V6 como válvula dobladora y en 14 Mhz. de la misma manera que realizamos los cálculos anteriores.

Queda, por último, calcular las constantes del circuito-tanque de salida del transmisor y al cual se conecta el circuito de antena.

Si se recuerda lo que se dijo en la lección 117a., se verá que los cálculos que estamos realizando son en base a un elevado "Q" del circuito-tanque, es decir, para el caso del máximo rendimiento que éste pueda suministrarlos.

Durante el desarrollo del circuito del transmisor hemos dispuesto el empleo de un condensador de doble estator en el circuito-tanque por razones conocidas y sobre todo asegurar la neutralización para cualquier frecuencia de trabajo del tanque de salida. Por lo tanto, veamos cuál es el valor de R_b que corresponde al circuito de placa de la válvula T2O para así estar en condiciones de calcular las otras constantes. La corriente de placa de la válvula mencionada es de, término medio, 120 miliamperes a una tensión de 750 V., de manera que el valor que buscamos es:

$$R_b = \frac{750}{0,12} = 6500 \text{ Ohms.}$$

Para el caso de nuestro tanque de salida tenemos que emplear la columna "C" porque se emplea una inductancia con derivación central. El valor de la capacidad es de 27 μ mf. El valor de R_b de la tabla lo hemos considerado 6000, ya que es poca la diferencia con 6500 y por ser el valor más próximo de la tabla.

El valor de la capacidad se considera por cada sección del condensador

variable, ya que éste es del tipo de doble estator de manera que cada sección deberá tener la capacidad indicada.

Esta misma manera de calcular el circuito-tanque podría haberse realizado para el caso del circuito-tanque de la válvula 6V6, pero este cálculo se realizó de una manera distinta aunque no muy correcta, a fin de dar cabida en esta sección a todos los conocimientos que estamos dando y además porque el circuito mencionado no se resentirá prácticamente, ya que de por sí trabajará muy eficientemente.

Lo dicho podrá servir de aliciente para que el lector realice las correcciones que correspondan a fin de obtener más rendimiento aun de la etapa que mencionamos.

El valor de la inductancia del circuito-tanque de salida deberá calcularse, como si la capacidad del mismo fuese la mitad de cada sección del condensador variable, ya que éste en la práctica trabaja como si estuviese conectado en serie con la inductancia y por esta razón la capacidad efectiva será de $27 \mu\text{mf}/2$ ó sea prácticamente $14 \mu\text{mf}$; por lo tanto, el valor del total de la inductancia será de $35 \mu\text{h}$ según la curva de la figura 541.

Como el circuito de salida debe ser de un "Q" elevado, conviene emplear un diámetro de inductancia bastante grande. Por lo tanto, elegimos un diámetro de 3 pulgadas. O sea entonces, que según la curva de la figura 540, tendremos que realizar la inductancia por medio de 25 espiras de

$$\text{alambre} = \frac{25,4}{25} = 1 \text{ milímetro de diámetro.}$$

En general, se observa que el cálculo de los circuitos-tanques de los transmisores es por demás sencillo y si se quisiera aumentar la eficiencia del circuito-tanque elevando el "Q" del mismo, se podría mejorar la calidad de la inductancia bobinando las espiras espaciadas según se vió en lecciones anteriores cuando estudiamos el cálculo de inductancias de ondas cortas en la Lección 71a.

En la próxima lección estudiaremos la forma cómo se modulará el transmisor.

126a. LECCION

Instalación de un equipo amplificador de public address

(Continuación)

En la Lección 112a. nos ha servido para distribuir las ideas de una instalación sobre el papel a fin de poder llevarlo a la práctica en todos sus detalles. Esto significa que tendremos que tener en cuenta toda la instalación desde el micrófono mismo hasta los más mínimos detalles de la instalación exterior de los cables que conectarán la línea a los distintos altoparlantes.

Esto lo veremos al final del proyecto a fin de poder estudiar primeramente las partes más importantes y en el amplificador mismo. Por lo pronto hemos fijado la potencia de salida que deberá suministrar el amplificador a fin de que todos los sectores de la instalación reciban la potencia prevista por el cálculo.

¿Cuáles serán las válvulas que se empleen como amplificadoras de potencia en un amplificador y que esté en condiciones de suministrar la potencia de 75 Watts?

Existen varias maneras de hallar la solución, pero lo que más interesa es el empleo de elementos que resulten muy fácil de reparar o reemplazar, pues no debemos olvidar que instalaciones de este tipo no pueden descom-

ponerse ni tampoco quedar sin sonido por mucho tiempo. Por lo tanto se debe tomar el máximo de cuidado en la elección de los elementos y tratar por todos los medios de tener en cuenta durante el diseño del equipo, de emplear elementos que pueden obtenerse fácilmente en el comercio y en cualquier zona.

Se podrían emplear válvulas para la etapa de salida del amplificador especiales para trabajo pesado de public address y que bastarían un par de ellas para llenar las necesidades del equipo que estamos estudiando, pero nos encontramos, en la generalidad de los casos, que sólo uno o dos negocios poseen ese tipo de válvulas y por lo tanto el equipo quedaría supeditado al stock del comerciante mencionado.

Invitamos a nuestros lectores analicen cuidadosamente las características de la válvula 6L6 y podrán observar que ésta es ideal para el caso del amplificador que nos preocupa, pues en efecto, vemos que dos de esas válvulas nos pueden suministrar 60 Watts trabajando en clase AB₂ y además dichas válvulas pueden obtenerse en cualquier negocio de radiotelefonía. En las mismas características de la válvula 6L6 vemos que bajo otras condiciones de voltajes un push-pull trabajando en clase AB₂ permite entregar unos 40 Watts de energía audiodfrecuente. En el caso de obtener 60 Watts verificamos que no resulta suficiente dicha potencia; en cambio podemos obtener 80 Watts o sea un poco más de potencia que la necesaria, si empleamos un doble push-pull 6L6 de manera que prevista en condiciones menores de voltaje de trabajo. Como la potencia indicada corresponde al caso que el amplificador trabaje a máximo de volumen, resulta que obtendremos la potencia requerida sin necesidad de forzar las válvulas de salida.

Como puede verse, no es necesario discutir demasiado la idea de emplear un push-pull doble paralelo como etapa final de potencia en el amplificador.

Damos a continuación las características de la válvula 6L6 a fin de que el lector pueda seguir de cerca el desarrollo del diseño del amplificador.

VALVULA 6L6*

AMPLIFICADORA DE POTENCIA POR HAZ ELECTRONICO

La 6L6 es una válvula amplificadora de potencia del tipo metálico destinada al uso en la etapa de salida de radiorreceptores especialmente proyectados para disponer de una reserva de potencia. La 6L6 proporciona una elevada sensibilidad a potencia y alto rendimiento. La potencia de salida a todos los niveles presenta baja deformación por tercera armónica, siendo prácticamente despreciable para las armónicas de orden superior. Cuando se trabaja a los regímenes máximos, esta válvula puede proporcionar 11 Watts de salida cuando se la utiliza en disposición simple y alrededor de 60 Watts con dos válvulas en disposición simétrica. Cuando se emplee disposición simétrica con una carga de 6600 Ohms, la 6L6 proporcionará una potencia de salida de 34 Watts sin requerir potencia para la excitación de grilla, vale decir que trabajará sin corriente de grilla. Las consideraciones sobre amplificadores con válvulas amplificadoras por haz electrónico se encontrarán a continuación.

CARACTERISTICAS

Tensión de calefactor (c. a. o c. c.)	6,3	volts
Corriente de calefactor	0,9	ampere
Características medias:		
Tensión de placa	250	volts
Tensión de pantalla	250	volts
Tensión de grilla	—14	volts
Corriente de placa	72	milliamperes
Corriente de pantalla	5	milliamperes
Resistencia de placa	22500	ohms
Coefficiente de amplificación ..	135	
Transconductancia	6000	micromhos
Base	7 patitas,	octal

Como amplificadora, simple, clase A₁ — Con autopolarización

Tensión de placa	375 máx. volts
Tensión de pantalla	250 máx. volts
Díspación de pantalla	3,5 máx. watts
Díspación de placa y pantalla	24 máx. watts

Funcionamiento típico:

Tensión de placa	375	250	300	volts
Tensión de pantalla	125	250	200	volts
Resistencia de autopolarización	365	170	220	ohms
Tensión audiofrec. grilla (cresta)	8,5	14	12,5	volts
Corriente de placa sin señal	24	75	51	miliamperes
Corriente de placa con máx. señal	24,3	78	54,5	miliamperes
Corriente de pantalla sin señal	0,7	5,4	3	miliamperes
Corriente de pantalla con máxima señal	1,8	7,2	4,6	miliamperes
Resistencia de carga	14000	2500	4500	ohms
Deformación armónica total	9	10	11	por ciento
Deformación por 2a. armónica	8	9,7	10,7	por ciento
Deformación por 3a. armónica	4	2,5	2,5	por ciento
Potencia de salida con máxima señal	4	6,5	6,5	watts

Como amplificadora simple, clase A₁ — Con polarización fija

Tensión de placa	375 máx. volts
Tensión de pantalla	250 máx. volts
Díspación de pantalla	3,5 máx. watts
Díspación de placa y pantalla (total)	24 máx. watts

Funcionamiento típico:

Tensión de placa	375	250	300	375	volts
Tensión de pantalla	125	250	200	250	volts
Tensión continua de grilla	—9	—14	—12,5	—17,5	volts
Tensión audiofrecuente de grilla (cresta)	8	14	12,5	—17,5	volts
Corriente de placa sin señal	24	72	48	57	miliamperes
Corriente de placa con máxima señal	26	79	55	67	miliamperes
Corriente de pantalla sin señal	0,7	5	2,5	2,5	miliamperes
Corriente de pantalla con máxima señal	2,0	7,3	4,7	6,0	miliamperes
Resistencia de carga	14000	2500	4500	4000	ohms
Deformación armónica total	9	10	1	14,5	por ciento
Deformación por segunda armónica	8	9,7	10,7	11,5	por ciento
Deformación por tercera armónica	4	2,5	2,5	4,2	por ciento
Potencia de salida con máxima señal	4,2	6,5	6,5	11,5	watts

Como amplificador simétrico clase A₁

Tensión de placa	375 máx. volts
Tensión de pantalla	250 máx. volts
Díspación de pantalla	3,5 máx. watts
Díspación de placa y pantalla (toto)	25 máx. watts

FUNCIONAMIENTO TIPICO (valores correspondientes a dos válvulas)

	Polari- z. fija	Autopolar.	
Tensión de placa	250	250	volts
Tensión de pantalla	250	250	volts
Tensión continua de grilla	— 16	—	volts
Resistencia de autopolarización	—	125	ohms
Tensión audiofrecuente de cresta grilla a grilla	32	35,6	volts
Corriente de placa sin señal	120	120	miliamperes
Corriente de placa con máx. señal	140	139	miliamperes
Corriente de pantalla sin señal	10	10	miliamperes
Corriente de pantalla con máx. señal	16	15	miliamperes
Resistencia de carga (placa a placa)	5000	5000	ohms
Deformación armónica total	2	2	por ciento
Deformación por tercera armónica	2	2	por ciento
Potencia de salida con máx. señal	14,5	13,8	watts

Como amplificador simétrico clase AB₁

Tensión de placa	400 máx. volts
Tensión de pantalla	300 máx. volts
Disipación de pantalla	3,5 máx. watts
Disipación de placa y pantalla (total)	24 máx. watts
Funcionamiento típico (valores correspondientes a dos válvulas):	

	Autopolariz.		Polariz. fija		
Tensión de placa	400	400	400	400	volts
Tensión de pantalla	250	300	250	300	volts
Tensión de grilla (c.c.)	—	—	-20	-25	volts
Resistencia de autopolarización	190	200	—	—	ohms
Tensión audiodfrecuente grilla a grilla (cresta)	43,8	57,0	40	50	volts
Corriente de placa sin señal	96	112	88	102	miliamperes
Corriente de placa con máxima señal	110	128	124	152	miliamperes
Corriente de pantalla sin señal	4,6	7,0	4	6	miliamperes
Corriente de pantalla con máxima señal	10,8	16	12	17	miliamperes
Resistencia de carga (placa a placa)	8500	6600	8500	6600	ohms
Deformación armónica total	2	2	2	2	por ciento
Deformación por tercera armónica	2	2	2	2	por ciento
Potencia de salida con máxima señal	24	32	26,5	34	watts

Como amplificador simétrico clase AB₁ — Polarización fija

Tensión de placa	400 máx. volts
Tensión de pantalla	300 máx. volts
Disipación de pantalla	3,5 máx. watts
Disipación de placa y pantalla (total)	24 máx. watts
Funcionamiento típico (valores correspondientes a dos válvulas):	
Tensión de placa	400 volts
Tensión de pantalla	250 volts
Tensión continua de grilla	-20 -25 volts
Tensión audiodfrecuente de grilla (grilla a grilla) valor de cresta	57 80 volts
Corriente de placa sin señal	88 102 miliamperes
Corriente de placa con máx. señal	168 230 miliamperes
Corriente de pantalla sin señal	4 6 miliamperes
Corriente de pantalla con máxima señal	13 20 miliamperes
Resistencia de carga placa a placa	6000 3800 ohms
Potencia máxima de excitación *	0,18 0,35 watt
Potencia de salida con máxima señal**	40 60 watts

INSTALACION

Las patitas de la base de la 6L6 enchufan en el zócalo octal común, el cual puede instalarse para mantener la válvula en cualquier posición.

El calefactor se halla proyectado para funcionar con 6,3 Volts. El transformador que suministre dicha tensión deberá estar diseñado para alimentar el calefactor de ese valor recomendado para condiciones correspondientes o plena carga con la tensión promedio de la línea. Bajo condiciones de máxima disipación de placa y pantalla, la tensión del calefactor no debe fluctuar en ningún caso como

* La etapa excitadora deberá excitar las grillas de la etapa clase AB, con los valores de cresta especificados a baja deformación. La resistencia efectiva para el circuito de grilla de la etapa clase AB deberá mantenerse inferior a 500 ohms y la impedancia efectiva a la frecuencia más alta deseada no deberá exceder de 700 ohms.

** Con impedancia cero en la excitadora y regulación perfecta, la deformación en el circuito de placa no excederá de 2 o/o. En la práctica, la regulación de tensión de la fuente de alimentación de placa, fuente de tensión de pantalla y de polarización de grilla no deberá ser mayor de 5 o/o, 5 o/o y 3 o/o respectivamente.

para exceder de 7,0 Volts. Para la conexión del cátodo véase el tipo 6A8. En todos los casos se tomarán las precauciones debidas para asegurar que no se sobrepasarán los valores de disipación máxima estipulados, con las posibles variaciones de tensión de la línea, especialmente cuando se trabaja con polarización fija. Cuando se emplee disposición simétrica pueden utilizarse valores de polarización fija de hasta 10 o/o de cada tensión típica de pantalla sin aumentar la deformación.

APLICACION

Como **amplificadora clase A₁**, la 6L6 deberá trabajar de acuerdo a las características. Los valores consignados establecen el funcionamiento con autopolarización y polarización fija, habiendo sido determinados sobre la base de ausencia de corriente de grilla durante cualquier parte del ciclo de excitación. La segunda armónica puede eliminarse fácilmente mediante el uso de circuitos simétricos. En amplificadores simples con acoplamiento a resistencias, la deformación por segunda armónica puede reducirse generando armónicas fuera de fase en el pre-amplificador.

Como **amplificador simétrico AB₁**, la 6L6 puede trabajar de acuerdo a las características. Los valores consignados comprenden el funcionamiento con autopolarización y polarización fija, habiendo sido determinados sobre la base de ausencia de corriente de grilla durante cualquier porción del ciclo de excitación.

El tipo de **acoplamiento de entrada** empleado en clase A₁ y en clase AB₁, no deberá introducir demasiada resistencia en el circuito de grilla.

Se recomienda el empleo de dispositivos de acoplamiento a impedancia o transformador. Cuando el circuito de grilla posea una resistencia no superior a 0,1 Megohm, podrá emplearse polarización fija: con valores más altos se requerirá autopolarización. Con autopolarización el circuito de grilla podrá tener una resistencia hasta 0,5 Megohm, siempre que la tensión del calefactor no aumente más de 10 o/o sobre el valor establecido para cualquier condición de funcionamiento.

Como **amplificador simétrico en clase AB₂**, la 6L6 puede trabajar de acuerdo a lo establecido en las características. Los valores citados son para el funcionamiento con polarización fija y han sido determinados sobre la base de que circulará alguna corriente de grilla durante la parte positiva del ciclo de entrada.

TRIODO DETECTOR Y AMPLIFICADOR 6C5*

La 6C5 es una válvula metálica de tres electrodos recomendada para el uso como detectora, amplificadora u osciladora. Esta válvula posee una elevada transconductancia, juntamente con un coeficiente μ alto.

CARACTERISTICAS

Tensión de calefactor (c.a. o c.c.)	6,3	volts
Corriente de calefactor	0,3	ampere
Capacidad grilla a placa *	1,8	$\mu\mu\text{F}$
Capacidad grilla a cátodo *	4	$\mu\mu\text{F}$
Capacidad placa a cátodo *	13	$\mu\mu\text{F}$
Base	6 patas, octal pequeña	

Como amplificador, clase A₁

	Acoplamiento a transformador	Acoplamiento a resistencias	
Tensión de placa	250	máx. 250***	volts
Tensión de grilla ***	—8	—5 (aprox.)	volts
Corriente de placa	8	1 a 2	miliamperes
Resistencia de placa	10000	—	ohms
Coefficiente de amplificación	20	—	
Trasconductancia	2000	—	micromhos
Tensión de salida	—	—	
(5 por ciento segunda armónica)		42 volts (eficaces)	
Amplificación de tensión	—	14	

* Características tomadas del "Manual de Válvulas Radiotrón".

** Valor de la base entregada por la fuente B.

*** Si se utiliza acoplamiento a resistencias el valor máximo de la resistencia de grilla no debe exceder de 1,0 megohm.

INSTALACION

Las patas de la base 6C5 enchufan en el zócalo octal común, el que puede instalarse en forma que mantenga a la válvula en cualquier posición.

APLICACION

Como amplificadora, la 6C5 es aplicable a circuitos de audio o radiofrecuencia. Las condiciones de funcionamiento recomendadas, con acoplamiento a transformador y a resistencia están establecidas en las características.

Como detectora la 6C5 podrá trabajar con resistencia y condensador de grilla o como detector por polarización de grilla. Si se usa resistencia de grilla, la tensión de placa será de 45 a 100 Volts. El valor de la resistencia de grilla será de 0,1 a 1,0 Megohm con un condensador de 0,00005 a 0,0005 μ F. Si el detector trabaja por el método de polarización de grilla, podrá emplearse una fuente de alimentación de placa de 250 Volts con una tensión de polarización negativa de grilla de aproximadamente 17 Volts. La corriente de placa será ajustada a un valor de 0,2 mA. sin tensión de entrada. La tensión de polarización de grilla podrá obtenerse de la caída de tensión provocada por una resistencia insertada entre cátodo y el negativo de alta tensión.

La carga de placa del push-pull será de 6000 Ohms para el caso de un push-pull simple, pero será igual a la mitad para un push-pull doble. Las conexiones de la etapa de salida quedan indicadas en la figura 566 a fin de que el lector pueda ver el desarrollo de la etapa correspondiente.

Por lo tanto, el transformador de salida deberá tener un primario con punto medio y que presente una impedancia de 3000 Ohms entre sus extremos cuando la carga sobre el secundario del mismo transformador es de 500 Ohms. Más tarde calcularemos en todas sus partes al transformador que mencionamos como transformador de salida.

Como puede apreciarse en la figura 566, las conexiones de la etapa de salida, como así también se indica la tensión de placa y de grilla correspondiente a la forma como trabajará la etapa. También se indica la tensión de pantalla según lo aconsejan las características de las válvulas.

El circuito de grilla está formado por un transformador de entrada a push-pull a través del cual se polarizan las válvulas 6L6 en sus circuitos de grillas.

El diseño del transformador de entrada es sumamente complicado de realizar, pero damos algunas maneras prácticas para su cálculo a fin de que el lector pueda hacer sus propios transformadores y sin que éste sea inferior a los del tipo comercial.

En las características de la válvula 6L6 se menciona como tensión de polarización una tensión fija de 20 V. Esto significa que solamente la potencia de salida indicada en las mismas características podrá obtenerse si la tensión de polarización se obtiene de una fuente distinta a la de alimentación de la etapa de salida.

Este último requisito es vital para el rendimiento y buen funcionamiento del amplificador con la menor distorsión posible. Por lo tanto, al diseñar la fuente de alimentación tendremos en cuenta ese detalle a fin de obtener la tensión de polarización del circuito de grilla de las válvulas amplificadores.

Estamos ahora en un punto difícil del diseño del amplificador, pues es necesario elegir la válvula o válvulas que excitarán el circuito de potencia o sea la tensión amplificada de la señal proveniente del micrófono o del pick-up que alcance tal magnitud como para que las válvulas de salida estén en condiciones de suministrar la potencia requerida.

En las características de la válvula se indica que son necesarios 57 Volts entre los extremos del secundario del transformador, o sea entre grillas de push-pull para llevar el máximo de potencia a la etapa de salida; por lo tanto debemos tener este valor como de referencia para nuestros cálculos, ya que el secundario del transformador de entrada será el encargado de suministrarlo.

La potencia o energía que es necesario entregar al circuito de grillas es de 0,18 Watts, para el caso de dos válvulas solamente, pero que deberá ser de 0,36 Watts para doble push-pull. Más abajo vemos que el fabricante de las válvulas aconseja que no se exceda de los 500 Ω de impedancia entre grillas del circuito secundario del transformador de entrada a push-pull. La potencia necesaria para la excitación del circuito de grilla es relativamente pequeña; por lo tanto deberán tenerse otros factores en cuenta como ser reducción en la deformación introducida por las armónicas impares, ya que las pares quedan eliminadas del circuito, por emplearse sistema push-pull. Por lo tanto se tendrá en cuenta la producción de deformación por tercera, etc., armónica durante el diseño de los transformadores, evitando que éstos tengan inductancias muy elevadas.

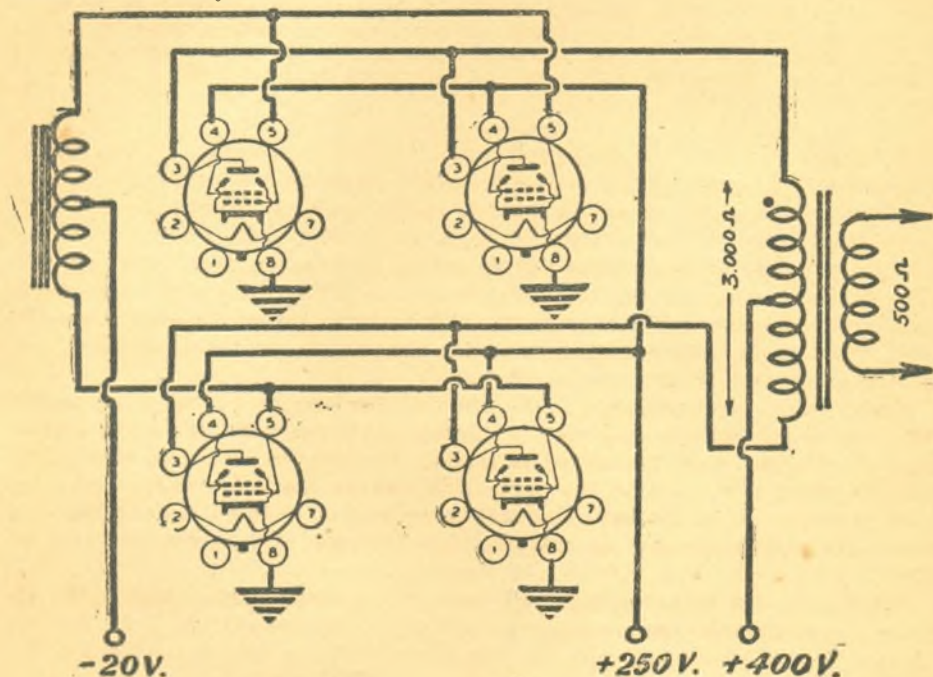


Fig. 566

Si se empleara una válvula del tipo 6C5 como válvula excitadora (driver), resulta que, según las características de la misma, nos indica que puede obtenerse unos 42 Volts de eficaces, lo que en caso de emplear un transformador de relación 1 a 1 no llegaría a excitarse el circuito de grillas de las válvulas amplificadoras. Pero si empleamos disposición simétrica con dos válvulas del tipo 6C5 tendremos una tensión dos veces la indicada antes, o sea si conectamos el circuito de placa de dos válvulas como las indicadas en disposición push-pull obtendríamos una tensión de 84 Volts entre extremos del primario del transformador.

Pero el valor obtenido en las características es inferior al valor real que se obtiene empleando acoplamiento a transformador y prueba de ello lo tenemos si aplicamos la fórmula que nos da el factor de amplificación real donde

$$\mu_p = \frac{\mu_t \times R_p}{R_p + R_i} = \frac{20 \times 10.000}{10.000 + 10.000} = \frac{200.000}{20.000} = 10$$

Si suponemos que la tensión máxima aplicada al circuito de la válvula 6C5 es de 8 Volts sobre el primario del transformador de acoplamiento, tendríamos una tensión de 8×10 , o sea 80. Si empleamos una disposición en

push-pull para excitar la etapa de salida resultará que tenemos alrededor de 160 Volts, lo que significa que empleando un transformador de acoplamiento entre el circuito de placas de la etapa excitadora y el circuito de grillas de la etapa de salida cuya relación de transformación es inversa, como fácil es adivinar por el valor que tiene que alcanzar el circuito de las grillas de la etapa de salida, podremos alcanzar el valor de tensión máxima para obtener la potencia que necesitamos del amplificador.

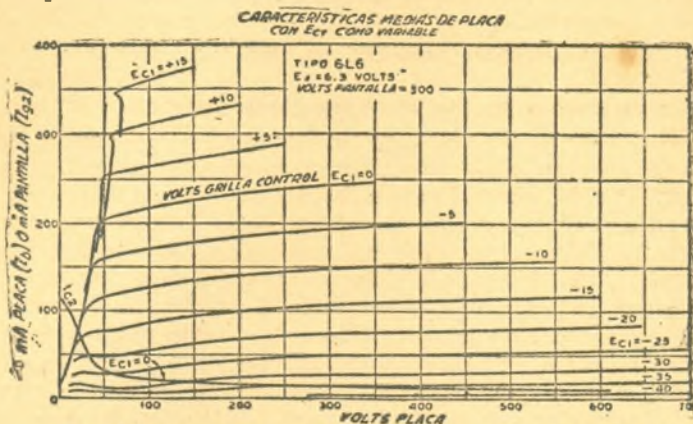


Fig. 567. — Características de placa de la válvula 6L6

No nos detendremos por ahora en verificar los valores de todas las partes, pues más nos interesa dar forma al amplificador previo al diseño definitivo.

Adoptando una etapa simétrica como excitadora de la etapa de salida tendremos un circuito parcial como lo indica la figura 568. En dicha figura se indica también la etapa amplificadora de tensión que excitará el circuito de grillas de las válvulas en push-pull 6C5. Respecto al resto del circuito, es del tipo convencional ya que resultará muy simple para el lector fijar los valores definitivos a todas sus partes. No obstante, calcularemos todos estos valores en la próxima lección con fines de repaso a los conocimientos dados. Luego, en esa misma lección daremos los detalles para el estudio de la fuente de alimentación

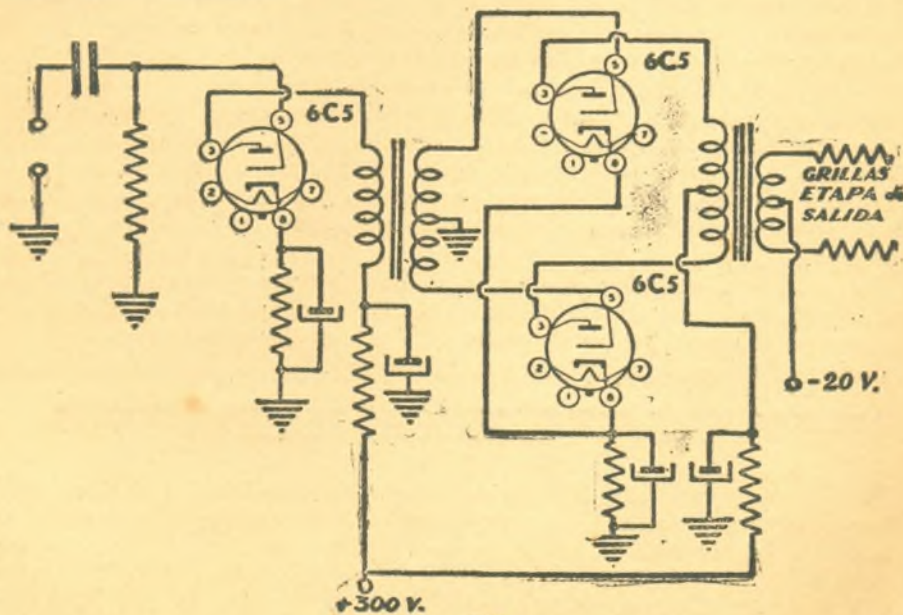


Fig. 568

127a. LECCION

Descripción general sobre amplificadores

(Continuación)

AMPLIFICADORES DE CLASE "B" Y "C"

La mayor distorsión en los amplificadores de clase "B" se producen debido a la aparición en los circuitos de las armónicas impares, ya que las armónicas pares quedan eliminadas por el empleo de circuitos en disposición simétrica. Por lo tanto, durante el diseño del amplificador y principalmente durante el diseño de los transformadores deberá tenerse en cuenta que los bobinados deben presentar una reactancia muy baja a las frecuencias impares. Pero no debemos olvidar en ningún momento que la distorsión por armónicas impares más importantes la produce la tercera armónica, siendo muy poco importante la distorsión introducida por las demás.

La eficiencia de los circuitos amplificadores de potencia en clase "B" es muy elevada, siendo ésta, cuando el amplificador está bien diseñado, de unos 65 o/o, mientras que en cualquier amplificador de este tipo en el cual no se han cuidado demasiado todos los detalles se alcanzan rendimientos del 50 o/o. Lo mismo podemos decir respecto a la "sensibilidad de potencia", pues ésta es muy elevada en estos tipos de amplificadores.

AMPLIFICADORES DE CLASE "B" PARA ENERGÍAS DE RADIO FRECUENCIA

Estos tipos de amplificadores funcionan de la misma manera como lo hacen los amplificadores de clase "B" de audio frecuencia. Se los destina especialmente para amplificar energías de alta frecuencia que han sido moduladas por una energía de audio frecuencia como en el caso del broadcasting. Tiene la ventaja sobre otros tipos de amplificadores en permitir el aumento de energía a los límites necesarios de modulación. El circuito de grilla de una etapa clase "B" para radio frecuencia se lo polariza a un punto algo menor en el cual la corriente de placa queda anulada completamente.

Una enorme ventaja del empleo de los amplificadores de clase "B" en radio frecuencia es de que no es necesaria disposición en push-pull de dos válvulas como en el caso de su empleo en audio frecuencia. Esto se debe a que empleando una sola válvula como amplificadora en el circuito sintonizado se produce el fenómeno de restablecer la forma de onda que ha sido cortada por la excesiva polarización de la válvula amplificadora.

Como verán los lectores, la enorme cantidad de aplicaciones que tienen estos tipos de amplificadores y aplicándose por igual en cualquier frecuencia de trabajo.

Lo que deberá recordar el alumno, es que siempre resultará provechoso el empleo de una etapa clase "B" en cualquier transmisor en el cual se desea excitar otro amplificador de clase "C" de mucha potencia y donde la modulación se aplica a una etapa amortiguadora.

ALGUNAS IDEAS SOBRE DISEÑO DE TRANSFORMADORES DE CLASE "B" DE AUDIO FRECUENCIA

Una de las partes más difíciles del diseño de amplificadores clase "B" es el transformador de entrada a push-pull y esto se debe a la característica especial del circuito de grilla de las válvulas amplificadoras de potencia, pues por dicho circuito circula corriente en una mitad del ciclo de la señal de entrada mientras no hay señal aparente durante el ciclo negativo en la otra válvula del push-pull; esto significa que solamente trabaja una

(sinusoidal) al circuito de grilla, tendremos una variación de corriente de placa correspondiente y también habrá corriente de grilla cuando ésta adquiere valores de tensión positiva. Al mismo tiempo se observa que el circuito acusa la señal aplicada para una variación del ciclo inferior a 180° , pues parte de dicho ciclo tiene al circuito tan polarizado negativamente que la corriente de placa no se hace presente.

La tensión de polarización de la válvula es de -100 V. correspondiendo una tensión de -50 V. aproximadamente cuando la corriente de placa se anula. Por lo tanto, se ve claramente que la tensión de la señal deberá ser algo mayor a fin de llevar al circuito de grilla a valores de tensión positiva como en el caso que presentamos.

En la figura 569 la tensión de la señal será de 225 V. Esto significa que el circuito de grilla alcanzará a una tensión positiva de 25 V. en el pico máximo positivo de la señal. Por la curvatura de la característica de grilla de la válvula resulta que la variación de tensión positiva en el circuito de grilla tiene la forma indicada en la misma figura que se asemeja a un triángulo. En la misma figura se indica con la letra ϕ la región del ciclo positivo que provoca la corriente de grilla y con la misma letra se designa a la zona correspondiente a la corriente de grilla.

La corriente instantánea que se hace presente en el circuito de grilla durante una fracción del ciclo positivo de la señal permite considerarlo en dicho circuito como la componente de un circuito donde circulan, además, una componente de corriente continua como también una señal de frecuencia fundamental como así también las componentes armónicas tal como puede indicarse en la figura 570 y la figura 571.

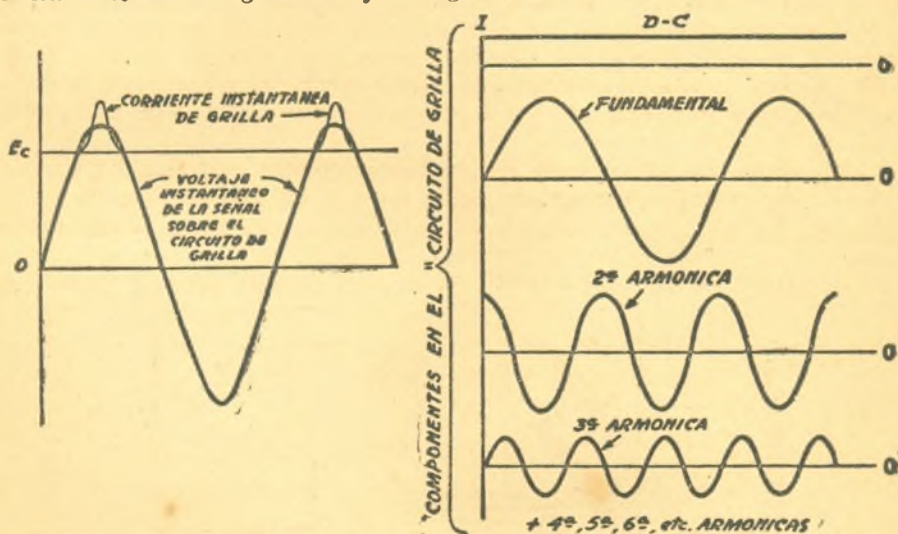


Fig. 570

Fig. 571

El valor de la componente fundamental con respecto a la componente de corriente continua del circuito de grilla depende del tiempo que tarde el impulso de la corriente de grilla. El tiempo que dicho impulso tarda en el circuito puede deducirse de las curvas de las figuras 572 y 573 conociendo el valor de pico del voltaje de radio frecuencia de la señal aplicado al circuito de grilla y el valor de la polarización del mismo circuito.

Por lo tanto puede observarse que puede calcularse la relación de la componente de corriente continua mediante las curvas de las figuras 572 y 573, mientras que la componente fundamental puede calcularse de una manera muy simple.

Si se conoce el valor de la intensidad de la corriente de la fundamental

pueden aplicarse las fórmulas puesto que también puede medirse el valor de la tensión. Por lo tanto, puede escribirse:

$$\text{PROMEDIO DE POTENCIA DE EXCITACION} = (\text{V.M.M. de la tensión de la frecuencia fundamental}) \times (\text{V.M.M. de la corriente de la frecuencia fundamental}) \dots\dots\dots (125).$$

Como se comprenderá, ésta dará el valor de la potencia necesaria para excitar el circuito de grilla de la etapa de potencia de salida.

De los valores indicados en la fórmula 125, si en lugar de ser V.M.M. fuesen valores de tensión y de corriente de pico, o sea valores máximos, tendríamos que realizar las mismas operaciones, pero al resultado se deberá dividir por dos y que sería el valor del promedio de potencia necesaria para excitar el circuito de grilla de la etapa de salida.

Por último, resulta muy simple calcular la potencia de excitación en función de la corriente de grilla de la etapa de salida, pues ésta es muy fácil de medir, tenemos:

$$\text{Prom. de Potenc.} = \frac{(\text{Vol. de R.F. de Fund. de pico}) \times (\text{C/C. de grilla}) \times K}{2} \dots\dots\dots (126)$$

$$\text{y en la cual } K = \frac{\text{Corriente fundamental de R.F.}}{\text{Corriente continua de grilla}} \dots\dots (127)$$

Veremos en la próxima lección, de una manera definitiva, la aplicación del Clase "C".

128a. LECCION

Descripción de una instalación de cine sonoro

(Continuación)

Continuaremos detallando la instalación de un cine sonoro. Conocemos ya una de las partes más importantes del equipo, o sea la parte de proyección y cabeza de sonido. Por lo tanto, veamos el amplificador de las señales de la fotocélula o sea el preamplificador, la fuente de alimentación del mismo, lo mismo la correspondiente a la excitadora de la fotocélula. En los primeros equipos Movietone se emplearon fuentes de alimentación para el preamplificador de la fotocélula y de la excitadora por medio de baterías de pilas secas y acumuladores a fin de evitar inducciones provocadas por la energía eléctrica industrial, etc. Pero más tarde, con el perfeccionamiento de las válvulas de calentamiento indirecto y también de los condensadores de filtro han permitido eliminar por completo las baterías con todos los inconvenientes que presentan en un equipo de trabajo permanente como son los del tipo que estamos estudiando.

El amplificador de potencia con sus etapas amplificadoras de tensión, como lo adelantamos en otras lecciones, es del tipo en clase "A" por lo general o del tipo "AB", sin corriente de grilla con realimentación negativa (esto último es un perfeccionamiento que se aplica a los amplificadores desde hace muy poco tiempo, que estudiaremos muy pronto).

En la figura 574 puede verse el circuito correspondiente a un preamplificador de fotocélula con su fuente de alimentación independiente. El transformador de excitadora es el mismo que suministra energía al rectificador del preamplificador. Respecto al resto del circuito, no presenta mayormente ninguna novedad para los conocimientos de los lectores. Sólo es necesario un poco de experiencia en la disposición de los elementos, como así también en la realización de las conexiones y las soldaduras a chassis.

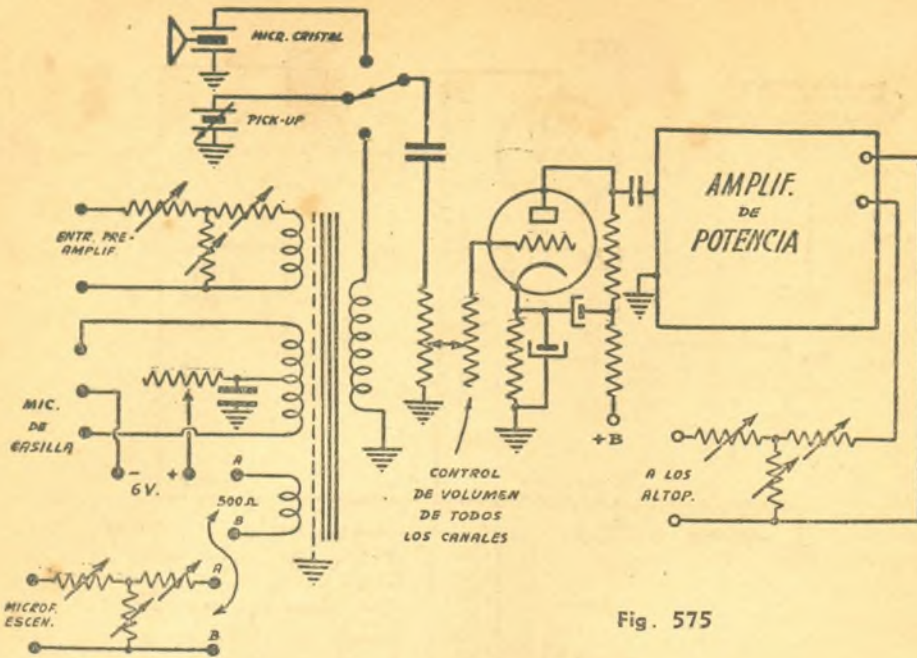


Fig. 575

alta calidad con las líneas y atenuadoras con los valores correctos si el propio reproductor tiene características de frecuencias que no abarca el rango exigido por las necesidades del cine sonoro. Demás está recordar a los lectores, que esta parte ha sido salvada por laboratorios perfectamente montados y con personal técnico de primer orden y que han permitido arribar a soluciones realmente notables respecto a la calidad.

Otro detalle que veremos más tarde será la influencia que tiene la sala y el público ubicado en ella en la respuesta de frecuencia resultante, o sea el sonido que llega al oído del espectador y no el que dan las curvas del laboratorio.

Las líneas que unen el escenario con la casilla del operador son, por lo general, blindadas a fin de evitar inducciones en la misma desde redes de canalización de energía eléctrica o más común se emplean cañerías de hierro con conexión a tierra.

Como casi invariablemente en todos los casos, en los cines se emplean dos proyectores con sus respectivas cabezas de sonido, se emplean dos preamplificadores de fotocélula a fin de facilitar el trabajo y a la vez uno de ellos podría trabajar mediante una llave de cambio con los dos proyectores en caso de emergencia. Por supuesto que si se emplean dos preamplificadores, éstos irán a un canal común y de allí al amplificador de potencia. La intensidad de la señal de potencia se controla independientemente, lo mismo que el "volumen general".

El empleo de un atenuador a la salida del preamplificador permite evitar la sobrecarga del circuito de grilla de la primera válvula del amplificador de potencia con la siguiente distorsión.

Respecto al amplificador de potencia, en todos los casos deberá trabajar a máximo volumen prácticamente y ser éste regulado como se dijo por medio del atenuador de enlace entre el amplificador y la red de altoparlantes.

De esta manera el lector se dará una idea bastante aproximada de una instalación de cine sonoro y que lo pondrá en condiciones de tentar de realizar una de ellas por propio riesgo y además como primera experiencia.

No nos detendremos al estudio de la grabación de películas, ya que esto por sí solo constituye una especialidad bastante compleja, pero asimismo, en la próxima lección y como epílogo del tema que tratamos, se darán algunos detalles sobre formas y métodos que se emplean en la grabación del sonido en la película del cine sonoro

CURSO DE RADIO

129a. LECCION

Diseño y construcción de un transmisor de aficionados (Modulación)

(Continuación)

Varias son las maneras de modular el transmisor; por lo tanto aprovecharemos este capítulo para realizar un repaso de todos los conocimientos al respecto a fin de aplicar los distintos métodos y discutirlos y de esta manera poner a los lectores en condiciones de realizar el diseño de la forma más cómoda.

Hemos dicho, en lecciones anteriores, que no era posible modular un transmisor en el cual éste quede modulado más del 100 o/o, que en cierto modo no es muy claro si no se analiza con cuidado. Por esta razón expondremos a continuación cuál es la técnica del porcentaje de modulación a fin de estar en condiciones de realizar el diseño del modulador sin tropiezos.

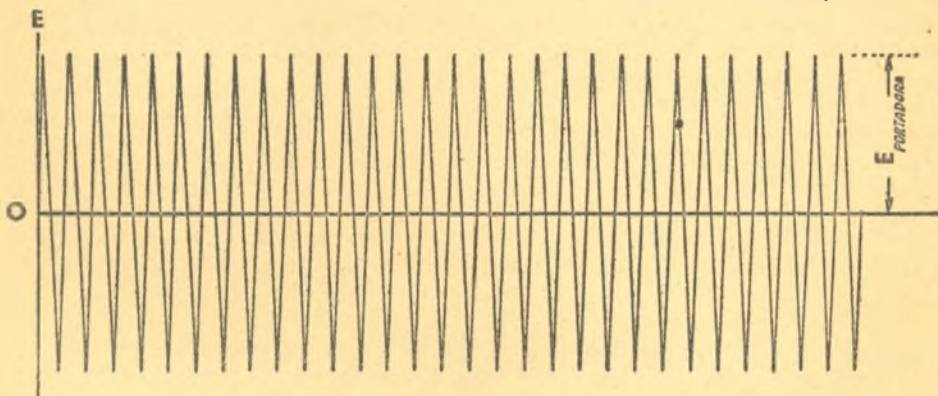


Fig. 576

Supongamos el caso de la figura 576, en la cual se indica gráficamente la forma que tendría una señal de un transmisor sin modulación, es decir, la portadora u onda continua del transmisor. Cuando la energía de alta frecuencia se modula, la figura 576 se transforma según se indica en la figura 577. Cuando el porcentaje de modulación 100 o/o de la portadora se produce, la forma de la señal transmitida por el transmisor es, según lo indica la figura 578; por lo tanto, se podrá sacar como conclusión que la onda portadora modulada de la figura 577 no lo está al 100 o/o. Puede apreciarse sin dificultad que en ningún momento se pierde la forma de onda original de audio frecuencia que se imprime a la portadora. De manera que si el modulador no produce ninguna distorsión, con seguridad que ésta no quedará deformada en el transmisor. Salvo el caso indicado en la figura 579, en la cual la onda portadora ha sido modulada en un porcentaje superior a 100 o/o.

En la figura 579 se ve con toda claridad que, a pesar que el modulador es perfectamente lineal, o sea que no tiene deformación la forma de onda de audio frecuencia, al modular el transmisor con una energía mayor a la correspondiente, las señales del transmisor mencionado serán de la forma

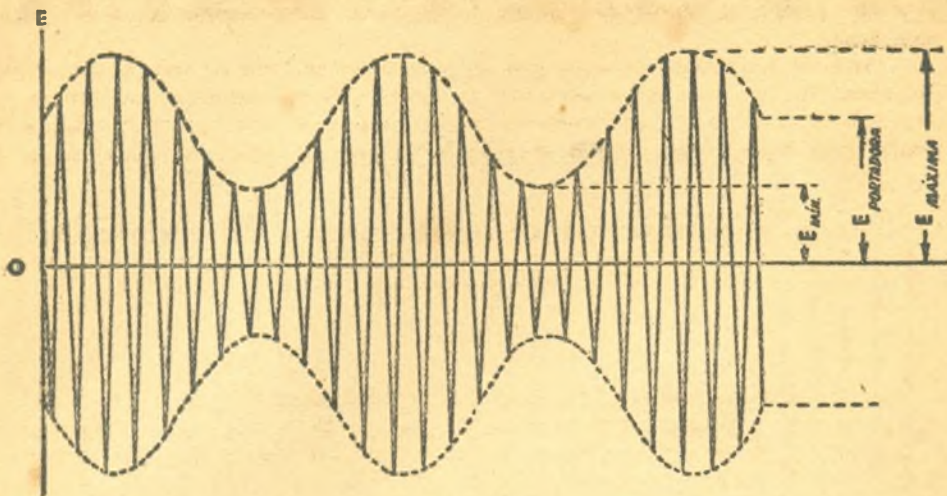


Fig. 577

indicada en la figura que mencionamos, de manera que una vez detectada la señal por algún receptor, la tensión de audio frecuencia resultante será la indicada en la figura 579 B y que dista mucho de la forma de onda original del modulador.

Se verificará, como consecuencia, que la calidad de reproducción proporcionada por una estación de la naturaleza cuyas señales indica la figura 579, serán realmente desastrosas.

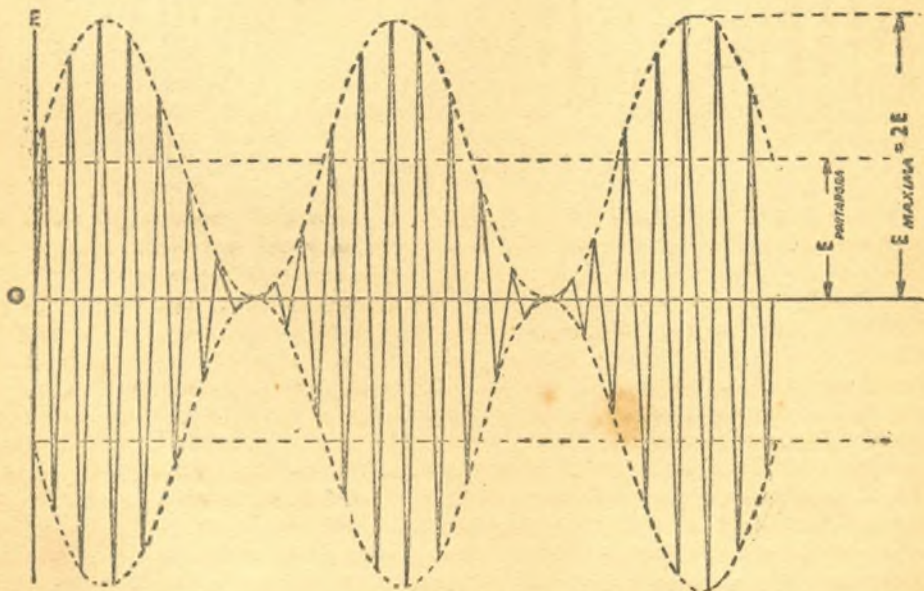


Fig. 578

En general, no sólo cuando se sobremodula, se obtiene como resultado la deformación de la envolvente de audio frecuencia, sino que la potencia útil irradiada se reduce y que puede ser verificada por nuestros lectores del gráfico de la figura 579 B, pues no siendo sinusoidal la forma de onda de la energía emitida, la potencia será inferior al caso en que ésta sea sinusoidal.

Como consecuencia de lo dicho se desprende que en ningún momento es conveniente sobrepasar el límite del 100 o/o de modulación, ya que sólo se

lograría restar al transmisor todas las buenas características que pueda éste tener.

Otro de los inconvenientes que se presentan cuando se sobremodula una estación, es que una gran parte de la energía del transmisor se irradia en frecuencias que no son la fundamental del mismo, siendo la irradiación indeseada más importante cuando mayor sea la sobremodulación. Además de la

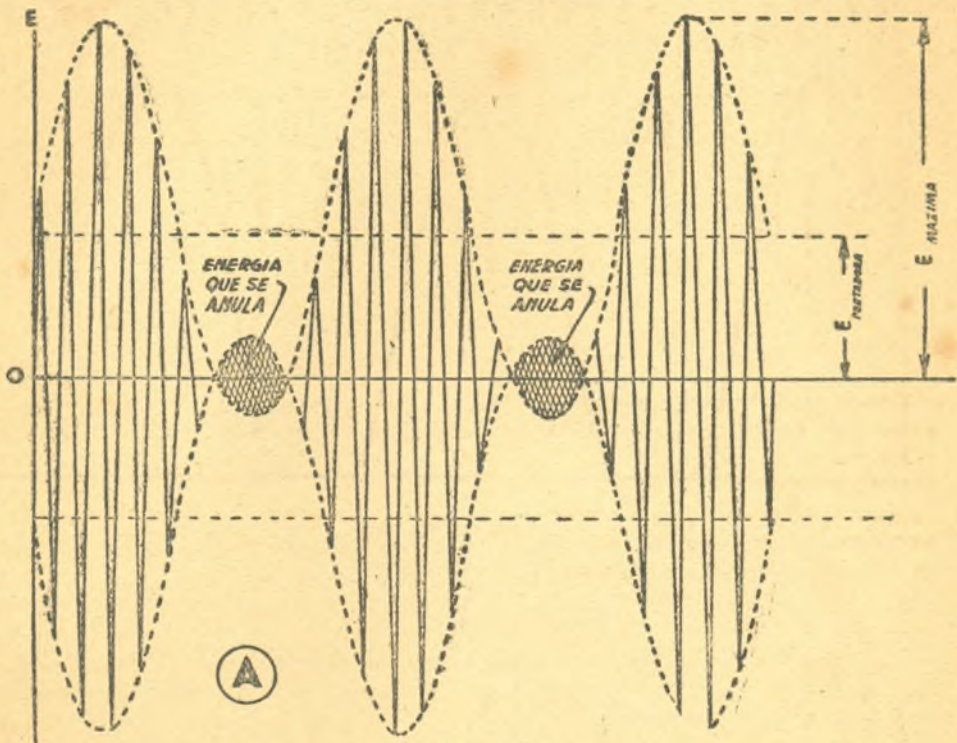


Fig. 579 (a)

irradiación por armónicas se producen irradiaciones de frecuencias parásitas en gran cantidad y en frecuencias muy distintas y que son resultantes de las armónicas que se presentan en el circuito de antena del transmisor.

Demás está decir lo que sucedería a un radioescucha que tratase de escuchar en su receptor una estación próxima a otra cuya onda portadora ha sido sobremodulada. Como ejemplo práctico, el lector lo encontrará en algunas de nuestras estaciones que algunas veces, por deficiencias técnicas, el transmisor queda sobremodulado y otras veces se hace ex profeso por rivalidad comercial...

En general, cuando se modula una energía de alta frecuencia por medio de una energía de audio frecuencia se tendrá como envolvente de la portadora de la energía de alta frecuencia una forma de onda que será exactamente la generada por el modulador, salvo el caso en que la energía de audio frecuencia sea superior a la necesaria y que no pase el 100 o/o de modulación. Por lo tanto, si el modulador es del tipo de alta calidad, también lo será la forma de onda que adquirirá la envolvente y será de mala calidad cuando la forma de onda del modulador esté afectada por armónicas más o menos intensas.

El porcentaje de modulación puede determinarse gráficamente si se conocen las magnitudes de tensión o de corriente del circuito de la portadora y del modulador. Por lo tanto, si consideramos cualquiera de los gráficos de las figuras 576, 578 ó 579, etc., podremos deducir el porcentaje de modulación de la siguiente manera:

Para envolvente positiva, o sea el que corresponde a la parte superior de cada gráfico:

$$M_1 = \frac{E_{\max} - E_{\text{port.}}}{E_{\text{port.}}} \dots \dots \dots (128)$$

Para la envolvente negativa, o sea la indicada debajo del eje de las figuras indicadas en los gráficos:

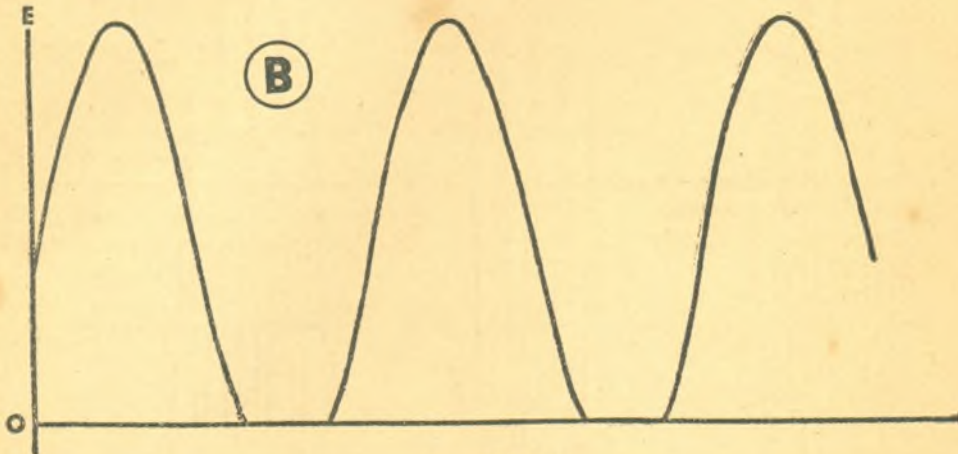


Fig. 579 (b)

$$M_2 = \frac{E_{\text{port.}} - E_{\min}}{E_{\text{port.}}} \dots \dots \dots (129)$$

Si tanto la envolvente superior como la inferior fueran simétricas e iguales en sus magnitudes, se podría calcular el porcentaje de modulación de la siguiente manera:

$$M = \frac{E_{\max} - E_{\min}}{E_{\max} + E_{\min}} \dots \dots \dots (130)$$

Estas fórmulas son muy fáciles de aplicar cuando, como se dijo antes, se conocen los valores de tensiones o corrientes de los circuitos en juego y que oportunamente emplearemos, y el porcentaje se obtiene multiplicando por 100 el resultado.

La potencia máxima de una onda portante modulada, o sea la potencia de pico, puede calcularse por medio de la fórmula 131, o sea:

$$\text{Potencia máxima: } K \times E_p \times (M + 1) \dots \dots \dots (131)$$

Donde E_p es la tensión de pico de la portadora (tensión máxima); K es una constante, y M es el factor de modulación que se calcula mediante la fórmula 130.

Si el valor de M es igual a 1, o sea la unidad, o sea cuando el porcentaje de modulación sea igual al 100 o/o, la potencia de la onda portadora modulada resulta ser igual a 4 veces el valor de la portadora misma. De donde se desprende que la potencia máxima que se obtiene en un transmisor cuando se lo modula al 100 o/o corresponde a cuatro veces la potencia de la onda portadora.

Pero lo que más interesa es conocer cuál es el promedio de la potencia de salida, porque no siempre el transmisor se encuentra modulado al 100 o/o, pues éstos se regulan de manera que para un "lleno" de orquesta sinfónica no quede sobremodulado.

Pero en los casos de transmisores de aficionados, en la generalidad de los casos el transmisor se halla modulado a un porcentaje igual, ya que casi siempre se habla ante el micrófono y al mismo nivel de voz, podría calcularse el porcentaje un poco más bajo al 100 o/o para permitir una mejor "regulación" de la onda portadora.

La fórmula 132 nos indica la potencia de promedio que proporciona una onda modulada:

$$\text{Potencia promedio} = K \times E_p^2 \times \left(\frac{M^2}{2} + 1 \right) \dots \dots \dots (132)$$

Según la fórmula 132 que damos, se desprende que si el factor de modulación M es igual a 1, o sea la unidad, el aumento de potencia debido a la modulación de la portadora es de un 50 o/o; por lo tanto resulta fácil calcular el valor que debe adquirir el voltaje o la corriente de una portadora cuando se la modula al 100 o/o, o dicho en otras palabras: que se puede calcular el valor de la corriente o el voltaje que debe aumentar el valor correspondiente de la onda portadora cuando se la modula al 100 o/o.

Si el valor del factor de modulación es igual a 1, cuando se modula el 100 o/o resulta aplicando la fórmula 132:

$$P_{\text{pro}} = K \times E_p^2 \times \left(\frac{M^2}{2} + 1 \right) = K \times E_p^2 \times \left(\frac{1^2}{2} + 1 \right)$$

Como 1, elevado a cualquier potencia es siempre igual a 1, resulta que 1, dividido por 2, es igual a 0,5 y por lo tanto si sumamos 0,5 a 1 tal como se ve en la expresión, podremos escribir:

$$P_{\text{pro}} = K \times E_p \times 1,5;$$

de manera que si calculamos el aumento que corresponde a la tensión de la portadora tendremos que éste será:

$$1,225 \times E_p \dots \dots \dots (133)$$

De la misma manera podríamos escribir respecto al aumento de la corriente de la onda portadora cuando se la somete a una modulación del 100 o/o

$$1,225 \times I_p \dots \dots \dots (134)$$

Todo el raciocinio matemático que hemos realizado se hizo con la intención de informar al lector de todo el mecanismo de la modulación a fin de que esté habilitado para responder a las necesidades técnicas de cualquier transmisor y al mismo tiempo con el fin de poder ir dando nuevos conocimientos que formarán las bases que todo técnico debe poseer.

Ya que hemos analizado el proceso de la modulación, proseguiremos con este tema, pero aplicado directamente al diseño del modulador mismo.

130a. LECCION

Instalación de un equipo de public address

(Continuación)

Entraremos de lleno al cálculo de la fuente de alimentación, ya que es esta parte del amplificador tan importante como el amplificador mismo, pues de éste dependerá que todas las etapas estén alimentadas correctamente y además que presente la regulación que corresponde en estos casos y sobre todo por tratarse de alimentar una etapa de amplificación de potencia del tipo clase "AB₂".

Debemos tener muy en cuenta que en estos tipos de amplificadores no es posible polarizar las válvulas de salida por medio de la corriente de cátodo de las mismas, ya que éstas varían constantemente dando por resultado que la tensión de polarización no será constante, dando origen a una enorme estabilidad que haría del amplificador "un arma mortífera" por la mala calidad. Por lo tanto debemos pensar en obtener una fuente de tensión que permita polarizar constantemente el circuito de grillas de las válvulas de salida. No es posible el empleo de una batería, primero porque por el circuito de grilla circula corriente, lo que también lo haría por la pila haciendo que la tensión del mismo no pueda mantenerse constante y además por quedar afectada la composición química de la misma pila, y en segundo lugar no sería posible el empleo del elemento de tensión indicado porque no sería una fuente de polarización constante debido a la descarga natural de la misma. Por lo tanto, debemos pensar en una fuente de tensión fija que no varíe bajo ninguna condición, salvo en los casos de variaciones de tensión de la red de alimentación que en ningún momento puede tomarse seriamente en cuenta, salvo en los casos que estas variaciones sean realmente muy serias, lo cual,

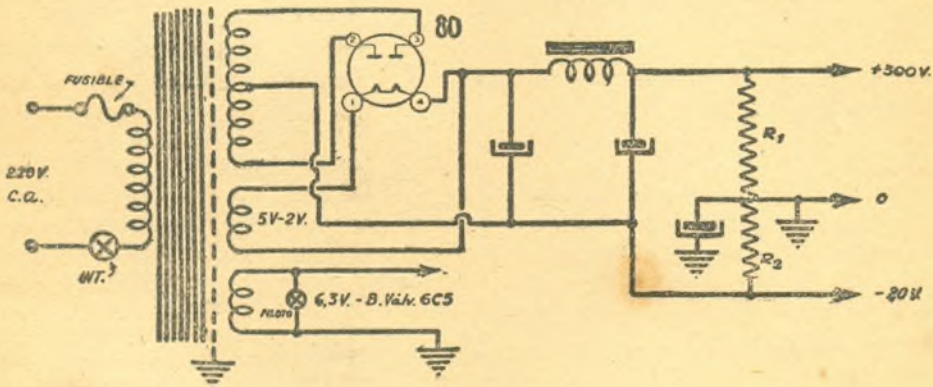


Fig. 580

en caso de suceder tal cosa, deberá munirse al equipo de un voltímetro de corriente alternada a la entrada del transformador de alimentación y por medio de derivaciones previamente calculadas en el primario del transformador, ir regulando dichas derivaciones mediante topes hasta restablecer las tensiones de todos los circuitos según lo indica el cálculo.

Este último caso particular ya lo estudiaremos en su oportunidad, ya que pueden presentarse tales casos y por lo tanto el lector debe estar en condiciones de conocer la solución.

Por otra parte, la sección que corresponde a la amplificación de tensión y la etapa de excitación del circuito de salida necesita de una fuente de ali-

alimentación constante, pues de lo contrario se haría peligrar la calidad del circuito indicado.

Por las razones expuestas, podemos decir que resulta muy conveniente; por lo tanto, sería muy lógico el empleo de la misma fuente de alimentación de la sección de la amplificación de tensión y también la que nos suministre la tensión de polarización fija de la etapa de salida del amplificador de potencia. Por otra parte, mediante un transformador de alimentación independiente, por razones de regulación se obtendrá la fuente de alimentación del circuito correspondiente a la etapa de salida. En la figura 580 se indica el circuito rectificador correspondiente a la fuente de alimentación del circuito amplificador de tensión y en la figura siguiente 581 el circuito de alimentación de la etapa de potencia de salida.

Respecto a la figura 580, vemos claramente que todas las constantes se calculan de una manera conocida, pues ya ha sido vista en otras lecciones con una pequeña variante en la salida, pues se ha conectado un par de resistencias de manera tal que, además de servir como carga del circuito, permitirá obtenerse la caída de tensión necesaria para la polarización de las válvulas amplificadoras de potencia.

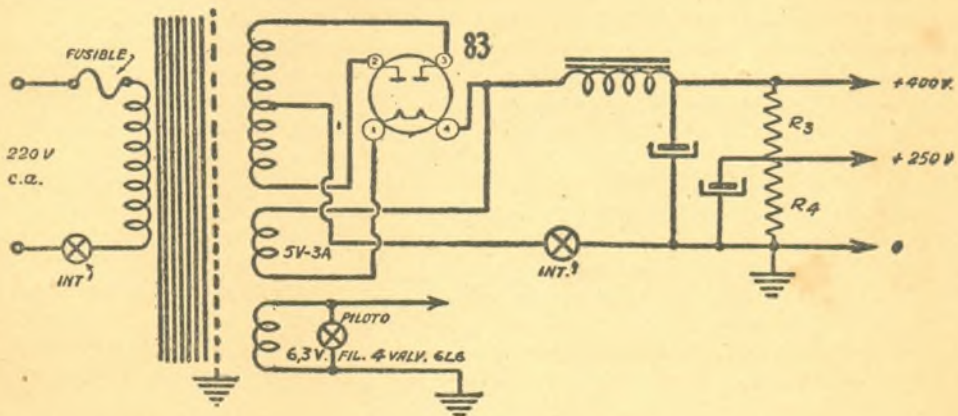


Fig. 581

El circuito de la figura 580 no presentará ningún inconveniente durante el cálculo de las constantes, ya que se trata de un circuito completamente standard y común a todos los receptores alimentados por medio de energía de corriente alternada. Respecto al circuito de la figura 581, tenemos una novedad, pues no empleamos en el circuito de entrada al filtro el consabido condensador electrolítico. Este se emplea de la manera indicada a fin de permitir la mejor regulación de tensión a las variaciones de corriente de placas de las válvulas de salida y esto sólo se consigue empleando el filtro indicado evitándose que las variaciones de corriente en el circuito produzcan variaciones de carga en el condensador de entrada y con esto variaciones de tensión, que es precisamente lo que se quiere evitar. Es, repetimos, por esta razón, por la cual no se emplea condensador a la entrada del filtro del circuito de alimentación de las etapas amplificadoras de potencia de salida.

También a la salida de la fuente de alimentación del circuito de la figura 581 se ha conectado a la salida del mismo una resistencia con una derivación y que, además de actuar como resistencia de carga, se emplea para obtener, mediante la derivación indicada, la tensión necesaria para el circuito de pantallas.

La inductancia del choque, o sea de la impedancia de filtro del circuito de la figura 581, es fácil de calcular, pues para la corriente máxima del circuito de placas deberá presentar una inductancia de unos 5 Henrys. Este valor se ha obtenido en la práctica y es el más conveniente para el empleo de

impedancias de filtro. Además, es conveniente que la resistencia óhmica del mismo no sea superior a 100 Ohms, pues de lo contrario se malogrará la buena regulación de la fuente de alimentación. Por último, a fin de lograr que la fuente de alimentación realmente presente una baja impedancia, se emplea una válvula rectificadora del tipo 83, que es una del tipo de gas de mercurio que presenta una característica muy interesante, y que es la de presentar una resistencia interna muy baja a la corriente rectificadora haciendo que la caída interna de la tensión sea baja también. Otra de las características interesantes de este tipo de válvula rectificadora es la de permitir una caída de voltaje de un valor constante de 15 Volts, con lo cual se puede asegurar una buena regulación.

Por último debe tenerse algunos cuidados con el empleo de una válvula de gases de mercurio, pues no puede aplicarse la tensión de placa al mismo tiempo que la tensión de filamento, sino que es necesario dejar que transcurra un minuto de tiempo, por lo menos, entre la aplicación de la tensión de filamento y la tensión de placa.

Por esta razón se notará en la figura 581 que se conectó sobre el negativo de la fuente de alimentación correspondiente un interruptor que quedará abierto cuando se conecte el transformador de alimentación a la red de canalización, lo que permitirá que los filamentos alcancen una temperatura conveniente y luego, mediante la acción del interruptor, se pone en con-

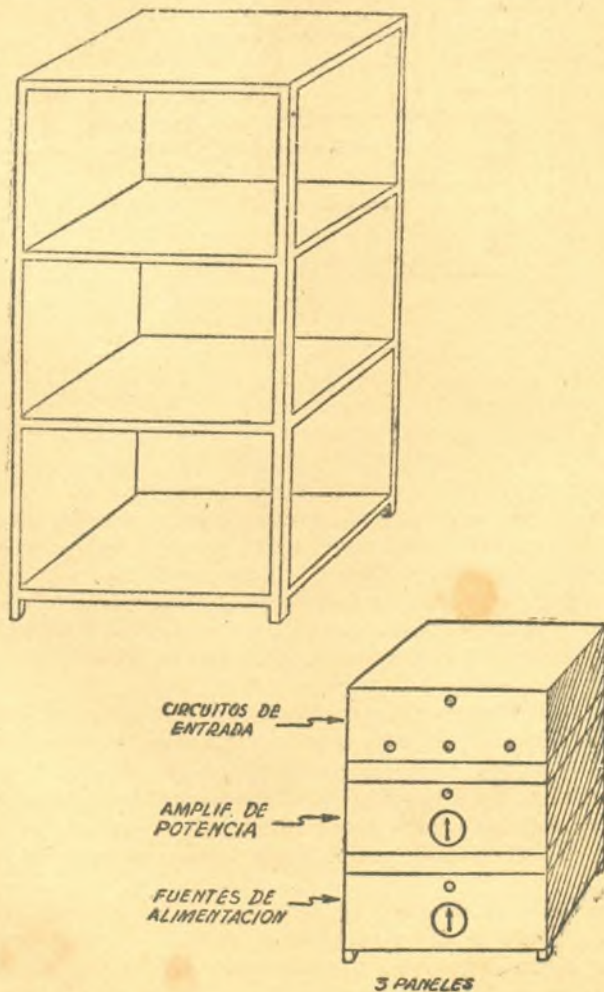


Fig. 582

tacto el polo negativo y con ello la aplicación de la tensión de placa al circuito general de la etapa de salida.

En las lecciones 57a. y 58a. pueden encontrarse todos los datos para el cálculo de todas las partes del filtro y el cálculo de los transformadores; las tablas y datos correspondientes se obtendrán de las lecciones 47a. y 53a.

Creemos que el repaso de las lecciones indicadas será de gran provecho para el lector ya que lo habilitará para el cálculo que nos proponemos.

De la misma manera aconsejamos a los lectores calculen las constantes de todos los circuitos y cuyos valores se darán a conocer por medio del "cuestionario de radio" y que permitirá, a la vez, asegurarse que los cálculos que cada uno ha realizado son correctos.

Una vez realizada la fuente de alimentación del equipo, solamente tendremos que estudiar la parte constructiva del mismo a fin de llevar la construcción del mismo a la práctica. Veamos entonces de qué manera se podrá realizar la construcción del equipo. En general, en las instalaciones comerciales y principalmente en las del public address se emplea lo que se llama RACK, que no es otra cosa que un armazón de hierro con panel del mismo metal y dentro del cual se montan las distintas partes del amplificador con los controles en los paneles con luces indicadoras de cada circuito y también, si lo requiere la instalación, instrumentos de medición que indiquen tensiones de entrada, consumos de placas, etc.

En la figura 582 se indica un bosquejo de armazón que puede el lector tomar en cuenta por su aspecto comercial y que, en el caso de la instalación que nos ocupa, resultará presentable...

En la próxima lección daremos todos los detalles constructivos y de instalación que servirán como conclusión de una instalación de public address del tipo comercial.

131a. LECCION

Estudio general sobre amplificadores

(Continuación)

Siguiendo el tema respecto a lo indicado en la figura 573 de la lección 127a., tenemos que la curva correspondiente a los valores de K varían muy poco con respecto a las variaciones del ciclo en el circuito de grilla de la etapa de clase "C". Como en la práctica se toma para valores de K igual

a 1,8, por lo que indica la curva como valor medio, resulta que $\frac{K}{2}$ es igual

a 0,9, por lo tanto podemos escribir la fórmula 126 que da el valor promedio de la potencia de excitación del circuito de grilla de clase "C" de la manera siguiente:

Prom. potenc. excit. = 0,9 Volts F. F. de pico de grilla x c. e. de grilla .. (135)

Por lo que se ve, la fórmula resultante 135 simplifica aún más los cálculos, gracias a la curva de la figura 573 que, como veremos en seguida, es de una gran utilidad.

En la Tabla XIX se indican los valores que permitirán conocer de antemano los valores que intervendrán en el cálculo y, como verán los lectores sin esfuerzo alguno, que son consecuencia de los valores que indica la figura 573.

T A B L A X I X

E_c E. R. F.	GRADOS	$F_{MND} = K$ 1 o. c.	K 2
0	180	1,64	0,82
0,1	168	1,67	0,84
0,2	157	1,69	0,85
0,3	145	1,74	0,87
0,4	133	1,78	0,89
0,5	120	1,82	0,91
0,6	106	1,83	0,92
0,7	91	1,85	0,93
0,8	73	1,92	0,96
0,9	51	1,94	0,97
1,	0	2.	1.

Como dijimos en párrafos anteriores, la parte más importante de los amplificadores en clase "C" es el cálculo de las constantes del circuito de entrada, o sea la excitación del circuito de grilla de la etapa indicada; por lo tanto, realizaremos algunos cálculos a fin de que el lector pueda realizar los suyos de acuerdo a las mismas normas.

Antes de comenzar con los cálculos tomemos las características de la válvula RCA807, a fin de emplearlas como ejemplo en nuestros casos prácticos.

Tensión de filamento	6,3	Volts
Corriente de filamento	0,9	Amperes
Capacidad grilla-placa con blindaje externo	0,2	μf
Capacidad de entrada	11	μf
Capacidad de salida	7	μf
Trabajando como amplificadora de clase "C" y modulado		100 o/o
Voltaje de placa c.c.		475 Volts
Voltaje de pantalla c.c.		300 " Máx.
Tensión de grilla c.c.		— 200 " "
Corriente de placa		83 Miliamperes
Corriente de grilla		5 "
Consumo de placa		40 Watts
Consumo de pantalla		2,5 "
Disipación de placa		16,5 "

Condiciones típicas de trabajo:

Voltaje de placa c.c.	325	400	475 Volts
Voltaje de pantalla c.c.	225	225	225 "
Tensión de grilla	—45	—50	—50 "
Voltaje de radio frecuencia de pico de grilla	70	70	70 "
Corriente de placa	80	80	83 M. A.
Corriente de pantalla	9	9	9 "
Corriente de grilla c.c.	3	2	2 "
Resistencia de grilla	5000	10000	10000 Ohms
Potencia de excitación de grilla	0,2	0,13	0,13 Watts
Potencia de salida	15	19	24 "

Con los datos suministrados por las características indicadas, estamos en condiciones de comenzar los cálculos y aplicar todas las fórmulas vistas a fin de que éstas puedan emplearse en la práctica.

Necesitamos conocer la potencia de excitación del circuito de grilla de la válvula RCA807 para trabajar en clase "C", o, mejor dicho, el promedio de la potencia de excitación. Necesitamos conocer el voltaje de pico de radio frecuencia que se aplica al circuito de grilla y que según las características, es de 70 V. para cualquiera de las condiciones de trabajo de la válvula. Además, es necesario conocer la corriente del circuito de grilla según lo indica la fórmula 135 y que, según las características, es de 2 Miliamperes para las condiciones máximas de trabajo.

Por lo tanto, podemos calcular, aplicando la fórmula 135, de la siguiente manera:

Promedio de la potencia de Exc., $0,9 \times \text{Volts de pico de R.F.} \times \text{Cor. de grilla de c.c.}$

Prom. de Pot. de Exc. = $0,9 \times 70 \times 0,002 = 0,126 \text{ Watts.}$

La potencia que indican las características de la válvula dan una potencia de excitación de 0,13 Watts, que es la que prácticamente habíamos calculado.

Hasta ahora no hablamos de otra cosa que de la potencia de excitación del circuito de grilla, pero no es menos importante el conocimiento de la impedancia de entrada del circuito mencionado. Esto lo decimos porque el conocimiento de la impedancia del circuito en estos tipos de amplificadores es de suma importancia, dado que por el circuito de grilla circula corriente y esto no sucede, como ya lo sabemos, en todo el ciclo de la tensión de c.a. aplicada al circuito.

Por lo tanto, es necesario conocer la impedancia del circuito de grilla a fin de respetar dicho valor, pues de lo contrario sería difícil aplicar una potencia correcta si las constantes del circuito no son las convenientes, sobre todo si tenemos en cuenta que la impedancia de grilla es relativamente baja.

Como la impedancia no es constante en el circuito de grilla, tendremos que emplear un valor promedio y que pueda tomarse como un valor si el valor de la impedancia fuese constante para la fracción de ciclo que circula corriente por el circuito de grilla.

Si se conocen los valores de la potencia promedio de excitación del circuito de grilla y el valor máximo medio de la tensión aplicada, podría calcularse la impedancia promedio mediante la fórmula conocida y derivada

$$\text{da de } R = \frac{E^2}{W}.$$

Por lo tanto, podemos escribir análogamente:

(V.M. de la tensión fundamental de grilla)²

$$\text{Impedancia promedio} = \frac{\text{Potencia promedio de excitación}}{\dots} \dots (136)$$

Si no se conocieran los valores medios máximos de tensión de R.F. aplicados al circuito de grilla podrían tomarse los valores de pico indicados en las características de las válvulas. Por lo tanto la fórmula 136 se transformaría en la 137 de la manera siguiente:

0,5 (Volts de pico de grilla de R.F.)²

$$\text{Impedancia promedio} = \frac{\dots}{\text{Potencia promedio de excitación}} \dots (137)$$

Y, finalmente, si se quisiera simplificar aún más los cálculos, podría

transformarse esta última expresión 137 en la 138 final, dado que éste podría considerarse como un valor constante.

$$0,56 \times \text{Pico de voltaje de grilla de R.F.}$$

$$\text{Impedancia de grilla} = \frac{\text{Corriente continua de grilla}}{\dots \dots \dots} \dots \dots \dots (138)$$

Por lo tanto, el lector estará en condiciones de conocer, mediante esta última fórmula, la impedancia del circuito de grilla de la válvula que se empleará como amplificadora de clase "C", y en el caso de la válvula RCA807 tenemos:

$$\text{Impedancia de grilla} = \frac{0,56 \times 70}{0,002} = 16.600 \text{ Ohms}$$

Ya durante los proyectos que daremos en otras lecciones iremos ampliando los conocimientos de las aplicaciones de todos estos conocimientos.

Al mismo tiempo aconsejamos a los lectores consigan características de válvulas de transmisión e ir aplicando todos los conocimientos que sobre este tema se vayan dando.

132a. LECCION

Descripción de un equipo de cine sonoro

(Continuación)

Veremos solamente la manera cómo se graban las películas en el sistema Movietone y Fotophone, de una manera aproximada, pues sólo nos dedicaremos a indicar el proceso sin llegar a los detalles.

La forma cómo se graba el sonido en la misma película puede realizarse de dos maneras: una en la cual el sonido y la fotografía se toman a la vez sobre el primer negativo y el otro que se graba por separado, es decir, que la toma de la fotografía se hace independientemente del sonido que se obtiene por medio de líneas que van al estudio que trabaja simultáneamente con la máquina de toma.

Cualquiera de los métodos presenta las mismas características, dado el riguroso sincronismo entre la toma y el sonido.

La teoría de la obtención de la grabación de la película es la siguiente: se trata de obtener registros por medio de una luz variable que responde a la variación de una corriente eléctrica en una variación en el "índice" de transparencia, es decir, que pueda registrarse por medio de variaciones de transparencia proporcionales, la variación de la corriente que provoca el haz de luz variable.

En otras palabras, podríamos decir que un haz de luz variable puede

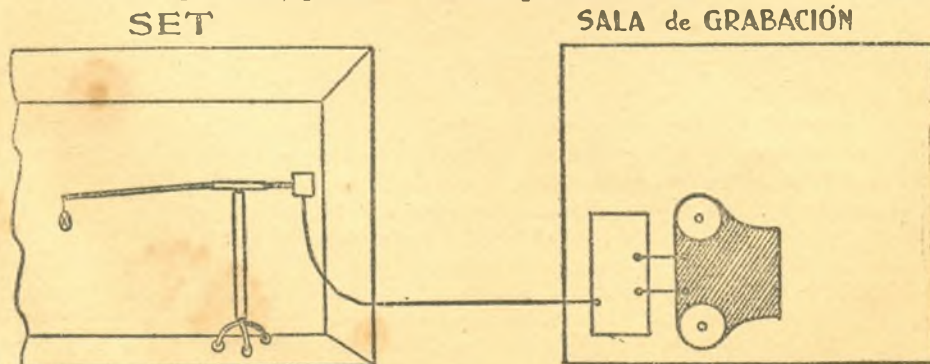


Fig. 583

provocar sobre una película sensibilizada en movimiento uniforme una franja más o menos "velada" y que es precisamente la grabación que se desea, o sea la fotografía, si se quiere, del sonido.

El amplificador que se emplee para provocar la variación de luz que grabará la película debe ser completamente exento de deformación alguna, requisito indispensable para asegurar una grabación de alta calidad, siendo el rango de frecuencia que deberá reproducir sumamente amplio, a fin de estar en condiciones de reproducir las frecuencias armónicas de todos los instrumentos musicales y ruidos en general. Podría considerarse que un amplificador para grabación de películas debe estar en condiciones de reproducir un rango de frecuencias de 16 a 20.000 ciclos por segundo con una máxima distorsión de 2,5 por ciento, es decir, que prácticamente no existe distorsión.

Esquemáticamente puede verse indicado en la figura 583 el proceso de la grabación de una película sonora.

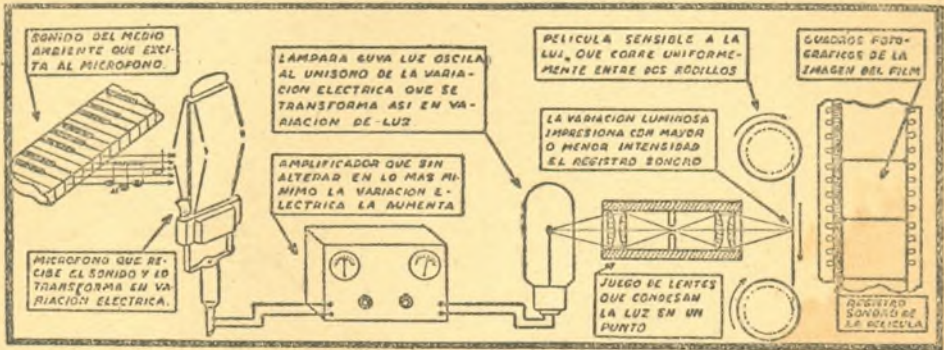


Fig. 584

En la figura 584 se indican algunos detalles del proceso de grabación por medio de una lámpara especial a gases de mercurio.

En la figura 585 se indican algunos detalles del sistema de grabación empleado en la actualidad. Este método se basa en dos cintas de duraluminio colocadas paralelamente a una distancia de 0,05 milímetros cuando éstas están en reposo, variando éstas de distancias en más o en menos según la frecuencia de la corriente que las atraviesa. En estado de reposo el haz de luz que atraviesa el espacio entre las dos cintas es de 0,05, pero ésta queda reducida a la mitad cuando atraviesa el juego de lentes y vela la capa sensible de la película.

Una de las partes más delicadas es el revelado de las películas donde se ha grabado el sonido, porque una variación en la intensidad o sea si la revelación resulta más clara o más oscura en distintas partes de la película dará como consecuencia variaciones en la intensidad del sonido cuando se pase la película.

Una vez que se ha realizado la toma de las fotografías, se adapta el sonido superponiendo los dos negativos a fin de obtener una copia sincronizada o bien, si no es necesario tal cosa, el proceso resulta ser el mismo, ya que de cualquier manera se necesita preparar una película donde previamente se grabe el sonido.

Otra de las dificultades más grandes en la grabación de la película resulta ser la parte mecánica para la obtención de una velocidad constante de la película. Aún en nuestros días puede notarse, durante la reproducción de las frecuencias más elevadas de la música, una modulación de una frecuencia más baja y que se debe a la pequeñísima vibración del equipo de toma que no ha sido posible eliminar por completo, pero repetimos que sólo se nota en las frecuencias más elevadas y prestando una especial atención y que para la mayoría del público, aún para oídos más o menos entrenados, pasa este fenómeno inadvertido.

Daremos con estas palabras por terminado el pequeño resumen que sobre cine sonoro se ha dado, pues veremos más adelante si es necesario detenernos en algunos de estos conocimientos con fines de especialización.

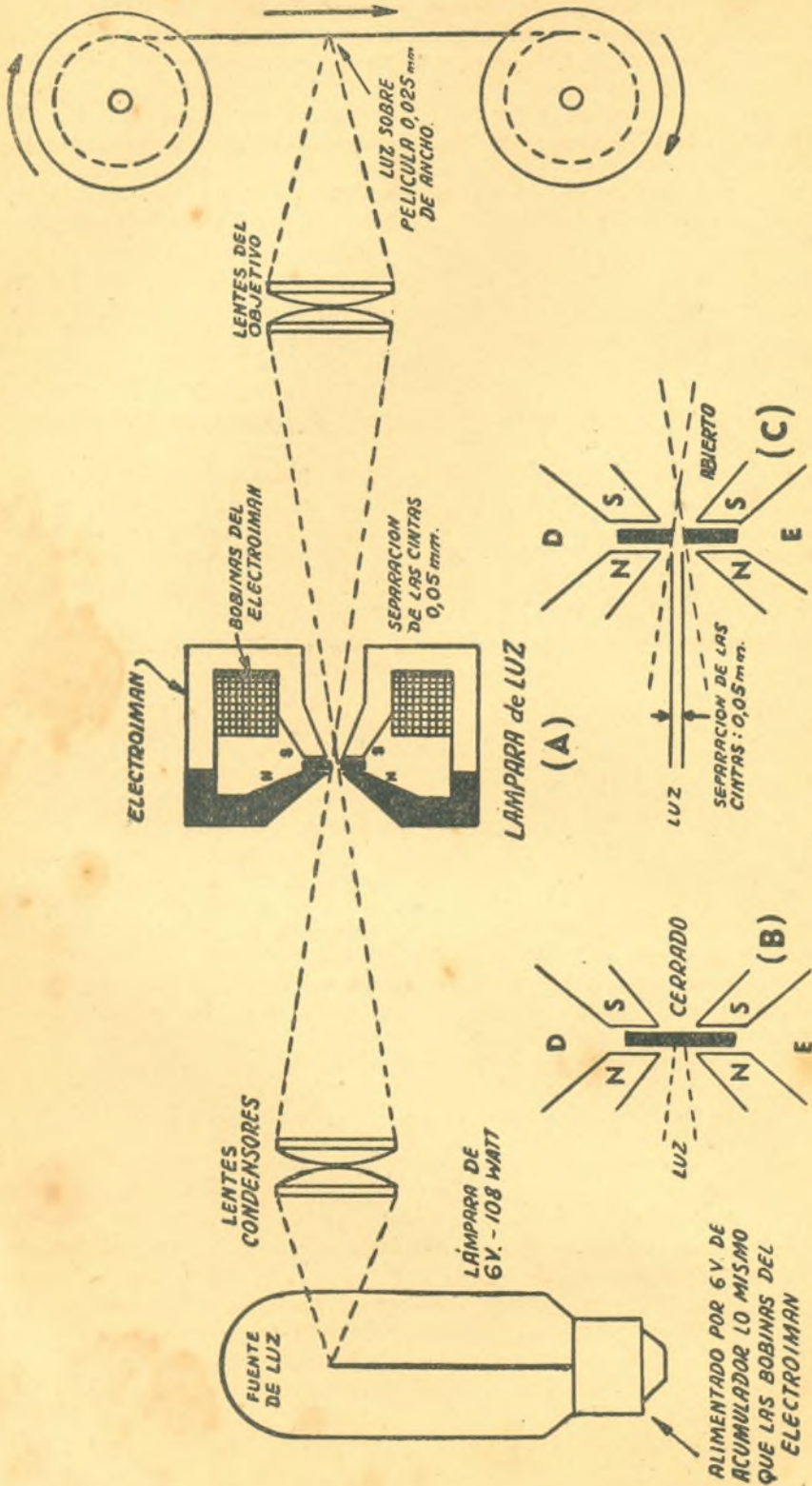


Fig. 585

CURSO DE RADIO

133a. LECCION

Diseño y construcción de un transmisor de aficionados

(Continuación)

Creemos que el lector no tendrá ninguna duda en lo que respecta al proceso de modulación a fin de que el mismo pueda aplicarse sin dificultad los conocimientos en cualquiera de los tipos de modulación a emplear y en la seguridad que se aplicarán en cada caso de una manera correcta los conocimientos adquiridos.

EL TRANSMISOR DEL PROYECTO MODULADO EN PLACA

Uno de los sistemas más simples y más eficientes de todos los sistemas de modulación es el de modulación en placa, ya que este sistema puede proporcionar una energía de audio frecuencia sin deformación a un elevado porcentaje. Pero tiene el inconveniente que este sistema requiere mayor potencia que los otros para la obtención de la cantidad de modulación correcta del transmisor.

En la figura 578 puede verse con toda claridad que para modular al 100 o/o la tensión de la onda portadora, la tensión de la energía de modulación deberá tener exactamente el doble del valor de aquélla. Esto es realmente un valor que no debe descuidarse al calcular estos tipos de moduladores, por lo tanto, cuando la tensión de la energía de alta frecuencia es E , la tensión de la energía del modulador para un porcentaje de 100 o/o deberá ser 2 por E . Por lo tanto, tendremos, como en el caso de la figura 578, que la modulación hace que la tensión de alta frecuencia varíe entre cero y $2 \times E$, o sea que la tensión en el circuito que se modula radio frecuencia al 100 por cien varíe entre cero y el doble del valor de la tensión de la portadora.

De esta manera podremos deducir cuál será la potencia que se deberá aplicar a una etapa de radio frecuencia para modularla al 100 o/o.

La potencia, o sea la energía en juego en la etapa de radio frecuencia (si se quiere de clase C), es, según la fórmula conocida:

$$P_p = E \times I,$$

mientras que la potencia que se entregara al circuito de radio frecuencia será, según se dijo, distinta cuando ésta se modula.

Si E es la tensión de la portadora, $2 \times E$, será la tensión de modulación, y si I es la corriente de la portadora también será $2 \times I$ el valor de la corriente de la modulación, de manera que la potencia que se desarrolla en realidad será $2 \times E \times 2 \times I$, o sea $4 \times E \times I =$ Potencia real de alta frecuencia de salida.

Esto nos indica que cuando se modula una onda portadora al cien por cien la potencia de la misma aumenta a cuatro veces su valor.

La potencia de audio frecuencia que debe entregarse al circuito que genera la energía de la onda portadora se mide por su tensión y corriente de audio frecuencia eficaz, es decir, que tanto la tensión será $0,707 \times E$, como que la corriente será $0,707 \times I$.

Como la potencia se obtiene multiplicando la tensión por la corriente que actúa en el circuito, resulta que

$0,707 \times E \times 0,707 \times I$, será igual a $0,707 \times 0,707 \times (E \times I)$ o sea fundamentalmente que la potencia de audio frecuencia es:

$$P_s = 0,5 \times E \times I$$

Como la tensión y la corriente de pico es la que se tomó como máxima para el caso de modulación 100 o/o, resulta que de la misma se consideró el valor eficaz de la tensión y la corriente de audio frecuencia que modula la portadora al cien por cien, lo que significa que la potencia de audio frecuencia necesaria para modular el cien por cien de una portadora deberá ser igual a la mitad de ésta. Esto es sumamente interesante porque en cualquier momento estaremos en condiciones de fijar la potencia de audio frecuencia que deberá entregar el modulador para la obtención del 100 o/o de modulación y a la vez sumamente interesante bajo el aspecto del diseño.

Por lo tanto, si en el caso del proyecto que estamos considerando quiéramos diseñar el modulador, éste deberá proporcionar una potencia igual a la mitad de la proporcionada por el amplificador de clase "C".

Las características generales de la válvula T20 son las siguientes:

Tensión de filamento	7,5	Volts
Corriente de filamento	1,75	Amp.
Resistencia de placa	8.000	Ohms
Conductancia mutua	2.520	Microhomos
Factor de amplificación	20	
Capacidad de grilla-placa	4	

COMO AMPLIFICADOR DE CLASE "C" ₁:

Tensión máxima de trabajo c.c. sin modulación .	750	Volts
C. C. modulada	750	Volts
Corriente de placa máxima c.c.	75	M.A.
Corriente de grilla máxima	25	M.A.
Máxima disipación de placa	20	Watts
Corriente de radio frecuencia máxima	2,5	Amp.
Potencia de salida de radio frecuencia	42	Watts
Eficiencia	75	o/o

Tensiones de trabajo normales:

$E_p, 750 \text{ Volts}; \quad E_g, - 100 \text{ Volts} \quad E_f = 7,5 \text{ Volts}$

La potencia entregada por la fuente de alimentación al circuito de clase "C", según las características de la válvula T20, indican que la tensión es 750 a 75 M. A., lo que significa que la potencia absorbida es de 56 Watts aprox.

Por lo tanto, el modulador deberá estar en condiciones de entregar

$$\frac{56}{2} = 28 \text{ Watts de energía audiodfrecuente.}$$

Veamos de la manera que se debe proceder para fijar las válvulas del modulador y también la forma en que deberá acoplarse dicho modulador a la etapa de radio frecuencia y al mismo tiempo considerar la forma de fijar los valores del transformador de modulación, siendo esto último de una importancia vital para el normal funcionamiento del transformador.

En la lección 126a. se indicaron las características de la válvula 6L6 en la cual se puede apreciar que dos válvulas de éstas trabajando en push-pull y en clase AB₁ suministran 32 Watts sobre una carga de placa de 6600 Ohms con una tensión de placa de 400 Volts y de pantalla de 300 y una polarización negativa de 20 Volts negativos obtenidos por medio de la autopolarización (página 137).

Por las mismas características se puede ver que la distorsión que puede

introducir el amplificador que trabajará como modulador es muy pequeño, de manera que se asegura de esta manera la calidad de modulación que, repetimos, en el caso de aficionados, no tiene importancia pero por lo menos estamos seguros que la producción de armónicas será muy pequeña.

Por lo tanto, trabajando con el modulador a una salida algo menor al máximo, se conseguiría la potencia necesaria de audio frecuencia.

TRANSFORMADORES DE MODULACION

Una de las fases más importantes de los moduladores es el transformador de acoplamiento entre el modulador y la etapa de radio frecuencia que se va a modular.

Como el modulador que consideramos es del tipo para trabajar como modulador de placa, resulta que entre la carga del modulador y el circuito de placa de la etapa de radio frecuencia debe existir una relación de impedancias correctas a fin de no malograr el buen funcionamiento del transmisor. Por tal razón es que nos detendremos a considerar este punto y fijar las características del transformador de modulación como más comúnmente se lo llama.

En la figura 586 indicamos el circuito de acoplamiento entre el modulador y el amplificador de alta frecuencia a modular, como así también el transformador de modulación.

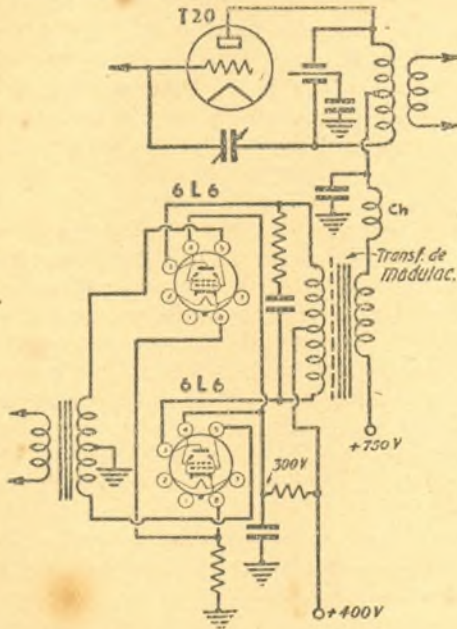


Fig. 586

Ya dijimos que la carga del circuito de placas de las válvulas 6L6 en push-pull era de 6600 Ohms, de manera que tendremos que determinar la impedancia del circuito de placa de la válvula T20 a fin de fijar la relación de impedancias del transformador de modulación con lo cual sólo tendrá que realizarse el cálculo del transformador de la manera conocida, claro está, bajo consideración de aislación mejor que en los casos de transformadores de audio frecuencias corrientes, ya que además de trabajar con tensiones de corriente continua muy elevadas también las tensiones de corriente alternada que se desarrollan son más elevadas aún en los picos de modulación, siendo por demás importantes cuando la frecuencia de la corriente en juego es relativamente elevada en el campo de la audio frecuencia. Estas consideraciones las haremos cuidadosamente cuando se trate del diseño en particular del transformador de modulación.

La forma cómo se determina la carga de placa que ofrece el circuito correspondiente de la válvula T20 es la siguiente: Se divide la tensión de placa de la válvula en clase "C" por la intensidad de la corriente a máxima señal. En el caso propuesto no es otra cosa que aplicar la ley de Ohms para "resistencias". Si la tensión aplicada a la válvula T20 es la de 750 Volts y la corriente máxima es de 75 M. A., resultará que la carga de placa correspondiente será:

$$R_p = \frac{750}{0.075} = 10.000 \text{ Ohms}$$

Si el lector recordara la fórmula 104 de la Lección 81a., le resultará fácil calcular la relación de transformación o sea también la relación de impedancias si se quiere; en efecto, si

$$T_r = \sqrt{\frac{R_s}{R_{AB}}} \text{ tendremos que, sustituyendo valores:}$$

$$T_r = \sqrt{\frac{R_s}{R_{AB}}} = \sqrt{\frac{10.000}{6.600}} = \sqrt{1.516} = 1.22$$

es decir, que la relación entre el primario del transformador de modulación y el secundario existirá una relación de espiras de 1 a 1,2 que corresponde a una correcta transformación de impedancias para que la impedancia del circuito de clase "C" refleje sobre el primario o sea la carga del modulador, una impedancia de 6.600 Ohms.

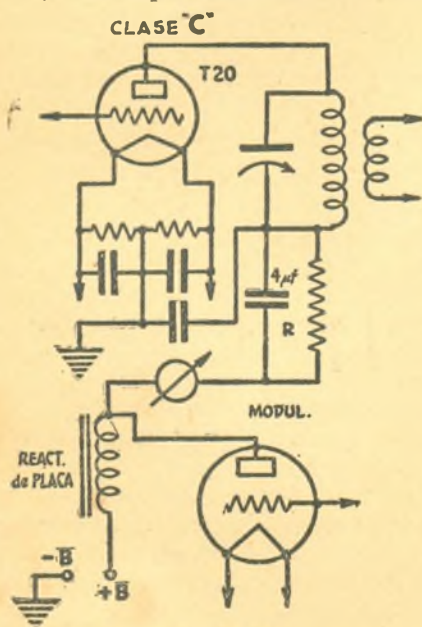


Fig. 587

Otra manera por la cual se podría modular el transmisor, sería el tipo Heising, que es una derivación de la modulación en placa y que se emplea en los casos en que tanto la etapa de clase "C" como la correspondiente al circuito de placa del modulador trabajan con tensiones muy próximas o iguales, además para que el valor de las impedancias sean las correctas en la carga o sea la impedancia del circuito de placa deberá ser óptima para la carga del modulador, o sea que la relación de impedancias de los circuitos acoplados sean iguales. Por lo tanto, el esquema correspondiente sería el indicado en la figura sin que tenga relación directa con el transmisor que estamos describiendo, ya que tendríamos que variar fundamentalmente el diseño del modulador a fin de elegir la válvula capaz de entregar energía de audio frecuencia a un circuito de placa igual valor de la carga de

la placa del circuito de la válvula T20 empleada. Por lo tanto, el esquema indicado servirá solamente como referencia.

En estos tipos de moduladores difícilmente en condiciones normales de modulación, se obtienen porcentajes de modulación superiores al 80 o/o, y por esta razón, a fin de lograrlo, se recurre a una resistencia de valor tal que reduzca la tensión de placa de clase "C" a fin de aumentar de esta manera la eficiencia en lo que a porcentaje de modulación se refiere y con ello puede lograrse en algunos casos porcentajes hasta del 90 o/o. Respecto al reactor de placa, éste deberá tener una impedancia cuya carga equivalga a la carga de placas del modulador y de clase "C".

Otro de los métodos muy empleado en moduladores es el conocido como modulador en reja auxiliar y placa y que en el caso nuestro no tiene aplicación, ya que la válvula empleada para clase "C" es del tipo triodo. Pero si en cambio el tipo de válvula empleada fuese una del tipo tetrodo o pentodo, la modulación se efectuaría de la manera indicada en la figura 588. Por lo tanto, vemos que tenemos el caso de poder obtener un gran porcentaje de modulación empleando pentodos en el amplificador de clase "C" y especialmente cuando éstos se modulan simultáneamente en pantalla y placa de la misma válvula.

Describiremos este método a fin de que el lector no crea que solamente el caso propuesto en las lecciones anteriores es de única solución y aplicación.

La relación de transformación del transformador de modulación se calcula de la misma manera que en el caso de modulación en placa de un triodo con la sola diferencia que a la corriente de placa deberá sumarse la corriente correspondiente a la pantalla de la válvula de clase "C", cuando se calcula la carga correspondiente al

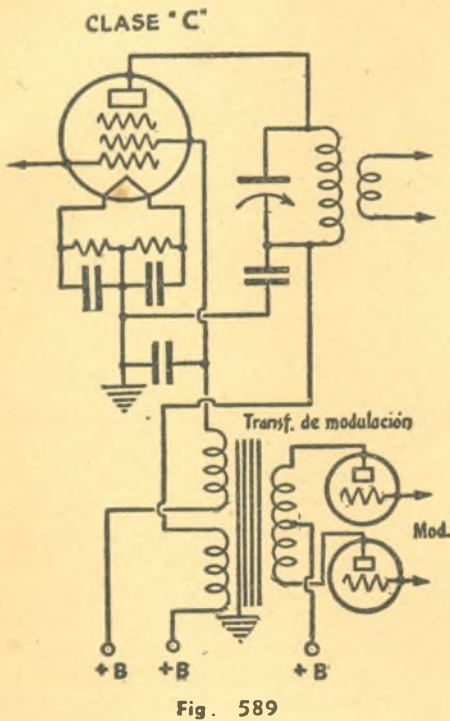


Fig. 589

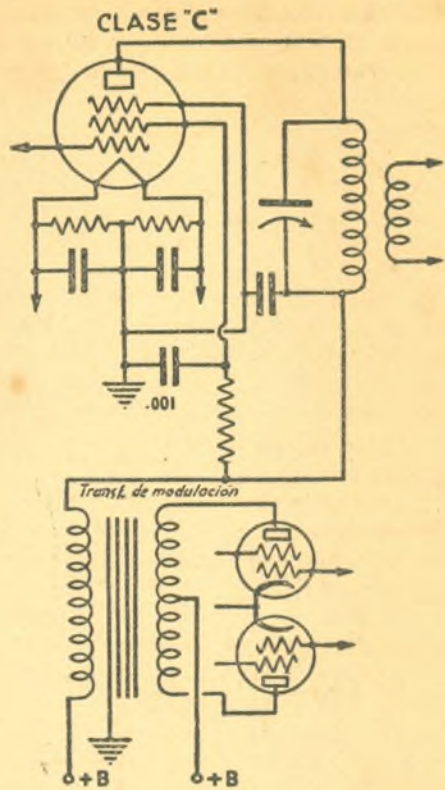


Fig. 588

circuito del amplificador de alta frecuencia.

Una manera más interesante de este sistema de modulación en placa y pantalla de la válvula amplificadora de potencia de clase "C" la tenemos indicada en la figura 589, en la cual puede apreciarse que el circuito de la pantalla ha sido conectado separadamente por medio de un bobinado independiente desde el transformador de modulación.

134a. LECCION

Instalación de un equipo de public address

(Continuación)

Conociéndolo en todos los detalles, podemos dedicarnos a las líneas y su distribución, tal como nos propusimos hacer al comienzo de este tema.

Tendremos que confeccionar un tablero de material aislante (mármol, bakelita, etc.), a partir del cual distribuiremos las líneas a los distintos lugares del club y a la vez resulte posible anular un sector de la instalación desde el mismo.

Lo que no sería posible hacer lo mismo con cada parlante, dado que el

costo de las líneas se elevan a un precio muy grande, cosa que solamente es posible si el precio estipulado para la instalación lo permitiese.

Veamos entonces nuevamente la figura 554 de la Lección 122a. e indiquemos la posición correcta del tablero o sea dentro de la secretaría desde donde se controlará también el equipo, ya que en ese mismo lugar se colocará el mismo.

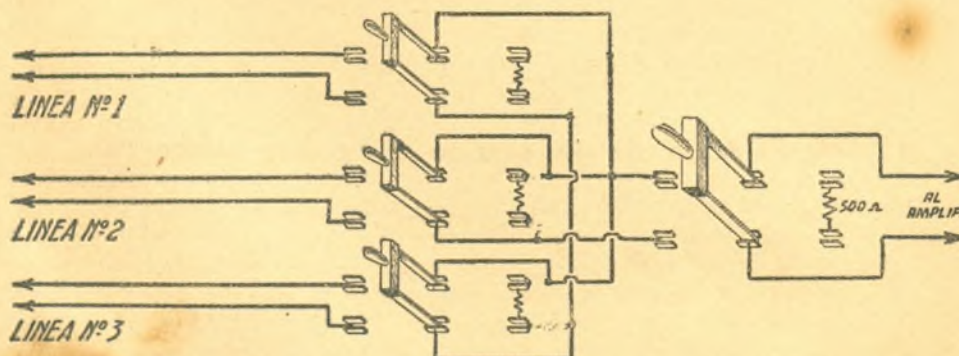
Conviene realizar la instalación en tres tramos a fin de evitar mucha caída de energía en la misma y además poder independizar los sectores del club. Por lo tanto, conectaremos sobre la misma línea los 2 parlantes del "salón", 1 parlante del "hall", 1 parlante en el "solarium", 1 parlante en la "pista de baile" y 1 en la "terrazza". Otra línea que abarque: 1 parlante en la "pileta de natación", 2 parlantes en la "cancha N.º 1" y 1 parlante en la "pista de patinaje" y otra línea que comprenda los 2 parlantes de la cancha N.º 2 de "tenis", los 2 parlantes de la cancha de "basket-ball" y el parlante de la "pista de patinaje".

Por lo tanto dibujemos un bosquejo del tablero a fin de que el lector pueda realizarlo.

Como podrá verse, el tablero estará formado por cuatro circuitos, uno de entrada y tres de salida, controlados por medio de cuatro llaves dobles de cuchilla e inversoras. La razón de emplear llaves inversoras se debe a que cuando se deje de emplear una línea determinada se tendrá que conectar una carga de un valor equivalente al que provoca la línea correspondiente y eso mismo es válido para el amplificador mismo, porque empleando una carga equivalente a todas las líneas nos permitirá ajustar el amplificador sin necesidad de dar sonido a los parlantes molestando, por consiguiente, a los oyentes.

La resistencia que se conectará sobre la llave de la línea general tendrá un valor de 500 Ohms o sea la equivalente de toda la instalación de los altoparlantes.

En cambio la resistencia que sustituirá cada ramal de la instalación tendrá un valor equivalente al tramo correspondiente. Así, por ejemplo, la red 1, ó sea la LINEA 1, tendrá 6 altoparlantes cuyas impedancias en los primarios de los transformadores sean cada uno, según se calculó anteriormente; esto quiere decir que 6 altoparlantes conectados sobre la misma red presentarán una impedancia de 7500 dividido por 6, ó sea 1250 Ohms. Para el caso de la segunda línea tendremos una impedancia de 4 altoparlantes, o sea una impedancia de 1875 Ohms y la tercera línea tendrá 5 altoparlantes o sea que el circuito correspondiente presentará una impedancia de 1500 Ohms. Por lo tanto, cuando todas las líneas estén en sus cargas resistivas, o sean las correspondientes a los parlantes, deberán presentar una impedancia de 500 Ohms que corresponde a la impedancia de salida del amplificador.



Nota: La llave nunca debe quedar en la posición de la figura.

Fig. 590

La figura 590 indica las conexiones del tablero de distribución y la figura 591 indica sobre el plano de distribución de la red de altoparlantes y líneas.

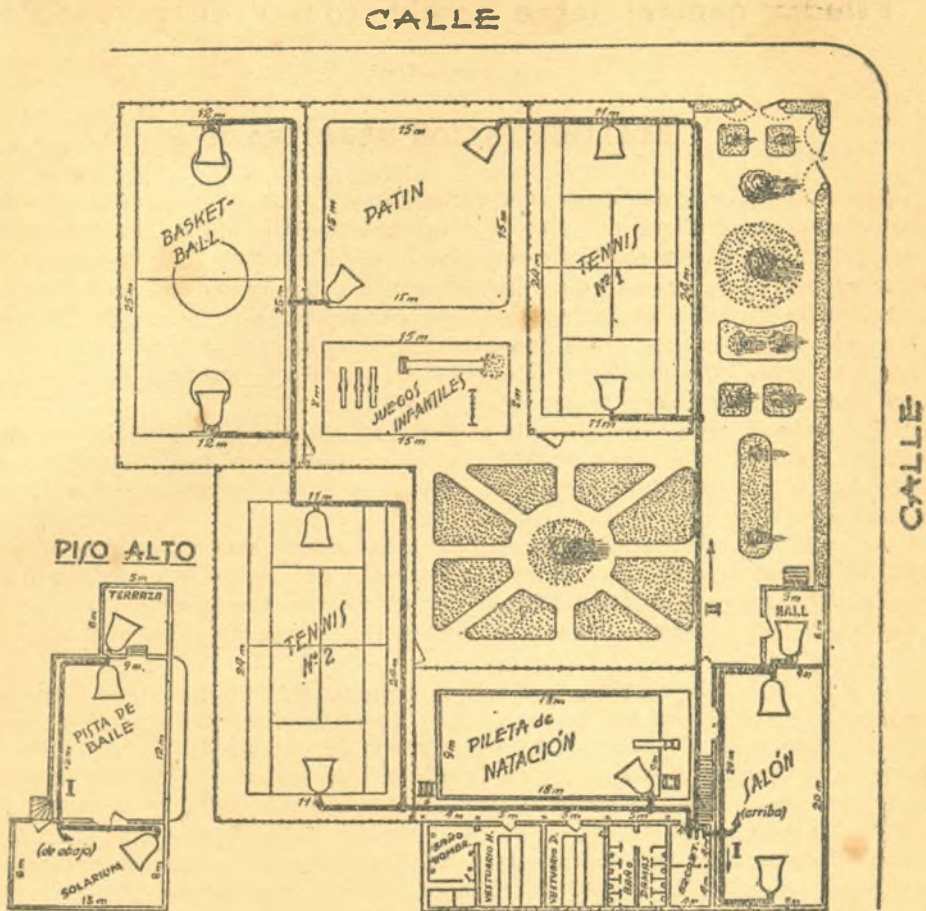


Fig. 591

Equivocadamente se conectó el parlante de la Pileta de Natación a la línea N.º III, pues corresponde al tramo II.

Si alguno de los altoparlantes de la instalación no fuera necesario podría conectarse un pequeño tablero sobre el mismo altoparlante con una llave inversora que permita, al igual que las llaves del tablero general, conectar en lugar del altoparlante una carga equivalente de 7500 Ohms a fin de evitar que se produzca el desequilibrio de toda la red de altoparlantes.

Cuando se enfrenten dos altoparlantes como en el caso de las canchas de tenis o de basket-ball, etc., se tendrá especial cuidado que la fase de ellos sea la misma, sino se tendrá un efecto muy raro como si fuese una falta de volumen en el centro o cuando se está a un punto equidistante de los parlantes y que aumenta a medida que se aproxima a uno de los altoparlantes. Esto se puede corregir fácilmente si se invierten las conexiones de la bobina móvil de uno de los altoparlantes enfrentados.

La longitud de los cables a emplearse puede obtenerse del mismo plano, ya que se indican todas las medidas. Respecto a la sección de los mismos, pueden emplearse los comunes dobles trenzados de buena sección. Naturalmente, cuanto mayor sea esta sección de cable, menos pérdidas se producirán. De cualquier manera, la mayor longitud de cable no sobrepasa de los 55 metros.

Estudio general sobre amplificadores de potencia

(Continuación)

REALIMENTACION NEGATIVA

Durante los estudios de los amplificadores de audio frecuencia tuvimos oportunidad de realizar cálculos y demostrar gráficamente también sobre las impedancias de los distintos circuitos y especialmente los correspondientes a las placas de las válvulas amplificadoras. En todos los casos, cuando se realizaron los cálculos indicados se supuso que la impedancia del altoparlante era constante, por cuya causa la impedancia reflejada sobre la placa o placas de las válvulas amplificadoras era constante también, como si en el circuito sólo actuaran resistencias puras.

Tales cosas están muy lejos de la realidad, ya que la bobina de un altoparlante electrodinámico ya de por sí es una impedancia variable reflejando por lo tanto una impedancia distinta sobre el circuito de placa de la válvula amplificadora.

La variación de impedancia debida a la bobina móvil del altoparlante electrodinámico se debe a la variación de la frecuencia de la energía aplicada a la misma por el amplificador y por otra parte por energías que se inducen en la misma bobina por estar ésta en un campo magnético dentro del cual vibra.

Todo este conjunto complejo que es sistema de bobina móvil de un altoparlante electrodinámico hace que un amplificador que con una carga resistiva sobre el secundario del transformador de salida de un amplificador cuya respuesta sea de "alta fidelidad" se transforme en un amplificador muy malo cuando se le conecta la bobina móvil de un altoparlante electrodinámico.

La deformación es mucho más grande cuanto mayor sea la resistencia interna de la válvula amplificadora como sucede con las válvulas del tipo pentodo o tetrodo, etc. En estos tipos de válvulas, si no se corrige la variación de carga de placa debido a las variaciones de impedancia de la bobina móvil del altoparlante puede producir una deformación muy seria en la reproducción del sonido. La solución más feliz que se ha hallado en los laboratorios ha sido el empleo de la **realimentación negativa** o simplemente **degeneración**.

El principio de funcionamiento de la realimentación negativa en los amplificadores de audio frecuencia se basa en la aplicación de una tensión al circuito de grilla de una válvula amplificadora de potencia desde el circuito de placa de la misma válvula.

La razón de aplicar una tensión al circuito de esta forma se debe a que la tensión que se desarrolla sobre el circuito de placa tiene cierta deformación, de manera que si se aplica parte de dicha tensión al circuito de grilla resulta que esta tensión vuelve a amplificarse pero haciendo que la fase de la nueva tensión amplificada está fuera de fase en 180 grados, de manera que parte de la energía que se desarrolla en el circuito de placa queda cancelada reduciéndose de esta manera la deformación. Para que el lector vea este fenómeno más claramente, representamos gráficamente lo que acabamos de decir.

Veamos primeramente cómo se representaría un circuito amplificador al cual se ha aplicado el sistema de realimentación negativa. Esto puede verse en la figura 592, donde se ve una etapa simple en la cual se emplea una válvula del tipo de haces electrónicos dirigidos. La resistencia R_1 y el condensador C_1 forman el circuito de realimentación y en la cual C_1 solamente se

emplea en el circuito a fin de bloquear la tensión de corriente continua de alta tensión sobre el circuito de grilla. Pero de cualquier manera el lector puede ver que el circuito formado por la resistencia R_1 , el condensador C_1 y la resistencia R_2 están en paralelo con el circuito de placa de la válvula, por cuya razón este sistema recibe el nombre de **realimentación negativa en paralelo**.

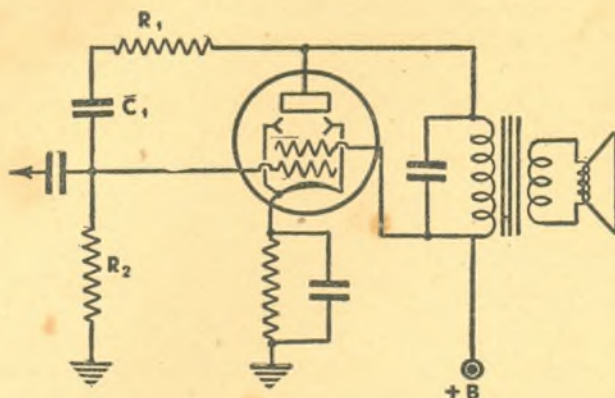


Fig. 592

La tensión aplicada al circuito de grilla se calcula mediante la fórmula

$$E_g = \frac{R_1}{R_1 - R_2} \times E_p \dots \dots \dots (139)$$

Esta fórmula nos permite determinar en función de los valores de las dos resistencias indicadas en el circuito de la figura 592 y la tensión de audio frecuencia que se desarrolla en el circuito de placa, la tensión que se aplica al circuito de grilla o sea la tensión de realimentación y de donde se obtiene también la relación que nos da el grado o porcentaje de realimentación.

Volviendo al circuito de la figura 592, trataremos de explicar gráficamente el fenómeno de la realimentación negativa.

La tensión que se aplica al circuito de grilla de la válvula del circuito de la figura 592, si es sinusoidal tendrá la forma indicada en la figura 593 A. Dicha tensión de corriente alternada aplicada al circuito de la válvula

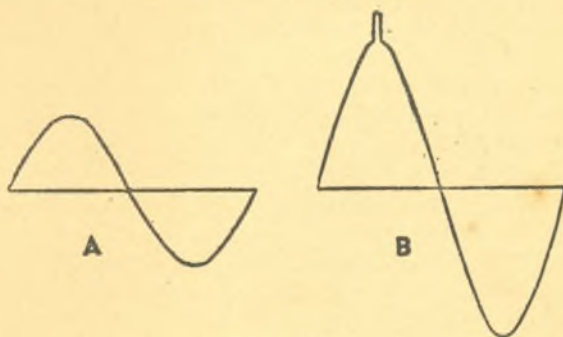


Fig. 593

provocará una corriente en el circuito de placa tal como lo indica la figura 593 B. En dicha curva representativa de la corriente de placa vemos aparecer una deformación que no tenía la tensión original en el circuito de grilla por lo tanto, deduciremos que si ésta aparece en el altoparlante de circuito dará origen a una deformación quizás muy desagradable para el oído. Esta deformación, repetimos, se debe exclusivamente a la variación de

carga de placa debido a que la impedancia de la bobina móvil del altoparlante refleja una impedancia en el circuito de placa que dista mucho de ser el valor óptimo. Vemos, además, que la fase entre la corriente del circuito de placa y la tensión aplicada al circuito de grilla es la misma, pero no podemos decir lo mismo con respecto a la tensión que se desarrolla en el circuito de placa y que está representado en la figura 594 A, cuya fase es de 180° de diferencia entre ambos. Por lo tanto, la tensión aplicada al circuito de grilla tendrá una diferencia de fase de 180° de adelanto con respecto a la tensión que ésta desarrolla en el circuito de placa. Por otra parte, la figura 593 B y la figura 594 A indican claramente que la deformación se hace presente en la energía de audio frecuencia que se desarrolla en el circuito de placa.

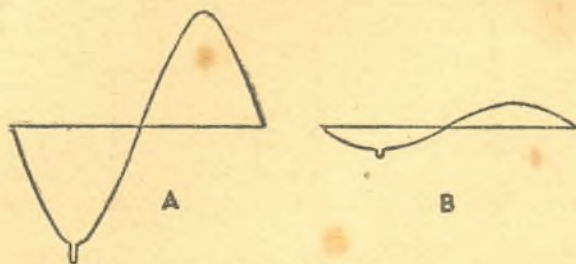


Fig. 594

Si en las condiciones indicadas conectamos al circuito la resistencia R_1 y el condensador de "bloqueo" C_1 , habremos aplicado al circuito de grilla una tensión cuyo valor lo indica la fórmula (138) y cuya fase y magnitud podemos considerarlo indicado en la figura 595 A. Esta tensión aplicada al circuito de grilla será amplificada por la válvula dando origen en el circuito de placa de una corriente cuya magnitud y fase se indica en la figura 595 B, o sea con una diferencia de fase de 180° con respecto a la corriente de realimentación aplicada al circuito de grilla.

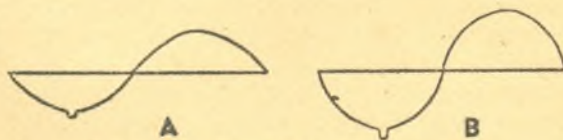


Fig. 595

Pero como en el mismo circuito de placa actúa la corriente, parte de la cual se empleó en la realimentación, resultará que la fase entre la corriente

representada en la figura 593 B y 594 A están en 180° o sea en oposición, por lo cual una se cancelará con la otra, prevaleciendo, como es natural, el valor de la mayor, pero queda evidenciado que quedará reducida la deformación que afectaba la energía desarrollada en el circuito de placa.

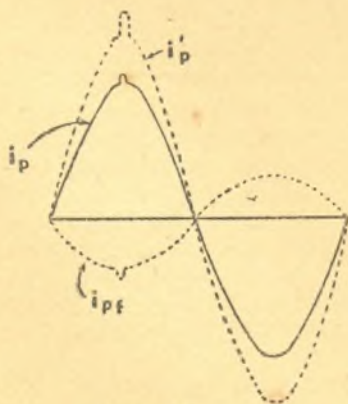


Fig. 596

En la figura 596 se indica gráficamente la resultante entre la corriente en el circuito de la figura 592 sin realimentación y la corriente originada en el circuito de la figura 592 sin realimentación y en la cual se ve que la resultante presenta una deformación mucho menor. Pero lo que re-

sulta evidente, además, es que la potencia que se entrega al altoparlante quedará reducida. Para evitar esta reducción en la potencia del amplificador se recurre a aumentar la tensión de excitación del circuito de la válvula amplificadora, lo que originará una mayor potencia de salida que, restada la potencia que "gasta" la realimentación, se obtiene una potencia de salida equivalente al caso del mismo amplificador sin realimentación negativa.

En la próxima lección haremos un breve repaso del mismo tema y veremos, además, la forma en que se realiza la realimentación negativa serie y la aplicación general de realimentación a los amplificadores, con etapa simétrica y otros tipos de válvulas y consideraciones generales.

136a. LECCION

Correctores de Frecuencias de Amplificadores o de Líneas de Transmisión de Audio Frecuencia

En la generalidad de las instalaciones de amplificadores de potencia, sea en salones o al aire libre se presentan problemas más o menos serios de corrección de la frecuencia de reproducción de los amplificadores a instalar aún siendo éstos de alta fidelidad, según puede constatarse en los laboratorios donde se ha desarrollado el diseño y construcción. Estas correcciones de frecuencia se deben a agentes físicos propios del ambiente donde se desarrolla el sonido haciendo que dicho ambiente, por razones determinadas, pueda resonar a una frecuencia dentro del espectro de audio frecuencia o ya amortiguando otras. Estos fenómenos pueden presentarse juntos o separados según, como se dijo, esto depende del recinto.

Supongamos el caso de un amplificador a instalarse en una sala destinada a la reproducción de cine sonoro y en el cual, durante las pruebas del equipo, se constata que la sala provoca un corte en las frecuencias más elevadas de la música. Esto significaría que deberá munirse al amplificador de un circuito adicional que esté en condiciones de reforzar las frecuencias que se anulan a un nivel suficiente como para lograr el nivel necesario que compense la absorción de frecuencias altas.

De la misma manera podría presentarse el caso en que la sala provoca un refuerzo en las frecuencias muy bajas dando origen a resonancias en la sala, molestas; por lo tanto, deberá conectarse al circuito amplificador un filtro que debilite las frecuencias que quedan reforzadas por la resonancia a los límites necesarios.

Como se ve, el lector puede sacar como conclusión que si un amplificador cuya frecuencia de reproducción ha sido corregida para trabajar en una sala determinada, este mismo amplificador, fuera de la misma sala, dará una reproducción de sonido muy pobre y quizás muy distinto a lo que se puede considerar alta fidelidad. en cambio, en la sala correspondiente, la reproducción del mismo amplificador puede ser realmente de alta fidelidad.

Para que el lector vea lo que acabamos de describir con mayor claridad, indicamos una curva de fidelidad de un amplificador de alta calidad empleado en los equipos de cine sonoro y sin ningún ecualizador.

Esta curva está dada en la figura 597.

En la curva de la figura 597 puede verse, sin lugar a duda, que el amplificador cuya curva se indica, es realmente de alta fidelidad. ¿Qué diría el lector, si una vez instalado el amplificador indicado, se encontrase con

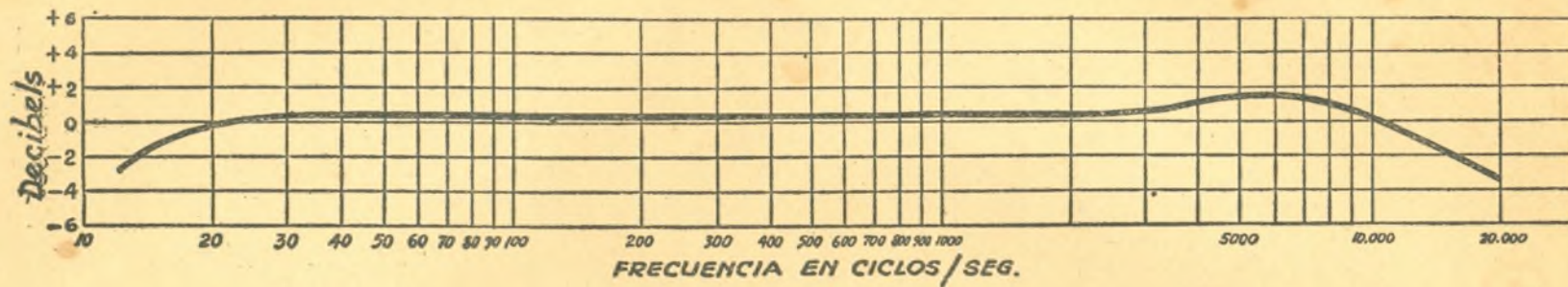


Fig. 597

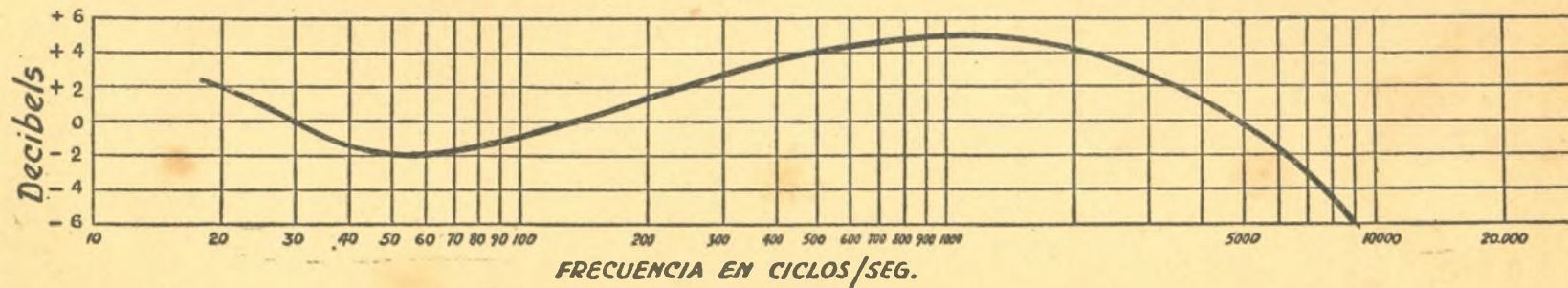


Fig. 598

que la curva real de reproducción es la indicada en la figura 598? Realmente que en principio uno se resiste a creer en tal transformación; pero si se piensa un poco con respecto a absorciones o zonas de resonancias, podría llegarse a la conclusión que tal cosa es factible, y es en estos casos donde es necesario el empleo de filtros correctores de frecuencia que generalmente reciben el nombre de **ecualizador**.

En realidad, la curva indicada en la figura 598 no es exagerada, y bien podría ser modelo para los cálculos de los filtros que permitirán corregir las frecuencias de reproducción del amplificador.

Los filtros que hemos mencionado no son otra cosa que una combinación, por lo general, de una inductancia, una capacidad y una resistencia cuyos valores dependen de la frecuencia que se amortiguara o se reforzara.

Una forma muy conocida de ecualización en los tiempos en que se empleaba una etapa de amplificación simple y acoplada al transformador, es la indicada en la fig. 599. Veamos de qué se trata: Si se conecta un con-

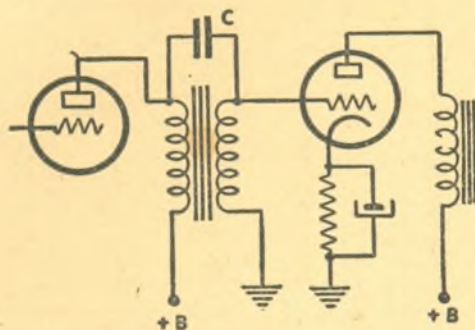


Fig. 599

densador de un valor determinado entre el primario y el secundario del mismo, tal como lo indica la figura correspondiente, resultará que las corrientes de frecuencias elevadas tratarán de pasar por el condensador en lugar de hacerlo por una reactancia inductiva como sería la inductancia mutua del transformador. En condiciones normales de funcionamiento el acoplamiento a transformador, si no es de un diseño especial, reduce enormemente la amplificación en las frecuencias elevadas, de manera que al conectar un condensador de un valor conveniente de la manera indicada en la figura 599, resultará que la tensión de las frecuencias elevadas sobre el circuito de grilla de la válvula amplificadora de potencia aumentará considerablemente.

En cambio se puede indicar un método simple que actúa de una manera contraria, o sea la de eliminar parte de la tensión de las frecuencias elevadas según lo indica la figura 600. El condensador conectado en paralelo

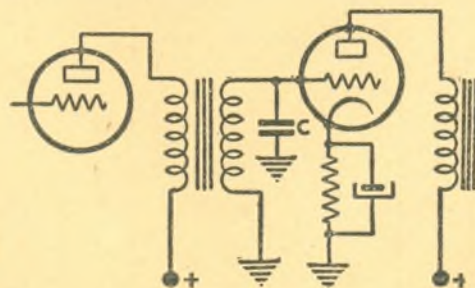


Fig. 600

con el circuito de grilla de la válvula amplificadora deriva parte de la corriente que se genera en dicho circuito de manera tal que, si el condensador

mencionado se calcula convenientemente puede hacerse que las frecuencias elevadas pasen solamente por el condensador en lugar de hacerlo por el bobinado del transformador o por la resistencia de escape de grilla si se empleara el sistema de amplificación a resistencias.

Como el lector podrá ver, el problema del "filtro" no reviste en sí ningún problema complicado, sino que se emplean precisamente métodos simples cuyos principios de funcionamiento son completamente elementales.

Otro sistema de filtro lo constituyen los llamados "controles de tono" que no hacen otra cosa que cortar las frecuencias elevadas en la música con un desprecio absoluto de las características de fase, pero no por ello se deja de usar, primero por la sencillez con que a simple oído funciona, y segundo, por lo reducido de su costo. El circuito correspondiente es muy conocido por nuestros lectores y está indicado en la figura 601. Como puede

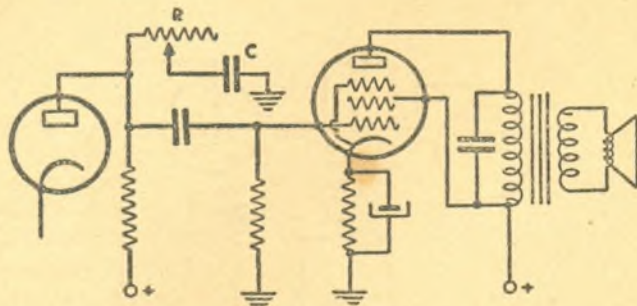


Fig. 601

apreciarse en el circuito, se ha conectado una resistencia variable de un valor relativamente elevado y una capacidad en serie con una rama del mismo. Según se aumente o se disminuya la resistencia en serie, se aproxima la placa de la válvula al chasis a través del condensador para las frecuencias elevadas. Es decir, que las corrientes de frecuencias elevadas quedan derivadas al chasis quedando éstas cortadas del rango de frecuencias del receptor. Generalmente los valores empleados son de 1 Megohm para la resistencia variable y de 0,01 μf para el condensador.

Ya que el lector tiene alguna noción respecto al problema de los filtros correctores de frecuencia, indicaremos en la próxima lección, filtros de tipo comercial y diversas formas de cálculos para el diseño de los mismos.

CURSO DE RADIO

137a. LECCION

Diseño y construcción de un transmisor de aficionados

(Continuación)

Creemos haber ilustrado al lector lo suficiente sobre la forma de modular el transmisor, de manera que veamos la tercera parte del equipo, que es la fuente de alimentación y desde donde se alimentarán todos los circuitos tanto los del transmisor como la correspondiente al modulador.

Vimos en las características de la válvula de potencia de clase "C", que ésta trabajaba en las condiciones que consideramos en el proyecto con una tensión de trabajo de 750 Volts para una corriente de placa de unos 75 miliamperes, de manera que la sección correspondiente a la fuente de alimentación deberá estar en condiciones de suministrar la potencia necesaria dentro de las características ya indicadas. Si el lector posee la energía eléctrica inicial de corriente continua en la red de canalización realmente se encontraría en un problema un poco serio, ya que de ninguna manera podría obtener una tensión de 750 Volts. Por lo tanto, la única solución en este caso se tendría con el empleo de un generador que pudiera transformar la corriente continua de la red en corriente alternada, o sea simplemente por medio de un convertidor. Por otra parte, podría emplearse un generador convertidor de tales características que permita alimentar el circuito de placa de la válvula de salida por lo menos. De cualquier manera, si se trata de hallar la solución por el lado de un convertidor, poco será lo que el lector deberá hacer para poner inmediatamente en marcha, salvo el agregado de un pequeño filtro formado por una inductancia de núcleo de hierro de unos 5 Henrys que permita el pasaje de la corriente del transmisor y en cada extremo de la impedancia de filtro y el negativo de alta tensión se conectarán sendos condensadores de 2 microfarad, y que tenga una aislación suficiente para no ponerse en cortocircuito con una tensión de 750 Volts.

Respecto a la alimentación del resto del transmisor, se podría alimentar todas las etapas por medio de la corriente continua de la red de canalización tanto los circuitos de placas y pantallas como los filamentos que se podrían conectar en series entre sí. Quedaría, por lo tanto, por ver de qué manera se alimentaría la sección moduladora, ya que, como hemos visto en lecciones anteriores, éste necesita para su trabajo de una fuente de energía eléctrica de corriente continua de 400 V., a fin de permitir el desarrollo de una potencia de audio frecuencia de unos 30 Watts.

Realmente en este caso no podría emplearse el modulador indicado anteriormente, ya que no habría manera de obtener esa tensión, salvo en los casos donde en la ciudad se emplea distribución trifilar de corriente continua y en cuyo caso se podría obtener una tensión de 440 V. directamente de la red y por lo tanto no existiría problema alguno.

En los casos en que la distribución trifilar no existiera, la única solución sería la de emplear el generador de alta tensión en tales condiciones que permita la alimentación de todas las secciones del transmisor, cosa que bajo el aspecto de la estabilidad no es muy aconsejable, pero cuando se trata de realizar un equipo de aficionados que resulte económico, algunos detalles, como el que estudiamos, deberán dejarse en cierto modo de lado.

Para que en caso de suceder el caso previsto, indicamos en la figura 602 las distintas maneras de alimentar el transmisor por medio de corriente continua de la red de canalización o indirectamente de ella.

Otro caso podría presentarse, y es el más sencillo. Si se prefiere el empleo de un generador de corriente alterada 220 V. y 50 a 60 Hertz, en la cual se podrían alimentar los circuitos del transmisor de la misma manera que si se tuviese corriente alterada de la red de canalización.

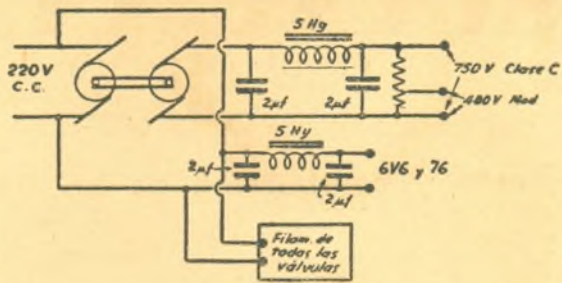


Fig. 602

Por último, veamos la fuente de alimentación de cada sección tal cual estaría dispuesto el transmisor en caso de alimentación por medio de la red de canalización de corriente alterada.

Tenemos, como puede apreciarse en la figura 603, una fuente de alimentación tanto para la etapa de salida en clase "C" como para el modulador,

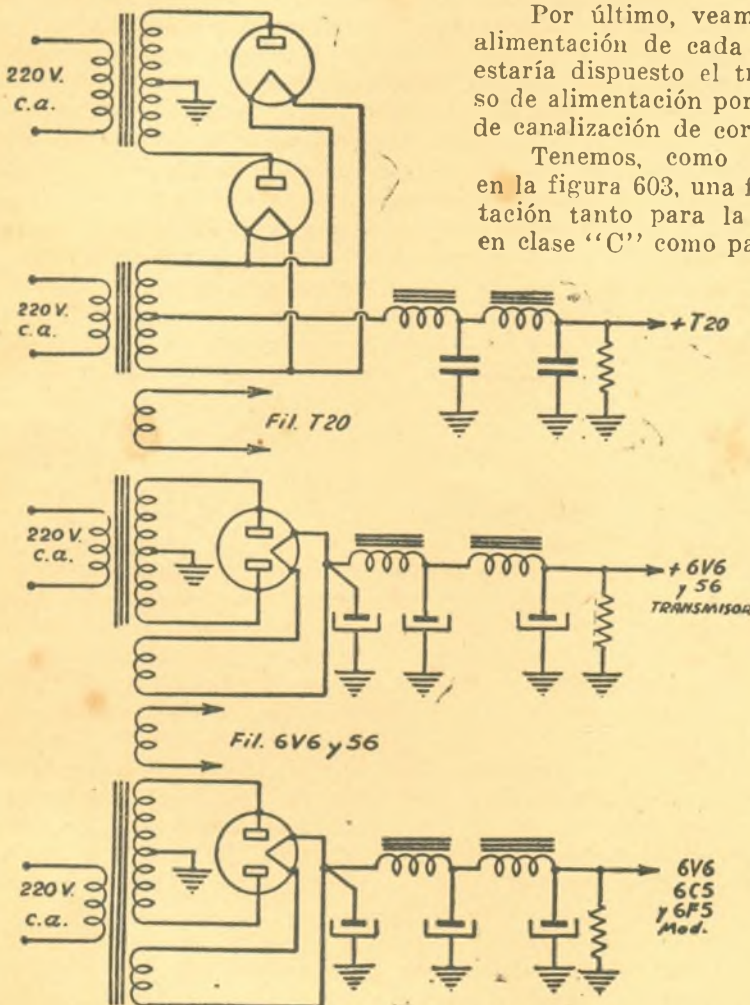


Fig. 603

como para las etapas previas del transmisor, ya que de esta manera se evita que las variaciones de corriente hagan que varíe la tensión de los distintos circuitos del equipo y esto sólo se evita independizando la fuente de alimentación según la muestra la figura indicada.

Los valores, como se ven, son del tipo standard, a excepción de la fuente de alimentación que corresponde a la válvula de clase "C", en la cual se

al lector de que recapacite respecto a todas las partes estudiadas y de paso estudie el caso particular de cada uno respecto al transmisor que desee construir de acuerdo al diseño general del estudiado.

138a. LECCION

Estudio general sobre amplificadores.- Realimentación negativa

(Continuación)

Hemos estudiado, en la lección anterior, un sistema de realimentación en paralelo con la carga de placa de la válvula amplificadora, de manera que veamos otro sistema a fin de que el lector pueda familiarizarse con los distintos sistemas que se emplean actualmente.

REALIMENTACION NEGATIVA EN SERIE

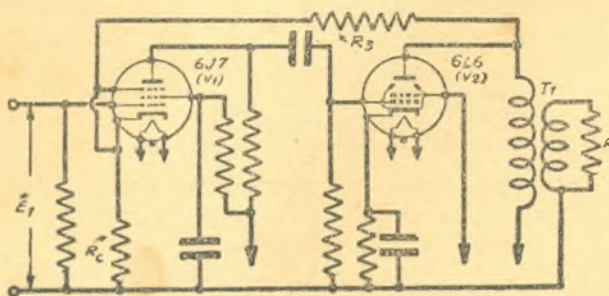


Fig. 605

Este tipo de realimentación negativa permite aumentar las posibilidades de realimentación, dando origen a una mayor estabilidad de funcionamiento del amplificador.

En la figura 605, la cual puede decirse que es muy similar al del circuito de la figura 592 de la Lección 135a., con la sola diferencia que se observa

que la tensión de realimentación se aplica al circuito de grilla de la válvula preamplificadora de tensión que excita el pentodo o tetrodo de salida. Como podrá observarse, de esta manera la tensión de realimentación quedará enormemente amplificada, de manera que se aplica al circuito de grilla de la válvula amplificadora de potencia una tensión de realimentación bastante elevada aún en el caso que la tensión amplificada al circuito de grilla de la válvula preamplificadora haya sido muy pequeña.

Como se observará, en el circuito de la figura 605 no se ha conectado condensador de cátodo de la válvula preamplificadora, y la razón de esta omisión se debe a la de mantener la fase correcta entre la tensión de realimentación y la señal de entrada de audio frecuencia.

Una de las aplicaciones más interesantes de este sistema de realimentación en serie es que si se exagera la realimentación de manera que la tensión de referencia sea del valor aproximado al de entrada de audio sobre la grilla de la válvula amplificadora de potencia, se puede efectuar un control de volumen muy eficaz y de muy buena característica de frecuencia y equivalente al caso de emplear un atenuador o también podría emplearse como un buen control de "tono" o "corrector de tono", ya que se puede mediante este sistema, reducir la tensión a las frecuencias adecuadas sin afectar para nada las respuestas de las frecuencias bajas.

La forma cómo podría trabajar el sistema de realimentación en serie como control de ganancia es muy sencillo pues sólo con tener en cuenta que la tensión de realimentación amplificada por la válvula de salida está fuera de fase en 180° con respecto a la tensión de audio también amplificada por la misma válvula.

Como las tensiones fuera de fase se encuentran en el circuito de placa

de la válvula de salida, resultarán que éstas se anularán a medida que aumente la tensión de realimentación en dicho circuito. De manera que aumentando la tensión de realimentación en el circuito de grilla de la válvula preamplificadora puede obtenerse en el circuito de placa de la válvula de salida una tensión equivalente al valor de la tensión de audio frecuencia amplificada, por lo que resulta que la amplificación de audio quedará completamente cancelada. Como se ve, aumentando el porcentaje de realimentación, puede obtenerse un control de volumen de muy buena calidad. Respecto del efecto del control de "tono", puede obtenerse mediante la tensión de realimentación si se realiza una discriminación de frecuencia sobre la resistencia variable que aplica la tensión de realimentación mediante un condensador.

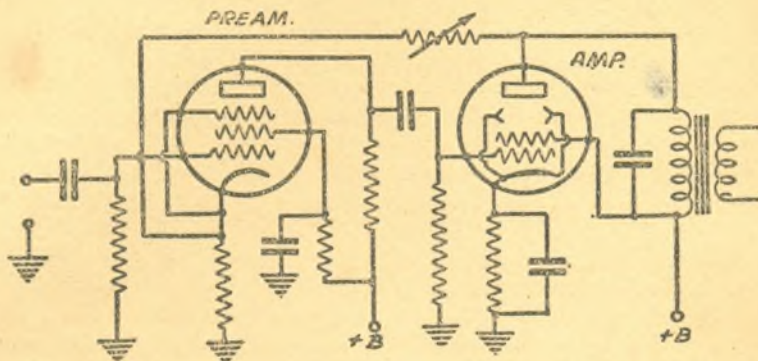


Fig. 606

Una forma de control de volumen se puede ver someramente en la figura 606, mientras la forma de realizar un control de "tono" lo tenemos en la figura 607. Entre ambas figuras puede verse la diferencia y al mismo tiempo el parecido de dichos circuitos.

Respecto a la fórmula que nos serviría para el cálculo del porcentaje de realimentación, podría realizarse mediante la fórmula dada (139) más o menos.

El lector habrá notado, como se dijo antes, que el condensador de paso del cátodo de la válvula preamplificadora había sido retirada del circuito

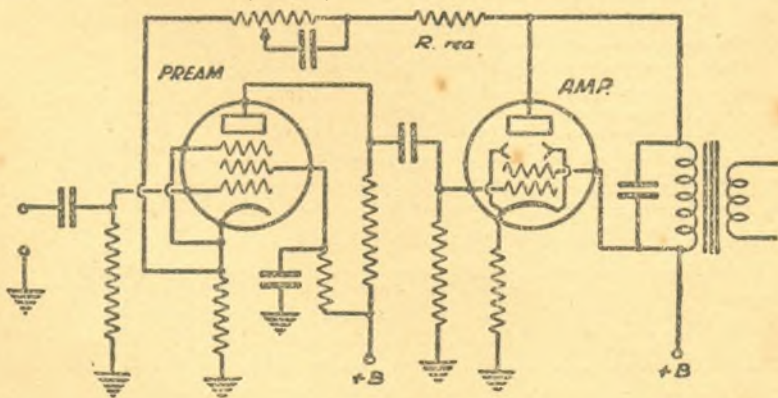


Fig. 607

por razones de fase, pero ésto trae aparejada una disminución en la amplificación de la válvula, ya que la resistencia de cátodo queda en serie con la resistencia interna de la válvula siendo que la tensión que solamente se amplifica es la correspondiente, la que aparece entre el cátodo y grilla de la misma válvula. Si el valor de la resistencia de cátodo es muy elevada, lógicamente la disminución de amplificación será considerable. Por lo tanto, se hace necesario la reducción del valor óhmico de dicha resistencia. En el caso

de la figura 605, se verá que la resistencia de realimentación se conecta al cátodo de la válvula amplificadora de tensión de manera que el retorno de la corriente de realimentación se efectúa a través de la resistencia de cátodo aumentando de esta manera la corriente a través de la misma. Como el aumento de la corriente aumenta la caída de tensión entre sus extremos, resultará que aumentará la tensión negativa de la válvula. Por lo tanto, para llevar el valor de dicha tensión al valor correcto, habría que reducir su valor, con lo cual se logra en parte reducir la disminución de amplificación debido al retiro del condensador de cátodo de la válvula preamplificadora de tensión. De esta manera se consigue, como se ve, aumentar la tensión de realimentación y la eficiencia del circuito.

Una de las ventajas más considerables y más notables del empleo de la realimentación negativa o degeneración en los circuitos de amplificadores de audio frecuencia es la enorme disminución de la distorsión, como así también una estabilidad enorme en la salida del amplificador, dado que cualquier tensión que por defecto de diseño a una frecuencia determinada tiende a aumentar en la salida del mismo, también aumentará en proporción la tensión de realimentación, dando origen a la anulación del "exceso". Por lo cual se ve también que la realimentación da origen a la obtención de amplificadores prácticamente lineales si se tiene cuidado en el diseño de los amplificadores al mismo tiempo que se obtiene una gran reducción en los valores de cargas de placas de las válvulas amplificadoras. Estas cargas de placas, dijimos en lecciones anteriores que en un amplificador común varía con las variaciones de cargas reflejadas por la bobina móvil del altoparlante y aún este defecto queda enormemente reducido con el empleo de realimentación negativa, dando origen a que la carga de placa de la válvula de salida tenga una carga prácticamente constante.

Por lo tanto, todos los inconvenientes originados con el empleo de los pentodos y tetrodos quedan completamente salvados dando origen a diseños de muy buena calidad y de grandes potencias con energías de entrada sumamente reducidas, ya que el rendimiento de potencia de las válvulas indicadas

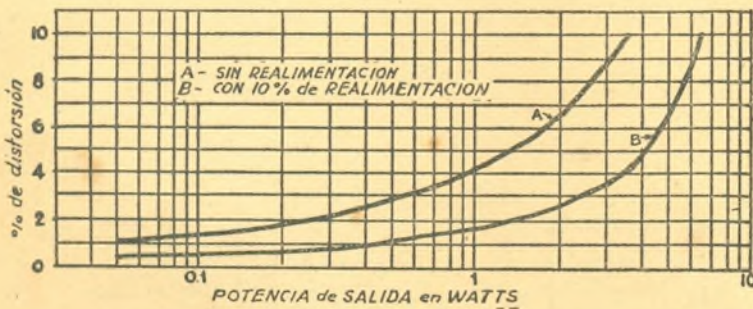


Fig. 608

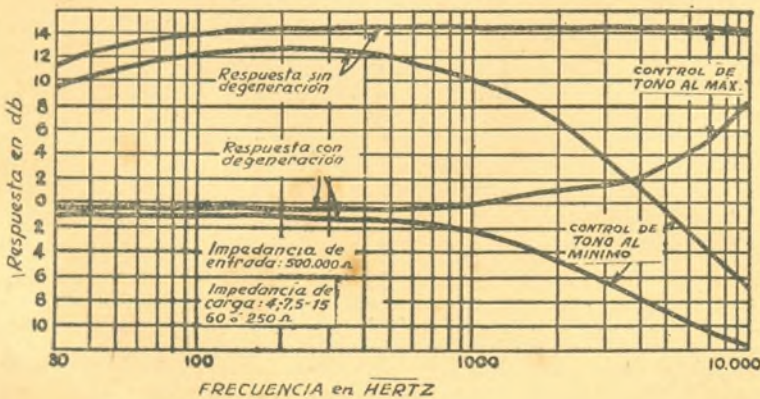


Fig. 609

son muy superiores a los triodos que en igualdad de condiciones de distorsión permiten entregar energías de audio frecuencia muy superiores. de aquí el éxito alcanzado últimamente con las válvulas del tipo de haces electrónicos dirigidos y en especial de la del tipo 6L6, que ha resuelto uno de los problemas más difíciles del public address en combinación con el empleo de la realimentación negativa.

A no dudar, el lector deberá estudiar todos estos tópicos con sumo cuidado, a fin de obtener los conocimientos necesarios para la aplicación práctica. Por último, damos a conocer unas curvas de una amplificación de potencia.

En el gráfico de la figura 608 A corresponde al amplificador sin realimentación negativa y en la figura B corresponde la respuesta del mismo amplificador, pero con realimentación negativa. Si se comparan ambas curvas se verá que aunque la curva B, aunque rindiendo menos potencia de salida permite una mejor reproducción del sonido, ya que la variación en el aumento de distorsión es muy lenta en COMPARACION EN EL AUMENTO DE LA POTENCIA DE SALIDA, con lo cual se evita sobrecargas del amplificador aún cuando éste recibe una tensión de entrada superior a la necesaria para el trabajo normal.

En las curvas de la figura 609 pueden apreciarse las características de un amplificador con o sin realimentación negativa y el efecto que produce el control de tono indicado en la figura 607 en uno y otro caso. El primero, o sea cuando el amplificador no tiene realimentación negativa con la aplicación de tono, aumenta la respuesta en las frecuencias altas, mientras empleando realimentación negativa el efecto del control de tono por realimentación produce un corte en las frecuencias elevadas.

Creemos haber ilustrado convenientemente al lector, de manera que en próximas aplicaciones de amplificadores de potencia emplearemos los conocimientos adquiridos en esta lección.

139a. LECCION

Correctores de frecuencia en equipos amplificadores de potencia

(Continuación)

En la lección pasada hemos visto distintos tipos de controles de "tono" que era la forma más común de realizar la "corrección" de frecuencia que aunque esto signifique una solución no muy técnica, no por eso ha dejado de emplearse y con profusión. Por lo tanto, indicaremos, como ya lo habíamos dicho, distintos filtros realmente eficientes con algunos ejemplos prácticos.

Ya en la lección anterior vimos un corrector de frecuencia de un amplificador empleando el método de la realimentación negativa y aún de un control de tono basado en el mismo principio de funcionamiento; por lo tanto, no insistiremos en los mismos, pues el lector podrá ilustrarse en la lección anterior una vez que ésta haya sido estudiada.

Para realizarse una perfecta compensación de frecuencia, deberá tenerse en cuenta, ante todo, la forma de respuesta del oído humano, ya que tendría objeto un diseño de un amplificador lineal para el escucha cuyo oído está muy lejos de serlo. Por lo tanto, se presenta el caso de realizar un amplificador que pueda compensarse de manera tal que pueda reforzarse frecuencias cuya respuesta del oído resulta pobre, pero en cambio reducir o no afectar del todo las frecuencias a que el oído resulta muy sensible.

Para que el lector tenga una idea de lo que acabamos de decir, indicamos la figura 610, en la cual mediante las curvas respectivas, puede deter-

minarse cuál es el grado de atenuación que sufre una determinada energía de audio frecuencia a distintas frecuencias y en función del volumen del ambiente en donde se desarrolla la energía de audio frecuencia en juego. Todas estas curvas, como es natural, están relacionadas con la sensibilidad del oído, de tal manera que resulta fácil el análisis de las mismas. Por lo pronto se puede apreciar que la máxima atenuación del oído se produce cualquiera sea la potencia de audio frecuencia a una frecuencia de unos 3000 ciclos por segundo. Por lo tanto, en la práctica, al término medio de las personas cuyos oídos no están entrenados para escuchar sonidos, les resultará muy molesto un amplificador lineal, ya que los sonidos de unos 3000 Hertz resultarán demasiado pronunciados y de allí que algunos hablan del tono "chillón" y prefieren escuchar radio con el control de tono al máximo, cortando por completo las frecuencias elevadas de la música y en especial las frecuencias que hemos mencionado.

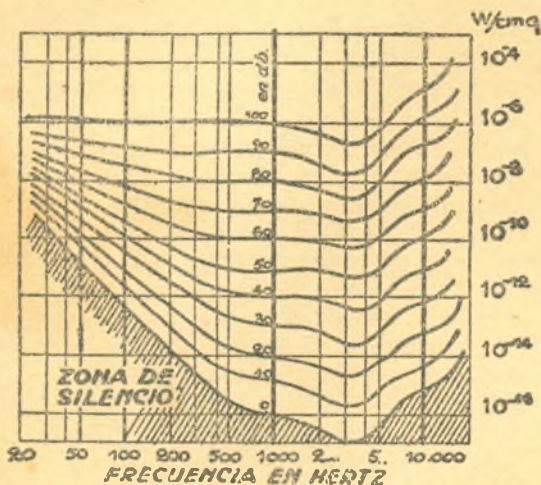


Fig. 610

Por esta razón, en algunos modelos de amplificadores o de receptores que tienen un amplificador de potencia para reproducción de discos fonográficos tiene un control de "tono" que produce el corte de las frecuencias que oscilan entre 2000 y 4000 Hertz y sin afectar o deformar para nada las frecuencias bajas y si es posible también las del orden de los 5000 Hertz para arriba.

Para realizar las correcciones de los amplificadores éstos pueden realizarse de distintas maneras, es decir, que la corrección

puede realizarse en cualquiera de las etapas del amplificador, dependiendo ésto del grado de amortiguamiento o de "reforzamiento" que se desee dar a una frecuencia que actúa en el amplificador.

Las fórmulas que se emplean en estos casos son simplemente las que corresponden a los de resonancia eléctrica. De manera tal que si se desea eliminar una frecuencia determinada del rango de reproducción del sonido con calcular un circuito resonante formado por una capacidad y una inductancia se obtendrá el fenómeno que se desea.

Supongamos que se desea amortiguar en el amplificador las tensiones de 2000 Hertz. Si fijamos el valor de la capacidad o de la inductancia podríamos calcular fácilmente mediante las fórmulas o el Abaco que se emplea en casos similares, o sean las correspondientes fórmulas 39 ó 40, según se trate de calcular la capacidad o la inductancia o, si se quiere, el Abaco N.º 14 si se multiplica ésta por 10 ó por 100 todas las escalas a fin de emplearlas con los valores que se necesiten en la práctica.

Supongamos en nuestro caso, que se trate de emplear una capacidad fija de unos 0,006 μ f, muy empleada en los amplificadores; por lo tanto, la inductancia a emplearse sería de, según la fórmula 40:

$$L = \frac{159^2}{f^2 \times C} = \frac{150 \times 159}{2 \times 2 \times 0,006} = \frac{25281}{0,024} = 1.053.375 \text{ microhenrys,}$$

o sea 1,053 Henrys aprox.

De aquí el lector podrá darse cuenta de la simpleza del cálculo de los filtros correctores de frecuencia en los casos de amortiguamiento.

Pero aquí viene el trabajo más interesante de este tema, y es el estudio de la forma cómo se producirá el amortiguamiento pues no debemos olvidar que no quedará afectada solamente la frecuencia de resonancia, dado que la forma de la curva de resonancia depende del "Q", tanto del condensador como el de la inductancia. De manera que, si el "Q" del condensador como la del de la inductancia fuesen ideales, con toda seguridad quedará suprimida solamente la frecuencia indicada, pero por suerte, para los trabajos que generalmente se realizan en audio frecuencia no es una sola frecuencia la que quiere eliminar, sino una parte del espectro de sonido y por lo tanto lo que nos preocupa en nuestro caso es amortiguar la zona cuyo centro corresponde a una frecuencia de 2000 Hertz, y es por esta razón que nos interesa calcular el "Q" del condensador, pero principalmente la de la inductancia a fin de evitar de provocar el corte de frecuencias que no debe tocar. Esto podría suceder si el "Q" de la inductancia resultara muy malo. Una de las maneras de mejorar notablemente el "Q" de la inductancia sería con el empleo de una inductancia con el núcleo de hierro laminado de muy buena calidad y a la vez reduciendo en lo posible la resistencia óhmica del bobinado, ya que éste, a una frecuencia de 2000 Hertz, no aumenta de una manera sensible la resistencia real de la inductancia. Respecto al condensador que se consigue en el mercado y resulta imposible su construcción,

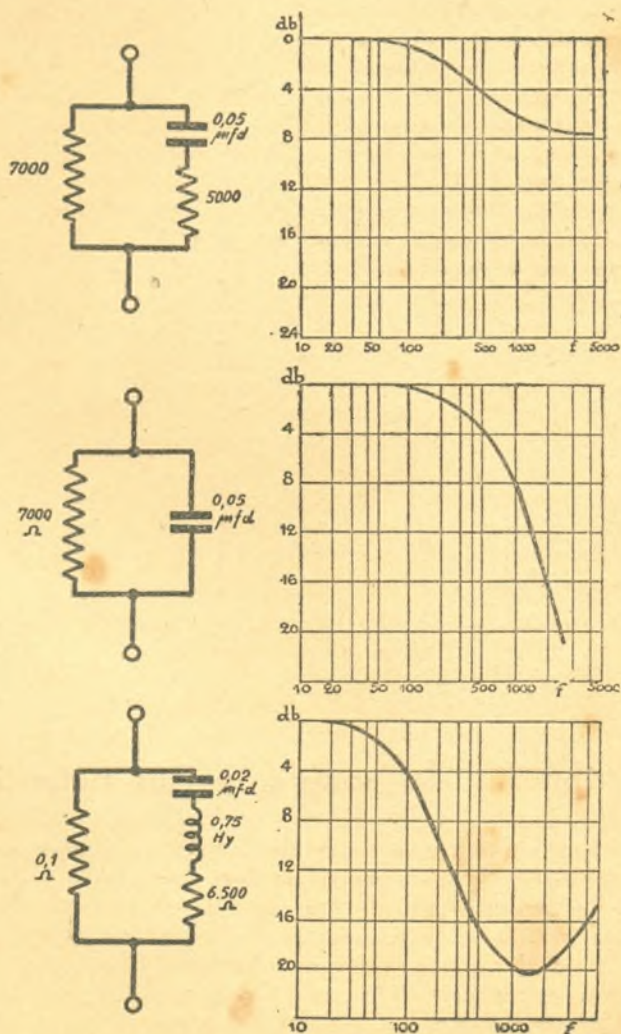


Fig. 611

tendremos que conformarnos con el empleo de un condensador del tipo de mica y con la confianza de adquirir uno cuyo dieléctrico sea mica de alta calidad siendo, además, dicho dieléctrico, del mayor espesor posible.

Un filtro de frecuencia del tipo indicado se conecta en el circuito de grilla de la válvula preamplificadora de tensión del amplificador.

Más tarde, en oportunidad de realizar algunos cálculos con referencia a la práctica, daremos a conocer formas especiales de fórmulas para calcular filtros para cierto rango de frecuencias.

En formas comerciales se encuentran ciertos distintos tipos de filtros según la imaginación del autor del mismo y que realizan trabajos similares unos con otros.

A continuación damos a conocer tres distintos tipos de filtros de compensación con los gráficos correspondientes a fin de que el lector pueda emplear indistintamente cualquiera de los tres, según el caso. Están dados en la figura 610.

Estos filtros fueron tomados con sus correspondientes curvas del MEMENTO TUNGRAM, dada la enorme utilidad que éstos puedan tener para el lector en la práctica.

El filtro indicado en la parte superior digamos del número uno, formado por dos resistencias y un condensador de 7000, 5000 y 0,5 μf respectivamente producen un efecto determinado sobre la respuesta de un amplificador y que está indicada en la curva a la derecha del circuito y que indica que el amortiguamiento se produce sobre frecuencias arriba de 100 Hertz, siendo el amortiguamiento máximo por los 5000 Hertz.

El segundo circuito formado por una resistencia y un condensador y de los valores indicados en el circuito mismo producen un efecto indicado en el gráfico de la derecha del circuito, con lo cual puede apreciarse que se produce un amortiguamiento muy grande y de una manera muy brusca en la zona 1000 a los 2000 Hertz, quedando cortadas por completo todas las frecuencias superiores a los 3000 Hertz.

Respecto al tercer circuito, podemos ver claramente la forma de respuesta del filtro corrector de manera que el amortiguamiento máximo se produce a una frecuencia de 1500 Hertz.

Con esto el lector tendrá bastante material para aplicaciones prácticas, cuyos conocimientos son de una importancia muy grande.

Por último, debemos indicar que la conexión de un filtro de esta naturaleza, por el hecho de conectarse al circuito de grilla de una válvula amplificada de tensión, deberá cuidarse en la disposición de la misma evitando en todo momento las conexiones largas a fin de evitar acoplamientos por inducción de otros circuitos, especialmente los de la fuente de alimentación de 50 Hertz de la red de canalización.

140a. LECCION

Distribución del sonido, versus potencia

Habíamos dicho en lecciones anteriores, sobre la importancia de la distribución del sonido en función de la potencia, ya que en ciertos recintos una potencia relativamente pequeña llena completamente el ambiente mientras que en otro ambiente es necesario una potencia de audio frecuencia mucho mayor. Si los altoparlantes que alimentan de sonido los ambientes mencionados están conectados a un mismo amplificador, resultará muy difícil efectuar la distribución de sonido versus potencia si no se tienen en cuenta detalles de importancia como ser relación de impedancias en función

de potencias a fin de mantener al mismo tiempo la relación de sonido versus potencia. Esto es natural y fácil de comprender. Si tenemos un amplificador y dos altoparlantes y si éstos tienen las mismas características, las potencias en ambos serán las mismas, de manera que si uno de dichos parlantes no necesita trabajar con tanta energía, mientras que el otro la necesitará toda, resultará que no sería posible resolver el problema si no se aplica un atenuador al altoparlante que necesita menos volumen. Para evitar estos artificios, y al mismo tiempo evitar complicaciones y aumentos de potencia inútiles a los amplificadores, se ha buscado la solución bajo otros aspectos más prácticos y más simples.

Sea, por ejemplo, los dos mismos altoparlantes conectados a un amplificador de 30 Watts de salida a través de una línea de distribución de 500 Ohms. Deseamos que uno de los altoparlantes absorba 20 Watts, mientras que el segundo, solamente 10 Watts. Si aplicamos la fórmula 140, podremos realizar algunos cálculos interesantes. Sea la fórmula 140.

$$Z_p = \frac{Z_L \times W}{W_s} \dots \dots \dots (140)$$

Donde Z_p correspondería al valor de la impedancia del primario del transformador de acoplamiento; Z_L corresponde al valor de la impedancia de la línea de distribución del amplificador; W , es el valor de la potencia de salida del amplificador, y W_s corresponde al valor de la potencia que se desea disipar por el altoparlante.

En el ejemplo que presentamos tenemos que el saco del altoparlante se tendrá que disipar 20 Watts, y tendrá que emplearse un transformador de acoplamiento entre la línea y la bobina móvil del mismo, cuyo valor se calcula mediante la fórmula 140 indicada antes y de la manera siguiente:

$$Z_p = \frac{Z_L \times W}{W_s} = \frac{500 \times 30}{20} = \frac{15000}{20} = 750 \text{ Ohms.}$$

Esto quiere decir que el primario del transformador de acoplamiento que se empleará para el altoparlante indicado deberá ser de 750 Ohms en el primario, que deberá ser reflejado por la impedancia de la bobina móvil.

De la misma manera se calculará la impedancia del primario del transformador del segundo altoparlante, o sea:

$$Z_p = \frac{500 \times 30}{10} = \frac{15000}{10} = 1500 \text{ Ohms, es decir, que la impedancia del}$$

primario del transformador deberá ser de 1500 Ohms a bobina móvil.

Como se ve, para lograr que dos altoparlantes que pueden ser de las mismas características para que se disipe la potencia que en este caso es distinta en cada altoparlante, el primario de cada uno de ellos deberá presentar impedancias distintas y cuyo valor depende del valor de la potencia que se disipará y con la seguridad que en ningún momento uno de los altoparlantes que trabajara a un régimen de potencia menor esté trabajando en condiciones anormales.

En el caso del diseño del amplificador de public address diseñado en las lecciones anteriores se hubiera simplificado enormemente el cálculo del mismo con la ayuda de la fórmula 140, ya que podría entregar a cada recinto la potencia necesaria sin la ayuda de artificios provocados por atenuadores.

Por lo tanto, dejamos al lector el trabajo de "recalcular" la distribución del sonido de acuerdo a la modalidad indicada por ser la correcta y no habrá necesidad de aplicar potencias mayores a recintos donde ésta no hace falta.

Una vez conocida la impedancia del transformador de acoplamiento que resulta muy simple la distribución del sonido y es por esta razón que puede

obtenerse en el comercio transformadores que se llaman "Universales" y que están fabricados con un primario y un secundario con varias derivaciones con el fin de variar la relación de transformación o sea variar la impedancia reflejada en el primario del transformador según la impedancia de la bobina móvil que se conecta entre dos puntos del secundario del transformador mencionado.

A continuación, y a título de dar a conocer otras fórmulas que tienen aplicación en el public address y que en su oportunidad daremos a conocer su aplicación, damos algunas fórmulas de suma importancia.

Una de las fórmulas, o sea la 141, nos sirve para calcular la distribución de potencia de un amplificador en porcentaje de un número determinado de altoparlantes electrodinámicos conectados en serie por sus bobinas móviles.

Podría presentarse el caso, en la práctica, de resultar cómodo la conexión en serie de bobinas móviles de altoparlantes, de manera que es necesario saber qué energía se disipa sobre cada bobina móvil de los distintos altoparlantes. La fórmula es la siguiente:

$$W \% = \frac{Z_a}{Z_t} \times 100 \dots \dots \dots (141)$$

Donde W o/o es la potencia o el porcentaje de la potencia del amplificador que se disipará en la bobina móvil que se desee calcular: Z_a es la impedancia de la bobina móvil del altoparlante y Z_t es la impedancia de las bobinas móviles de los altoparlantes conectados en serie. Es decir, que en este caso el valor de la impedancia sería la suma de los valores de las impedancias de cada bobina móvil.

En la fórmula 142 se prevé el caso de conexiones similares, pero en paralelo de bobinas móviles de altoparlantes, o sea:

$$W \% = \frac{Z_t}{Z_s} \times 100 \dots \dots \dots (142)$$

Donde W o/o, como en el caso anterior, es el porcentaje de la potencia total del amplificador que absorbe el altoparlante que nos interesa. Z_t es la impedancia total de todas las bobinas móviles conectadas en paralelo que se calculan de la misma manera que si fuesen resistencias conectadas en paralelo, y por último Z_s corresponde al valor de la impedancia de la bobina móvil del altoparlante que queremos calcular.

Por último, tenemos el porcentaje de la potencia total que le corresponde a un altoparlante determinado cuando se conectan bobinas móviles en conexión serie paralelo o conexión mixta.

$$W \% = \frac{Z_a \times Z_t}{(Z_s)^2} \times 100 \dots \dots \dots (143)$$

En la fórmula 143 tenemos que W o/o corresponde al valor del porcentaje de la potencia total que absorbe un altoparlante determinado: Z_a es el valor de la impedancia de la bobina móvil del altoparlante que queremos calcular: Z_t es el valor de la impedancia resultante de todos los altoparlantes y Z_s es el valor de la impedancia de las bobinas móviles conectadas en serie solamente.

Esperamos que con estos nuevos conocimientos el lector esté en condiciones de realizar cualquier cálculo referente al public address y distribución de sonido con la seguridad que no tropezará con ninguna clase de inconvenientes que muy pronto iremos empleando todos estos procedimientos en los proyectos que se irán dando a conocer.

CURSO DE RADIO

141a. LECCION

Diseño y construcción de un transmisor de aficionados

(Continuación)

Daremos en esta lección por terminado este diseño con la parte correspondiente a los detalles de ajuste y puesta a punto del transmisor. Pero antes vamos a estudiar el sistema de antena en todos los detalles a fin de completar la sección del transmisor que dejamos expuesto para lo último.

Sabemos, por haberlo indicado en lecciones anteriores, que la energía de alta frecuencia generada por el amplificador clase "C" se conectará o se enviará a la antena para ser irradiada por medio de un acoplamiento inductivo. Dicho acoplamiento inductivo forma parte del mismo circuito de la antena formada por varias espiras de alambre grueso y colocado dentro del campo magnético formado por la inductancia del circuito tanque de salida.

La forma de fijar las constantes del acoplamiento que nos ocupa es, en cierto modo, un poco difícil de calcular, mientras resulta relativamente simple fijar las constantes físicas por medio de la experimentación.

Como la posición del acoplamiento de la antena dentro del campo magnético del circuito tanque tiene un acoplamiento especial, ya que la carga producida por éste y el circuito de antena todo se refleja en el circuito tanque de salida y por consiguiente en la carga de placa de la válvula haciendo que de su posición dependa el rendimiento del transmisor. Además, no basta que la posición del acoplamiento de antena esté en el punto de mayor potencia de salida, pues habrá de tenerse muy en cuenta la irradiación por armónicas a fin de que dichas irradiaciones indebidas puedan afectar zonas de transmisión o recepción de estaciones de tráfico comercial o privado, etc. Por lo tanto, experimentalmente se puede buscar un punto del acoplamiento donde el rendimiento sea máximo y la irradiación por armónicas sea la mínima. Para ello resulta necesario, como lo indicaremos enseguida, alguna experimentación previa con bobinas de acoplamiento de varios tipos en el número de espiras hasta que se da con la más conveniente para el caso particular. Esto se debe que según las condiciones de funcionamiento del clase "C" y del tipo de antena y absorciones en general del lugar de transmisión influyen en los resultados y alteran en algunos casos las condiciones de funcionamiento del transmisor.

En las lecciones 73a., 77a. y 81a. hemos estudiado diferentes tipos de antenas, algunas especiales para el empleo en la radiotransmisión como otras referentes a su empleo en la radiorecepción. Pero en este caso particular podemos aplicar todos los conocimientos que se han dado respecto a las antenas del tipo Hertz, ya que éstas son del tipo que más interesa a los aficionados, dado el elevado rendimiento de las mismas y dado también a la facilidad de la instalación y ajuste del mismo.

Como se vió, el largo de la antena que se emplea corresponde a la mitad de la longitud de onda a transmitirse, siendo el largo de la bajada o "feeders" de un número impar de cuartos de la longitud de onda fundamental.

Por esta razón, si la frecuencia de transmisión es de unos cuarenta metros, la longitud de la antena deberá ser de 20 metros. La longitud que le correspondería a la bajada de la antena sería, para un cuarto de onda

de 10 metros incluida la longitud del acoplamiento de la antena. Esto se entiende de la siguiente manera: si la longitud de la bajada de la antena es de 10 metros, pero si el conductor que se empleó para la inductancia de acoplamiento de la antena más los correspondientes a las conexiones ésta es de dos metros, la longitud de la bajada deberá ser reducida en una cantidad equivalente a la mitad de este valor, o sea 1 metro, es decir, en definitiva, que la longitud de la bajada de la antena deberá ser de 9 metros. La causa de este artificio podrá verla el lector cuando estudiemos la teoría de las antenas Hertz.

En el caso que la frecuencia de transmisión corresponda a la frecuencia, hemos tenido en cuenta lo fácil que resultará realizar el cálculo de cualquier antena, dado que cualquiera de éstos se realizan de la misma manera.

AJUSTE DEL TRANSMISOR. — EMPLEO DEL ONDAMETRO

Para verificar el funcionamiento del transmisor deberá hacerse en todos los casos etapa por etapa, comenzando por la sección del oscilador.

En la generalidad de los casos todos estos ajustes se realizan con la ayuda de un ondámetro, pero este instrumento no es familiar para el lector y en cierto modo costoso para adquirirse ajustado en plaza. Este ondámetro no es otra cosa que un circuito resonante en la cual se induce una tensión del transmisor en funcionamiento: ésta, cuando entra en resonancia con las constantes del ondámetro, acusa el pasaje de una corriente intensa, en cuyo punto del dial se lee la frecuencia de resonancia correspondiente a la tensión inducida.

Por esta razón existen varios tipos de ondámetros, entre ellos los más populares son los de inducción o los del tipo de voltímetro a válvula, que son una variante de los de inducción que en lugar de emplearse como indicador de resonancia una lamparita interna, se emplea un detector a válvula y un miliamperímetro indicando la corriente de placa del mismo, siendo, como imaginará el lector, la corriente máxima cuando hay resonancia (para un detector por característica de placa y mínima para cuando la válvula detectora trabaje por característica de grilla sin polarización).

En la figura 612 se indica un ondámetro del tipo de inducción que resulta ser muy económico y muy práctico para el transmisorista aficionado.

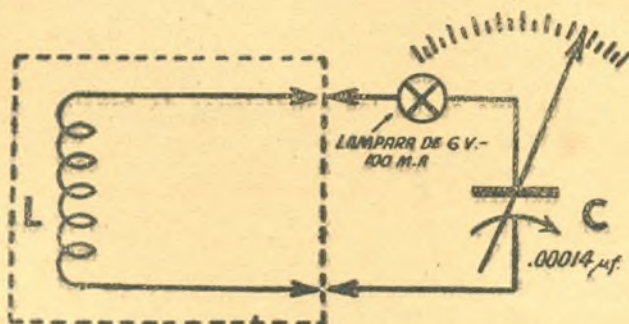


Fig. 612

En la figura 613 se indica el circuito de un ondámetro a válvula sumamente útil y que permite además mediciones de intensidad de campo irradiado por una antena. Cualquiera de los dos que indicamos tiene una enorme aplicación, ya que evitarán en todos los casos incurrir en errores durante el ajuste, en lo que a frecuencia de trabajo se refiere.

Como puede apreciarse en los diagramas indicados que las inductancias son intercambiables a fin de poder ampliar el rango de ondas del ondámetro y hacerlo útil para cualquier frecuencia de trabajo. Por lo tanto, se

hará una escala graduada para cada inductancia de manera de facilitar la lectura de la frecuencia.

También en la recepción de señales puede emplearse los ondámetros, dado que si se aproxima la bobina del ondámetro a la bobina de antena del receptor se escuchará que la señal se anula totalmente o casi totalmente

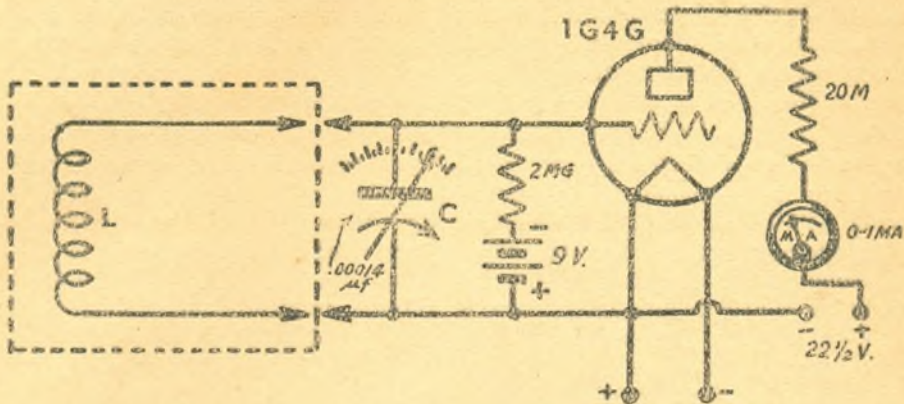


Fig. 613

cuando las constantes de éste corresponden a la frecuencia de resonancia de la frecuencia de la señal sintonizada por el receptor y por lo tanto podrá leerse la frecuencia de dicha estación.

Otra forma de "ondámetro" que no es tal, pero que sirve perfectamente en la mayoría de los casos en transmisión, si es que se trabaja con valores muy aproximados a los correctos y por lo tanto sólo se necesita reajustarlos, es el indicado en la figura 614 y conocido como el resonador de Hertz o simplemente "arquito" de Hertz.

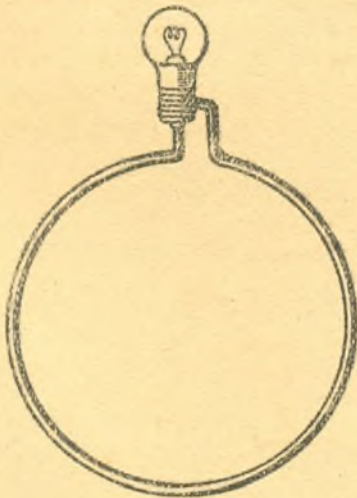


Fig. 614

Consta, como se ve, de un arco de alambre cortado por una lamparita de linterna de manera que si se lo aproxima al circuito tanque, o sea a la inductancia del mismo, éste inducirá una corriente en el "ondámetro" y encenderá la lamparita indicando a la vez variaciones de intensidad cuando varía el punto de resonancia del circuito tanque.

Como las constantes que hemos calculado para L_1 y C_1 de la figura 604 en lecciones anteriores, sabemos de antemano que tendremos que encontrar la frecuencia de trabajo con facilidad, sobre todo si el cristal "arranca" solo.

Por lo tanto, con el condensador C_1 se obtiene la sintonía definitiva haciendo girar el condensador mencionado. Para lograr el pico de sintonía se puede intercalar un miliamperímetro entre la borna del positivo que alimenta el circuito de placa de la válvula 76. El punto exacto de sintonía se encuentra en la posición del condensador, en la cual la corriente de placa de la válvula osciladora indica la mínima corriente. Si no se tuviera a mano un miliamperímetro podría recurrirse a emplear el arquito de Hertz o el ondámetro y que la resonancia quedaría evidenciada por el aumento de intensidad en la luz emitida por la lamparita.

El ondámetro en este caso sería muy útil, ya que nos indicaría con toda seguridad la frecuencia de resonancia.

Cuando se realice la operación indicada deberá tenerse la precaución de mantenerse cortada la tensión de placa de la válvula 6V6G y la T20 a fin de que puedan realizarse los ajustes sin que se reflejen cargas indeseables.

Además deberá tenerse la precaución de munir a cada circuito de placa de su interruptor independiente a fin de cortar la tensión de placa hasta que la temperatura del filamento sea la de trabajo. Esto se logra con un tiempo de encendido de filamento de un minuto por lo menos.

Una vez lograda la sintonía del circuito tanque del circuito de placa de la válvula 76 en la frecuencia doble a la correspondiente al cristal, si se trabaja en la frecuencia de 40 metros, se conecta la tensión de placa a la válvula 6V6G que trabajará simplemente como buffer o amortiguadora, y por supuesto el circuito de placa de la válvula indicada trabajará con la misma frecuencia del circuito de placa de la válvula 76. Como la frecuencia de trabajo es relativamente baja, para la válvula empleada no se hace imprescindible el empleo de neutralización, para lo cual bastará realizar la misma operación con el condensador de sintonía C2 que la realizada con el circuito de la válvula osciladora, conectando la conexión de alta tensión al extremo de la inductancia, al igual que L₁. Se obtendrá la sintonía si se emplea un miliamperímetro cuando la corriente de placa acusada por éste sea la mínima.

Y cuando se empleen los otros métodos de control de resonancia, será para el máximo de intensidad.

Una vez ajustado el circuito amortiguador, se recurrirá a ajustar el circuito amplificador de potencia de clase "C" que por cierto deberán realizarse con mucho cuidado, sobre todo en lo referente a la neutralización de dicha etapa, pues de lo contrario se corre el riesgo de que dicha etapa comience a auto-oscilar, lo que significa que aunque la transmisión se produzca en la frecuencia requerida, esta transmisión no actuará como un transmisor controlado a cristal, sino como cualquier transmisor de una válvula simple osciladora autoexcitado y con los inconvenientes explicados de este tipo de transmisores.

Por lo tanto, al comenzar los ajustes correspondientes a dicha etapa de clase "C", se efectuarán de la siguiente manera: se mantendrá el circuito de placa sin tensión y con el indicador de resonancia próximo a la bobina o inductancia L₃ se verificará si se produce inducción proveniente de la etapa buffer 6V6G que con toda seguridad sucederá. Entonces, haciendo girar el eje del condensador de neutralización de la etapa, se buscará un punto donde no haya acuse aparente de inducción del circuito anterior. Luego se hará girar el condensador de sintonía C₃ a fin de buscar un punto en donde se produzca alguna inducción y que posiblemente se hará presente si se alcanza el punto de resonancia de la frecuencia de trabajo, en cuyo caso se volverá a hacer girar el eje del neutralizador hasta que dicha inducción desaparece, con lo cual se tiene casi la certeza que la etapa está neutralizada.

Decimos "casi", dado que aún existiendo un punto muy próximo a la perfecta neutralización, no se lo alcanzará, dado que la energía de alta frecuencia en juego es tan pequeña, que no llega a encender la lamparita del indicador de resonancia. Por esta razón aconsejamos construir el ondámetro a válvula, pues éste es sumamente sensible en resonancia y permitirá que la neutralización se realice con toda exactitud.

Debe, sin embargo, tenerse algunos cuidados al realizar el trabajo, ya que si se aproxima demasiado, la bobina del ondámetro a la inductancia del circuito tanque y al retirarse aquél cuando se terminó el ajuste, variará la constante de L₃ y por lo tanto la neutralización desaparecerá. Esto se debe al efecto de inductancia mutua entre las inductancias de referencia. Por lo

tanto, debe tenerse a la bobina del ondámetro a una distancia de unos 30 ó más centímetros, a fin de que ésta no influya en el circuito tanque.

Además, aconsejamos, al realizarse la neutralización de la etapa de salida, de tener conectada la antena a fin de que las constantes de la etapa de clase "C" tengan los valores correctos de trabajo.

Si se realizan los ajustes de acuerdo a las indicaciones dadas, se tendrá la seguridad de que todo marchará correctamente.

Cuando se conecte la tensión de placa de la válvula T20, se estará en condiciones de transmitir, y sólo se necesitará retocar ligeramente el circuito tanque por efecto de la carga de placa de la misma válvula. Cuando se conecte la antena, se notará que la corriente de placa aumenta de valor. Esto es muy natural, dado que es el mismo caso de un generador que trabaja en vacío, y al cual se le conecta la carga, o sea el circuito de consumo.

Debe tenerse especial cuidado de conectar primeramente la tensión de placa de clase "C" antes de conectar el modulador, pues de lo contrario, se corre el riesgo de quemar el transformador de modulación, dado que si no está conectado el circuito de placa de la T20, el modulador quedará sin carga, produciéndose tensiones sumamente llevadas en el primario, pudiéndose además, arruinar las válvulas amplificadoras de audio frecuencia.

Respecto al circuito general, se indica en la figura 615, en la cual puede el lector darse una idea del conjunto.

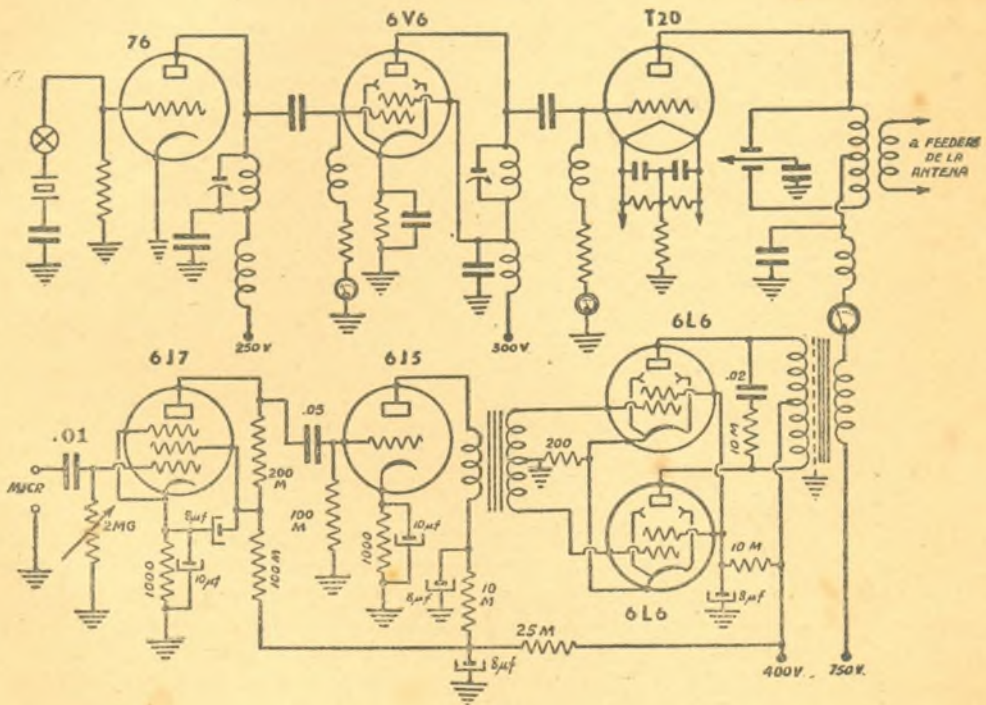


Fig. 615

En la próxima lección trataremos como conclusión, la parte constructiva, tanto de las fuentes de alimentación, como del modulador, como del transmisor mismo, indicando la disposición de todos los elementos. Además agregaremos la forma de colocar cada parte dentro de un Rack de metal, no sólo para el mejor aspecto del conjunto, sino también para mejor funcionamiento del equipo y seguridad del operador.

Por último, indicaremos maneras de instalación de la antena y acoplamiento.

Estudio general de los amplificadores

EXPANSORES DE VOLUMEN

Uno de los problemas más serios en la reproducción fonográfica residía no solamente en la reproducción en sí, sino también en la grabación.

Esto se debía a que algunos niveles de sonido, al ser grabados, ocupaban un ancho de ranura tan grande, que la aguja grabadora saltaba en su surco para entrar en los surcos vecinos. Para evitar tal inconveniente, se aplicaron a los amplificadores de los equipos grabadores, un circuito tal que reducía el nivel de la señal de audio frecuencia a tal límite, que hacía imposible que la aguja grabadora saltara de su surco y al mismo tiempo cuando se grababa un pianísimo, el circuito mencionado aumentaba el nivel a fin de hacer posible la grabación sobre el disco.

Como podrá imaginar el lector, la aplicación de un COMPRESOR DE VOLUMEN, como se llamaba al circuito que hemos mencionado, hacía que las grabaciones modernas fuesen faltas de toda naturalidad musical, en lo que a niveles de sonido se refiere, dejaba mucho que desear y por lo tanto se hacía necesario el diseño de circuitos, que realizaran el trabajo inverso al de los COMPRESORES DE VOLUMEN. Por esta razón es que se diseñaron circuitos a los que se llamó EXPANSORES DE VOLUMEN y que en efecto realizaban el trabajo a los amplificadores de grabación, es decir, que refuerzan las señales y disminuyen las señales débiles. Tal es, en síntesis, el principio de funcionamiento de los expansores de volumen que estudiaremos en este capítulo.

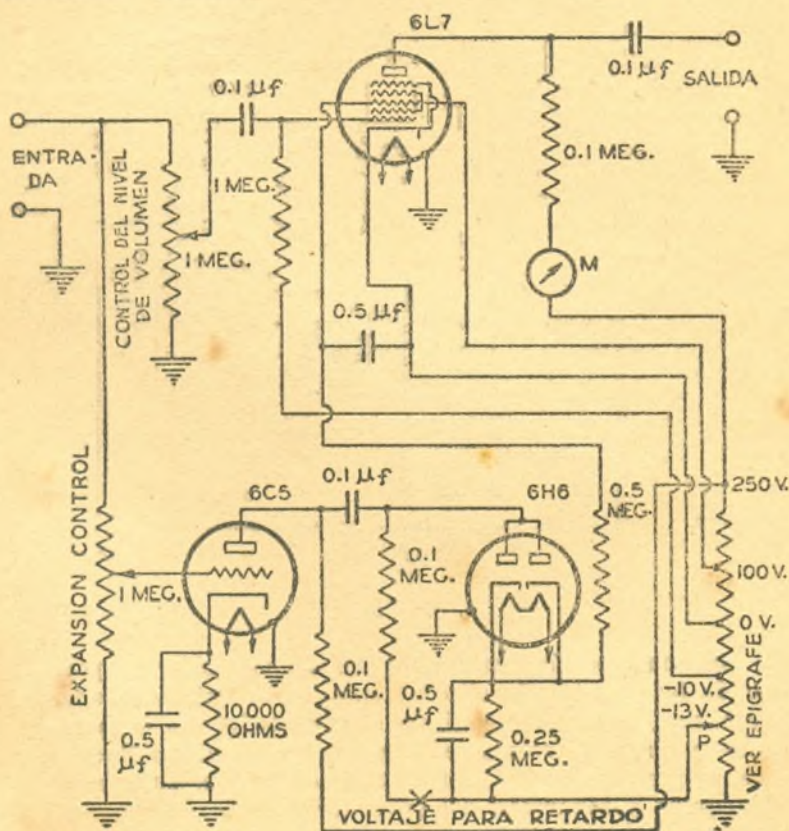


Fig. 616

Cada derivación del divisor de voltaje deberá tener conectado condensador por lo menos de 0,1 mfd. a chasis.

En la figura 616 puede apreciarse la forma de un circuito expansor de volumen en el cual se emplean como mínimo tres válvulas. El principio del funcionamiento de este circuito es el siguiente: Mantener el factor de amplificación baja en la etapa de tensión cuando no hay señal o ésta es muy débil a la entrada del amplificador, mientras que el factor de amplificación aumente a medida que aumenta la intensidad de la señal. Esto se consigue mediante la variación de la polarización de la válvula amplificadora de tensión controlada por la misma señal.

Como se verá en el esquema indicado, se emplea una válvula del tipo 6L7 que además de actuar como amplificador de tensión, es la que actúa como expansor de volumen.

La válvula 6L7 u otras similares permiten la acción correcta del expansor de volumen y está formada por un filamento, un cátodo, cinco grillas y una placa.

Dos de las cinco grillas son sensibles o de control, siendo la primera de ellas del tipo muy variable, lo que permite que la corriente de placa quede cortada cuando las tensiones de grillas alcanzan valores muy elevados, mientras que la segunda grilla o sea la grilla N.º 3 corresponde al tipo de una pequeña tensión de polarización, la corriente de placa queda anulada.

De las tres grillas siguientes, dos de ellas son grillas auxiliares o pantallas y la tercera es una grilla supresora.

En el esquema puede apreciarse que el expansor de volumen se realiza con la ayuda de otras dos válvulas: una del tipo 6C5 y otra 6H6, cuyas funciones veremos enseguida.

La señal que se tiene interés en expandir se la aplica al circuito de la grilla de "mu" variable (G_1) de la válvula 6L7 y al mismo tiempo se alimenta con la misma señal el circuito de grilla de la válvula 6C5. La tensión amplificada por la válvula 6C5 se rectifica por medio del doble diodo de la válvula 6H6. El terminal positivo de la tensión rectificada (cátodo) se conecta al circuito de la grilla G_3 , de manera que la tensión rectificada por la válvula 6H6 actúa sobre dicha grilla.

Como podrá verse en el esquema, en el circuito de la grilla sensible G_1 se polariza mediante un divisor de tensión, con una tensión de 10 V. negativos respecto al cátodo de la misma válvula, de manera que si no existe señal alguna sobre dicho circuito la corriente de placa es muy pequeña, y como se trata de una válvula de "mu" variable, el factor de amplificación variable resultará que la amplificación de la válvula es sumamente pequeña.

Cuando se aplica señal a la grilla N.º G_1 resultará que también quedará aplicada a la grilla de la válvula 6C5 que una vez amplificada sería rectificada dicha señal por el rectificador 6H6 y cuya tensión sería aplicada, como se dijo, al circuito de la grilla G_3 , haciendo que la conductancia de la válvula aumente, ya que la tensión aplicada a dicha grilla es positiva respecto a G_1 .

Esto hace que la amplificación de la válvula 6L7 aumente, aumentando también la intensidad de la señal.

El ajuste del expansor debe hacerse cuidadosamente, ya que éste trabaja con cierto retardo que depende de la magnitud de la tensión rectificada por la válvula 6H6. Estos ajustes deben realizarse de manera que la expansión se produzca para señal de variación de amplitudes relativamente lentas.

Si la constante de tiempo del retardo es muy corto, el sonido perderá toda naturalidad y si el retardo es muy lento el sonido aparecerá como afectado por una variación en la amplitud que no corresponde al original.

Por esta razón se recomienda que la constante de tiempo de retardo sea entre 0,25 y 0,5 de segundo que, por lo general, permite los mejores resultados.

Debe evitarse en todos los casos que la tensión de la señal aplicada a la grilla del factor de amplificación variable no sea muy intensa, dado

que ello originaría una distorsión muy pronunciada en la reproducción sonora. Por esta razón se recomienda que la tensión de la señal aplicada no sea superior a 1 Volt, para la señal más fuerte.

Si se pudiera recurrir al empleo de un miliamperímetro para la indicación de la corriente de placa de la válvula 6L7 éste daría una idea del valor de la "expansión". Por ejemplo, el ajuste de la tensión negativa de la grilla G_3 se podría hacer a la perfección, porque cuando no actúa señal alguna en el circuito del expansor la corriente de placa acusada por el instrumento deberá ser de 0,15 M.A. Este ajuste, como podrá apreciarse en la figura correspondiente, se hará por medio del potenciómetro P. Una vez realizado el ajuste, el potenciómetro P no necesita más ajustes mientras se emplee la misma válvula.

A la placa de la válvula 6H6 se le aplica una polarización negativa fija, a fin de obtener el retardo de la acción de la expansión de volumen para el valor máximo de la señal que se aplicará a la entrada del expansor. La tensión de retardo puede insertarse en el punto "X" indicado en el esquema, conectando una batería de pilas secas de un valor conveniente. Esto, como es natural, sólo se hará en casos especiales en los cuales se trabajará con tensiones de entrada muy intensas.

Respecto al resto del circuito, no necesita explicación alguna, pues los valores de las resistencias del divisor de voltaje se toman de manera que se obtengan los valores necesarios. Estos pueden ser de cualquier valor, se entiende, proporcionales a las tensiones, ya que la corriente a través de dichas resistencias es muy reducida.

El expansor de volumen puede montarse sobre un pequeño chasis, con la seguridad de que los resultados serán muy satisfactorios en un receptor combinado; éste deberá desconectarse cuando se escuchen estaciones de broadcasting ya que la acción del expansor "desnaturaliza" el sonido.

Este expansor de volumen fué diseñado por el Cuerpo de Ingenieros de la R.C.A. Victor de Estados Unidos de N.A.

143a. LECCION

Diseño y construcción de un oscilador de prueba modulado

Uno de los instrumentos más necesarios para nuestros lectores para los trabajos de Radio es un oscilador modulado que permite la calibración de los receptores y además es un complemento para toda reparación o trabajo que se realice en el taller. Por esta razón no podemos dejar pasar por alto la realización de tal instrumento, con el fin de que el lector pueda realizarlo por sus propios medios.

Una de las partes más serias de un oscilador modulado es la parte que corresponde al tarado o calibración de las distintas frecuencias de trabajo, pero esto lo dejaremos para el final una vez que todo esté realizado.

El oscilador mismo, en lo que respecta al diseño, es muy delicado y debemos recordar todo lo que se dijo cuando se habló sobre osciladores y la estabilidad de frecuencia.

Para que la estabilidad de frecuencia sea más o menos buena es necesario obtener la mejor relación de L y C del circuito de sintonía, pero esto es relativo, ya que no sería posible la construcción de un oscilador para una sola frecuencia, sino que debe cubrir un rango bastante amplio mediante una inductancia o varias que se cambian mediante una llave y un solo condensador variable.

Por esta razón nos conviene emplear una capacidad variable, pero resultará que las frecuencias de oscilación en las partes de mínima capacidad

de dicho condensador tendrán una falta de estabilidad muy grande. Por esta razón convendrá, durante la confección de las inductancias, que se tenga en cuenta que la parte de mínima capacidad de la frecuencia de resonancia correspondiente corresponda a la máxima capacidad en el rango de frecuencias anterior cubierto por otra inductancia.

Esto lo veremos con más detalles un poco más tarde, cuando tratemos el tarado del oscilador.

Por lo pronto, sabemos que tenemos un circuito oscilador que nos dará una cierta energía de alta frecuencia y cuyo valor de frecuencia dependerá de la combinación de L y C de dicho circuito.

Como el rendimiento en cada frecuencia será muy distinto como es lógico, debido a que se obtendrá mayor rendimiento en el punto de capacidad que corresponda en cada banda a los valores óptimos de éste en combinación con la inductancia fija correspondiente.

Por lo tanto, podemos indicar más o menos el circuito que se emplearía de la siguiente manera: un oscilador de alta frecuencia variable y una etapa amplificadora de alta frecuencia por medio de una válvula de factor de amplificación variable a fin de obtener la salida de alta frecuencia lo más pareja posible. La válvula que puede emplearse como osciladora podría ser una del tipo 6C5 ó 6J5 del tipo metálica y como válvula amplificadora de alta frecuencia podría emplearse una válvula del tipo 6SK7, también metálica, que tiene de diferente, respecto a la 6K7, la conexión de grilla, pues en aquélla dicho elemento se encuentra en la base de la válvula.

Respecto al modulador en sí, no hay dificultad alguna, pues se trata de obtener una pequeña energía de audio frecuencia mediante una válvula osciladora a una frecuencia de 400 ciclos segundos e inyectada, según puede verse, en la energía de alta frecuencia. De esta manera la ubicación de la señal en el receptor quedaría identificada por la nota de modulación de la señal del oscilador.

Para este trabajo se empleará otra válvula del tipo 6C5 ó 6J5 en combinación con un transformador de relación de 1 a 2 de audio que posiblemente los lectores tendrán entre los elementos viejos de radio.

Respecto a la fuente de alimentación, se presentan problemas muy serios, pues si se posee corriente alternada en la red de canalización podría emplearse un transformador cuyo primario sea para trabajar con la tensión de la red correspondiente y la frecuencia de la misma. Pero en muchos casos no es posible precisar el tipo de energía del lugar donde se empleará el oscilador, en cuyo caso se recomienda la alimentación universal, o sea ambas corrientes mediante una válvula rectificadora que rectifica la tensión de la red cuando el instrumento trabaja en corriente alternada y actuará, dicha válvula rectificadora, como resistencia pura cuando se trabaja en corriente continua de la red de canalización.

De todas maneras, sea cual fuere el tipo de alimentación, nosotros indicaremos, para el caso general, o sea para alimentación de corriente alternada o corriente continua.

Es completamente necesario el empleo de un filtro de línea de alta frecuencia por dos razones: 1.º: Porque la irradiación de alta frecuencia provocada por el oscilador mismo no escape por la red de canalización, y 2.º: para evitar que las perturbaciones radioeléctricas que se producen en la red pasen por la fuente de alimentación y de allí al receptor que se esté calibrando, dando como consecuencia ruidos muy molestos en el receptor.

Una de las partes más delicadas y que resulta más difícil de lograr por poco dinero, es la atenuación, es decir, poder reducir o aumentar la señal del oscilador según sea el nivel que se desee: por lo tanto indicaremos en la parte constructiva los distintos blindajes a fin de que la realización del oscilador no se vea malograda y al mismo tiempo esto facilitará la atenuación porque se evitará que las radiaciones de la sección osciladora se produzcan

por otras partes que no sea en realidad por el chicote de salida correspondiente.

Para facilitar la atenuación se emplean dos potenciómetros de alambre que actuando en combinación permiten realizar en parte la operación, ya que en las frecuencias elevadas correspondientes a las ondas cortas de recepción la atenuación es bastante mala, pudiendo ser mejorada si se cuidan los detalles de los blindajes y se emplea, en lo posible, chapa de cobre en la realización de chasis, caja y todos los blindajes. De cualquier manera, se

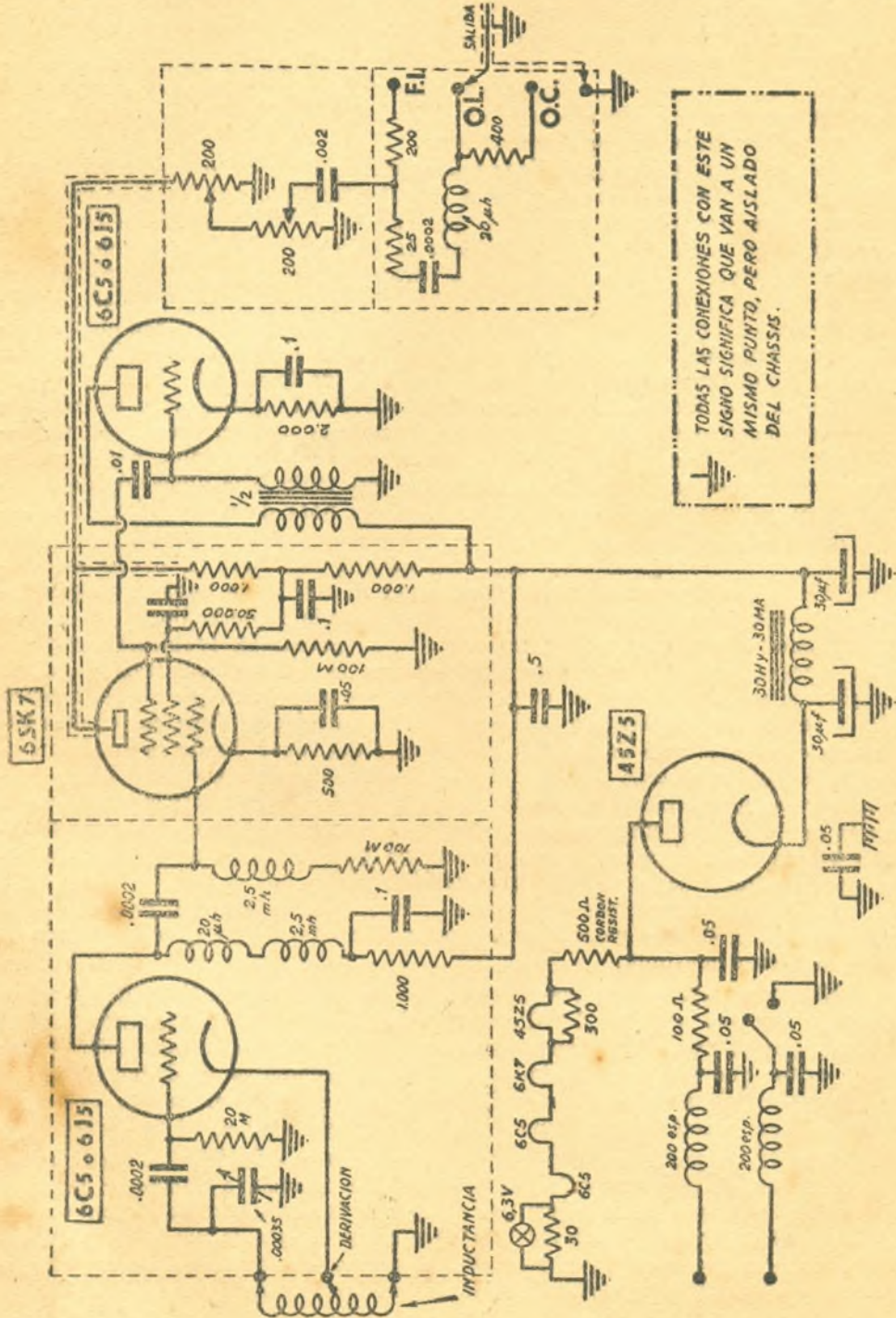


Fig. 617

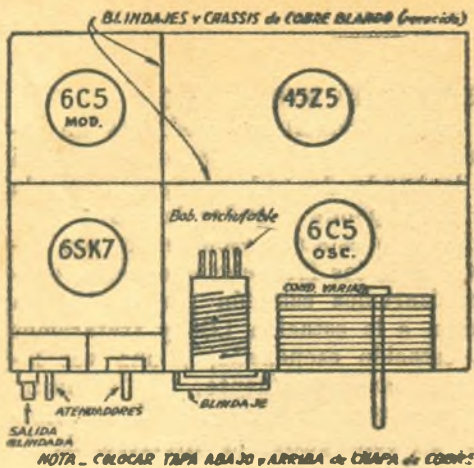


Fig. 618

En la Tabla XX se dan todos los detalles de las bobinas de los distintos rangos de frecuencia de calibración y que corresponden, como es natural, a las distintas frecuencias de recepción.

TABLA XX
BOBINAS DEL OSCILADOR

Rango de ondas a cubrir	Tubo de la bobina	Alambre	Nº de espiras	Derivación a las	Bobinado
5 a 15 ms.	Octogonal * 25 mm.	0,9 desnudo	4	0,5	Espaciado entre espiras igual al diám. del alambre.
16 a 43 ms.	Octogonal * 25 mm.	0,9 desnudo	6	1,5	Espaciado entre espiras igual al diám. del alambre.
43 a 120 ms.	Octogonal * 25 mm.	0,3 esmaltado	27,5	5,5	Espiras juntas
100 a 260 ms.	Tubo 25 mm. diám. exter.	0,3 esmaltado	73	15	Espiras juntas
250 a 620 ms.	Tubo 25 mm. diám. exter.	1,5 seda	200	40	Espiras juntas
590 a 1500 ms.	Tubo 25 mm. diám. exter.	0,5 seda	250	30	Nido de abeja
1350 a 3000 ms.	Tubo 25 mm. diám. exter.	0,15 seda	580	66	Nido de abeja
2200 a 4400 ms.	Tubo 25 mm. diám. exter.	0,15 seda	750	90	Nido de abeja
Condens. variable de 0,00035 μ f y una capa residual de 20 μ f. Chokes OC PO	Tubo diám.	0,3 esmaltado 0,15 seda	30 a 40 1 500	No llega a 0,5 mm.	Nido de abeja

NOTA: El bobinado "nido de abeja" suele llamarse también Honey-Comb o "Universal".
* Diámetro entre aristas.

FORMA DE TARAR EL OSCILADOR MODULADO

Una vez construido y comprobado su funcionamiento mediante un receptor, en el cual se tratará de sintonizar la señal del oscilador, se pondrá el oscilador indicado en la posición de la banda de ondas largas, o sea la inductancia de 450 a 520 metros y que corresponde a ondas largas.

Como las frecuencias de las estaciones que estamos escuchando son conocidas, ya que resulta fácil obtener el valor de las frecuencias exactas, operaremos de la siguiente manera: Sincronizaremos estación por estación a partir de los 1.350 Khz. que corresponden a la estación LS6 y trataremos de interferir, mediante el oscilador, la estación escuchada, y una vez logrado esto marcaremos en el dial el punto correspondiente. De la misma manera se hará con todas las bandas, pues encontraremos distintas estaciones en las varias bandas de recepción. Al conseguirse la interferencia de la señal se cortará la modulación del oscilador y se reajustará la sintonía hasta tener la señal interferida a la nota más baja.

Una vez realizado el trabajo de ubicación de las frecuencias, nos resultará fácil emplear el oscilador.

Para las frecuencias intermedias se recurrirá a realizar un trabajo parecido si se tiene un receptor que ha sido calibrado correctamente. Entonces se conecta el oscilador entre la grilla de la válvula conversora y chasis y se hace girar el dial del oscilador en la banda que corresponde a la frecuencia intermedia que se desea fijar, hasta que se escuche en el receptor al máximo de señal, en cuyo caso se indicará con un punto en la escala del dial.

Demás está decir, que todas estas mediciones deberán hacerse con mucho cuidado y deberán verificarse varias veces a fin de tener la certeza de la exactitud de la calibración del oscilador.

Por supuesto, que el lector deberá confeccionar tantas escalas en el dial como bobinas de los distintos rangos de frecuencia a emplear, a fin de evitar errores en las lecturas y superposiciones de valores de frecuencia.

Creemos que el lector podrá armar correctamente el oscilador con la sola ayuda del buen sentido y tratando de todos modos de realizar soldaduras correctas, siendo las correspondientes a chasis lo más cortas posibles.

La lista de materiales se obtendrá del mismo circuito y los materiales empleados deberán ser de la mejor calidad.

En una próxima lección trataremos los distintos problemas y aplicaciones de un oscilador e iremos dando distintos tipos de instrumentos útiles en el taller del radioarmador y experimentador.

144a. LECCION

Diseño de un amplificador de audio frecuencia con realimentación negativa

Estamos estudiando en las últimas lecciones una serie de perfeccionamientos que tienen aplicación práctica inmediata y con los resultados excelentes que el lector podrá comprobar a través de su propia experiencia y la de los otros dedicados a la misma profesión.

Por esta razón veremos enseguida cómo se diseña un amplificador de audio frecuencia donde se aplica realimentación negativa a fin de mejorar la respuesta de frecuencia del mismo a fin de lograr al mismo tiempo la mejor calidad de reproducción musical.

En la figura 619 se muestra una amplificadora del tipo común y em-

pleado en la mayoría de las instalaciones de public address, con la diferencia de que se ha aplicado realimentación negativa a la etapa de salida.

Como se dijo en lecciones, que la aplicación negativa tendía, además, a evitar que una mano inexperta en la aplicación del "volumen" echara a perder las características del amplificador y que en mucho puede ser evitado con el empleo de la realimentación negativa.

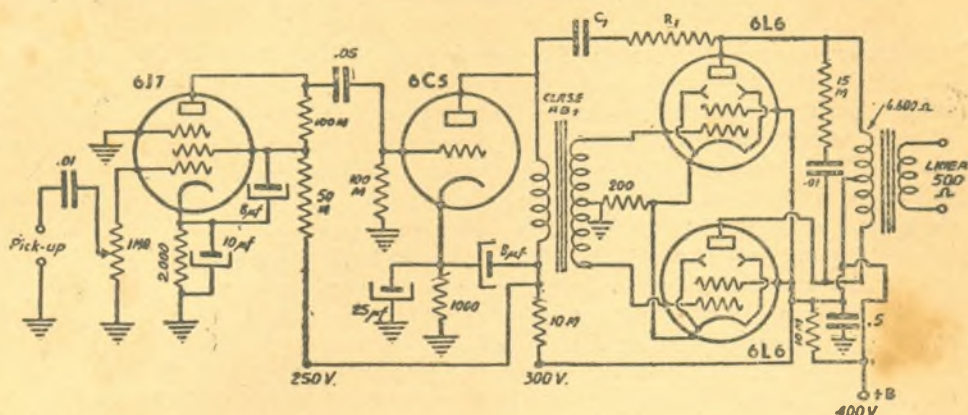


Fig. 619

La forma de calcular el porcentaje de realimentación resulta muy sencillo por medio de la fórmula 139 (*). Pero en todos los casos es necesario conocer cuál será este valor, ya que en todos los casos, según la aplicación, no puede emplearse el mismo porcentaje.

Por otra parte, como el porcentaje de realimentación negativa no es constante, sino que varía con los valores de frecuencia, resultará que se tendrá que recordar que los valores deben ser cuidadosamente elegidos.

Antes de fijar los valores definitivos, haremos algunas consideraciones respecto a los valores en general a emplearse en los amplificadores con realimentación negativa.

Por ejemplo, el valor de R_1 indicado en la figura 619 no puede ser cualquiera, sino que deberá evitarse en todos los casos de emplearse valores de resistencia muy bajos, pues de lo contrario ésta llegaría a actuar como carga de placa porque a valores bajos de dicha resistencia se reduce la impedancia del circuito de realimentación y por lo tanto se reducirá la carga de placa de la válvula. Creemos que el lector se imaginará lo que puede suceder con un amplificador cuyos valores de carga de placa no sean los correctos. Por lo tanto, se aconseja en todos los casos que el valor de R_1 no debe ser inferior a 5 veces el valor de carga de placa de la válvula a la cual queda aplicada la realimentación. Por ejemplo, en nuestro caso, la carga de placa óptima de la válvula 6C5 es de 10.000 Ohms; por lo tanto, el valor de R_1 debe ser, por lo menos, de 50.000 Ohms.

Respecto al condensador C_1 , deberá tenerse también algunos cuidados, ya que una reactancia del mismo muy elevada haría que la realimentación para las frecuencias bajas no trabaje, con lo cual se introduciría distorsión en la reproducción de dichas frecuencias. Por lo tanto, se evita este inconveniente empleando un valor de capacidad elevado, pero calculando que la constante de tiempo de descarga del mismo sobre la carga de placa de la válvula 6C5 sea correcta para la frecuencia más baja a reproducir. En el caso de emplearse la disposición de la figura 619, la capacidad de C_1 podría ser de 0,1 a 0,5 mfd.

* Esta fórmula fué publicada en la Lección 135 con error. La fórmula debe ser:

$$E_g = \frac{R_o}{R_i + R_o} \times E_p \dots \dots \dots (139)$$

Veamos ahora el circuito bajo las consideraciones de tensión con fines de diseño del circuito de realimentación.

En la práctica se considera que un 10 o/o de realimentación negativa es suficiente para lograr una buena regulación.

En la fórmula 139 tenemos que: $E_g = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \times E_p$, siendo en

nuestro caso que el valor de R_2 corresponde al valor de la carga de placa de la válvula 6C5 ó sea de 10.000 Ohms y podemos considerar como valor inicial de R_1 , el que dijimos antes de 50.000 Ohms. Pero nos falta averiguar el valor de E_p , el cual se halla de la manera siguiente: Según las características de la válvula 6L6, trabajando en push-pull en clase AB₁, según lo indica en el esquema y con autopolarización, se obtienen 32 Watts máximos de salida a baja distorsión, lo que significa que esa energía desarrollada sobre una carga de placa de 6600 Ohms deberá desarrollarse una tensión entre los extremos de dicha carga cuyo valor determinaremos enseguida.

Si tenemos la fórmula que nos da el valor de la energía desarrollada sobre una carga cualquiera en función de la tensión, es:

$W = \frac{E^2}{R}$ como en dicha fórmula conocemos el valor de la potencia W y de la impedancia del circuito "R", podremos despejar el valor de E , que es el que nos interesa. Por un lado tenemos:

$W \times R = E^2$, y extrayendo la raíz cuadrada a los dos miembros tenemos $E = \sqrt{W \times R}$ y sustituyendo valores tenemos:

$E = \sqrt{W \times R} = \sqrt{32 \times 6.600} = \sqrt{211.200}$, ó sean aproximadamente unos 459 V., o sea, redondeando cifras, 460 Volts de pico. Ahora podemos aplicar la fórmula 139 para averiguar qué porcentaje de tensión de realimentación se aplica al circuito de grilla de la válvula amplificadora de potencia.

Como dijimos que $E_g = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \times E_p$; es decir: $E_g = \frac{10.000}{50.000 + 10.000} \times 460$; es igual $\frac{10.000}{60.000} \times 460$; ó sea $\frac{1}{6} \times 460$; ó sea $\frac{460}{6} = 75$ V.,

o sea, más o menos, un 16 o/o de la tensión de placa, lo cual en cierto modo, es un poco excesivo para el caso que nos ocupa; por lo tanto tendremos que aumentar el valor de R_1 a fin de reducir la tensión de realimentación.

Si tomamos para el valor de R_1 , un valor de 100.000 Ohms, podremos escribir la fórmula 139 con los valores nuevos, de la manera siguiente:

$\frac{10.000}{100.000 + 10.000} \times 460 = \frac{10.000}{101.000} \times 460 = \frac{460}{9,9} = 46,5$

Volts de realimentación, que sería una relación de tensión de:

$\frac{460}{46,5} = 9,9$, ó sea, más o menos, 10 o/o, que es justamente el valor que

se desea, y por lo demás, el lector, si observa algunos circuitos comerciales, observará, en efecto, que se emplea el valor indicado para la realimentación.

Demás está decir que la tensión que se aplica al circuito de placa de la válvula 6C5 tiene una fase determinada y que debe comprobarse a fin de que la realimentación sea efectiva, pues de lo contrario se aumentaría aún más la distorsión, pues si la tensión de realimentación está en fase con la de entrada, aumentará la potencia del amplificador acompañada con una horrible distorsión.

Para evitar esto, lo que debe hacer el lector es acoplar el circuito de realimentación entre la placa de la válvula 6C5 y la placa de la válvula de salida que acuse durante la conexión la disminución del volumen de salida.

El cuidado que debe tenerse es porque se emplea un transformador de acoplamiento cuya fase entre los extremos cambia con respecto a un circuito similar acoplado a resistencias tal como los inversores de fase que se emplean en la actualidad.

Además, el lector verá que al colocar la realimentación deberá también aumentar la tensión producida por la sección amplificadora de tensión a fin de compensar la tensión de realimentación, sino que se encontrará que el amplificador no da casi volumen de salida. Por esta razón es que se conecta a la entrada del amplificador de tensión, una válvula pentodo de alto factor de amplificación a fin de excitar al máximo el circuito de grilla de la válvula 6C5.

Los lectores notarán que en los distintos amplificadores de audio frecuencia se ha empleado en el circuito de placa una capacidad y otras veces una capacidad y una resistencia entre placa y placa del push-pull de salida. Esto se debe a que dicha disposición evita que el amplificador entre a oscilar en frecuencias muy elevadas y que afecta enormemente al amplificador.

En algunos casos en que no es posible el empleo de la realimentación negativa se puede emplear, con muy buenos resultados, el filtro correcto al que hacemos referencia, pero en la generalidad de los casos pueden emplearse los dos sistemas a la vez, pues se complementan.

Por supuesto, que estos filtros correctores solamente se emplean en válvulas amplificadoras del tipo por haces electrónicos y del tipo pentodo.

No hay duda que durante la época en la cual no se habían hecho efectivos, estos filtros correctores realizaban una función interesante.

Como la impedancia del primario del transformador, o sea la impedancia reflejada en el primario del transformador de salida desde la bobina móvil aumenta de valor con el aumento de la frecuencia, en cambio una capacidad en serie con un condensador disminuye su impedancia; por lo tanto realiza el trabajo inverso al realizado por el primario del transformador y por lo tanto se verá que, en efecto, si se tiene cuidado en fijar los valores de la capacidad y de la resistencia, se pueden obtener resultados inmejorables.

El valor que se fija para la resistencia es de 1,3 veces el valor de la carga de placa, o sea ésta en push-pull o simple la etapa de salida. Respecto al valor del condensador, resulta un poco difícil el fijarlo. Pues es necesario que se pueda obtener la misma tensión amplificada en los 400 Hertz como en los 1000 Hertz, a fin de asegurar el buen comportamiento del filtro corrector; por lo tanto, esto se hace experimentalmente hasta dar con el valor del condensador que cumple las condiciones requeridas. Como es natural, para las válvulas del tipo de haces electrónicos será aproximadamente el mismo, alrededor de 0,05 mfd., pero de cualquier manera aconsejamos realizar las pruebas pertinentes a fin de dar en cada caso con el valor correcto.

AUTO-EXAMEN DE RADIO

1—¿Cómo se define el fenómeno de la modulación?

2—¿Qué es un transmisor modulado por absorción?

3—¿Qué es un micrófono de cristal?

4—¿Qué es un micrófono a condensador?

5—¿Qué importancia tiene en la práctica el empleo de una tabla de características de válvulas?

6—¿Qué es un inversor de fase?

7—¿Qué requisito primordial requiere el inversor de fase para que éste trabaje satisfactoriamente?

COMPROBACION DEL AUTO-EXAMEN DE RADIO
CORRESPONDIENTE A LAS LECCIONES 90a., 98a., 99a. y 100a.

- 1—Antes de tallar un cristal de cuarzo es necesario ubicar los tres ejes, primero el óptico, para luego deducir los ejes X e Y.
 - 2—La ventaja primordial del cristal de cuarzo en los transmisores de radio es la estabilidad de frecuencia, con lo cual se pueden construir transmisores cuyas frecuencias se pueden considerar prácticamente fijas.
 - 3—Si se tiene que construir un transmisor cuya frecuencia quede controlada por un cristal y además es necesario doblar la frecuencia, el corte que más conviene emplear para dicho cristal es el “AT” o “V”, etc. Ya que la variación de la frecuencia es despreciable aún para cambios grandes de temperatura.
 - 4—De acuerdo a la lección 97a., sería sumamente fácil calcular el transformador de acoplamiento, pues basta para ello conocer las impedancias en juego, es decir, la impedancia que se reflejara en el primario del transformador de manera que conocida la impedancia del primario (0,1 Ohms) y la impedancia reflejada en el primario (50.000 a 10.000 Ohms), podríamos calcular fácilmente la relación de transformación. Conocidas además las vueltas del secundario (que indicamos en unas 5 espiras), fácil resultará calcular el número de espiras que le corresponderán al primario una vez en posesión de todos los datos y sobre las secciones de alambre a emplearse. Se aprecia, si el bobinado que se calcula cabe en una laminación lo más pequeña posible.
 - 5—La potencia de un amplificador de potencia conectado en push-pull se calcula mediante la fórmula 116 de la lección 100a.
 - 6—La resistencia de placa —placa óptima—, se podrá calcular mediante la fórmula 115 de la lección 100a.
-

AUTO - EXAMEN DE RADIO

1—¿Qué se entiende por modulación en serie?

2—¿Qué se entiende por modulación Heising?

3—¿Qué es un captador fonoeléctrico?

4—¿Qué características debe reunir un captador fonoeléctrico a fin de que cumpla con los requisitos tanto en el sentido eléctrico como mecánico?

5—¿Qué cuidados deben tenerse en la construcción de un receptor a fin de evitar inconvenientes en el armado?

6—¿Qué es lo que se tiene en cuenta cuando se está diseñando un amplificador de potencia si es que se desea obtener una correcta excitación de la etapa mencionada?

COMPROBACION DEL AUTO-EXAMEN DE RADIO
CORRESPONDIENTE A LAS LECCIONES 101a., 102a., 103a. y 104a.

- 1—El fenómeno de la modulación se produce cuando una energía eléctrica de alta frecuencia se superpone a otra cuya frecuencia es distinta, teniendo, por ejemplo, el caso de la transmisión radiotelefónica en la cual una energía de alta frecuencia capaz de irradiarse por medio de sistemas de antenas especiales es superpuesta por otra energía cuya frecuencia varía entre los límites de la audio frecuencia y que corresponde al espectro de la música, etc.
 - 2—Un transmisor modulado por absorción es el método en el cual parte de la energía de alta frecuencia generada por el transmisor se emplea para excitar el circuito del micrófono cuya corriente que atraviesa a éste genera un campo magnético de baja frecuencia tal que modula la energía de alta frecuencia generada por el transmisor.
 - 3—Un micrófono a cristal trabaja bajo el mismo principio que los cristales de cuarzo estudiados, y que se basa en el fenómeno piezo eléctrico. Por lo tanto, cuando por acción de presiones provocadas por una membrana sobre una de las paredes del cristal éste genera tensiones entre sus caras cuyas frecuencias dependerán del número de presiones que sufre el cristal. De la misma manera, la tensión generada será proporcional a la presión.
 - 4—Un micrófono del tipo condensador tiene una armadura flotante de manera que si a ésta se la fija a una membrana y ésta sufre alguna vibración por efecto de algún sonido, se producirá una variación en la distancia que separa las armaduras del condensador de manera que si éste está cargado se producirán tensiones que siguen las variaciones de capacidad.
 - 5—La importancia que tiene el conocimiento de las características de las válvulas es enorme, ya que sólo por medio de ellas estaremos en condiciones de hacerlas trabajar en su correcto punto de funcionamiento facilitándose el diseño de los aparatos.
 - 6—Un inversor de fase nos permite hacer trabajar una etapa en conexión en push-pull sin necesidad del empleo de un transformador al cual se puedan conectarse a los extremos de uno de sus bobinados las grillas de las válvulas de la etapa mencionada y dicho bobinado tenga, además, una derivación central a través de la cual se polarizará el circuito conectado.
 - 7—Para que un inversor de fase trabaje correctamente, es necesario que la señal aplicada a las grillas de la etapa push-pull esté con una diferencia de fase de 180° .
-

AUTO-EXAMEN DE RADIO

1—¿Cuándo se emplea una etapa amplificadora de potencia en los transmisores de radio?

2—¿Cuál es la técnica de la neutralización de la etapa amplificadora de potencia de un transmisor de radio?

3—¿Qué método se emplea para complementar la neutralización en los transmisores de frecuencia muy elevada?

4—¿Cuáles son los cuidados elementales que deben tenerse en cuenta en las instalaciones de public address?

5—¿Qué importancia tienen en los diseños los conocimientos de los rasgos de frecuencias que cubren los instrumentos musicales y los ruidos en general?

6—¿Qué rol desempeña el oído humano en la transmisión sonora?

7—¿Qué aplicación tendría el conocimiento del "decibel" (db)?

COMPROBACION DEL AUTO-EXAMEN DE RADIO CORRESPONDIENTE A LAS LECCIONES 105a., 106a., 107a. y 108a.

- 1—Modulación en serie, se entiende, cuando el circuito modulador alimenta su circuito de placa por medio de la corriente que atraviesa la válvula osciladora.
 - 2—La modulación Heising puede considerarse como todo lo contrario a la modulación en serie, puesto que este sistema alimenta la tensión de audio frecuencia en paralelo con la tensión de radio frecuencia, lo mismo que sus circuitos de placa de alimentación.
 - 3—El captador fonoeléctrico nos permite transformar la vibración mecánica provocada por la grabación del surco, del disco fonográfico, en variaciones eléctricas.
 - 4—Un captador fonoeléctrico para que esté en condiciones de reproducir música, por ejemplo, debe entregar tensiones, a las distintas frecuencias, que pueden considerarse iguales. Además, no deben bajo el aspecto mecánico presentar características, de poco peso, poca inercia, y sobre todo que las vibraciones puedan, en el momento necesario, ser sinusoidales, vale decir, que la aguja del pick-up pueda, desde su punto de reposo, oscilar tanto a un lado como al otro de una cantidad igual de décimas de milímetros de su punto de reposo mencionado, para la misma desviación en el surco del disco.
 - 5—Los cuidados que deben tenerse durante la construcción del mismo son muchos, pero los más importantes son aquellos que pueden provocar desequilibrios en los distintos circuitos eléctricos, sobre todo aquellos que son circuitos resonantes o bien otros que pueden provocar regeneración. Por esta razón, deben cuidarse como primera medida, las soldaduras; segundo: conexiones lo más cortas posibles; tercero: que la alimentación de los circuitos de placas se alimenten desde un mismo punto y este punto debe ser perfectamente desacoplado por medio de un condensador antiinductivo; cuarto: evitar por todos los medios una mala distribución de los materiales, buscando la distribución "lógica", pues esto evitará de que uno o varios circuitos trabajen en malas condiciones y sobre todo evitar la degeneración o regeneración entre circuitos, según las condiciones de éste; es decir, que en el primero de los casos habrá aumento de ganancia en el receptor y en el segundo podrá haber una pérdida total de ganancia o sea bajo rendimiento.
 - 6—La mejor manera de obtener rendimiento en un amplificador de potencia es la de cuidar que la amplificación de tensión pueda ser suficiente como para excitar al máximo el circuito de grilla de la etapa amplificadora de potencia.
-

AUTO - EXAMEN DE RADIO

1—¿Qué ventajas nos reporta una etapa de amplificación de alta frecuencia en disposición simétrica?

2—¿Cómo se realiza la neutralización de una etapa push-pull en corrientes de alta frecuencia?

3—¿Qué aplicación tiene una etapa separadora o baffle?

4—¿Qué aplicación tienen los atenuadores?

5—¿Cuál sería el tipo de atenuador que se emplearía para el caso de una línea de transmisión de un estudio a un amplificador de potencia?

6—¿Es lineal la curva de respuesta de un altoparlante?

7—¿Cuál es la causa del fenómeno de la pregunta anterior?

8—¿Qué aplicación tienen los baffles en la reproducción de sonido?

COMPROBACION DEL AUTO-EXAMEN DE RADIO CORRESPONDIENTE A LAS LECCIONES 109a., 110a., 111a. y 112a.

- 1—Cuando se hace necesario realizar un transmisor que tenga mucha estabilidad de frecuencia y que pueda modularse más profundamente, se empleará un circuito oscilador controlado a cristal o autoexcitado y luego la energía de alta frecuencia de dicho oscilador se envía a una etapa de amplificación de potencia y que además reducirá las pérdidas por armónicas.
 - 2—Se emplea neutralización de una etapa de alta frecuencia que actúa como amplificadora a fin de neutralizar el efecto que la capacidad grilla-placa provoca en el circuito haciéndolo oscilar como si fuera un oscilador de señales, lo que, además de introducir una enorme inestabilidad en la etapa, quedaría anulado todo el circuito oscilador mismo. El efecto que provoca la neutralización es el de enviar al circuito grilla-placa una tensión cuyo sentido sea opuesto al de realimentación de la misma magnitud y 180° fuera de fase.
 - 3—El método que se emplea para la neutralización es sumamente simple, pues se conecta una capacidad entre el circuito de placa y en fase opuesta a la placa y la grilla de la misma válvula. Cuando el valor de la capacidad de neutralización es del mismo valor de la capacidad grilla-placa de la válvula, ésta quedará neutralizada y no existirá ningún peligro de regeneración.
 - 4—Deben cuidarse en las instalaciones de public address y sobre todas las cosas, de que cada circuito tenga su impedancia de acoplamiento correcto. Evitar que transformadores de amplificación trabajen en campos magnéticos variables como los generados por un transformador de alimentación. Evitar la cercanía de micrófonos y pick-up con el altoparlante. Si esto no fuera posible, deberá buscarse una ubicación adecuada a cada elemento, etc.
 - 5—Es muy importante el conocimiento de los rangos de frecuencias de los instrumentos musicales para los diseños de amplificadores de baja frecuencia, dado que de esta manera estaremos en condiciones de diseñarlo correctamente y poder fijar los límites de reproducción del mismo y aun si podemos extender con la menor deformación, mejor sería.
 - 6—El oído humano actúa como un receptor acústico y permite discernir sonidos o ruidos de frecuencias distintas. De su estado de entrenamiento depende la forma como éste recibirá los sonidos. Por esta razón un amplificador que en las pruebas de laboratorio resulta malo al oído humano, recibe los sonidos del mismo como si fuera un amplificador de alta calidad, mientras que un amplificador de alta calidad para algunos oídos humanos no entrenados resultan desagradables en su reproducción sonora.
 - 7—El decibel en el sonido tiene una importancia enorme, pues dicha unidad nos da una idea de relación entre el sonido y la percepción humana. Claro está que la aplicación en el campo eléctrico, por ejemplo, sólo nos servirá como medida de relación.
-

AUTO-EXAMEN DE RADIO

1—¿De cuántas maneras podría provocarse la duplicación de la frecuencia aplicada al circuito de grilla de una válvula?

2—¿Cómo se provoca la generación de una segunda armónica en una válvula amplificadora que actúa como buffer?

3—¿Se neutraliza una etapa dobladora de frecuencia?

4—¿Qué importancia tiene la aplicación del decibel en la reproducción sonora?

5—¿Guardan la misma relación la potencia y la tensión de un circuito o de un amplificador?

6—¿Pueden hacerse comparaciones de potencias de entrada y salida de un amplificador a impedancias distintas de una manera directa referidas al decibel?

7—¿De qué manera se distribuirá el sonido en un salón y también en un ambiente al aire libre?

8—¿Qué requisitos deberá llenar una bocina para que sea del tipo exponencial?

COMPROBACION DEL AUTO-EXAMEN DE RADIO
CORRESPONDIENTE A LAS LECCIONES 113a., 114a., 115a. y 116a.

- 1—Las ventajas que nos reporta una etapa de amplificación en disposición simétrica en un transmisor es muy grande si se tiene en cuenta que además de aumentarse la eficiencia de la etapa se consigue la eliminación de la irradiación por armónicas pares y principalmente la eliminación de la segunda armónica, que es la que provoca la irradiación de mayor energía después de la fundamental. Esto significa que la mayor parte de la energía de alta frecuencia en juego en el tanque de salida se irradiará en la frecuencia fundamental.

- 2—La neutralización de una etapa push-pull en un amplificador simétrico de energía de alta frecuencia se neutraliza entre válvulas de la etapa, es decir, que la grilla de una de las válvulas se neutraliza con la placa de la otra válvula y viceversa, formando de esta manera un sistema puente que asegura una neutralización y mejorando la estabilidad.

- 3—La etapa separadora o buffer tiene por fin evitar que la etapa de salida del transmisor actúe como carga sobre el circuito oscilador, evitándose por lo tanto que variaciones en la etapa de salida mencionada afecten la estabilidad de frecuencia del oscilador y por lo tanto del transmisor todo.

- 4—Los atenuadores permiten atenuar circuitos sin afectar la forma de onda original de la señal de corriente alternada en juego.

- 5—El atenuador a emplearse sería cualquiera que llenara las condiciones establecidas en la pregunta anterior.

- 6—La curva de respuesta de un altoparlante (excepto del tipo de condensador o el de cristal), se aleja mucho de ser lineal entre ciertos límites. Dado a las características muy variables de impedancia respecto a la frecuencia.

- 7—Las variaciones de frecuencia provocan en el altoparlante variaciones de impedancia y ésta por lo tanto, desarrolla tensiones distintas con las frecuencias en juego y de ahí la falta de linealidad en la curva de respuesta.

- 8—El empleo de los baffles en la reproducción sonora tiene por objeto el evitar la interferencia entre la masa de aire provocado por un sonido con la naciente en el ciclo siguiente. Además, el baffle permite corregir la reproducción sonora.

AUTO - EXAMEN DE RADIO

1—¿Tiene alguna importancia la frecuencia de transmisión y la potencia en los transmisores de aficionados?

2—¿Por qué en el proyecto presentado en la lección 122a. se emplean transformadores de acoplamiento cuyo primario tiene una impedancia de 7500 Ohms?

3—¿Cómo se anularía un altoparlante de una instalación de public address sin alterar el normal funcionamiento del amplificador?

4—¿Habría otro método para la solución de la pregunta 3?

5—¿Cómo se clasifican los amplificadores del tipo AB y cuáles son las diferencias entre ellos?

6—¿Qué particularidades especiales presentan las curvas características de placas de una válvula que funciona en clase "B"?

COMPROBACION DEL AUTO-EXAMEN DE RADIO
CORRESPONDIENTE A LAS LECCIONES 117a., 118a., 119a. y 120a.

- 1—De una manera muy simple se obtendría la duplicación de la frecuencia de la señal aplicada a la grilla de una válvula, aumentando la polarización de la misma y sintonizando el circuito de placa a la segunda armónica de la señal. Otra manera, sería empleando dos válvulas cuyas dos grillas se conecten en disposición simétrica como en un push-pull y el circuito de placa, se unan las dos placas de válvulas a un mismo punto. De esta manera la frecuencia de la corriente que circula por el circuito de placa de las válvulas dobladoras es exactamente el doble de la frecuencia de la señal aplicada al circuito de grillas de las mismas válvulas.
 - 2—En una etapa “buffer” se provoca la aparición de una señal de segunda armónica de la señal aplicada al circuito de grilla cuando a dicho circuito se le aplica una tensión de polarización que anule prácticamente la corriente de placa.
 - 3—Por lo general, una etapa dobladora no se neutraliza, dado que no es posible la obtención de una tensión cuya fase sea de 180° por la diferencia de frecuencia entre el circuito de placa y el de grilla. Pero en algunos casos se recurren a sistemas que solamente se emplean en contados casos y en transmisores de elevadas potencias.
 - 4—El empleo del decibel en la reproducción sonora tiene una importancia enorme, pues nos da la idea de la ganancia o el amortiguamiento de los circuitos y en base a los cuales podemos realizar los diseños de acuerdo a las variaciones de audibilidad de nuestro sistema auditivo.
 - 5—La relación que guardan la tensión y la potencia en un circuito eléctrico referidos a la unidad DECIBEL no es la misma, ya que para el caso de la potencia la relación es de $10 \times \log. \frac{P_2}{P_1}$, mientras que para el caso de tensión tenemos que la relación en decibels es de $20 \times \log. \frac{E_2}{E_1}$.
- Suponiendo en todos los casos que las cargas donde se desarrollan las potencias o las tensiones mencionadas corresponden en cada caso a las mismas tanto a la entrada como a la salida.
- 6—Pueden compararse potencias y tensiones de distintas impedancias, pero para ello debe hacerse la corrección necesaria. Pero no es posible el empleo de las fórmulas dadas para el caso de impedancias del mismo valor a la entrada y a la salida.
 - 7—La manera cómo se distribuirá el sonido en un ambiente cualquiera dependerá de las características propias de las salas o lugares donde se propaguen energías de audio frecuencia. Pero en todos los casos debe tenerse una idea inicial de cálculo, para lo cual se acostumbra tomar para el caso de salones cerrados y en silencio de 2 Watts de energía audiofrecuente para cada 700 metros cúbicos, y en casos de ambientes abiertos se considera 1 Watt por cada 90 metros cuadrados de superficie. Estas energías audiofrecuentes no corresponden a la energía eléctrica disipada en la bobina móvil de los altoparlantes, sino a la energía real que se transforma en energía sonora que es apenas de un 40 o/o de la gastada en la bobina móvil.
 - 8—Una bocina, para que sea exponencial, deberá aumentar o disminuir en superficie al doble entre secciones continuas cuando ésta se ha dividido en segmentos iguales. Se entiende esta superficie por la sección perpendicular al eje de la bocina.

AUTO - EXAMEN DE RADIO

1—¿Por qué se emplea un factor de forma igual a la unidad en el cálculo de las inductancias de los circuitos sintonizados del transmisor?

2—¿Qué ventajas se obtienen al calcular las constantes de los circuitos-tanques con la ayuda de la fórmula 122 ó con las curvas de la figura 539?

3—¿Qué cuidados deben tenerse presentes durante el diseño de un transformador de clase "B"?

4—¿Qué fórmula se emplea para calcular la potencia de excitación necesaria para excitar el circuito de grilla de un amplificador de radio frecuencia de clase "C"?

5—¿Cuál sería la mejor manera de acoplar las distintas partes que componen un equipo de cine sonoro y cuál sería la forma de atenuar los distintos circuitos principales?

COMPROBACION DEL AUTO-EXAMEN DE RADIO
CORRESPONDIENTE A LAS LECCIONES 121a., 122a., 123a. y 124a.

- 1—La importancia que tiene la frecuencia y la potencia de la transmisión de aficionados es mucha, ya que ésta es controlada por medio de una organización competente que permite que muchas personas puedan dedicarse a la experimentación sin que intervengan agentes extraños a perturbar el buen desenvolvimiento de los ensayos. Esto se refiere exclusivamente a interferencias, ya sea por mal ajuste del transmisor cuando el que lo maneja no posee conocimientos técnicos, o también por no tomar debido cuidado de la frecuencia en que se va a transmitir. Por la misma razón se limita la potencia a fin de evitar abusos que perturban la buena recepción de estaciones débiles.

 - 2—La razón está en que se emplean 15 altoparlantes a una red de distribución de 500 Ohms, de manera que para tener una impedancia resultante de 500 Ω tendremos que fijar la impedancia de cada primario de transformador de acoplamiento de 15×500 , ó sea 7500 Ohms.

 - 3—Para eliminar un altoparlante de una instalación de public address es necesario sustituir su carga por una resistencia de un valor equivalente si no se quiere provocar una fuerte distorsión en todo el equipo por desigualdad de impedancias.

 - 4—El empleo de un atenuador de los tipos estudiados para los casos de public address se presta perfectamente a anular un altoparlante, ya que cuando la rama del atenuador sobre el altoparlante provoca una caída de tensión que es igual a cero en la línea, queda intercalada una impedancia equivalente al altoparlante mismo.

 - 5—Los amplificadores de clase "AB" se dividen en dos tipos: uno, conocido como "AB₁", que trabaja de una manera muy parecida a la clase A, pues sólo se diferencia de ésta que se ha aumentado en el primero la polarización a fin de permitir aplicar al circuito de placa una tensión elevada y obtener como consecuencia mayor potencia de salida con un mismo juego de válvulas. El amplificador del tipo segundo se lo denomina "AB₂" y éste es un intermedio entre el AB₁ y el clase B, pues en una parte del ciclo positivo de la señal de entrada circula corriente de grilla de la etapa amplificadora de potencia que trabaja según se indica.

 - 6—Las características especiales que presentan las curvas características de placa de un amplificador de clase "B" es que solamente se trazan las curvas indicadas para potenciales positivos del circuito de grilla, ya que solamente en esa forma circula corriente por el circuito de placa.
-

AUTO - EXAMEN DE RADIO

1--Cuando una onda portadora se modula por medio de una tensión de audio frecuencia, ¿en cuánto aumenta su amplitud cuando dicha modulación corresponde a un 100 o/o de la portadora?

2--Indicar los valores correspondientes al amplificador de tensión y excitador de la etapa de salida de acuerdo a los valores de tensión indicados.

3--Indicar los valores correspondientes a la etapa de amplificador de potencia de salida del mismo amplificador.

4--Indicar los valores correspondientes a la sección rectificadora de ambas secciones de las preguntas 2 y 3.

5--¿Cómo se calcula la impedancia de entrada del circuito de grilla de un amplificador de clase "C"?

6--¿Qué método se emplea para grabación de películas de cine sonoro?

**COMPROBACION DEL AUTO-EXAMEN DE RADIO
CORRESPONDIENTE A LAS LECCIONES 125a., 126a., 127a. y 128a.**

- 1—La causa por la cual se emplea como factor de forma una relación igual a 1, se debe, según puede el lector ver en lecciones sobre estudio de inductancias, que es cuando se obtiene el mejor "Q", o sea la mayor eficiencia.

- 2—La razón de emplear la fórmula 122 se debe a la necesidad de trabajar con circuitos que presenten la carga de placa para la mejor eficiencia y estabilidad de la etapa correspondiente.

- 3—Los cuidados que deben tenerse al diseñarse un transformador para clase "B" es tener en cuenta la relación de impedancias entre primario y secundario, que este último bobinado presente una impedancia lo más baja posible a fin de que en la regulación del circuito de grilla de clase "B" no se produzca distorsión alguna. Evitar que la capacidad distribuída de los bobinados sea baja y que el secundario presente las mismas características de resistencia, impedancia y capacidades distribuídas.

- 4—La fórmula que se emplea en estos casos es la 126.

- 5—La única manera de acoplar las distintas partes que componen un equipo de cine sonoro es respetar las impedancias de acoplamiento lo mismo que la atenuación de los distintos circuitos de entrada y salida se realicen por medio de atenuadores previamente calculados a la atenuación deseada y empleando los métodos más convenientes.

AUTO-EXAMEN DE RADIO

1—¿Qué potencia deberá tener un modulador para que permita modular una portadora al 100 o/o?

2—¿Cómo se calcula la impedancia de carga de un amplificador de clase "C" a fin de calcular la relación de transformación del transformador de modulación en el sistema de modulación por placa?

3—¿Qué valor tendrá el reactor de modulación cuando se emplea el método de modulación Heising?

4—¿Cómo se calcula la carga del modulador del tipo de modulación placa-pantalla?

5—¿Cuál es la causa por qué se emplea la realimentación negativa en los amplificadores de audio frecuencia?

6—¿Cuál es la razón por la cual se emplean filtros en los circuitos de audio de los amplificadores de audio frecuencia?

COMPROBACION DEL AUTO-EXAMEN DE RADIO CORRESPONDIENTE A LAS LECCIONES 129a., 130a., 131a. y 132a.

1—La amplitud de la onda modulada aumenta en un valor de 1,225 veces la portadora cuando ésta se modula al 100 o/o.

2—El condensador a la entrada del circuito puede ser un valor igual a μf para lo cual la resistencia de escape de la válvula 6C5 deberá ser de 100.000 Ohms. Suponiendo que la válvula preamplificadora trabaje con 250 Volts en placa, la resistencia de cátodo deberá ser de 1.000 Ohms y el condensador electrolítico que trabajará en paralelo será de unos 40 μf . La resistencia de caída de tensión que reducirá la tensión de 300 V. a 250 Volts para la placa de la válvula 6C5 preamplificadora deberá ser de unos 6000 Ohms y el condensador electrolítico separador

de unos 8 μf . La resistencia de cátodo de las dos válvulas 6C5 en push-pull tendrá un valor de 500 Ohms y el condensador de 80 μf del tipo electrolítico. La resistencia reductora de voltaje sobre las placas del push-pull mencionado será de 3000 Ohms y el condensador electrolítico de 16 μf .

- 3—Sería el caso de calcular los transformadores correspondientes para el correcto funcionamiento, pero por lo general estos tipos de transformadores se obtienen en tipos comerciales a precios muy bajos y de calidad.
- 4—Como la resistencia R_1 tendrá corriente a través de ellas constantemente y aún antes de aplicarse la tensión de placa de las válvulas de salida, deberá tenerse en cuenta que se calentará bastante; por lo tanto deberá elegirse una resistencia de alambre a fin de que permita el pasaje de una corriente más o menos intensa. Un valor conveniente sería la de unos 10.000 Ohms, pues sólo actuará de carga del circuito y a la vez para aumentar la corriente que atraviesa la resistencia R_2 que provocará una caída de tensión para el potencial fijo de las válvulas de salida. Por lo tanto, si se aplica entre los extremos de R_1 una tensión de 300 Volts, la corriente que atravesará a la misma será de 30 miliamperes. Como la resistencia R_2 podría ser una parte de la resistencia R_1 , tendremos que por esa parte, o sea R_2 , circularán además las corrientes de placas de las tres válvulas 6C5 ó sean de 24 miliamperes, lo que significaría que el valor de la resistencia R_2 es de 20 Voltios dividido 64 Miliamperes, o sea que se necesita una resistencia de 312 Ohms. El condensador que trabajará en paralelo con esta sección de la resistencia podrá ser de unos 80 μf y los dos condensadores de filtro tendrán un valor de M μf con una impedancia de filtro de unos 15 Hy y unos 500 Ohms de resistencia óhmica. El transformador de alimentación correspondiente se calculará de la manera corriente, o bien puede obtenerse en el comercio a un precio reducido.

Respecto a los valores de la fuente de alimentación de la etapa de salida se dieron los valores correspondientes al choque de filtro pudiéndose emplear una divisora de voltaje de 25.000 Ohms y condensadores electrolíticos de 16 μf con una aislación que permita los trabajos con picos de voltajes de 1,4 veces la tensión máxima de trabajo o sea aislados para trabajos de 550 V. más o menos. De la misma manera indicada en las otras respuestas, es posible obtener el transformador de esta fuente de alimentación a precios muy reducidos, por lo cual no vale la pena la "realización personal"...

- 5—La impedancia de grilla de un amplificador de clase "C" se calcula mediante la fórmula 138, ó sea multiplicando la constante 0,56 por el valor del voltaje de pico de alta frecuencia aplicado al circuito como tensión de excitación y dividido este producto por la corriente continua que se rectifica en el circuito.
- 6—En la grabación de sonido en las películas se emplea el método fotográfico, en el cual la energía de audio frecuencia de un amplificador conectado a un micrófono ubicado en el "estudio" hace vibrar una lámina dentro de un haz de luz, haciendo que éste pierda intensidad lumínica de acuerdo a la frecuencia instantánea. De esta manera se consigue "velar" más o menos una película sensible que corresponde exactamente a las variaciones de frecuencia y de altura del sonido.

AUTO-EXAMEN DE RADIO

1—¿Cómo podría emplearse un sistema de control de volumen de características completamente planas con respecto a la frecuencia?

2—¿Cómo podría emplearse un moderno control de tono que corte solamente las frecuencias elevadas de la música sin afectar las frecuencias bajas?

3—¿De qué está compuesto un filtro corrector de frecuencia en un amplificador de baja frecuencia?

4—¿Cuáles serían las frecuencias que interesaría reforzar y cuáles convendría amortiguar en un amplificador de audio frecuencia de acuerdo a la característica de sensibilidad del oído humano?

5—¿Cuál sería la fórmula que se emplearía y que permitiría calcular la impedancia del primario del transformador de acoplamiento de un altoparlante de tipo dinámico que permita obtener una perfecta distribución de sonido de acuerdo a la potencia que se desea disipar en el mismo?

**COMPROBACION DEL AUTO-EXAMEN DE RADIO
CORRESPONDIENTE A LAS LECCIONES 133a., 134a., 135a. y 136a.**

- 1—La potencia que deberá tener un modulador para modular una onda portadora al 100 o/o será de un medio de la potencia eléctrica que absorbe la etapa de radio frecuencia a modularse.
 - 2—La carga de placa de un amplificador de potencia de alta frecuencia se calcula dividiendo la tensión de placa aplicada por la corriente media que circula por dicho circuito.
 - 3—La carga del modulador en los del tipo Heising se calcula de la misma manera que una impedancia donde se disipará una potencia de audio frecuencia determinada y cuyo valor deberá ser igual al valor óptimo de la carga de placa de la válvula moduladora como para la de la etapa de salida de alta frecuencia a modular.
 - 4—La carga de placa de un modulador que modula una etapa en placa y pantalla, se divide la tensión de placa por la corriente en total de la placa y la pantalla o si se empleara un transformador de modulación con bobinados independientes la impedancia de cada uno de ellos por separado deberá ser igual a la carga óptima de los circuitos respectivos.
 - 5—El empleo de la realimentación negativa o degeneración eléctrica se debe al hecho de evitar que las variaciones de impedancia provocadas por la bobina móvil afecte la carga de placa de la válvula amplificadora introduciendo una distorsión muy desagradable, principalmente en las válvulas del tipo pentodo y tetrodo de potencia.
 - 6—Los filtros que se emplean en los amplificadores de baja frecuencia son con el fin de corregir la respuesta de los mismos y hacerlos adaptables a los ambientes de donde se los destinan.
-

COMPROBACION DEL AUTO-EXAMEN DE RADIO
CORRESPONDIENTE A LAS LECCIONES 137a., 138a., 139a. y 140a.

- 1—Una forma muy simple de obtener un control de volumen, cuyas características de frecuencias sean planas, sería por medio del método de la realimentación negativa.
- 2—Un moderno control de tono sería el empleo de la realimentación negativa por medio del cual puede efectuarse el corte de las frecuencias elevadas del sonido sin afectar las frecuencias bajas.
- 3—En general, un filtro corrector de frecuencias está formado, para su mejor ajuste y funcionamiento, por un circuito resonante, con el fin de efectuar el corte de las frecuencias o reforzar éstas según convenga.
- 4—De acuerdo a las características acústicas de respuesta a las frecuencias del oído humano, convendría en todos los casos reforzar las frecuencias bajas y las más elevadas de la música y en especial las notas bajas y las muy elevadas del espectro musical.
- 5—La fórmula a emplearse sería:

$$Z_p = \frac{Z_L \times W_s}{W_s} \dots \dots \dots (140)$$

para lograrse una perfecta distribución de sonido, la cual da en función del valor de la potencia que se disipará y la impedancia de línea de distribución y la potencia que entrega el amplificador, la impedancia del primario del transformador correspondiente al altoparlante.

ESTE LIBRO SE TERMINO
DE IMPRIMIR EL 24 DE DI-
CIEMBRE DE 1942 EN LOS
TALLERES GRAFICOS "INDEX"
DE LUIS CASARTELLI,
SOLIS 1405 - BUENOS AIRES

IMPRESO EN LA ARGENTINA



IMPRESO EN LA ARGENTINA

CINCO PESOS
MONEDA ARGENTINA