

48 LECCIONES DE RADIO



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

Par el profesor
José Susmansky



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

PRIMER EXAMEN PARCIAL

INDICACIONES IMPORTANTES

- 1—Téngase presente el contenido de los párrafos dos y tres de las Instrucciones-2, publicadas en el Vol. I.
- 2—Los alumnos resolverán las preguntas que se le formula en el o los Cuestionarios de examen que corresponda a sus estudios, separadamente, es decir, por profesión o curso.
- 3—*PROCURESE REDACTAR LAS RESPUESTAS EN FORMA SINTETICA.* Ello facilitará la tarea de los profesores y hará que los alumnos se concreten estrictamente a los asuntos que se les somete.
- 4—El Departamento de Enseñanza de la Editorial HOBBY, no ha omitido esfuerzos, constantemente, para que el sistema didáctico implantado, constituya una realización provechosa para quienes han carecido de una anterior oportunidad para su preparación, o, actualmente, no les es posible concurrir a establecimientos especializados. Más, esta circunstancia, meritoria en lo que respecta a los Profesores de esta Institución que han dado de sí el fruto de sus disciplinas, como igualmente en lo que concierne a los Alumnos que confiaron su inquietud a una modalidad nueva en la enseñanza, obliga a estos últimos a reconocer en el presente examen, toda la importancia que involucra y a conducirse con la más digna sinceridad que cabe esperar de ellos.
- 5—En consecuencia, para responder a las preguntas de este Primer Examen Parcial, procédase sin apresuramientos (no se ha fijado fecha límite para remitirlo. Véase 4.º párrafo de las Instrucciones-2 Tomo I).
—Sea el alumno quien responda. Valerse, para rendir la prueba, de los hábiles oficios de una segunda persona, no sería correcto. Si sobre algún tema se careciese de seguridad en su dominio, vuélvase a repasar la Lección respectiva, a fin de que el examen sea el fiel reflejo de los conocimientos asimilados, dado que es interés primordial, de usted y nuestro, no arribar a un éxito invalidado, sino ampliamente satisfactorio para su preparación.
- 6—Pensamos que ningún alumno intentará sorprendernos con una prueba realizada en las condiciones irregulares referidas anteriormente; si así sucediese, no vacilamos en declarar que, podrá resentirse la ética del estudiante, pero, no los altos fines de este Departamento de Enseñanza.
- 7—A medida que la tarea de clasificar los trabajos lo permita, se llevará a conocimiento de los Alumnos, la clasificación que su examen ha merecido.
- 8—Consígnese, claramente, en cada pliego que se remita, el nombre apellidado, domicilio, localidad y país de residencia del alumno.

PRIMER EXAMEN PARCIAL DE RADIOTECNICA

- 1—¿Cuáles son las conclusiones de la ley de Ohm?
- 2—¿Cómo se explica que un trozo de hierro se magnetice?
- 3—¿Cuál es el fenómeno por medio del cual se induce una f.e.m. en una espira?
- 4—¿Cuáles son los dieléctricos más convenientes para la construcción de condensadores?
- 5—¿Cómo funciona un diodo y cuál es la causa de la corriente de placa?
- 6—¿Qué diferencia hay entre la caída de tensión total de un circuito y la fuerza electro-motriz aplicada a dicho circuito?
- 7—¿Cuál es el principio por medio del cual funcionan los instrumentos de bobina móvil?
- 8—¿Qué ventaja nos reportan los circuitos resonantes?
- 9—¿Cómo se calcula la resistencia de polarización de una válvula de calentamiento indirecto?
- 10—En la Lámina figura 201 de la Lección 42a. se deslizó un error. Se desea saber qué sucedería si el receptor del proyecto hubiese sido armado, y cuál es el error al cual hacemos mención. ¿Funcionaría el receptor?
- 11—¿Cómo se produce una corriente a través de un circuito?
- 12—¿Qué diferencia existe entre una curva de resonancia de un circuito resonante donde la inductancia tiene una resistencia de 70 ohms y otro circuito resonante donde la inductancia tiene una resistencia de 180 ohms?
- 13—¿Cuál es el fenómeno que hace posible las comunicaciones de Radio?
- 14—¿Qué diferencia existe entre un campo magnético generado por una bobina recorrida por una corriente continua con núcleo de aire y la misma bobina cuando se coloca un núcleo de hierro, y cuál es el coeficiente que determina la relación entre la inducción magnética en el aire y en el hierro?
- 15—¿Qué importancia tiene en la radiotécnica el conocimiento de las características de una válvula de radio?
- 16—¿Cómo se calcula un circuito compuesto de resistencias puras conectadas en grupos de serie paralelo?
- 17—¿Cómo se carga un condensador?
- 18—¿Qué laminación sería necesaria como núcleo de un transformador cuyos secundarios son los siguientes: 5 V. 3 Amp.; 2 x 350 V. 60 M.A.; y 6,3 V. 6 Amp., y teniendo en cuenta que el primario trabajará en la red de canalización de 220 Volts?
- 19—Considerar además si la laminación calculada en primera instancia permite la realización del transformador.
- 20—Calcular una inductancia de 225 microhenrys, como las empleadas en los circuitos de sintonía, y, luego de fijar sus características mecánicas, calcular el diámetro óptimo del alambre.

CURSO DE RADIO

49a. LECCION

Instrumentos de medición

(Continuación)

Veamos cómo se prepara el circuito, correspondiente al instrumento universal, cuando trabaje como óhmetro para la medición de resistencias de valores bajos.

En la figura 238 puede verse el esquema general que corresponde a las diferentes escalas de la sección óhmetro del instrumento que estamos diseñando.

En la Lección 45.^a vimos cómo se calculaba una de las escalas empleadas y la forma en que se empleaba el óhmetro. Para las otras escalas el uso es el mismo, con la diferencia que las lecturas de las resistencias se harán de acuerdo a la escala que se emplee. Como puede verse en la figura 238,

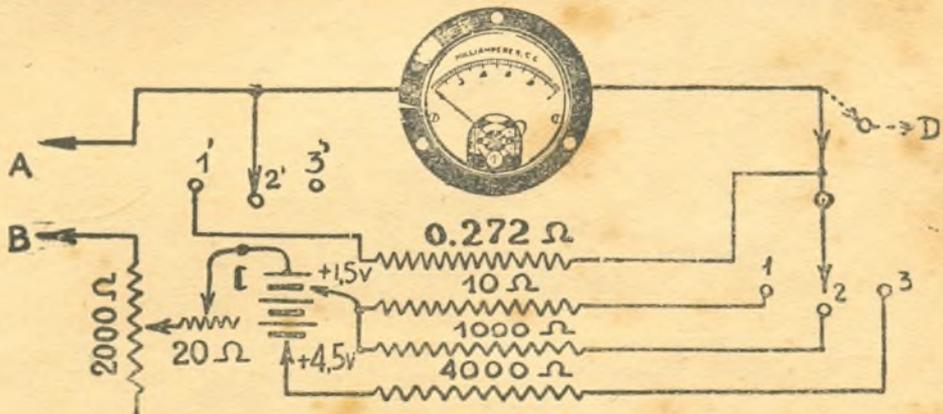


Fig. 238

tenemos tres escalas de medición de resistencias, siendo la posición "3" de la llave, la que corresponde a la escala de cero hasta el triple de lo que nos indicará la escala del instrumento. Veamos por qué: Cerremos los extremos A y B y hagamos girar la resistencia variable hasta que el instrumento nos indique cero Ohms (un miliamper); luego desconectemos los extremos A y B e intercalemos una resistencia cualquiera. Supongamos que el instrumento nos indique 1500 Ohms (0,5 miliamperes). Es en realidad la resistencia medida del valor indicado por la escala del instrumento? Seguramente que no, puesto que la escala del instrumento se trazó empleando una pila de 1,5 V. y en este caso la tensión empleada es de 4,5 V.; por lo tanto, si la escala del instrumento nos indica 0,5 miliamper., siendo la f.e.m. del circuito 4,5 V., resultaría que la resistencia del circuito es de $\frac{4,5}{0,0005} = 9.000$ Ohms.

Fero no olvidemos que en el circuito se hallan también: parte del potenciómetro de 2000 Ohms y la resistencia de 4000 Ohms; por lo tanto, debemos saber cuál es el valor de resistencia dentro del instrumento para averiguar el valor que luego corresponde a la resistencia que hemos medido. Para poder lle-

var el instrumento a una corriente máxima de un miliamper cuando la tensión del circuito es de 4,5 V.

Por lo tanto, $\frac{4,5}{0,001} = 4.500$ Ohms. Veremos entonces que si el circuito del instrumento tiene una resistencia de 4.500 Ohms resultará que la resistencia intercalada entre los extremos A y B es de $9.000 - 4.500 = 4.500$ Ohms.

Por lo tanto, resulta que cuando la corriente que atraviesa el instrumento es 0,5 M. A., la resistencia que medimos es de 4.500 Ohms, de donde resulta que la escala que habíamos calculado para el caso de emplear una f.e.m. de 1,5 Volt nos permitirá medir resistencias de valores tres veces mayores cuando se emplee una f.e.m. de 4,5 V. De esta manera, cuando leamos en la escala un valor, por ejemplo, de 2.000 Ohms, en realidad se deberá multiplicar este valor por tres, o sea que el valor de la resistencia que hemos medido es de 6.000 Ohms.

Si conectamos la llave de la figura 238, en la posición "2", tendremos un circuito de las mismas características del que empleamos para calcular la escala del instrumento cuando trabaja como Ohmetro. Por lo tanto, tendremos una escala de instrumento de lectura directa.

Si conectamos ahora la llave en la posición "1", tendremos un circuito un tanto complejo, pues vemos en el dibujo que la llave mencionada es doble, la cual nos permite conectar en la posición "1" una resistencia en paralelo con el instrumento, a fin de aumentar la corriente del circuito. Veamos la causa. Si cerramos el circuito por medio de los extremos A y B y regulamos la resistencia de 2.000 Ohms hasta que el instrumento nos indique 1 M.A., resultará que por el circuito circula una intensidad de corriente, que en realidad es mucho mayor que la indicada por el instrumento. Dicha corriente es de 100 M.A., como se verá si el lector observa el circuito.

Lo que más llamará la atención posiblemente es la conexión de dos resistencias variables en serie. Como se ve en el circuito de la figura 238, una de dichas resistencias tiene como valor 2.000 Ohms, mientras la otra solamente 20 Ohms. Por lo tanto, la resistencia variable de 20 Ohms actuará como ajuste "fino", mientras que la resistencia variable de mayor resistencia óhmica actuará de ajuste "grueso".

Cuando el instrumento actúe como medidor de resistencia en la escala baja, la resistencia variable de 2.000 Ohms habrá de llevarse al punto en que la resistencia sea cero, es decir, en la parte indicada con la letra "a" en la figura correspondiente. De esta manera la resistencia que actúa como variable es solamente la de 20 Ohms y que servirá, como la de 2.000 Ohms, como ajustador de cero Ohms, o sea cuando se ajusta la corriente máxima que permite el instrumento.

De esta manera tenemos diseñadas las diferentes escalas del instrumento como óhmetro.

Recordemos entonces que, cuando el instrumento trabaje como óhmetro en la escala que corresponde a la posición "1" de la llave, el valor de las resistencias se leerá en la escala dividido por 100, es decir, si por ejemplo medimos una resistencia y el instrumento nos indica 3.500 Ohms, sabremos que la resistencia medida es de 35 Ohms, y si el instrumento nos indica un valor de 250 Ohms, la resistencia medida será de 2,5 Ohms.

Si el instrumento se emplea como óhmetro en la posición "2" de la llave, el valor de las resistencias medidas se leerá directamente en la escala y que corresponde al valor de la resistencia medida.

Si se empleara la escala que corresponde a la posición "3" de la llave, las lecturas que se hagan en la escala deberán multiplicarse por 3, es decir, si medimos una resistencia y leemos en la escala 2.000 Ohms, resultará que en realidad el valor medido es de 6.000, como ya se dijo anteriormente. Si el

instrumento indicara 100.000 Ohms, resultará que la resistencia medida es de 300.000 Ohms.

Si las resistencias que se desea medir corresponden a valores mayores a los que las escalas calculadas indican, recomendamos agregar al instrumento un circuito adicional, tal como se ve en la figura 239. Decimos circuito adicional, porque como las llaves del tipo que emplearemos en el instrumento completo, solamente poseen 11 posiciones, resultará que no podemos agregar ninguna escala más, aprovechando la llave, que nos permita medir resistencias de valores elevados. Por lo tanto, sólo habrá que reproducir una parte del circuito de la figura 238, pero para valores más elevados. Para facilitar dicho agregado se ha previsto la manera de conectar al circuito de la figura 238, el agregado que mencionamos. Para ello se ha marcado dicha figura 238 con la letra "C" y "D" los puntos en los cuales se intercalarán los extremos C' y D' de la figura 239.

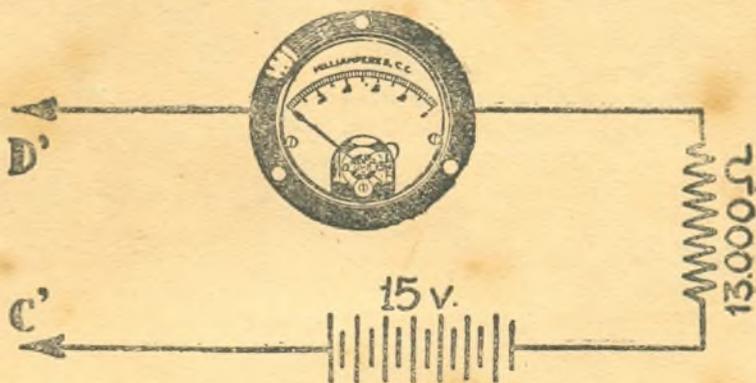


Fig. 239

Es necesario el uso de un interruptor I para evitar corto circuito. Además, si el valor de la f.e.m. de la pila deberá ser de 15 V., podremos medir resistencias hasta de 1.000.000. Por lo tanto, el valor de las resistencias medidas deberá ser el indicado por el instrumento y multiplicado por 10; por ejemplo: si el instrumento indica un valor de 10.000 Ohms, la resistencia medida será de 100.000 Ohms, etc.

INSTRUMENTO UNIVERSAL PARA MEDICIONES DE CORRIENTE ALTERNADA

Para hacer posible las mediciones en corrientes alternadas se hace necesario un rectificador, pero de un tipo distinto al que vimos en las lecciones anteriores. En este caso se trata de un rectificador de tipo especial por medio del cual nos será posible medir corrientes alternadas.

El rectificador que emplearemos en nuestro proyecto es del tipo de discos a óxido de cobre, cuyo principio y funcionamiento estudiaremos en la lección siguiente.

Por lo tanto, veamos cómo se representa el rectificador y cómo lo conectaremos a nuestro instrumento para que sea posible emplearlo para las mediciones que nos proponemos.

En la figura 240 se representa al rectificador, en forma esquemática y también la forma en que se conectan los distintos cables. Como se verá en la figura 240 (ya mencionada), el rectificador está formado por cuatro secciones idénticas, cada una de las cuales representa a su vez un rectificador simple. Estas cuatro secciones están conectadas de tal manera que aplicando entre los extremos A y B, una energía de corriente alternada, se verá inmediatamente que, un instrumento como el que empleamos en nuestro proyecto, nos indica un pasaje de corriente sin que la aguja del mismo indique alguna vibración.

En el comercio, estos tipos de rectificadores son muy comunes y su costo es relativamente bajo, pudiéndose obtener rectificadores de varios tipos y construidos especialmente para instrumentos. El tipo que emplearemos en

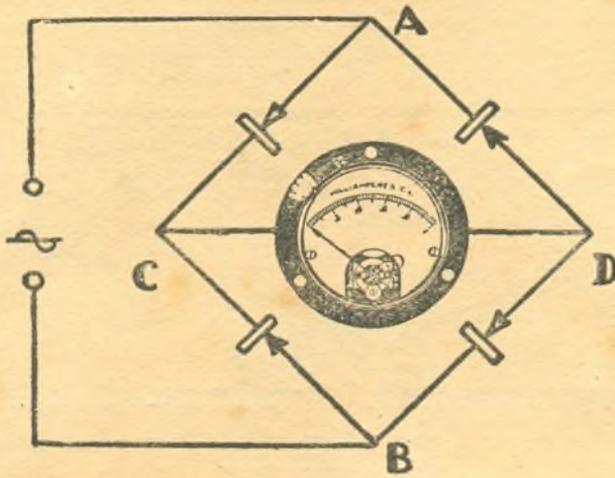
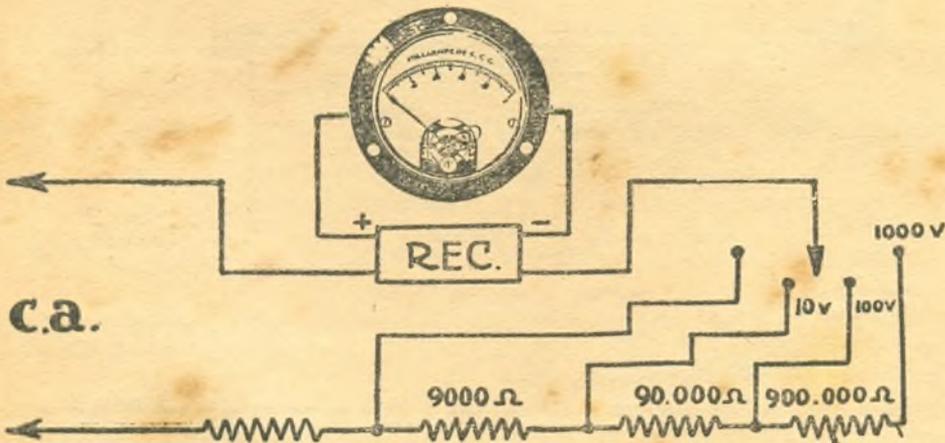


Fig. 240

nuestro proyecto será tal, que su corriente máxima no exceda a 5 M.A.

En la figura 241 se muestra la forma en que estaría conectada la sección de corriente alternada para la medición de tensiones, empleando, como es lógico, el instrumento de 1 miliamper que nos hemos propuesto al principio del proyecto.

Como vemos, los valores de las resistencias son iguales a los empleados para las mediciones en corriente continua; por lo tanto, si empleamos los mismos rangos de medición, podremos emplear las mismas resistencias para medir corriente continua o corriente alternada. Para que ésto sea posible, soio bastará una llave inversora que nos permita conectar o desconectar al circuito del instrumento, el rectificador que nos permitirá hacer mediciones en corriente alternada.



No usar en las mediciones la escala de 0 a 1v.

Fig. 241

Lo que no podemos emplear en las mediciones de tensiones de corrientes alternadas, es la escala que empleamos en corriente continua; por lo tanto, se hará necesario el empleo de una escala independiente para dichas mediciones.

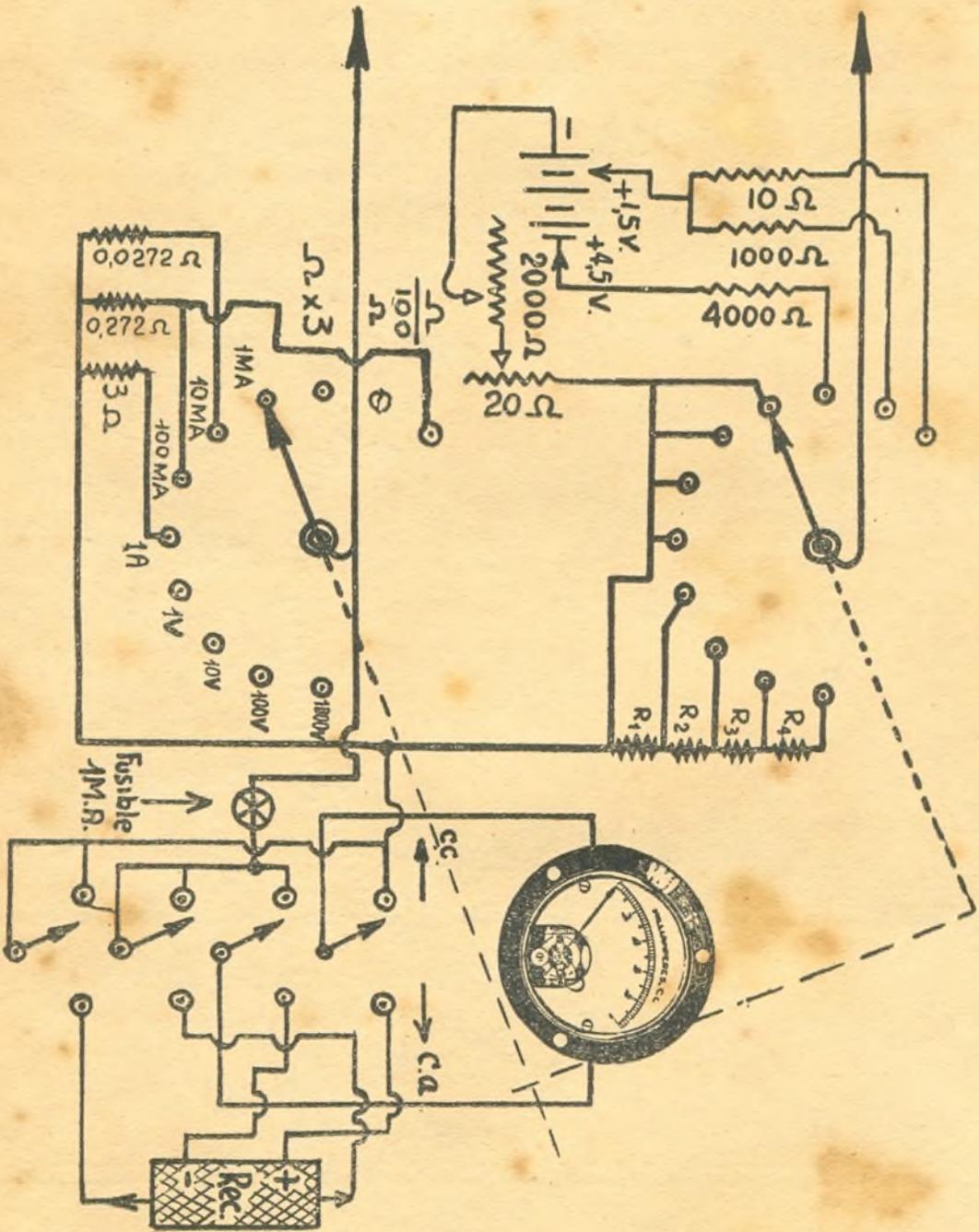


Fig. 242

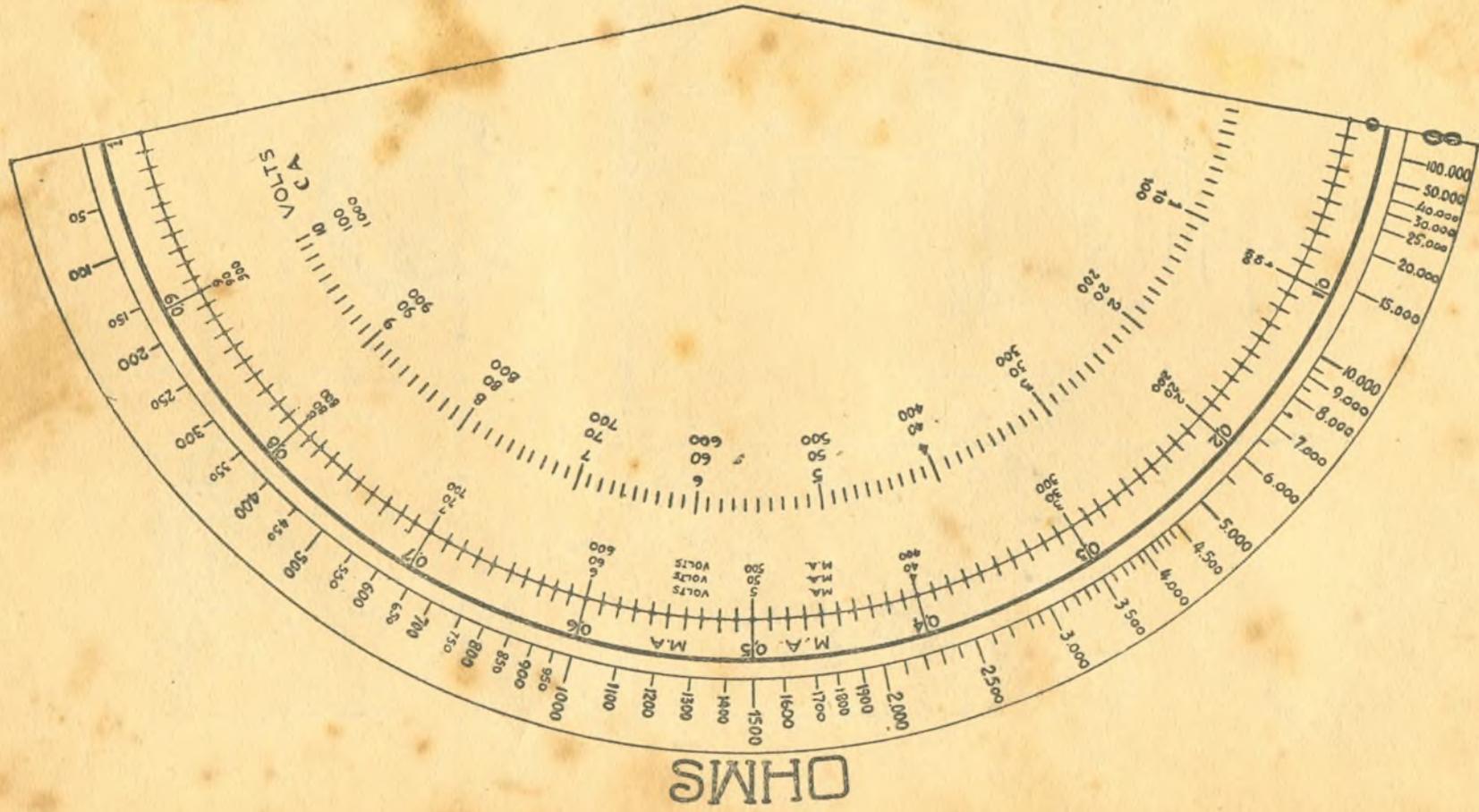


Fig. 242 bis

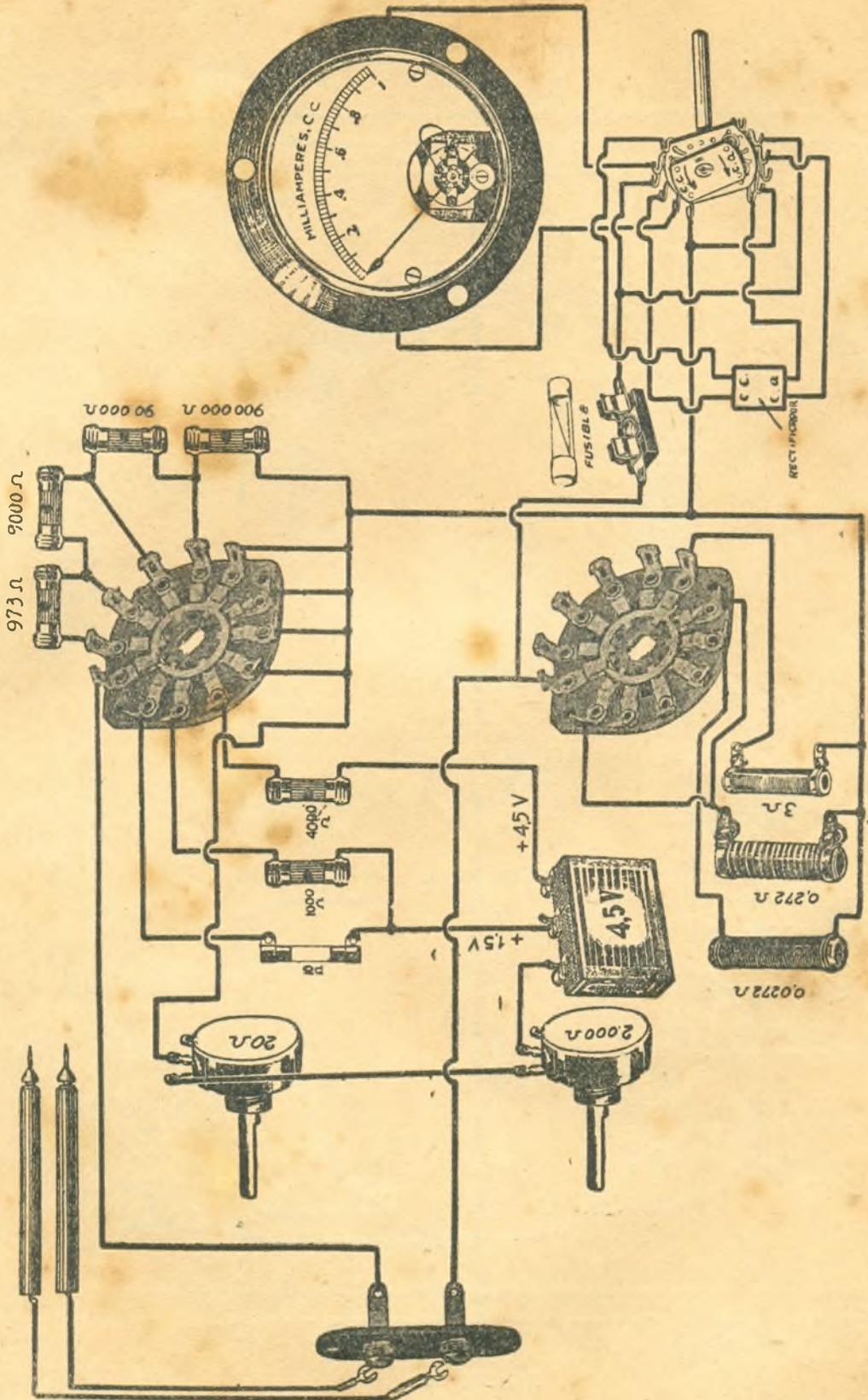
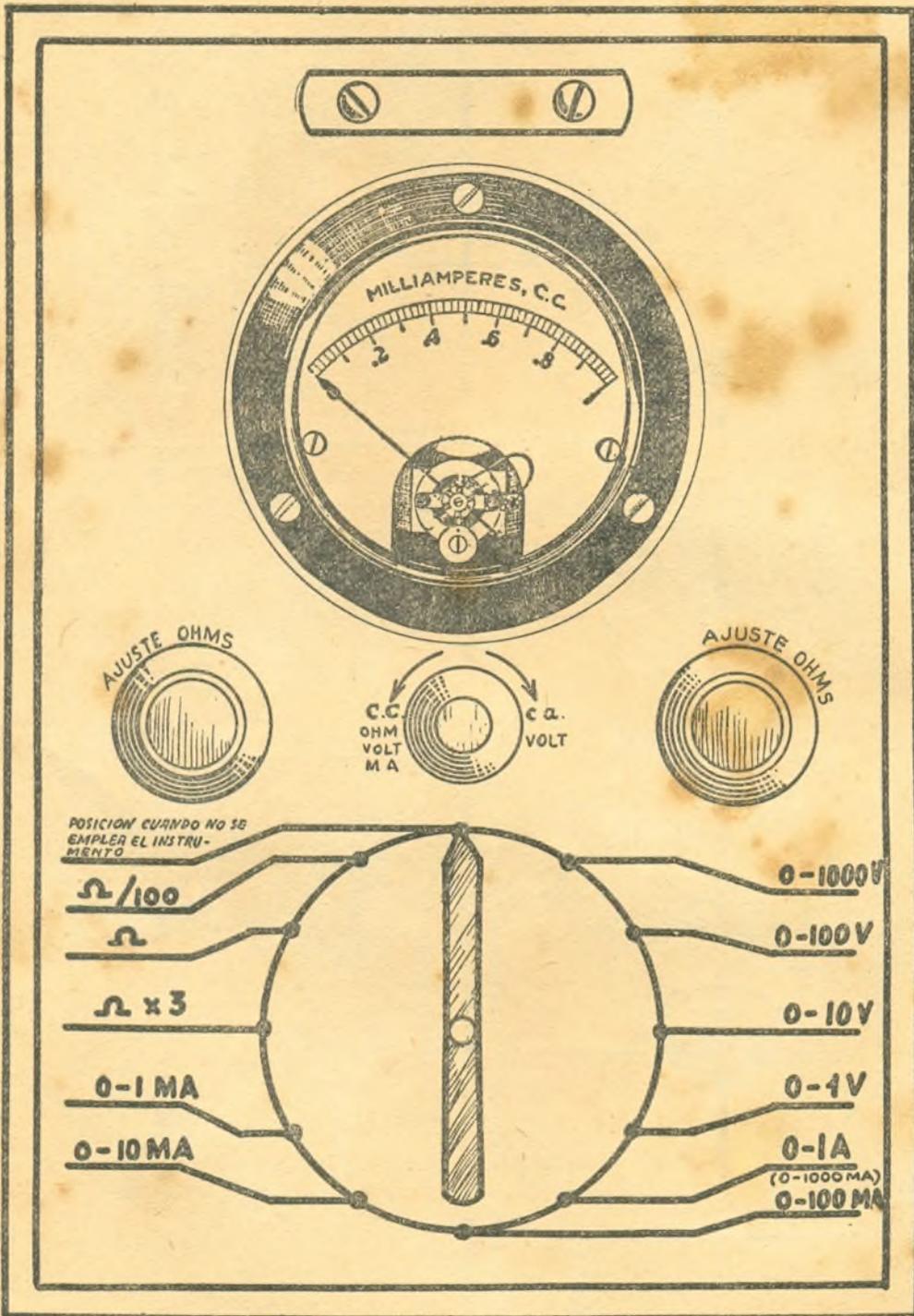


Fig. 243



PANEL DE MATERIAL AISLANTE

Fig. 243 bis

No es posible el empleo de la misma escala, porque las mediciones de las tensiones son un poco mayores a las indicadas en la escala de corriente continua. Esto se debe al hecho de que cuando medimos, por ejemplo, una tensión en corriente alternada para la cual leemos en la escala de corriente continua 25 V., tendremos que multiplicar dicho valor por 1,11 para obtener el valor que en realidad corresponde a la tensión medida, o sea $25 \times 1,11 = 27,75$ Volts. Como no sería posible realizar cálculos para cada medición, daremos en la figura de la escala final, la que corresponde a corriente alternada.

En la figura 242 se muestra el esquema general del instrumento que acabamos de diseñar, completo, y en la 242 bis la escala definitiva del instrumento.

Quizás llamará la atención de los lectores el hecho de que no hayamos indicado la forma de medir intensidades de corrientes alternadas, pero esto se debe a que no podríamos emplear el mismo método que para corriente continua, y menos el empleo del rectificador que nos sirve para medir tensiones.

En la figura 243 y 243 bis, se indica la forma constructiva del instrumento universal y que nos servirá para todas las mediciones que se harán durante este Curso.

Los lectores habrán notado que no indicamos el uso de la escala de 0 a 1 Volt debido a que el rectificador tiene unas 500 Ω , la que quedaría conectada en serie con la resistencia de 973 Ω ; por lo tanto, la resistencia total sería mayor de 1000 y por lo tanto las mediciones serían erróneas; en las otras escalas el error es insignificante.

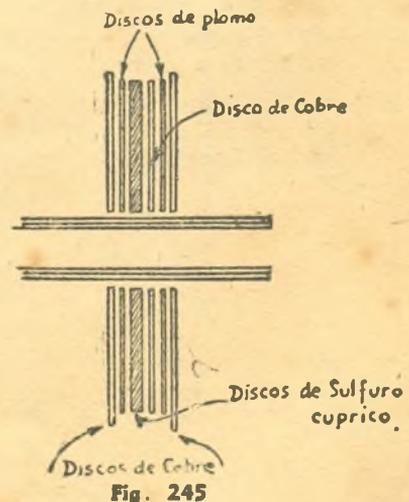
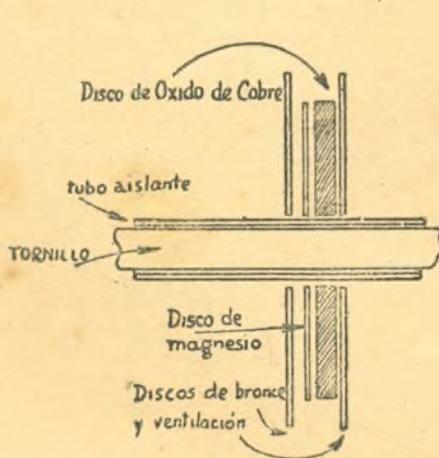
RECTIFICADORES DE CORRIENTE (Conclusión)

En la Lección 45.^a habíamos visto un sistema rectificador de onda completa y su funcionamiento, y en lecciones anteriores, rectificadores de media onda. Por lo tanto veremos ahora otro tipo de rectificador muy empleado actualmente en radiotécnica. Estudiaremos uno del tipo llamado RECTIFICADOR SECO (rectificadores de óxido de cobre).

Veamos en primer lugar qué es un rectificador seco y luego cómo funciona.

Durante ciertos ensayos con corrientes alternadas se comprobó que las sales cristalizadas permitían el pasaje de la corriente en un solo sentido.

Como caso práctico de lo que acabamos de decir, lo tenemos en la galena, ya conocida por nuestros alumnos. Este descubrimiento fué aprovechado en los primeros tiempos para la detección de señales y más tarde para la rectificación de tensiones de la red industrial u otros tipos más delicados, tal como su empleo en los instrumentos de medición.



Actualmente se han generalizado dos tipos de rectificadores y que en lo que a funcionamiento se refiere, son exactamente iguales.

En la figura 244 se puede ver, en forma esquemática, uno de los tipos mencionados y conocido con el nombre de RECTIFICADORES POR OXIDO DE COBRE.

En la figura 245 se muestra el otro tipo mencionado denominado rectificador por discos de SULFURO CUPRICO.

Para que el fenómeno que se desea obtener de estos rectificadores sea realmente el deseado, se hace necesario que la presión entre las superficies de los discos que componen el rectificador sea la máxima posible; por lo tanto, en los tipos comerciales y por los cuales las intensidades de la corriente ree-

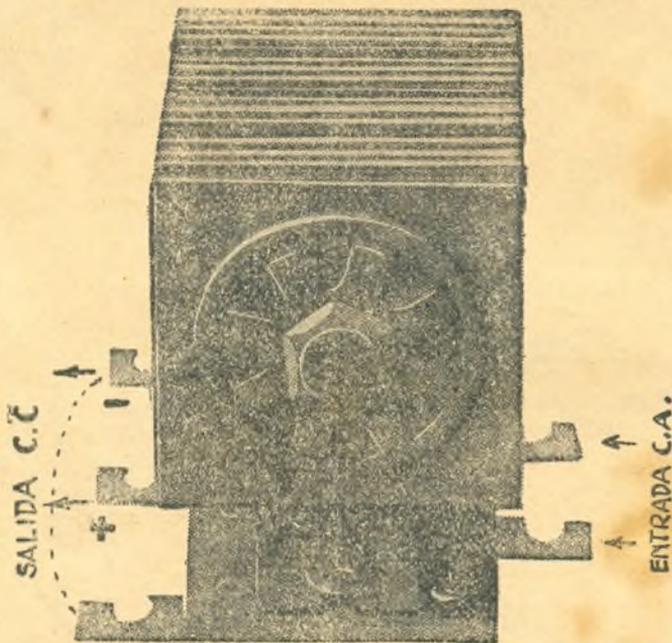


Fig. 246

ificada debe alcanzar magnitudes de 0,5 a 1 Amper, se atraviesa el rectificador por medio de un tornillo, aislado de los discos, de un diámetro que oscila entre 6 a 8 milímetros y se aprietan los discos por medio de una tuerca mediante una herramienta especial que permite que la presión sea máxima.

Los rectificadores descriptos se emplean para alimentar los campos de altoparientes electrodinámicos, circuitos automáticos, circuitos de filamentos, etc.

En la figura 246 puede verse una fotografía de un rectificador del tipo descripto.

50a. LECCION

Válvulas de Radio empleadas como osciladoras de alta y baja frecuencia.- Diversos tipos de detectores

Una de las aplicaciones más interesantes es el empleo de la válvula termoiónica como generadora de señales de corriente alternada.

Una de las dificultades mayores residía en la generación de energías tales que fuesen capaces de ser irradiadas y producir campos eléctricos de alta frecuencia.

Los métodos empleados hasta la aparición de la válvula de radio habían recurrido al empleo de un generador como los que se utilizan en la generación de la corriente industrial, claro está, que de diseño especial. También se empleó el método de producción de energías de alta frecuencia por medio de chispas producidas por la descarga de un condensador. Estos no fueron los únicos métodos que se emplearon para estos fines, pues se había observado que un arco voltaico, trabajando en condiciones determinadas, producía un intenso campo magnético de alta frecuencia.

A pesar de los resultados relativos que se obtenían con tales métodos, éstos eran los únicos conocidos y empleados para energías y comunicaciones a distancia. Con el advenimiento de las válvulas de radio, la transmisión de señales dió un inmenso salto hacia la consagración definitiva, como único medio de comunicación comercial y particular por un lado y por el otro el broadcasting tal como lo conocemos ahora y los adelantos que se han conseguido en la Televisión, y otras ramas afines a la radiotécnica.

Veamos entonces qué es y cómo trabaja un oscilador, o sea un generador de energía de corriente alternada por medio de una válvula termoiónica.

En la figura 247 puede verse un circuito, que podríamos llamar clásico, y cuyo funcionamiento trataremos de explicar.

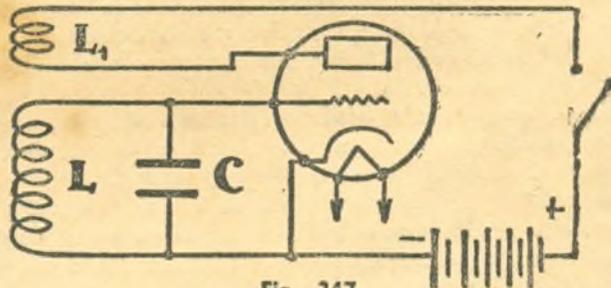


Fig. 247

Cerremos el interruptor indicado en la figura 247, del circuito de placa. Como la intensidad de la corriente no se produce instantáneamente, sino que tarda una fracción de segundo (recordemos que la velocidad de propagación de los electrones es de unos 300.000 Kms. por segundo), resultará que se producirá una f.e.m. inducida en la inductancia que se ha conectado en el circuito de placa de la válvula. Como consecuencia de haberse producido una f.e.m. inducida en L_1 , ésta inducirá a su vez otra f.e.m. en la inductancia L .

Como resultado de la presencia de una f.e.m. inducida en la inductancia L de amplitud variable que está conectado en el circuito de grilla de la válvula, hace que varíe el potencial de polarización de la válvula y por lo tanto hará que la corriente de placa varíe de acuerdo a las variaciones de potencial de grilla.

Supongamos que en ese momento el potencial de la grilla se hace más negativo. En consecuencia, la corriente de placa tenderá a disminuir. Pero como la corriente de placa al disminuir hace que la f.e.m. inducida en su

circuito L_1 sea de menor magnitud, resultará que el potencial inducido en el circuito de la grilla (L) sea de menor magnitud; por lo tanto, la corriente de placa tratará de aumentar nuevamente. Como resultado de este nuevo aumento en la corriente de placa, se inducirá en el circuito de la grilla de la válvula un potencial que determina que la corriente de placa disminuya (potencial negativo), dando origen a que también disminuya la f.e.m. inducida por el circuito de placa en el circuito de la grilla. Por lo tanto, la corriente de placa tenderá a aumentar nuevamente y así sucesivamente.

El lector habrá notado en esta exposición, que decíamos a cada momento, que el potencial de inducido de grilla de la válvula hacia a la grilla más negativa; pues precisamente ésta es una condición primordial para que sea posible el fenómeno que estamos explicando. En la práctica, esto se hace posible cuando la posición de las espiras de los bobinados L y L_1 están en una posición determinada con respecto al sentido de las mismas. Ya veremos en su oportunidad la posición correcta.

Veamos, de manera breve, lo que acabamos de explicar. Supongamos que se cierra el interruptor del circuito de placa. La corriente trata de llegar a su valor de acuerdo al potencial de la grilla. Como consecuencia de este "impulso", la corriente de placa genera una f.e.m. en la inductancia conectada en dicho circuito. Por lo tanto, el circuito de placa induce una f.e.m. al circuito de grilla en su inductancia. Dicha f.e.m. hace variar el potencial de la grilla de la válvula haciéndola más negativa; por lo tanto, la corriente de placa tenderá a disminuir. Pero si la corriente de placa disminuye, también disminuirá de magnitud la f.e.m. inducida haciendo que el potencial negativo sea menor y por lo tanto la corriente de placa aumente y restituya al circuito la energía que se gasta en el circuito de grilla. Durante el funcionamiento de dicha válvula se notará que el punto de trabajo de la misma se hace en un punto donde el potencial de grilla es cero, de manera que la corriente de placa oscilará entre los valores de mayor y menor magnitud a la indicada en la curva característica de grilla. Se notará además que el circuito de la grilla de la válvula absorbe una determinada energía, pues por su circuito circula corriente; esta última es una condición de mucha importancia cuando se trata de eficiencia de las válvulas osciladoras.

El lector conoce ahora cómo puede oscilar una válvula, es decir, cómo una válvula es capaz de generar una f.e.m. inducida variable en sus circuitos inductivos gracias al fenómeno de la REALIMENTACION. Este fenómeno es el que nos permite la generación de f.e.m. variables y susceptibles de ser irradiadas. Por lo pronto podemos fijar un concepto que nos servirá para más adelante y es éste: es posible producir oscilaciones cuando se acopla el circuito de grilla y placa en una forma conveniente. Técnicamente se diría que la fase de los dos circuitos debe ser de 180° , concepto este último cuya interpretación no está al alcance de nuestros lectores todavía.

Los lectores se preguntarán ahora cómo es posible generar oscilaciones y que éstas, en cada caso, sean de frecuencias iguales o distintas. Esto se explica fácilmente si se tiene en cuenta que es posible fijar la constante del circuito por medio de un circuito resonante, compuesto, como se sabe, por una inductancia y una capacidad. En el circuito de la figura 247 la inductancia L y la capacidad C son los que fijan la constante de oscilación. Esto quiere decir que la corriente de placa osciladora variará de acuerdo a la frecuencia de resonancia del circuito L y C . Para concretar: si L y C resuenan a una frecuencia de 1000 Khz., las variaciones de la corriente de placa tendrán ese mismo "ritmo". Por lo tanto, si se deseara oscilaciones de baja frecuencia sólo se necesitaría valores adecuados de L y C .

Si se tuviese que construir un transmisor de radio se podría emplear el principio explicado, pues el campo magnético variable generado entre las inductancias de la figura 247, si es de alta frecuencia, fácilmente será

captado por algún receptor que esté resonando a la misma frecuencia. Respecto a la obtención de un campo magnético que tenga mayor intensidad, se consigue por lo general empleando etapas amplificadoras de alta frecuencia hasta obtener la energía necesaria para ser irradiada.

Un circuito muy generalizado por su sencillez y fácil de funcionar es el indicado en la figura 248, y conocido con el nombre de oscilador HARTLEY, nombre del descubridor.

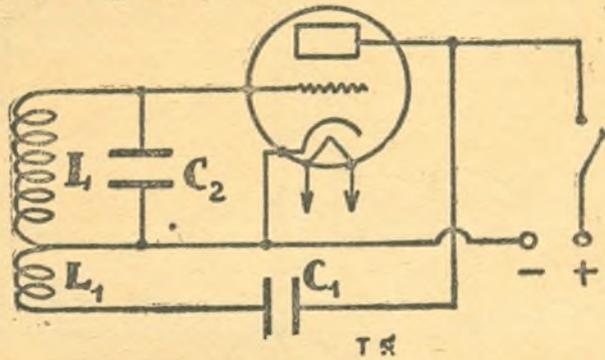


Fig. 248

Es muy fácil comprender la forma en que funciona este circuito. El acoplamiento del circuito de placa y grilla se efectúa por medio del condensador C_1 y la porción L_1 de la inductancia L , de manera que el efecto es el mismo que para el caso de la figura 247. Se ve entonces claramente que la variación en la corriente de placa produce la carga y descarga del condensador C_1 sobre la inductancia L_1 . Por lo tanto se generará en ésta una f.e.m. inducida variable. Dicha f.e.m. inducida producirá un campo magnético variable dando origen a otra f.e.m. en la inductancia L , repitiéndose el fenómeno anterior.

DETECCION

Ya hemos visto en las lecciones pasadas el fenómeno de la detección, por lo tanto, sólo indicaremos distintos tipos a fin de ir familiarizándonos con ellos, pues su uso es frecuente. Debemos hacer notar que todos los tipos que estudiamos y los que se indicarán a continuación, se emplean en la actualidad y cada uno de ellos tiene su aplicación en la práctica y en distintas ocasiones.

DETECCION POR CARACTERISTICA DE GRILLA

El funcionamiento de este tipo de detección fué tratado en la Lección 31.^a, pág. 49, y en la cual se explicó la teoría de funcionamiento del mismo.

DETECCION POR CARACTERISTICA DE PLACA

Este es uno de los tipos de detectores más populares desde hace muchos años, porque si bien no es tan sensible como el método anterior, en cambio la deformación de la onda es menor en este tipo, pudiéndose obtener muy buena calidad de la detección si se tiene cuidado en la elección de los valores a emplearse. El detector que vamos a describir fué empleado en el diseño de receptor de la Lección 45.^a; por lo tanto, ya nos es un poco familiar.

La primera de las ventajas que nos reporta el detector por característica de placa sobre los otros métodos, es la ausencia de corriente en el circuito de grilla durante los semiciclos positivos de la señal. Esto se hace posible porque dicho detector emplea para su funcionamiento una tensión fija de

polarización y de un valor tal que el punto de trabajo sobre la característica de grilla está en un punto de la curva inferior o sea en las regiones donde la corriente de placa es casi nula.

Para tener una idea exacta del proceso de la detección por curvatura de placa puede observarse la figura 249, en la cual se indica la forma de la señal de radiofrecuencia y la forma de la misma señal detectada.

La forma como se calcula la tensión de polarización es muy sencilla como se ve en la misma figura 249. Se ubica en la curva característica de grilla de la válvula, a la tensión de placa de trabajo, y sobre el codo inferior

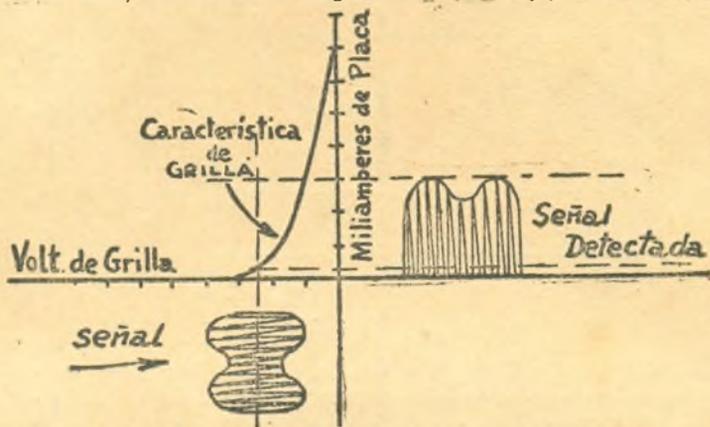


Fig. 249

un punto en el cual la corriente de placa es casi nula o prácticamente nula. Se lee en el eje de tensiones de polarización de grilla. Para ese punto y la tensión correspondiente a la polarización se puede leer la intensidad de la corriente de placa. Se divide el valor de la polarización por la corriente de placa y se obtiene de esa manera la resistencia de polarización. O también si se prefiere una pila del valor indicado en las características. Conviene evitar esto último porque si por cualquier causa la pila se descarga y baja el valor de su f.e.m. el detector no trabajará correctamente introduciendo en la recepción una deformación que restaría las buenas cualidades al detector. Eso se puede ver fácilmente si se tiene en cuenta que si la polarización de la válvula está por arriba del punto de funcionamiento, el semiciclo negativo de la señal no queda anulado y por lo tanto la válvula no trabajará correctamente como detector.

En la Lección 46.^a se vió la forma de calcular la resistencia de polarización.

RECEPTORES REGENERATIVOS

Este tipo de receptores son por excelencia los más populares por su aceptación, pues es posible, con este tipo de receptores, una alta sensibilidad y una selectividad bastante buena. Además, tiene la ventaja de hacer posibles la recepción de señales extremadamente débiles haciendo actuar la regeneración.

Además, en los receptores no regenerativos, como los tipos que hemos visto hasta ahora, si la señal es muy débil, muchas veces en nuestro dial del receptor dicha señal pasa inadvertida, lo que no sucedería con el tipo que estamos estudiando.

Si el lector observa la figura 250, podrá ver que el circuito se parece mucho al esquema del oscilador de la figura 247. La única diferencia que se puede notar es que en el circuito de la figura 250 se ha agregado una resistencia y condensador de grilla que se aprovechará para la detección.

Veamos cómo funciona este sistema de detector. Si por un momento suponemos que se está sintonizando una estación cuyo campo magnético ha in-

ducido una f.e.m. en la antena del receptor, oiremos la estación en los teléfonos conectados en el circuito de placa. Por tanto, la detección se efectúa de la misma manera que en el caso de detección por característica de grilla.

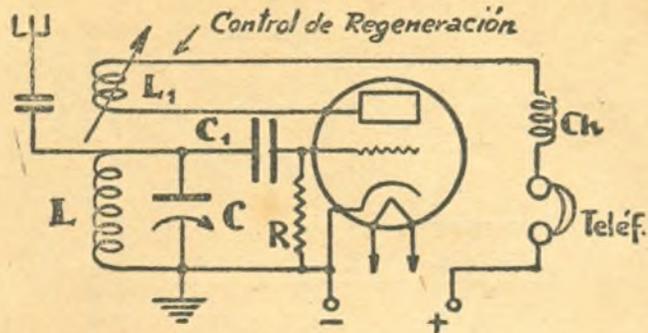


Fig. 250

Para que lo descripto haya sido posible, tenemos que suponer que en el circuito de placa no se halla la inductancia L_1 .

Dijimos que la frecuencia de oscilación de un circuito oscilador estaba dado por la constante de resonancia de L y C ; por lo tanto, si consideramos el circuito tal como lo indica la figura 250, se tendrá que para una determinada posición del condensador variable C se obtiene una frecuencia de oscilación determinada. Si suponemos que la posición del condensador variable corresponde aproximadamente a la cual resuena una estación de broadcasting (para el mismo valor de L), resultará que en los teléfonos se escuchará un sonido más o menos agudo. A este fenómeno se le conoce con el nombre de RECEPCION AUTODINA, o también de recepción por INTERFERENCIA. Precisamente porque al hacer coincidir dos señales de frecuencias aproximadas se dice que hay INTERFERENCIA.

La proximidad de la frecuencia de la señal recibida por la antena y la producida por el detector que está trabajando como oscilador, produce la interferencia que se escucha en los teléfonos con un sonido característico.

Si la señal recibida por la antena es de pequeña magnitud, la interferencia sería de menor intensidad, pero se escucharía el mismo sonido en los teléfonos.

Pero hasta ahora no hemos dicho que la oscilación del circuito se producía en determinadas condiciones de acoplamiento de los circuitos de placa y de grilla: por lo tanto, si por algún medio cualquiera alejamos la inductancia de L_1 de L , resultará que si lo hacemos lentamente, llegará un momento en que la señal que se había presentado en forma de un sonido agudo, se transforma en la modulación de la estación y esto significará que la detección se produce normalmente. Si seguimos alejando la bobina de "acoplamiento" L_1 se notará que también la intensidad de la estación va disminuyendo. Si ponemos en corto-circuito la bobina de acoplamiento L_1 se notará que la señal se ha debilitado y el detector trabaja como si fuera un receptor por característica de grilla.

Por lo tanto, el lector puede imaginarse que la recepción por medio de detectores regenerativos (regeneración y reacción es lo mismo), como el que estamos estudiando, permite aumentar la sensibilidad en la recepción y puede también reforzarse la intensidad de la señal, llevando al detector a un punto muy próximo a la oscilación (reacción).

La forma de controlar la regeneración se hace de varias maneras, sien-

do el descrito en la figura 250 un método inductivo. En la figura 251 puede verse otro tipo de detector regenerativo en el cual la regeneración se controla por medio de un condensador.

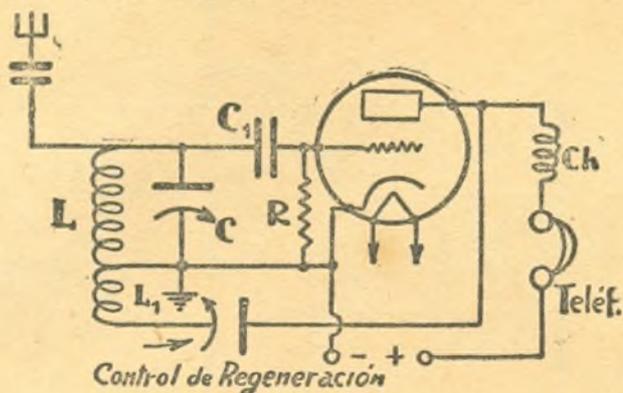


Fig. 251

Otro método para controlar la regeneración consistiría en variar la tensión de placa, como puede verse en el receptor propuesto en la figura 154 de la Lección 35.^a

Más adelante veremos la enorme aplicación que el conocimiento de los detectores tienen en la práctica y en los conocimientos posteriores.

51a. LECCION

Receptor de tres etapas de amplificación de alta frecuencia sintonizados y dos corrientes.

En la Lección 46.^a vimos un receptor de las mismas características del receptor propuesto en esta Lección, con la única diferencia de que en este proyecto se emplea una etapa más de amplificación de alta frecuencia; por lo demás, es exactamente igual.

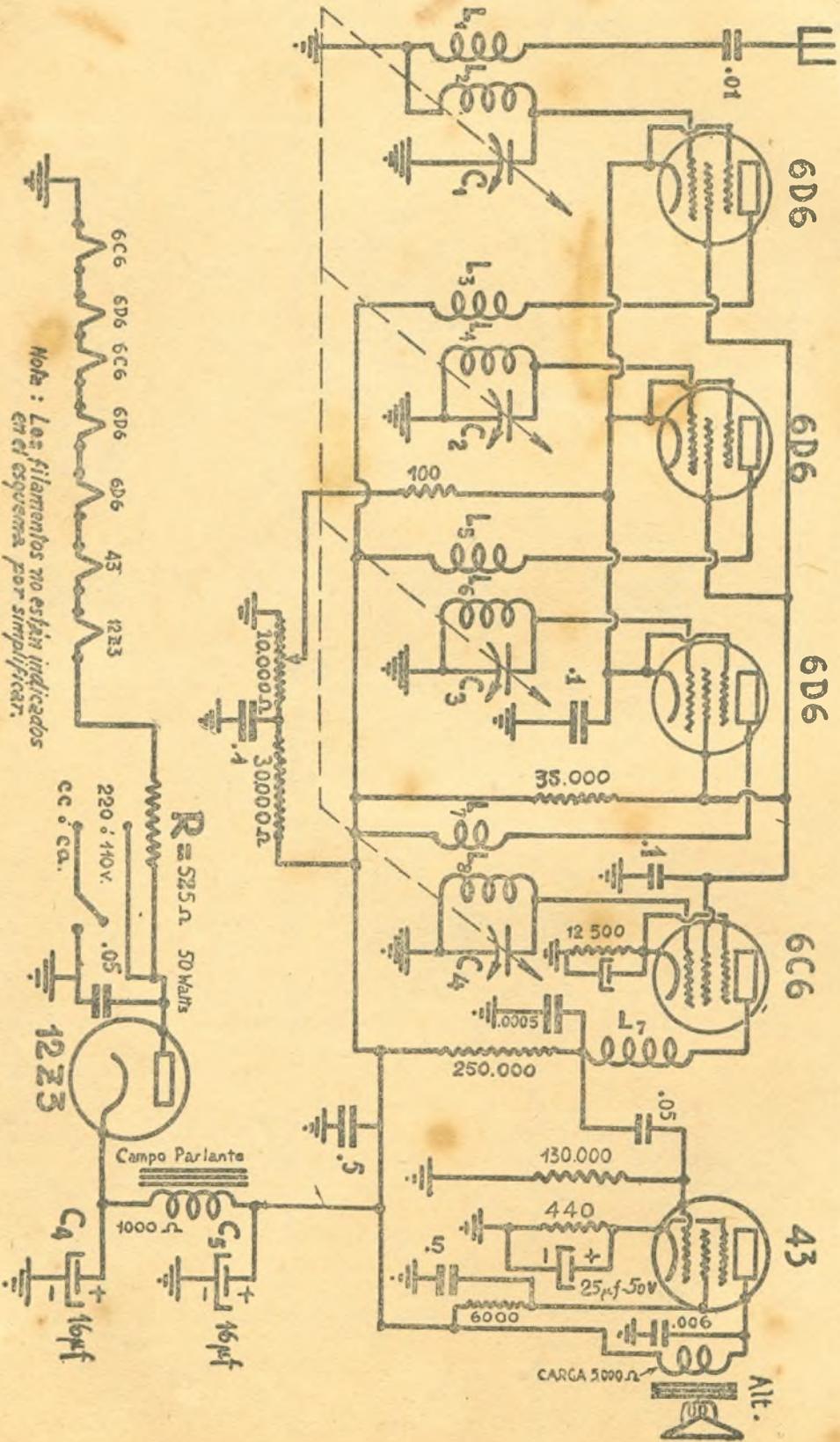
Como puede verse en la figura 252, la válvula amplificadora de alta frecuencia es del tipo 6D6 y controlada por el mismo potenciómetro que controla el potencial negativo de las dos válvulas amplificadoras precedentes.

Como la corriente de cátodo es mayor que en el caso anterior, tendremos que calcular el divisor de voltaje nuevamente, pues si se empleara los mismos valores que en el esquema de la figura 222 resultaría que la caída de tensión sería mayor y por lo tanto no llenará las condiciones estipuladas en su oportunidad. También tendremos que cambiar el valor de la resistencia de 150 Ohms, puesto que, según las características de las válvulas 6D6, cada válvula tiene una corriente de cátodo de 10 M.A. calculadas en la Lección 42.^a. Por lo tanto, para asegurar una tensión mínima de -3 Volt de potencial de grilla tendremos que la resistencia deberá tener un valor

de $\frac{10}{0,03} = 100$ Ohms; por lo tanto, el valor de la resistencia de 150 Ohms

deberá ser, en este proyecto, de 100 Ohms.

Si calculamos el potenciómetro formado por la resistencia variable de 20.000 Ohms y la de 80.000 Ohms de manera que se adapten los valores que corresponden al nuevo diseño, llegaríamos a los siguientes valores: fijemos la corriente estática del divisor de voltaje y supongamos que dicha corriente es de 5 M.A. Elegimos un valor algo superior para la corriente



Nota : Los filamentos no están indicados en el esquema por simplicidad.

Fig. 252

estática del potenciómetro porque debemos tener en cuenta que por la sección de la resistencia variable circulará una corriente mayor que en el caso anterior y por lo tanto conviene prever una buena disipación del calor que pudiera generarse en los mismos.

Si la caída que necesitamos para una caída de tensión de 45 V. y la corriente por la resistencia variable es de 5 M.A., tendremos que la resistencia deberá ser de $\frac{45}{0,005} = 9000 \Omega$.

Veamos ahora qué valor sustituirá al de 80.000 Ohms empleados en el proyecto anterior. Si la tensión máxima del receptor es de 180 V., tendremos que la resistencia a calcular tendrá que producir una caída de tensión de $180 - 45 = 135$ V.; por lo tanto, el valor de la resistencia es de:

$$= \frac{135}{0,005} = 27.000 \Omega$$

Como en el comercio no existen resistencias de los valores calculados, tendremos que emplear valores aproximados, que para la práctica no significan error; por lo tanto, emplearemos, en lugar de la resistencia de 9.000 Ohms calculados, una resistencia de alambre de 10.000 Ohms, y en lugar de una resistencia de 27.000 Ohms, una de 30.000 Ohms.

Como por el circuito de pantallas circula una corriente de 3 M.A. en lugar de 2 M.A. del proyecto anterior, y siendo la caída de la resistencia de 105 V., resultará que $R_{g.a.} = \frac{105}{0,003} = 35.000 \Omega$.

En la figura 253 puede verse el desarrollo constructivo del circuito de este proyecto. En la figura 254 se da la distribución de los materiales sobre el chasis. Dicha distribución es extremadamente crítica debido a la enorme

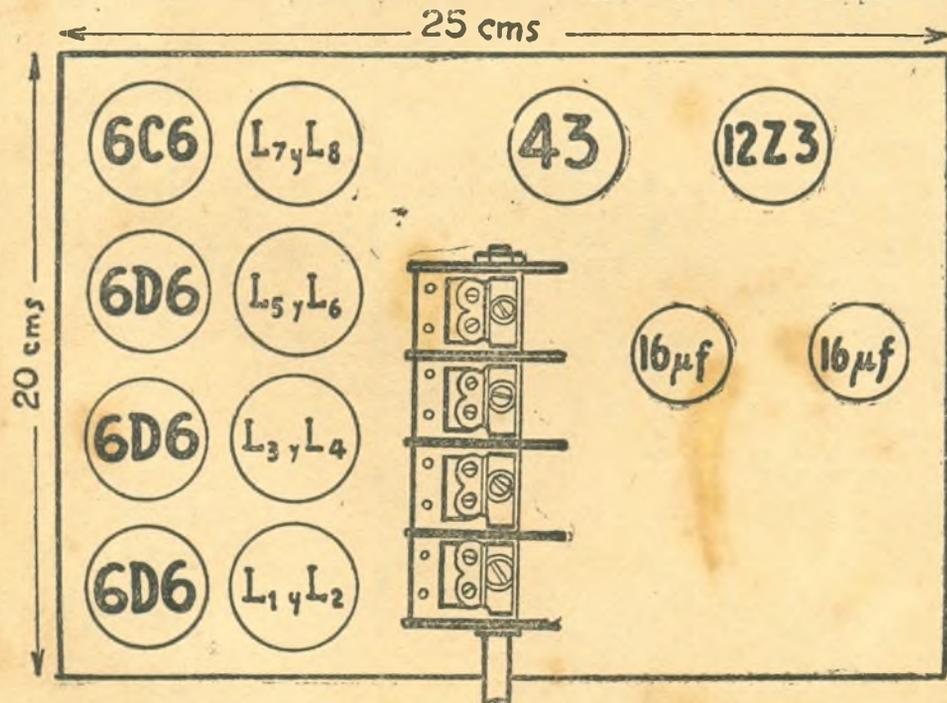


Fig. 254

amplificación de alta frecuencia. Si no se cuidase este detalle se correría grave riesgo de que se produzcan oscilaciones debido al acoplamiento entre

la primera etapa de amplificación de alta frecuencia con cualquiera de las etapas posteriores.

El receptor que presentamos y cuyos últimos retoques acabamos de realizar, presenta un tipo de aparato de alta calidad. En primer lugar tenemos una alta sensibilidad, debido a las tres etapas de amplificación de alta frecuencia. En segundo lugar tenemos una gran selectividad, por las mismas razones (varias etapas de amplificación). En tercer lugar, un detector por característica de placa y que reúne excelentes cualidades de fidelidad en la detección y, por último, una etapa de amplificación de potencia de baja frecuencia que permite excitar un altoparlante electrodinámico, que si tiene cuidado en su elección, es posible obtener un receptor de muy buenas cualidades musicales.

Cabe agregar, por último, que como la corriente de placa total queda aumentada en 13 M.A., resultará que por el campo se producirá una caída mayor de voltaje a la calculada anteriormente; por lo tanto la caída de voltaje aumentaría en 13 Volt que serían reducidos, como es lógico, del valor efectivo de la f.e.m. ampliados en los distintos circuitos de placa del receptor. Como la variación de voltaje es del 5 o/o, podemos considerar esa diferencia como aceptable; por lo tanto no se modificará ningún valor ya calculado, en el proyecto anterior.

Si el lector tuviese interés de mantener los valores de tensión calculados en la lección anterior, deberá reducir el campo en $\frac{13}{0.06} = 216 \Omega$, o sea reducir los 1000 Ω a 800 Ω aproximadamente.

52a. LECCION

Diversos usos de los condensadores en circuitos no resonantes (circuitos de catodo; divisores de voltaje, separadores, etc.)

Los lectores habrán observado durante todas las lecciones prácticas y principalmente en los circuitos de receptores, que empleamos, condensadores en paralelo con cada resistencia de catodo, en circuitos de alta tensión o cuando se emplea una parte del voltaje de un divisor, etc.

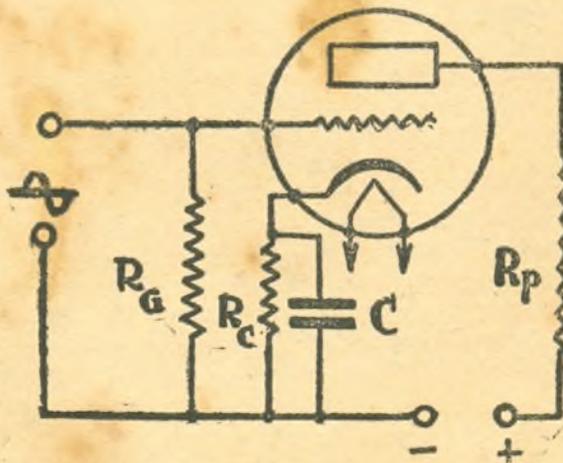


Fig. 255

Supongamos un circuito elemental de una válvula polarizada por me-

dio de una resistencia de catodo. Veamos la figura 255. Cuando sobre el circuito de grilla no hay ninguna señal aplicada, tendremos que la polarización de la válvula tiene un valor constante e igual al producto de la resistencia por la corriente del circuito de catodo. Supongamos ahora que sobre la grilla de la válvula se ha aplicado una señal. Como se trata de una señal de amplitud variable, hará que la corriente de placa varíe de acuerdo a las variaciones de potencial provocadas por la señal en el circuito grilla de la válvula. Como la corriente de placa varía, resultará que la caída de tensión sobre la resistencia de catodo R_c variará también, resultando que el funcionamiento de la válvula es incorrecto. Y es incorrecto porque, según vimos en las primeras lecciones que la tensión de polarización debe ser constante para que sea posible que la válvula tenga un punto fijo de funcionamiento y ésta es la que fija la condición de trabajo. Por esta razón el lector comprenderá fácilmente que la polarización automática no es posible en la práctica por los motivos ya expuestos. Para evitar el grave inconveniente de la variación de la caída de tensión sobre la resistencia de catodo se ha recurrido a un ingenioso artificio y que en la práctica es perfectamente satisfactorio.

¿Qué sucede si en paralelo con la resistencia de polarización en el circuito de catodo, se conecta un condensador? Si la señal aplicada en el circuito de grilla hace que la corriente de placa varíe, la caída de potencial sobre la resistencia de catodo variará también, de manera que cuando el potencial de grilla se hace más positivo, la corriente de placa aumentará, dando origen a un aumento en la caída de tensión sobre la resistencia de polarización. Pero como en paralelo con la resistencia de catodo se ha conectado un condensador, resultará que éste aumentará su carga. Cuando la señal del circuito de grilla se hace más negativo, la corriente de placa decrecerá, dando origen a que la caída de tensión sobre la resistencia de catodo disminuya. Como el condensador conectado en paralelo con la resistencia de catodo retiene su carga a un cierto potencial, resultará que cuando la caída de tensión entre los extremos de la resistencia de catodo sea muy baja, el condensador se descargará sobre la resistencia originando una corriente en el mismo sentido de la corriente de placa dando origen a un aumento en la caída de tensión sobre la resistencia de catodo. Como este fenómeno se repite para cada alternancia de la señal, resultará que la carga y descarga del condensador conectado en paralelo con la resistencia de catodo hará que la tensión sobre la resistencia de catodo sea prácticamente la misma. Esto se debe a que el condensador llega a adquirir una carga y de un potencial que es aproximadamente del valor de la tensión entre los extremos de la resistencia de catodo, cuando sobre el circuito de grilla no hay aplicada señal alguna. Pero para que el condensador pueda cumplir de una manera correcta lo que acabamos de explicar, éste deberá tener una capacidad bastante elevada. Por esta razón en los circuitos de catodo de las válvulas amplificadoras de baja frecuencia y en los detectores por característica de placa se emplean capacidades cuya reactancia a 50 Htz. es de un décimo del valor óhmico de la resistencia. Una de las ventajas que reporta el empleo del condensador es que como en los circuitos de radio, éstos trabajan con tensión de corriente alternada no se producen pérdidas de tensión en el circuito de catodo, ya que se obtiene la polarización correcta para una reactancia sumamente baja (apenas unos Ohms). Veamos, por ejemplo, la resistencia de catodo de la válvula 43 del proyecto de la lección anterior. Vemos conectado en el circuito de catodo una resistencia de 440 Ohms. Como dijimos antes, la reactancia del con-

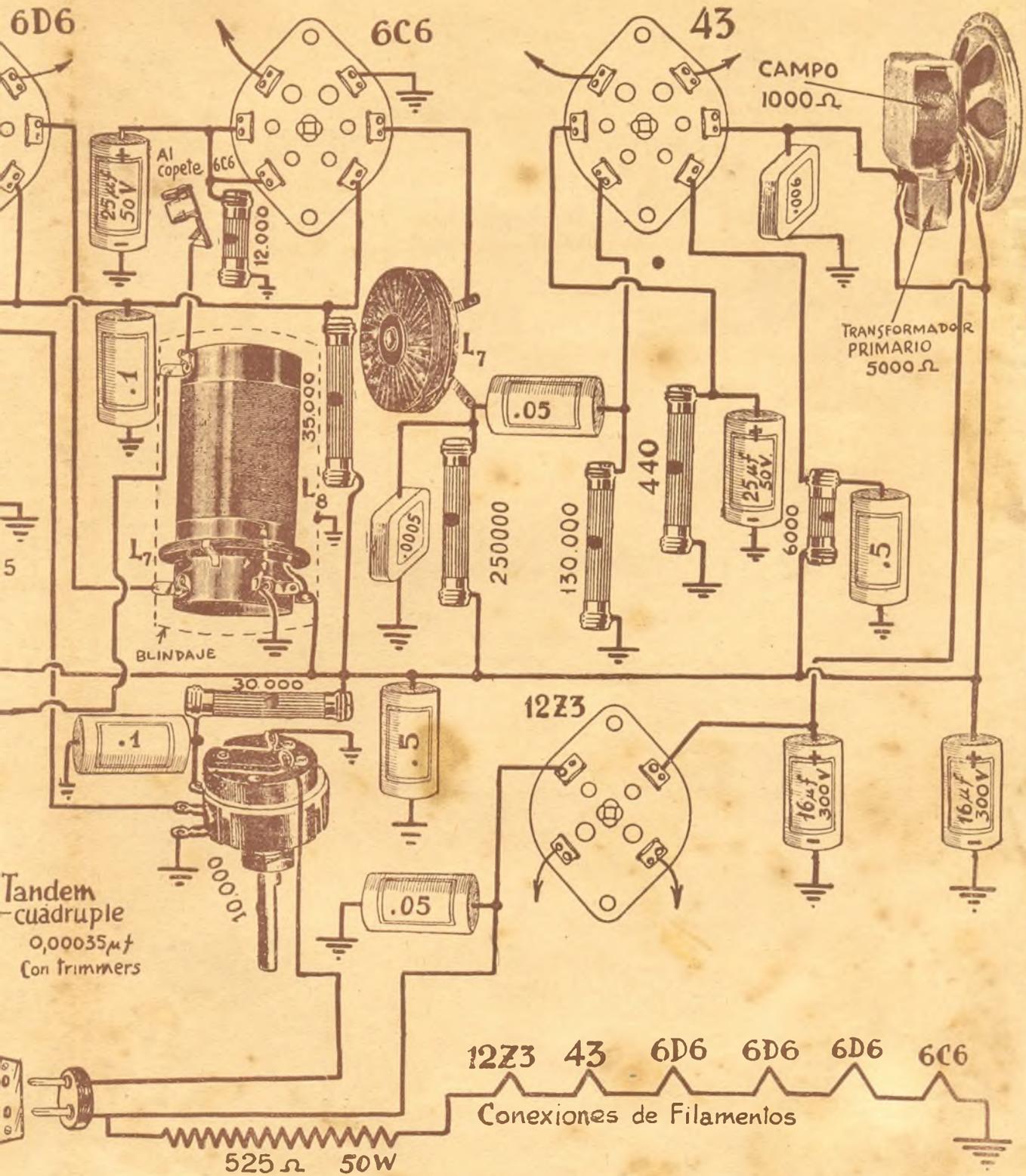
440

densador debe ser de un décimo de este valor, es decir: $\frac{440}{10} = 44$ Ohms.

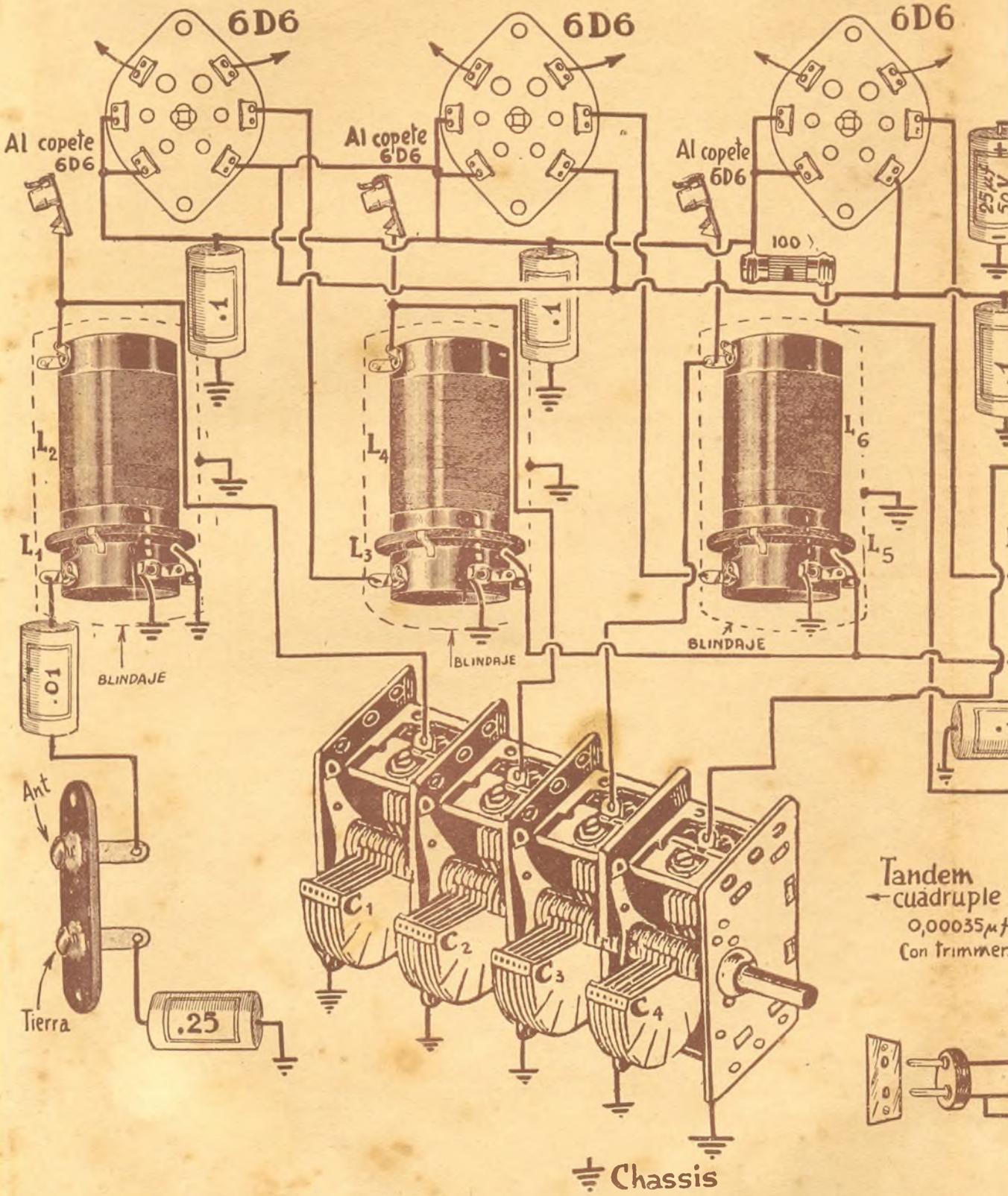
10

Veamos qué condensador tiene la reactancia calculada a la frecuencia de 50 Htz. Observemos el Abaco. Vemos que dicho Abaco no nos da el valor

Fig. 253



LAMINA



Al copete
6D6

6D6

Al copete
6D6

6D6

Al copete
6D6

6D6

BLINDAJE

BLINDAJE

BLINDAJE



Tierra

Tandem
cuadruple
0,00035µf
Con Trimmers

Chassis

de la capacidad, pero si trasladamos la escala vemos que el valor del condensador que deberíamos conectar en paralelo con la resistencia debe ser de unos 70 μf . Si se prefiere calcular este valor se podría emplear la fórmula siguiente:

$$C = \frac{1}{2 \times \pi \times f \times X_c} \quad \text{por lo tanto, } C = \frac{1}{2 \times 3,14 \times 50 \times 44} = 0,0000725$$

Farad. o sea 72.5 μf

Ven los lectores, que realmente se debe emplear una capacidad de unos 73 μf . En el receptor a que habíamos hecho referencia vemos que la capacidad que hemos conectado en paralelo con la resistencia de cátodo era un condensador de 25 μf , pero ello se debe a que en la práctica resulta un poco costoso el empleo de una capacidad del valor calculado. Además, el valor empleado llena perfectamente las funciones a que se le ha destinado.

Hace muy poco tiempo han aparecido condensadores cuya capacidad es de 80 μf y destinados especialmente a circuitos de cátodo, de manera que nuestros lectores están de parabienes con esta primicia y por lo tanto podrían emplear la capacidad recomendada por el cálculo y emplear un condensador de 80 μf en lugar del valor calculado.

Además, el lector podrá observar que la reactancia de cátodo en serie con la válvula es pequeña (44 Ω) que comparada con la resistencia interna de la válvula ésta es pequeñísima y por lo tanto, el circuito de cátodo no restará eficiencia alguna.

Veamos como ejemplo y para que nos sirva de repaso, lo que acabamos de explicar. Veamos el valor que tiene la resistencia de cátodo de la válvula detectora del receptor de la lección anterior. Dicha resistencia es de 12.500 Ohms.

La capacidad que se conecte en paralelo deberá tener una reactancia de $\frac{12.500}{10} = 1.250$ Ohms; por lo tanto, el condensador cuya reactancia a 50 Hertz, tiene un valor de 1250 Ohms es de 2.6 μf (según el Abaco número 10).

En el proyecto se emplea un condensador de 10 μf , pero debemos confesar que es innecesario. Si se emplea dicha capacidad es debido a que el costo entre el condensador calculado y el empleado es muy distinto, siendo el costo del primero cinco veces mayor. Además, el empleo de una capacidad mayor no afecta el funcionamiento, sino todo lo contrario. Si se fija el valor de un décimo, es sólo para evitar el empleo de capacidades inferiores a los que el circuito necesita.

Para los circuitos de cátodo de las válvulas de alta frecuencia, como ser las amplificadores de alta frecuencia, el valor de la reactancia del condensador que se emplea es de un centésimo del valor de la resistencia de cátodo calculada a la frecuencia más baja de la gama de recepción. Por ejemplo, si la resistencia es de 300 Ohms, la reactancia del condensador debe ser de $\frac{300}{100} = 3$ Ohms, es decir, que si el receptor sintoniza señales entre los 550 y los 1.500 Khz., resultará que la reactancia calculada debe tomarse a 550 Khz.

Por lo tanto, la capacidad deberá ser de un valor muy pequeño y muy inferior al empleado en la práctica que oscila casi siempre entre 0.1 y 0,05 μf , ya que el costo de estos últimos en algunos casos resulta inferior y además se asegura el potencial necesario para la polarización de la válvula.

Por las razones expuestas en esta lección, nuestros lectores compren-

derán la causa por la cual se emplean condensadores sobre las grillas auxiliares de las válvulas, y también en los puntos de los divisores de voltajes.

Si la válvula cuya grilla auxiliar trabaja como amplificadora de alta frecuencia, necesitará una capacidad relativamente pequeña, mientras la que trabaje con bajas frecuencias deberá llevar un condensador relativamente grande y su valor dependerá, naturalmente, del valor de la resistencia que sirve de caída de tensión. Por ejemplo, en el proyecto de la lección anterior, tenemos en el circuito de las grillas auxiliares de las cuatro válvulas una resistencia de 35.000 Ohms; por lo tanto, si dicha resistencia la consideramos bajo el punto de vista de alta frecuencia, tendremos que la reac-

taancia del condensador deberá ser de $\frac{35.000}{100} = 350$ Ohms; por lo tanto, a

una frecuencia de 550 Khz. le corresponderá una capacidad de 0,01 μ f aproximadamente. Si el mismo circuito lo consideramos bajo el punto de vista de baja frecuencia, puesto que la válvula detectora está conectada en el mismo circuito, tendremos que la reactancia del condensador deberá ser

de $\frac{35.000}{10} = 3.500$ Ohms, y por lo tanto la capacidad es de 0,9 μ f; por

esta razón empleamos en el circuito un condensador de 1 μ f.

Los condensadores que se emplean en los divisores de voltajes, desempeñan dos roles: uno simplemente para evitar que la corriente de placa en sus variaciones provoque caídas de tensiones variables indebidas en el circuito de alimentación, y en segundo lugar para evitar que en un receptor los circuitos de placa se conecten justamente en la fuente de alimentación, porque de lo contrario se producirían graves inconvenientes en los receptores. Para evitar acoplamientos indebidos se conecta entre alta tensión o una derivación de ella (divisores de voltaje) y negativo o simplemente chasis, un condensador cuya reactancia sea lo suficientemente baja como para permitir fácil "pase" de la corriente alternada y una resistencia infinita para la corriente continua.

Por esta razón los lectores verán que en nuestros proyectos de receptores hemos empleado un condensador de 0.5 μ f entre el positivo y negativo de alta tensión.

Más tarde se verá, en futuros proyectos, las distintas aplicaciones que tienen los conocimientos expuestos.

CURSO DE RADIO

53a. LECCION

Aplicación del cálculo de Transformadores de alimentación y construcción.- Detalles constructivos.- Impregnación.- Aislantes, etc.

Como vimos en la Lección 47.^a que el cálculo de transformadores es de lo más sencillo. Pero con fines de repaso haremos un cálculo completo en base a un transformador que alimentase un receptor compuesto por las lámparas siguientes: tres válvulas 6D6; una válvula 6C6; una válvula 42 y una 80. La válvula 42 es del tipo 43, pero con un filamento para 6.3 Volt para una corriente de 0,7 Amp., siendo la corriente de placa para 250 Volt de 34 M. A. y la corriente de pantalla (pues es una válvula tipo pentodo con la grilla supresora conectada interiormente al cátodo), de 6,5 M. A. La tensión de polarización es de — 16,5 V.

Tenemos todos los datos para calcular el transformador correspondiente; por lo tanto, hagamos los cálculos de acuerdo a las indicaciones de la Lección 47.^a

Calcular la laminación que corresponderá al transformador, para lo cual es necesario conocer el consumo del primario.

1.º Supongamos que la tensión de placa con que trabajan todas las válvulas del proyecto sea de 250 Volt. Por lo tanto si observamos las características de las válvulas dadas en la Lección 42.^a, veremos que cada válvula 6D6 es atravesada por una corriente de 82 M. A. por placa y de 2 M. A. por pantalla; por lo tanto, la corriente de cátodo será de 10,2 M. A. por válvula, o sea que para tres válvulas la corriente será de 30,6 M. A.

Como vimos en lecciones anteriores, la corriente de placa y pantalla de la válvula 6C6 es muy pequeña, de manera que para realizar el cálculo con más aproximación supongamos que la corriente total de dicha válvula sea de 1 M. A. que, sumado a la corriente calculada anteriormente, nos dá 31,6 M. A.

La corriente de cátodo de la válvula 42 será de 40,5 M. A., por lo dicho anteriormente. Por lo tanto la corriente total del receptor será de $40,5 + 31,6 = 72,1$ M. A.

Veamos cuál será la tensión de placa real del receptor. Los lectores creerán posiblemente que la tensión que deberá entregar el sistema del filtro del rectificador, cuyo transformador calcularemos, deberá ser de 250 V., pero esto es erróneo si tenemos en cuenta que las válvulas se polarizan por medio de la caída de tensión provocada en el circuito de cátodo.

Por lo tanto, en el caso de la válvula, si la caída de tensión para provocar la auto-polarización es de 16,5 V., resultará que si se aplica una tensión de 250 V. sobre la placa y pantalla, la tensión real de trabajo será de $250 - 16,5 = 233,5$ V. Por lo tanto, la válvula no trabajará de acuerdo a los valores estipulados en las características de la válvula, existiendo además otros inconvenientes más graves a los previstos en este párrafo.

Si la tensión efectiva entre placa y cátodo de la válvula debe ser de 250 Volt, resultará que si tenemos una caída de tensión sobre el circuito de cátodo que dicha tensión entre tales elementos será menor: por lo tanto la corriente de placa será también menor y por ende la caída de tensión de polarización, dando origen, en la válvula, a fenómenos que hacen que ésta trabaje fuera del punto de funcionamiento previsto. Por lo tanto, para evitar inconvenientes debemos tener en cuenta que la tensión de polarización debe sumarse a la tensión que se aplicará al circuito de placa y pantalla de la válvula. En nuestro caso la tensión efectiva que deberá tener la salida del filtro del rectificador es de $250 + 16,5 = 266,5$ V., o sea, redondeando, 270 V.

Como la caída de tensión sobre el circuito de cátodo de las válvulas 6D6 es de 3 Volt, ésta quedará restada a la tensión normal de manera que la tensión efectiva será de $250 + 3 = 253$ V. Como la tensión del rectificador y filtro en su salida, es de 270 V., tendremos que provocar una caída de tensión a fin de evitar que al circuito de placa de las válvulas mencionadas, se le apliquen tensiones superiores a las previstas. Por lo tanto si la corriente de las cuatro válvulas es de 31,6 M. A., la resistencia tendrá un valor

$$\text{de: } \frac{270 - 253}{0,0316} = \frac{17}{0,0316} = 540 \Omega.$$

Sabemos ya que la tensión efectiva de corriente continua deberá ser, a la salida del filtro del rectificador de 270 V. y la intensidad de la corriente de 0,072 Amp.

Si recordamos la figura 232 de la Lección 47.^a donde se emplea una impedancia en el filtro, en serie con la corriente total, se verá que ésta produce una caída de tensión determinada por la resistencia óhmica de la misma. En la práctica, en casi todos los casos se emplea el campo de un alto-parlante electrodinámico cuyos valores oscilan entre 1000 y 1600 Ω .

Supongamos que el valor de la resistencia óhmica del alto-parlante sea de 1.000 Ohms; por lo tanto la caída de tensión que se producirá al paso de la corriente de 72 M.A. será de $1.000 \times 0,072 = 72$ Volts, es decir, que la tensión que deberá tener el rectificador a la entrada del filtro, será de $270 + 72 = 342$ V., o sea aproximadamente 350 Volts. Como nos interesa calcular la tensión del bobinado secundario, recurriremos a las curvas de la fig. 231. Si ubicamos en la figura mencionada los valores de 350 V. y 72 M. A., veremos que el punto que corresponde a dichos valores coincide entre las curvas indicadas con los números 2 y 3 con trazo lleno y que fueron trazadas con tensiones de corriente alternada de 350 y 300 V. respectivamente, siendo el condensador a la entrada del filtro de 4 μ f.

De esta manera hemos encontrado la tensión que se aplicará a cada placa de la válvula rectificadora. Si esta válvula es del tipo de rectificación de onda completa, el bobinado que estamos estudiando deberá ser del tipo con derivación central de manera que cada sección pueda entregar una energía eléctrica de 325 V. y 72 M.A. en cada semiciclo de la corriente.

Por lo tanto, la energía eléctrica que deberá entregar el secundario estudiado es de $325 \times 0,072 = 23,5$ Watts.

Además necesitamos dos secundarios de baja tensión, uno para alimentar los filamentos de las válvulas 6D6, 6C6 y 42 y otro para alimentar el filamento de la válvula rectificadora. Como tenemos tres válvulas 6D6 y la corriente de filamento de cada una de ellas permite el paso de una corriente de 0,3 Amp. a una tensión de 6,3 Volts, la potencia eléctrica que absorberá cada uno de ellos es de $6,3 \times 0,3 = 1,9$ Watts, pero además de las válvulas mencionadas tenemos el filamento de la válvula 6C6 que es de las mismas características de las anteriores; por lo tanto tenemos cuatro válvulas que absorben la misma energía a la misma tensión; podremos, pues, conectarlas en paralelo a un bobinado común de 6,3 V. Por lo tanto la energía que absorberán será de: $1,9 \times 4 = 7,6$ Watts. Pero además tenemos la válvula 42 que también necesita una tensión de 6,3 V. La intensidad de la corriente es de 0,7 Amp., pero como es de la misma tensión de las otras válvulas podremos conectarla también en paralelo; por lo tanto, la energía que toma dicha válvula en su filamento será de $6,3 \times 0,7 = 4,4$ Watts que, sumados a la calculada anteriormente, tendremos $7,6 + 4,4 = 12$ Watts, siendo la corriente total de 1,9 Amperes.

La energía que toma la válvula 80 es de 5 V. a 2 Amp. Tenemos, pues: $5 \times 2 = 10$ Watts.

Como todos los valores de potenciales ya fueron calculados para el trans-

formador que nos proponemos diseñar, fijemos el circuito en la figura 256 los valores de tensión y de intensidades de las corrientes para calcular muy

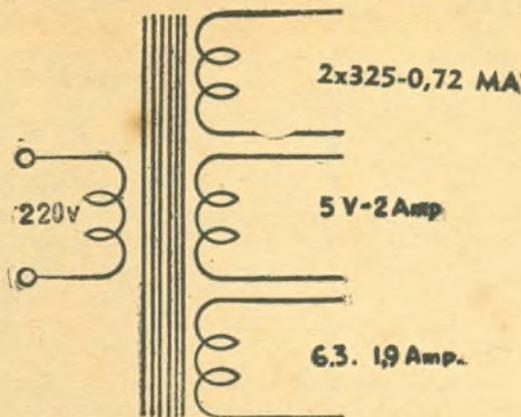


Fig. 256

fácilmente la energía que deberá tomar el primario del transformador, suponiendo que éste se conecte a la red industrial de 220 V. corriente alternada.

Calculamos que la energía del secundario de alta tensión absorbe 23,5 Watts, uno de los filamentos 10 Watts y el otro 12 Watts; por lo tanto el total será de $23,5 + 10 + 12 = 45,5$ Watts. Si sumamos el 20 o/o debido a las pérdidas tendríamos que la energía del primario alcanza un valor de: $45,5 + 9,1 = 54,6$ Watts que es lo que aparentemente consumiría el primario. Decimos aparentemente porque tanto en el caso que tratamos como en el caso de la Lección 47.^a, hemos tomado un 20 o/o que en realidad es inferior a este valor, pero que en su oportunidad no se aclaró por razones de sencillez en el diseño. Por lo tanto daremos a los lectores una fórmula que permitirá calcular la energía del primario más el 20 o/o de pérdidas una vez conocida la energía teórica del mismo.

$$W_p = \frac{5 \times W}{4} \dots\dots\dots (70)$$

Donde W_p es la energía del primario más el 20 o/o, o sea el valor práctico; y W' es la energía que nos dá el cálculo. Veamos qué valor le corresponderá en realidad al primario del transformador que nos ocupa.

$$W_p = \frac{5 \times W'}{4} = \frac{5 \times 45,5}{4} = 57 \text{ Watts.}$$

La energía que absorberá el primario es, pues, de 57 Watts.

Calculemos ahora la sección de núcleo que le corresponderá al transformador empleando la curva de la figura 229 o la fórmula 67. Para repasar lo visto en la Lección 47.^a calcularemos con ambos.

Según la curva de la figura 229 tenemos que la sección de núcleo debe ser de $10,25 \text{ cm}^2$ y, según la fórmula 67, tenemos:

$$S = \frac{\sqrt{W}}{0,73} = \frac{\sqrt{57}}{0,73} = 10,3, \text{ o sea el dado por la curva } (*).$$

2.º Elección de la laminación. — De acuerdo a la Tabla XI, vemos que en la columna de secciones aparece un valor muy aproximado al calculado y

(*) La curva de la figura 229 fué publicada con un pequeño error, por lo tanto la curva que da los valores correctos está dada en la figura 229 bis.

que es de 10.25 cm² que se adapta a nuestro proyecto, usando su denominación "V". Dibujemos todas las medidas del núcleo para facilitar el cálculo. Podrá

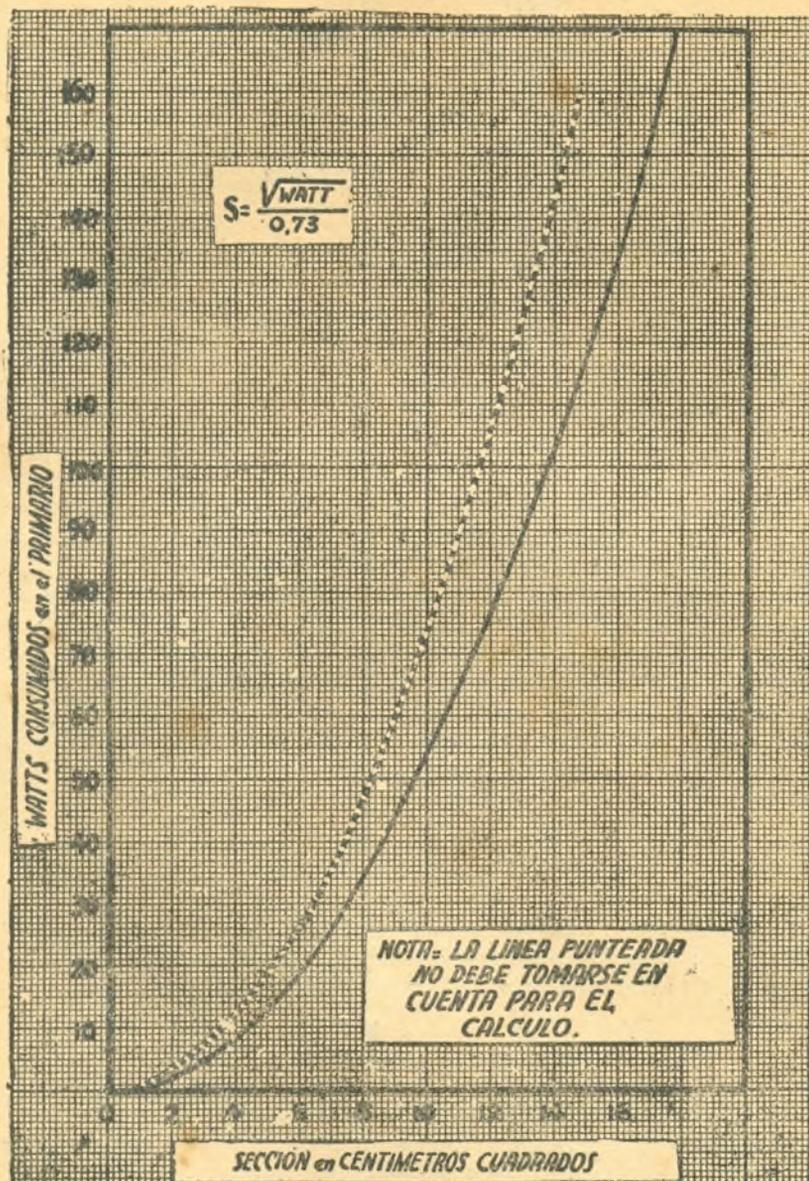


Fig. 229 bis

verse en la figura 257 la chapa de núcleo correspondiente. Demás está decir que la sección dada en la Tabla XI es para una sección cuadrada de núcleo.

3.º Cálculo de las espiras del primario. — Podremos aplicar la fórmula 68 o el Abaco N.º 16. Utilicemos ambos métodos a fin de familiarizarnos con los cálculos. Empecemos calculando con la fórmula 68:

$$N = \frac{E \times 100.000.000}{4,44 \times f \times S \times B} = \frac{220 \times 100.000.000}{4,44 \times 50 \times 10,25 \times 8.000}$$

ANCHO del BOBINADO = 43 mm

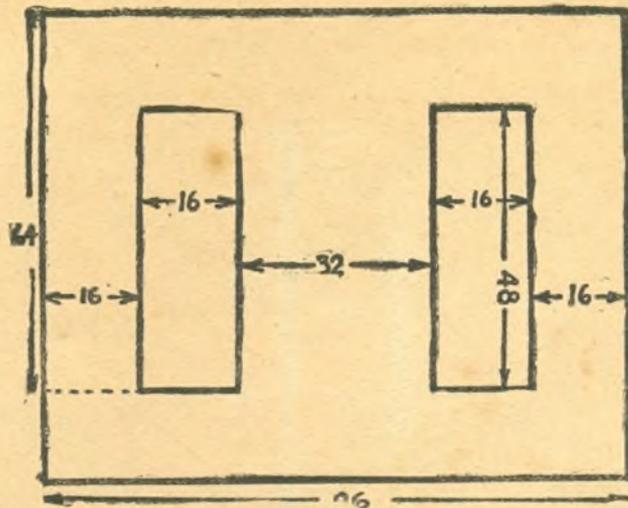


Fig. 257

$$= \frac{220.000.000.000}{1.823.000} = 1,260 \text{ esp.}$$

por lo tanto, si el primario llevará 1.260 espiras, la relación de espiras por

$$\text{Volt será de } \frac{1.260}{220} = 5,7 \text{ espiras por Volt.}$$

Veamos ahora qué nos dice el Abaco N.º 16 (*). Puede verse en el Abaco de referencia que por rara coincidencia estamos empleando un flujo magnético que corresponde a una misma línea con la frecuencia de manera tal que con el trazado de una sola línea obtenemos directamente el valor del número de espiras por Volt. Como se ve, con el Abaco tenemos el mismo valor que el calculado por medio de la fórmula 68.

4.º Calcular el número de espiras que corresponderán a cada bobinado.

El primario llevará, de acuerdo a lo calculado, 1260 espiras.

El secundario de alta tensión llevará $2 \times 325 \times 5,7 = 3700$ espiras.

El secundario de 5 Volt llevará $5 \times 5,7 = 28,5$ espiras.

El secundario de 6,3 Volt llevará $6,3 \times 5,7 = 36$ espiras aproximadamente.

5. Calculemos ahora las secciones de alambre que corresponderán a cada bobinado. Empecemos por la sección de alambre del primario.

Consideremos 3 Amperes por milímetro cuadrado, pues se trata de un transformador que tendrá un trabajo intermitente. Por lo tanto, la intensidad de la corriente del primario será igual a:

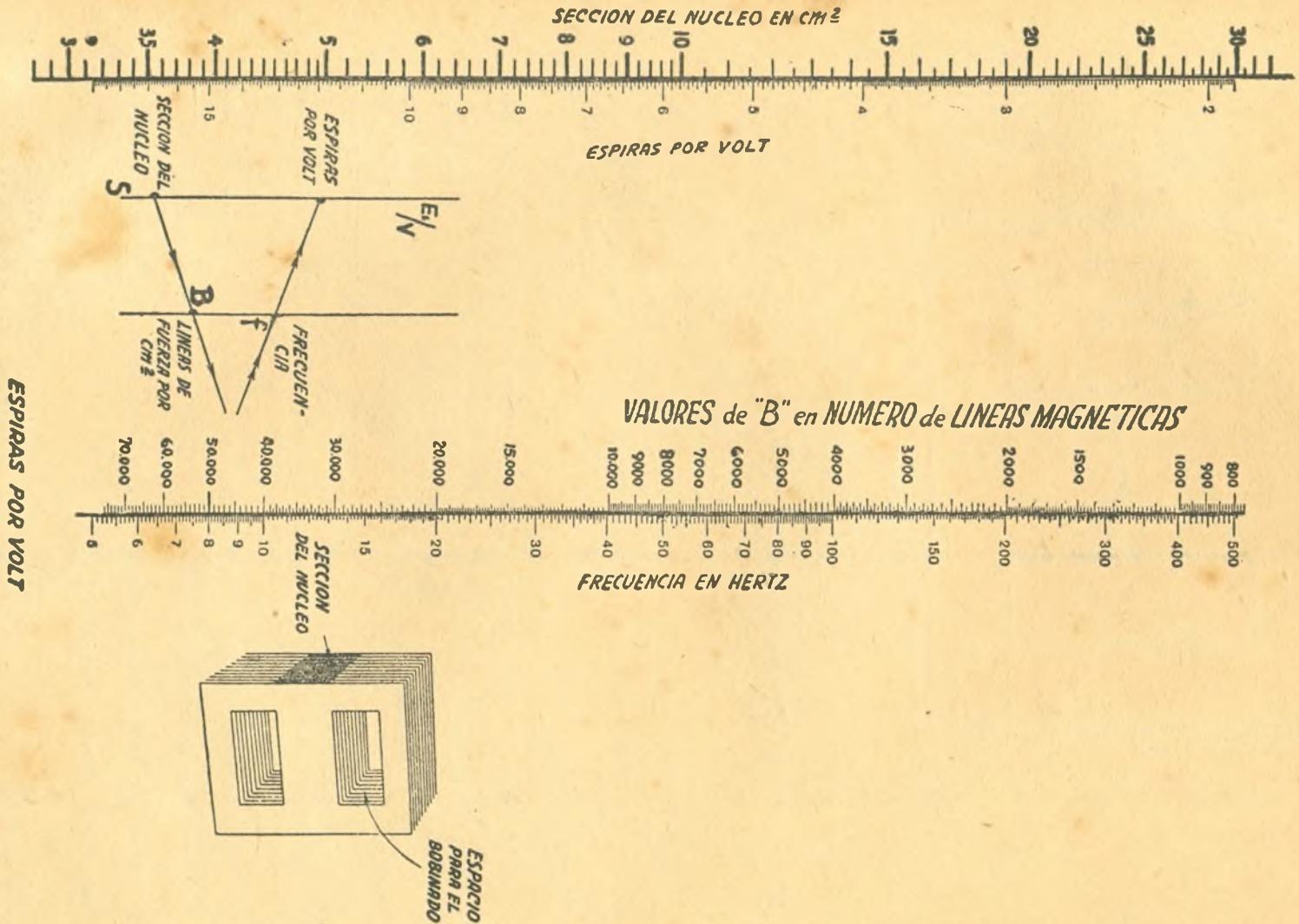
$$= \frac{W}{E} = \frac{57}{220} = 0,259 \text{ Amp}$$

La sección de alambre puede calcularse fácilmente. Si para tres Amperes necesitamos un milímetro cuadrado, para 0,259 Amp. se necesitarán

$$= \frac{0,259}{3} = 0,0865 \text{ milímetros cuadrados.}$$

(*) El Abaco N.º 16 apareció con un error, por lo tanto se publica nuevamente dicho Abaco y que es el que se empleará en lo sucesivo. Será entonces el Abaco N.º 16 bis.

ABACO N.º 16 (bis)



.. El diámetro que corresponderá a la sección calculada es, según la Tabla II, de 0,35 mms., pues la sección que más se aproxima al valor calculado es de 0,0962 mm².

La sección de alambre que corresponde al bobinado de alta tensión es: si a 3 Amperes le corresponden 1 mm², para 0,0725 Amp. le corresponderán: 0,0725

$\frac{0,0725}{3} = 0,0242 \text{ mm}^2$. A la sección calculada le corresponde, pues, un diámetro de 0,18 mms., pues la sección que más se aproxima es de 0,0255 mm².

Calculemos la sección del secundario de 5 Volts. Dicho bobinado deberá entregar al circuito 2 Amp. Por lo tanto, siguiendo el mismo razonamiento que en los casos anteriores, se obtiene una sección de alambre entre 0,9 mms. de diámetro, o 0,95 mms. según nos convenga y según el espacio disponible.

Por último, la sección de alambre que le corresponde al secundario de 6,3 Volts será de 0,9 mms. de diámetro, pues la sección es de 0,6362 mms².

Hagamos un resumen de todos los valores calculados:

	220	0,259	0,35	1260
2 ×	325	0,0725	0,18	3700
	5	2	0,9	28,5
	6,3	1,9	0,9	36

6.º Calcular la cantidad de espiras por capa, teniendo en cuenta que el ancho máximo de la bobina, según lo que nos indica la Tabla XI, es de 4,3 cms., o sea 43 mms., hagamos las operaciones que correspondan.

Calculemos la cantidad de espiras, que corresponden al primario, por capa. Veamos cuál es el diámetro real con la capa de esmalte que tiene el alambre calculado para el primario. Según la Tabla XIV, el diámetro del alambre más la capa de esmalte es de 0,38 mms.; por lo tanto, si el ancho

de la bobina es de 43 mms., la cantidad de espiras será de: $\frac{43}{0,38} = 113$ espiras por capa.

El secundario de alta tensión llevará alambre de 0,018 mms. de diámetro y con la capa de esmalte será de 0,20; por lo tanto la cantidad de espiras

por capa está dada por la relación $\frac{43}{0,20} = 215$ espiras por capa.

El secundario de 5 Volt tiene por alambre de 0,9 mms. de diámetro: por lo tanto, esmaltado será de 0,94. Luego las espiras por capa serán: $\frac{43}{0,94} = 45$ espiras.

El secundario de 6,3 Volt tiene el mismo alambre. de manera que sus espiras por capa será de 45.

7.º Veamos qué cantidad de capas ocupará cada bobinado a fin de conocer cuál es la altura definitiva de los mismos, una vez sumadas, el espacio cupado por las capas aisladoras y calcular si es posible la realización del transformador. Por lo tanto, averigüemos primero la altura de cada bobinado para calcular el total.

Primario	. 1260	esp. 113	cap. 12	por 0,38 mm.	= 4,56 mm. alt.
Secund. 1	. 3700	" 215	" "	18 "	" = 3,6 "
Secund. 2	. 28,5	" 47	" "	1 "	" = 0,94 "
Secund. 3	. 36	" 47	" "	1 "	" = 0,94 "

altura total de los bobinados = 10,04 mm. alt.

Por lo que vemos en el cuadro que se ha desarrollado que la altura total de todos los bobinados asciende a 10,04 mms.

8.º Veamos ahora cuál es la altura total de los bobinados teniendo en cuenta los espesores de las capas aislantes.

El primer bobinado debe hacerse sobre un carrete de cartón aislante; supongamos un cartón prespán de 0,5 mm.; además, entre capas del primario supongamos que se emplea papel de 0,1 mm. de espesor. Entre capas del secundario, por ser alambre de diámetro reducido, de 0,05 mm. de espesor. Para aislar convenientemente el primario del secundario, coloquemos una capa de papel prespán de 0,3 mm. de espesor.

Este mismo papel podemos emplear para aislar el secundario de alta tensión una vez terminado, de manera que podemos asegurar la aislación entre el secundario de alta tensión y el bobinado de 6,3 V., que bobinaremos en primer lugar por tener más espiras que el secundario de 5 V. y evitaríamos de esta manera que la capa quede deformada. Por lo tanto, una vez bobinado el secundario de 6,3 V. se bobinará el secundario de 5 V., para lo cual previamente debemos aislar la capa de 6,3 V. con otra capa de papel prespán de 0,3 mm. de espesor. Lo mismo haremos una vez terminado el bobinado de 5 Volt, que nos servirá de capa final. Si el cálculo nos indica que queda algún espacio libre, aumentaremos la aislación entre los bobinados y principalmente entre el bobinado de alta tensión y el de 6,3 V. y además este bobinado con el de 5 V., y éste, como es el último, debe estar muy cerca del núcleo que a su vez sería el negativo general, lo que significa que existiría una diferencia de potencial muy grande, pues el bobinado de 5 V. es la que alimentará el filamento de la rectificadora.

Por lo tanto tendremos:

	mm.	mm.
Carrete	0,5	0,5
12 Cap. Prim.	0,1	1,2
18 Cap. Sec. 1	0,05	0,9
1 Prim. Sec.	0,3	0,3
1 Cap. Sec. 2	0,3	0,3
1 Cap. Sec. 3	0,3	0,3
1 Cap. Final	0,3	0,3

Espesor total por aislación = 3,8 mm.

Por lo tanto, si sumamos la altura calculada para la aislación a la de los bobinados, sabremos la altura real que ocuparán los bobinados del transformador. Por lo tanto, tendremos:

Altura de los bobinados	10.04 mm.
Altura de las aislaciones	3.8 mm.
Altura total efectiva = 13.84 mm.	

Veamos ahora si el transformador calculado está en condiciones de construirse. Según la Tabla XI, vemos que la altura máxima de la ventanilla del núcleo es de 16 mm., es decir, que el bobinado total calculado ocupará

$$\frac{13,84}{16} = 0,866 \text{ o sea } 86,6 \text{ o/o de la ventanilla; por lo tanto podremos construir el transformador.}$$

CONSTRUCCION PRACTICA DE LOS TRANSFORMADORES PEQUEÑOS DEL TIPO INDUSTRIAL EMPLEADOS EN LA RADIODIENICA

Conviene que el estudiante tome debida nota de la parte práctica a fin de que pueda realizar sin dificultades sus propios transformadores.

En la figura 258 se ve de qué manera se prepara el carrete sobre el cual se bobinarán los bobinados del transformador.

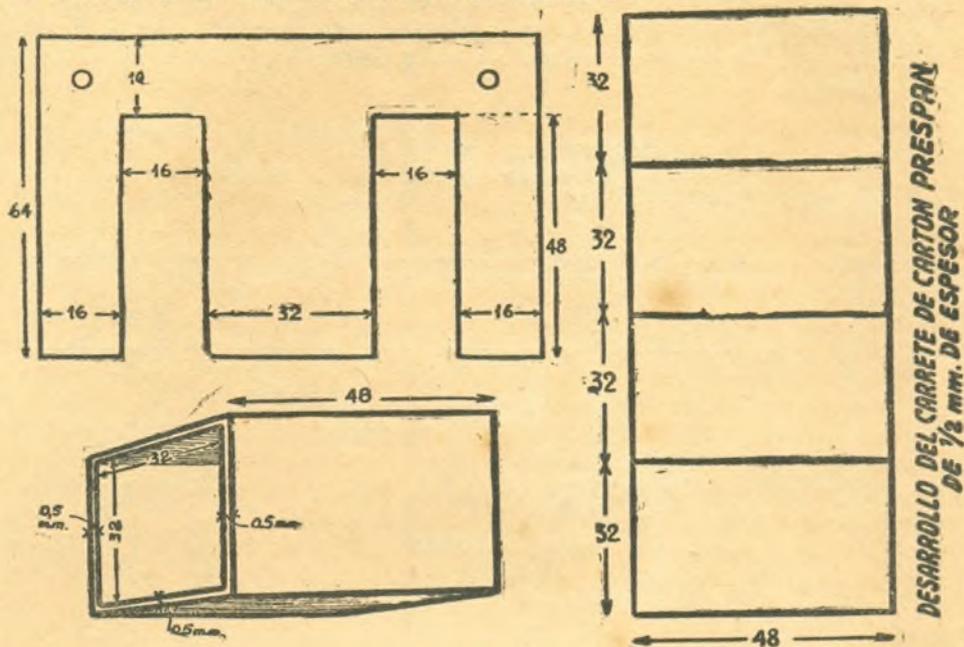


Fig. 258

Para construir el carrete de cartón prespán con la mayor exactitud, conviene preparar, en primer lugar, lo que se llama "el alma" de la bobina que viene a ser la parte central del núcleo: en otras palabras, se trata de

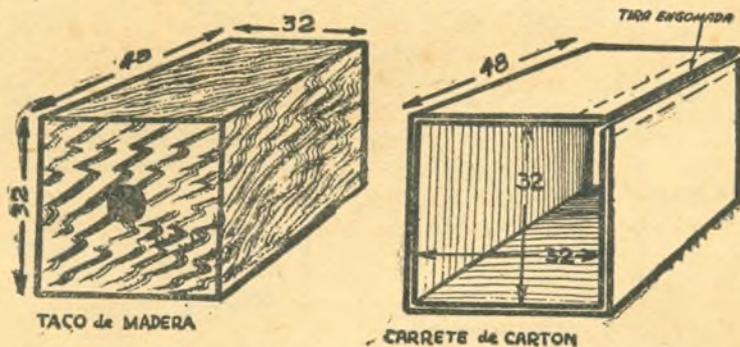


Fig. 259

reconstruir en madera, la parte central del núcleo. Esto se ilustra claramente en la figura 259. Por lo pronto aconsejamos a los alumnos que, dicho taco de madera, si así se lo desea llamar, debe ser terminado con cuidado para evitar luego que el bobinado salga torcido. Para lo cual es conveniente, si no se poseyera herramientas, hacerlo preparar por algún carpintero mecánico y si se prefiriese podría hacerlo un mecánico si se empleara metal, que para nuestro caso sería lo mismo. Además, el taco de madera o metal mencionado y cuyas medidas repetimos, debe ser agujereado exactamente en el centro, como puede apreciarse en la figura 259. La medida de dicho agujero depende del diámetro del eje que emplearemos para fijar el carrete para luego bobinarlo. Antes de proseguir veamos cómo puede improvisarse una máquina de bobinar y que será de suma utilidad para el estudiante. Obser-

vemos la figura 260. La parte principal la constituye una máquina de agujerear y que puede ser del tipo más barato. Luego puede emplearse una pequeña morsa que rara vez falta en cualquier hogar y unas cuantas varillas de hierro como las que se emplean en las construcciones de edificios de cemento armado.

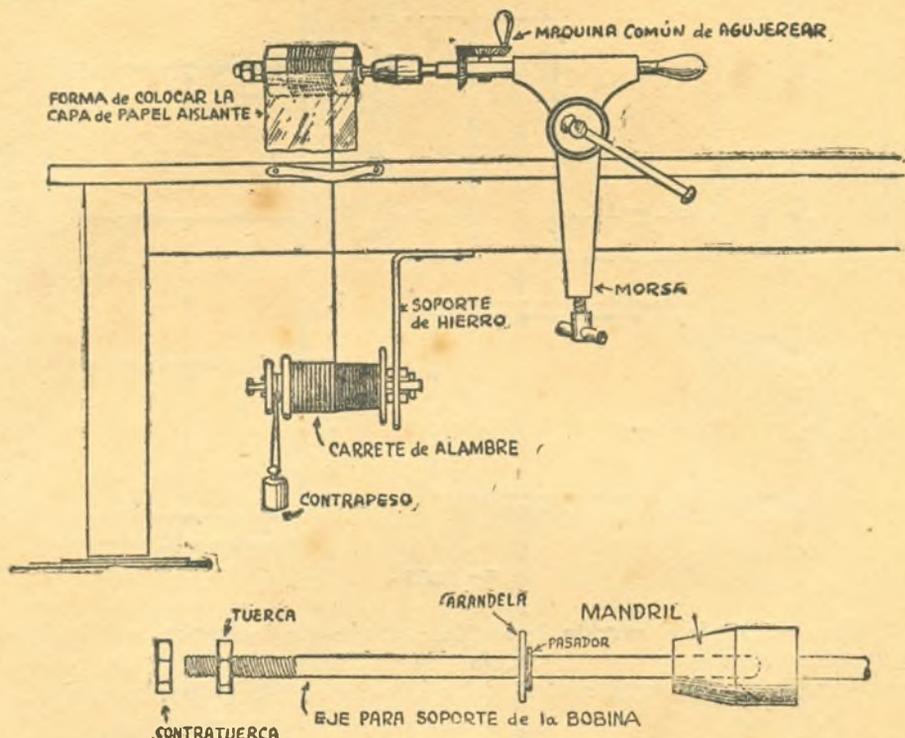


Fig. 260

Si se observa con cuidado la figura 260 podrá prepararse la "máquina" de bobinar sin mayor dificultad. Para bobinar con mayor seguridad podría emplearse un contador de vueltas, que es muy fácil de conseguir. Bastará adaptar un cuenta-kilómetros de automóvil o un cuenta-kilowatts de un medidor de corriente eléctrica, etc.

En la figura 261 se indica la manera de asegurar el principio del pri-

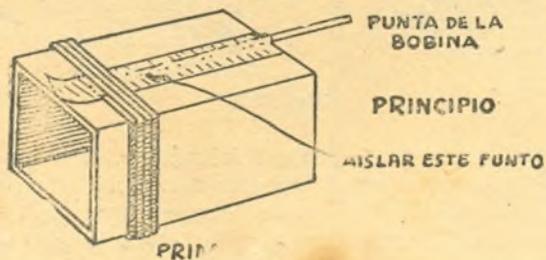


Fig. 261

mario y el mismo bobinado cuando queda terminado. Como no es posible asegurar el final del primario de la misma manera que el principio, puede emplearse el método indicado en la figura 262 en la cual puede verse cómo antes de comenzar la capa se coloca una cinta de hilera común doblada en dos. La parte doblada quedará del lado donde se fija el extremo del bobinado. Por lo tanto, una vez terminado el bobinado y pasado por el ojal

formado por la cinta de hilera, se tira de dicha cinta tal como se muestra en la figura 263.

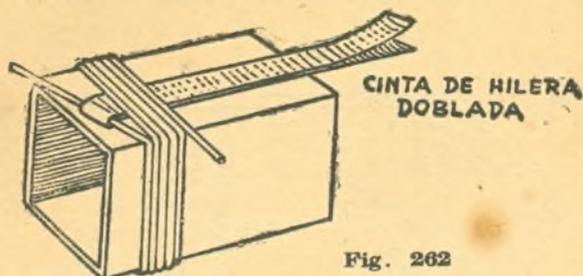


Fig. 262

No deben olvidar los lectores de aislar cada capa bobinada con su papel aislante y del espesor considerado en el cálculo.

Los extremos del bobinado deben sacarse del mismo lado pero sobre la misma cara o si se quiere por razones de conveniencia, por ejemplo el principio por una cara y el fin por la cara opuesta, pero nunca haciendo ángulo recto, pues no debemos olvidar que dos de las caras del carrete quedan ocupadas por el núcleo.

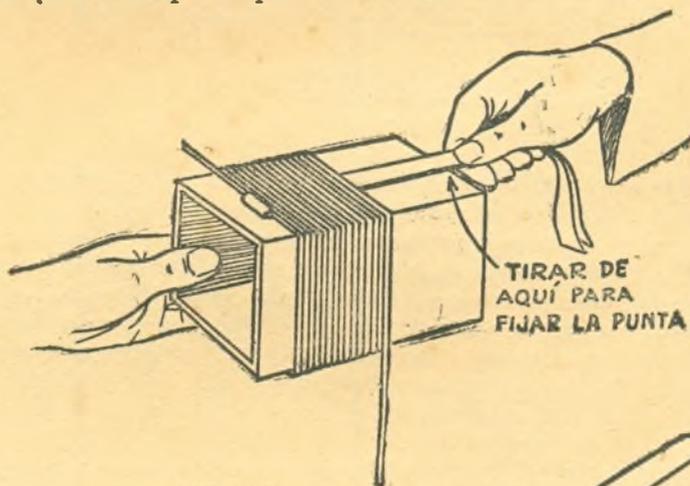


Fig. 263

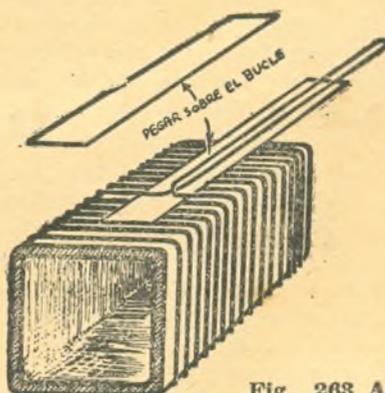
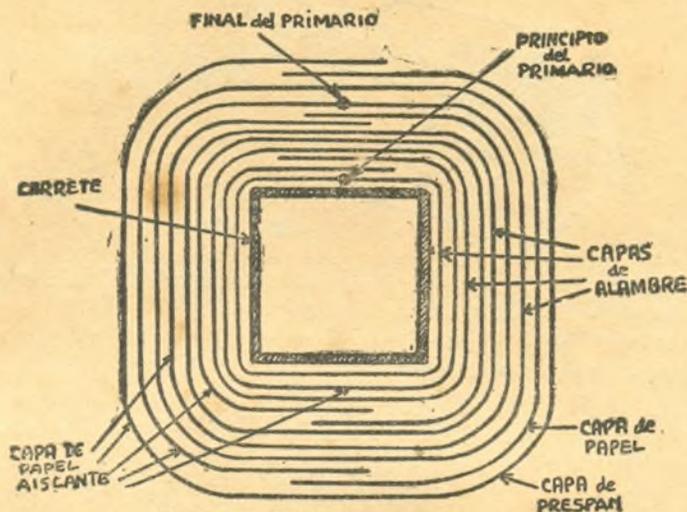


Fig. 263 A

Una vez terminado el bobinado primario, se procede a aislarlo. Se cubrirá éste con una capa de papel y luego con otra de cartón prespán del espesor considerado en el cálculo (0,3 milímetros). También deben tenerse ciertas precauciones con cada capa de aislante, pues como los extremos se superponen y si esto se produce sobre la cara del carrete del lado del

núcleo, resultará que el bobinado tendrá mayor altura a la calculada, con lo que todo el trabajo se echaría a perder. Por lo tanto, las capas de papel aislante deben superponerse solamente sobre las mismas caras de donde se sacan los terminales de la bobina o del lado opuesto. Para que el lector vea lo que acabamos de explicar, lo indicamos en la figura 264, de una manera gráfica.



CORTE del PRIMARIO

Fig. 264

Una vez terminado el bobinado primario se procede a bobinar el secundario de alta tensión. No debemos olvidar que dicho bobinado lleva una derivación central y que es muy importante que ésta sea sacada exactamente en la mitad de las espiras para evitar que una sección del bobinado tenga mayor tensión que la otra, pues esto ocasionaría inconvenientes en el filtrado. Esto sucede a menudo en la práctica, produciendo un sonido molesto en la recepción y que se debe precisamente a que la tensión de cada semi-onda rectificadora no tiene la misma amplitud. Claro que este problema es realmente serio si la diferencia de tensión es muy grande, pero no por eso debe descuidarse el detalle mencionado.

La forma de empezar a bobinar y la forma de aislar cada capa se hace de la misma manera que con el primario, cuidando de dar a cada capa el número de espiras fijadas en el cálculo. Cuando se llegue al punto medio del bobinado, puede seguirse el método indicado en la figura 263 A. Unas cuantas espiras antes de llegar al punto medio se pega una tira emplástica y luego se sigue bobinando hasta llegar al punto medio. Luego se recoge una parte de alambre como puede verse en la figura 263 A y se hace un bucle largo y se lo saca del lado de la capa que no se ha bobinado todavía y se cubre todo por medio de otra cinta emplástica.

Luego de haber realizado esta operación, estamos en condiciones de proseguir el bobinado hasta finalizarlo. El final de este bobinado se fija de la misma manera que la anterior. Por lo tanto el bobinado de alta tensión tendrá tres puntas y que nos convendrá que éstas salgan de la misma cara del carrete y en el lado opuesto de las dos puntas del bobinado primario.

Una vez bobinado el secundario de alta tensión se procede a bobinar el bobinado de filamento de 6,3 V. Pero antes se ha cubierto el bobinado secundario de alta tensión por una capa de papel y otra de cartón presplan de la medida ya especificada.

La forma de amarrar el principio del bobinado es exactamente igual que

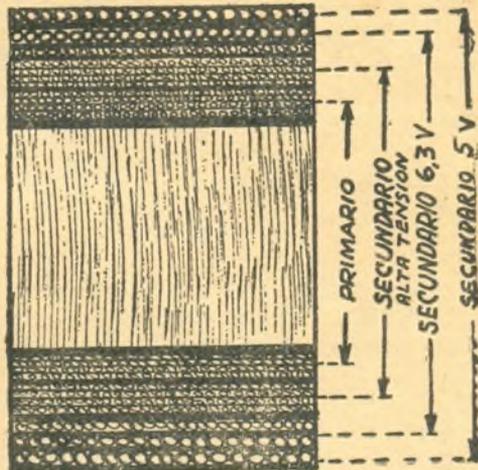
la empleada para los bobinados anteriores, pero si recordamos la cantidad de espiras dadas por el cálculo, veremos que nos sería fácil bobinar 36 espiras.

Nos conviene que los extremos de este bobinado salgan por el mismo lado que los del primario. Luego cubriremos este bobinado por medio de una capa de cartón prespán de la medida especificada. Sobre esta capa de aislante se bobinará el secundario de 5 V. o sea el que corresponde a las 27,5 espiras calculadas. Podemos bobinar sin peligro 28 espiras, pues la diferencia de tensión es muy pequeña.

Los extremos del bobinado conviene que salgan del lado de los extremos del bobinado secundario de alta tensión. Una vez terminado este bobinado se subre con una capa de cartón prespán y de esta manera queda el transformador, en la que a bobinado respecta, terminado.

Como medida de precaución se retira el bobinado de la "máquina" y se comprueba de que éste tiene cabida en el núcleo y una vez verificado lo expuesto se impregna con material aislante a fin de asegurar la aislación de los bobinados y además evitar que la humedad perjudique a los mismos.

Para que el lector tenga una idea del bobinado una vez terminado, éste se indica en la figura 265.



**CORTE del BOBINADO TERMINADO,
MOSTRANDO SUS CAPAS.**

Fig. 265

IMPREGNACION DEL TRANSFORMADOR

Una de las operaciones más delicadas en la construcción de los transformadores es la impregnación del mismo, pues si esta operación no se realiza con cuidado éste puede inutilizarse, pues se corre riesgo de "debilitar" la aislación.

Los materiales más comunes empleados para la impregnación son: la cera virgen; la parafina químicamente pura y cuyo punto de fusión sea superior a los 80° Centígrados; y un barniz especial empleado en la electrotécnica, para la impregnación de los motores. Este último tipo de impregnación es un poco costoso; por lo tanto recurriremos al empleo de la cera virgen o parafina.

Para que la impregnación sea realmente eficaz debe calcularse al baño maría, la cera o parafina, hasta que la licuación sea perfecta. Además debe calentarse el bobinado a fin de asegurarse de que la impregnación se efectúe.

ñe por todas las partes interiores del bobinado. El bobinado puede calentarse dentro de una cubeta de latón y cuyas paredes estén muy alejadas del calor. La base de la cubeta es la que se expone al calor de un calentador de kerosene o de alcohol

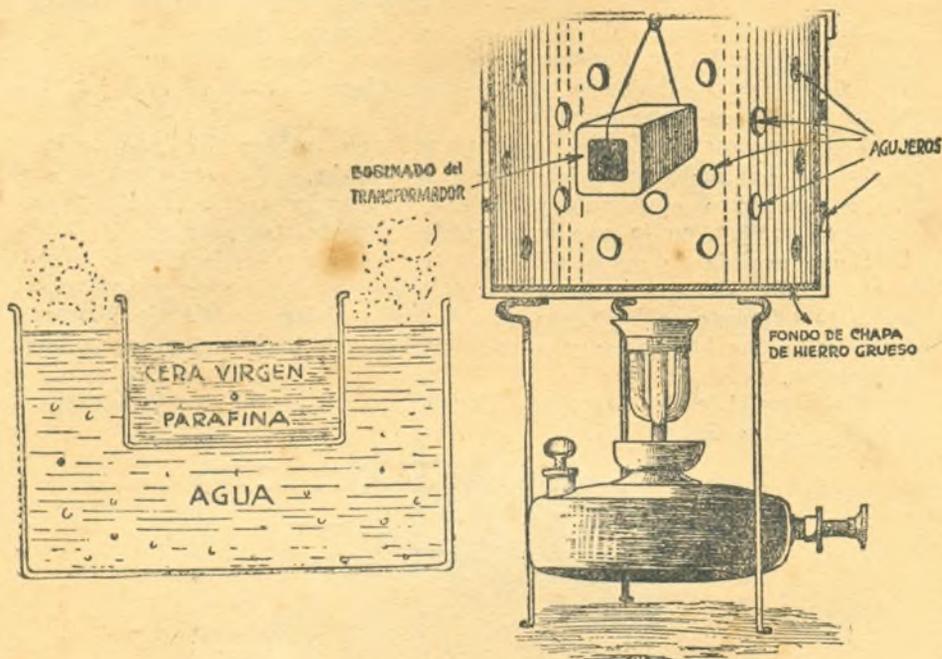


Fig. 266

En la figura 266 se da una idea de lo que acabamos de explicar. Una vez calentado el bobinado durante 15 a 20 minutos, la parafina o la cera virgen ya estará totalmente derretida. Se toma el bobinado por medio de un alambre o piolín y se le sumerge en la parafina o cera caliente. En el mismo instante de haberse sumergido el bobinado se notará que un gran número de burbujas circundarán la superficie libre del material caliente de impregnación y que irá disminuyendo hasta desaparecer casi completamente. Entonces cuando no se notan más burbujas o cuando éstas aparecen en muy poca cantidad, significa que el bobinado está impregnado y listo para ser terminado. Se saca de la impregnación y se lo coloca sobre el mismo recipiente hasta que se escurra todo el material aislante y se lo deja enfriar.

El calentamiento de la bobina del transformador permite evaporar toda la humedad que pueden guardar los espacios internos de los bobinados y también las capas aislantes.

TERMINADO DEL TRANSFORMADOR Y COLOCACION DE LAS CHAPAS DEL NUCLEO Y PRUEBA DE AISLACION

Para que los extremos de los bobinados no corran riesgo de cortarse y además para asegurar la conexión dentro del receptor, se hace necesario la preparación de un tablerito flexible como lo indica la figura 267. En el mismo puede verse la distribución de los extremos de los bobinados en la posición más correcta.

A la izquierda de la figura 267 puede verse un corte del transformador a fin de mostrar la forma de colocar el tablerito. Posiblemente nuestros alumnos no conocerán los elementos empleados en el tablerito mencionado. Por lo tanto, podremos decir que el tablero propiamente dicho, es de cartón prespán del mismo espesor que el empleado en la aislación entre bobinados

y los elementos que nos servirán para fijar los extremos de los bobinados se conocen con el nombre de "terminales". Estos pueden conseguirse fácilmente en el comercio y tienen una parte que es muy fácil de remachar sin

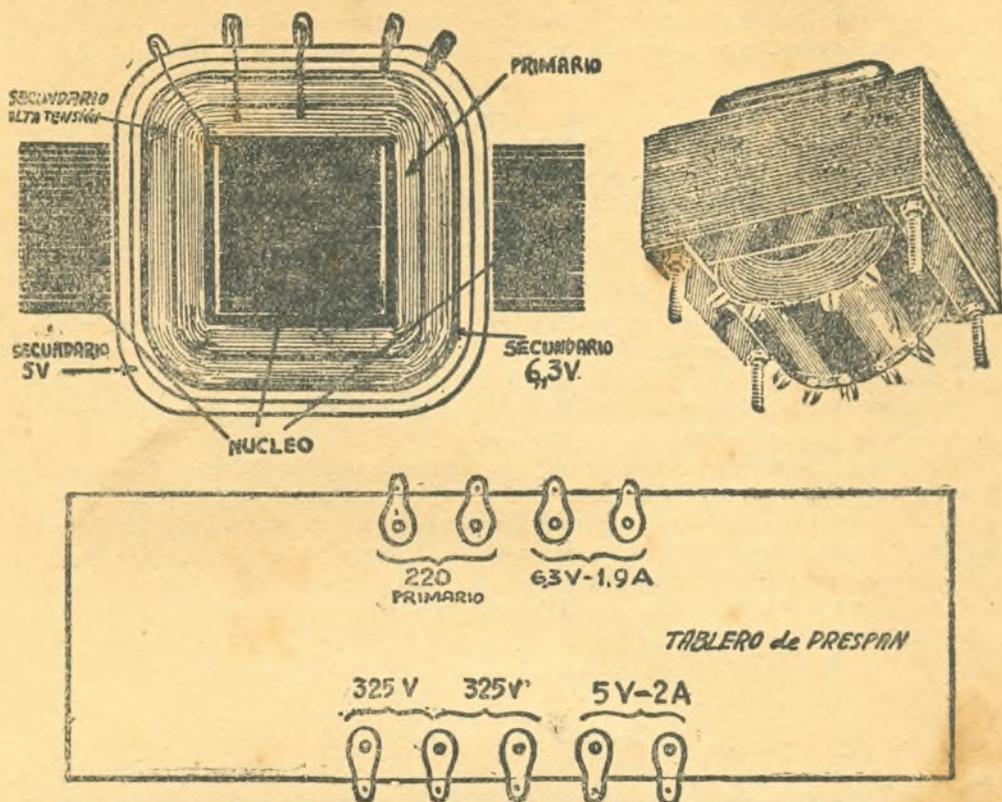


Fig. 267

dañar el material aislante. Una vez pegado al bobinado el tablerito mencionado y marcados sus extremos para evitar errores, se conectan las puntas y de esta manera quedan asegurados los extremos de los bobinados.

La colocación de las chapas del transformador se hace de acuerdo a lo indicado en la figura 233 de la Lección 47.^a. Dentro del bobinado se colocan tantas chapas hasta llenar completamente el espacio libre destinado a formar la sección del núcleo.

En la misma figura 267 puede verse qué aspecto presenta el transformador una vez terminado.

La forma como se prueba la aislación del transformador, es la siguiente: si se ha preparado el instrumento universal cuyo diseño completo apareció en la Lección 49.^a habrá que ponerlo en la escala de Ohms en la escala que da el mayor valor de resistencia: luego se conecta una punta del instrumento a un extremo del primario y la otra punta se utiliza para ir tocando cada extremo de los bobinados, para cerciorarse de que no hay corto circuito del primario con alguno de los otros bobinados.

Lo mismo conviene hacer con cada bobinado con respecto a los otros. Una vez realizadas estas comprobaciones, se verifica si todos los bobinados están en condiciones, vale decir, que no estén cortados. Esto es muy fácil de comprobarlo, pues se trata de medir en realidad la resistencia de los mismos. Si algunos de los bobinados acusan un valor de resistencia muy grandes o no indican ningún valor, esto significará que dicho bobinado está cortado y por lo tanto el transformador no estará en condiciones de utili-

zarse. Si todas las pruebas explicadas son satisfactorias, puede procederse a conectar el primario a la red de corriente alternada de 220 V. Esto puede hacerse de la manera corriente como si fuese un artefacto común de electricidad. Claro está que conviene tomar ciertas precauciones, como por ejemplo evitar de tocar con las manos los terminales en donde se ha conectado el bobinado de alta tensión, pues entre terminales habrá 325 o quizás 650 Volt.

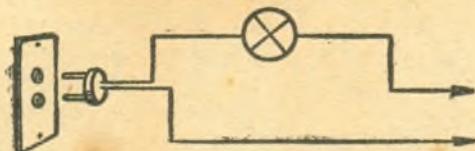


Fig. 268

Una vez conectado el primario a la red de canalización, se puede medir los voltajes entre los extremos de los bobinados y verificar si las tensiones medidas son las especificadas en el cálculo. Otra prueba puede hacerse también como medida de seguridad, y es la de verificar la aislación entre el bobinado primario respecto al núcleo.

Si no se poseyera el instrumento universal, podrían hacerse las pruebas de aislación por medio de la misma corriente de canalización empleando para ello una serie formada por una lámpara de luz eléctrica como se indica en la figura 268. Si la lámpara indica el pasaje de una corriente, esto significará que hay corto circuito o simplemente la continuidad del mismo bobinado que está en buenas condiciones. Puede emplearse una lámpara de 15 Watts del tipo común.

54a. LECCION

Tipos modernos de fuentes de alimentación.- Fuentes de alimentación cuyas fuentes de energía son de baja tensión de corriente continua.-

Ya hemos visto fuentes de alimentación de corriente continua provenientes de fuentes de energía de corriente alternada industrial y sus aplicaciones; veamos algunas que correspondan a fuentes de alimentación de energías eléctricas industriales pero de corriente continua o simplemente de acumuladores, etc.

En esencia, la fuente de energía de corriente continua industrial se emplea de la misma manera que como si fuese el filtro de los rectificadores de corriente alternada. En la figura 269 puede verse un tipo de filtro clásico de corriente continua y cuyo fin es solamente el de filtrar algunas impurezas propias de la línea y la pequeña fluctuación de la tensión proveniente del generador de la usina.

En estos tipos de filtros donde es fácil invertir la polarización o mejor dicho, los polos de entrada al filtro, debe evitarse el uso de condensadores electrolíticos y cuya razón veremos en lecciones próximas.

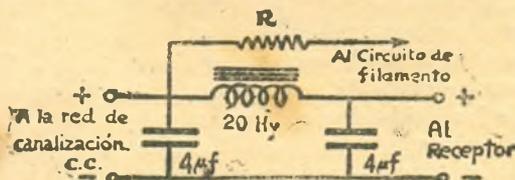


Fig. 269

ELEVADORES DE TENSION A VIBRADOR

La fuente de alimentación que va haciéndose más popular en el campo de la radiotécnica, es la que proporcionan los acumuladores o equipos de luz para el campo donde la tensión más corriente de esos equipos es de 6, 12 ó 32 Volt.

Los lectores habrán visto que en la práctica las tensiones empleadas en los aparatos de radio, son bastante elevadas, de manera que sería casi imposible emplear las tensiones antes mencionadas, para alimentar los circuitos de placa de las válvulas de radio en el orden de los 6, 12, etc. Volt.

Aprovechando un viejo principio de inducción se llegó a construir vibradores de construcción un tanto compleja y que permiten, como veremos después, interrumpir la corriente en un circuito inductivo dando origen a una f.e.m. inducida cuyo valor depende naturalmente del número de espiras de la inductancia. De esta manera se consigue transformar una corriente continua en otra del tipo pulsante de manera tal que sea capaz de inducir una cierta energía en un circuito determinado. Veamos entonces de qué se trata y sus principios.

Si bien en la actualidad se han popularizado los eliminadores alimentados por medio de acumuladores, no por eso es reciente la aplicación de sus principios.

Veremos que la parte vital de un eliminador elevador de tensión es el vibrador propiamente dicho, pues éste nos permite interrumpir la corriente de la batería para los fines que más tarde veremos. El vibrador tuvo origen cuando se estudiaba la manera de producir tensiones elevadas teniendo como fuente generadora una batería cuya tensión era sólo de unos pocos Volts. Esto también dió origen al descubrimiento de los carretes de inducción.

El descubrimiento de los carretes de inducción ha sido anterior al de los transformadores de corriente alternada, y este invento se debe al físico francés Masson. El primero de los carretes Masson fué construído por Ruhmkorff, quien finalmente lo perfeccionó, y a partir de entonces los carretes de inducción quedaron bautizados con el nombre de Bobinas Ruhmkorff.

Estos carretes de inducción (fig. 270), están compuestos por un núcleo constituido por un haz de alambres de hierro dulce para evitar, como todos sabemos, las corrientes de Foucault (pérdidas del núcleo). Sobre este núcleo hay arrollada una bobina que vendría a ser el circuito primario y que está compuesto por un pequeño número de espiras de alambre grueso de cobre forrado. Por encima de éste, y cuidadosamente aislado del primario, va arrollado el secundario, que está constituído por un gran número de espiras de alambre mucho más fino. Los extremos del secundario están perfectamente aislados entre sí por la enorme tensión generada entre ellos cuando el aparato está en funcionamiento. Y por último, y lo más importante para nosotros, tenemos en dicho aparato un interruptor que está formado por una pequeña maza de hierro dulce y que queda colocada frente al núcleo del carrete antes mencionado. Esta pequeña masa de hierro dulce está sujeta sobre el extremo de una lámina flexible de acero que a su vez está sujeta rígidamente en su parte inferior.

El contacto eléctrico se produce entre un contacto de material especial (platino) soldado sobre la parte media de la lámina de acero y un tornillo regulable perpendicular a la lámina. La punta del tornillo tiene soldado un material conductor de la misma naturaleza del contacto de la lámina. El sistema o circuito eléctrico en reposo, es decir, antes de conectar la batería, es el siguiente: un extremo del primario va libre y el otro extremo va conectado a la parte rígida de la lámina de acero. En estado de reposo la lámina de acero tiene una posición tal, que el contacto toca la punta del tornillo. Por último, de la base que soporta el tornillo sale un cable que irá a uno de los polos de la batería, lo mismo que el extremo de la lámina de acero donde

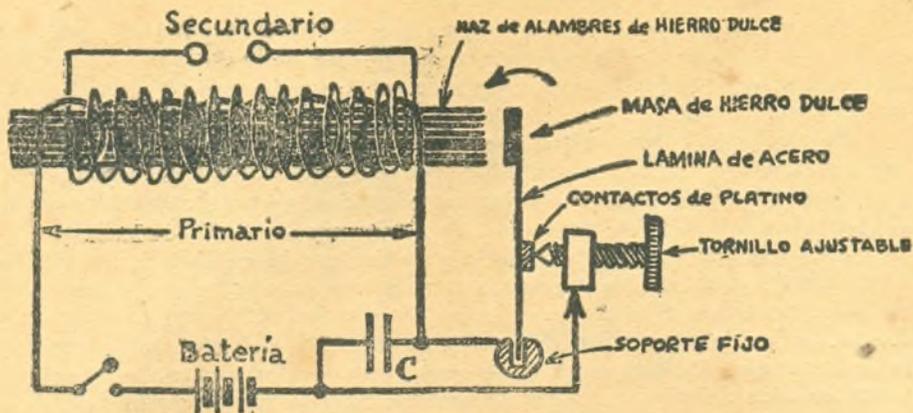


Fig. 270

se ha fijado la "masa", no llega a tocar el núcleo de hierro en ninguna de las posiciones.

¿Cómo funciona este aparato? Si conectamos la batería estando todo en la posición indicada, es lógico que si por el primario pasa una corriente continua se formará un campo magnético. Como el núcleo de hierro dulce se encuentre en él, refuerza dicho campo magnético. Como la masa del interruptor está cerca del núcleo, queda influenciada por el campo de aquél, y como su masa es menor y sujeta en un sistema elástico, tenderá a moverse en el sentido del núcleo. El desplazamiento de la lámina de acero desconectará a los contactos entre la lámina y el tornillo, por la cual la corriente que hace un rato circulaba por el primario cesará bruscamente. Por lo cual cesa también el campo magnético generado y por lo tanto la masa del interruptor volverá a su posición anterior, restableciéndose el contacto eléctrico y volviéndose a repetir el fenómeno descrito.

Veamos ahora qué sucede en los bobinados durante la conexión y desconexión del interruptor. En el momento de la interrupción de la corriente en el primario, se produce en el circuito secundario una fuerza electromotriz inducida del mismo sentido que la corriente del primario (que está de acuerdo con la ley de Lenz) y tanto mayor cuanto más brusca ha sido la interrupción y cuantas más espiras posea el bobinado secundario (que está de acuerdo con la ley de Ohm para el electromagnetismo). Análogamente, cuando se cierra el circuito primario, se produce en el secundario una fuerza electromotriz inducida de sentido contrario a la del primario. Debido a la inercia magnética, (self inducción) el establecimiento de la corriente en el primario nunca es tan brusco como en la interrupción. El físico Masson bautizó estos carretes, carretes de inducción, porque debido a las interrupciones se producían corrientes inducidas.

La razón de dicha explicación de los carretes de inducción consiste en que los vibradores más modernos funcionan de la misma manera que la bobina de Masson. Si el secundario lo conectamos a cualquier sistema de rectificación moderno, adoptando naturalmente las características de la f.e.m. (fuerza-electromotriz-motriz, inducida sobre el secundario) obtendremos a la salida del rectificador una f.e.m. pulsante, que, filtrada luego por los sistemas conocidos, da como resultado una f.e.m. de corriente continua utilizable en cualquier equipo de radio.

Pasemos ahora a describir un vibrador moderno de tipo standard. Todos conocemos ya la forma mecánica de un vibrador moderno que, por cierto, no se parece en su construcción a la bobina de inducción. En los vibradores no se aprovecha el campo magnético del primario para producir el movimiento del interruptor sino que éste lo produce una pequeña bobina colocada de tal ma-

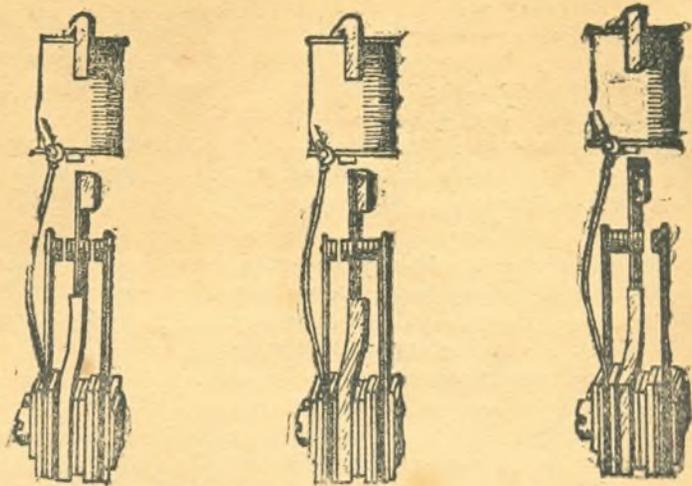


Fig. 271

nera que atrae hacia sí una pequeña pieza rectangular de hierro dulce sujeta en la parte superior de la lámina de contacto. (figura 271). Estas bobinas son intercambiables, pues en la práctica se emplean voltajes de 6, 12, y 32 Volts y como éstas trabajan directamente a dicha fuente de alimentación, deben producir en todos los casos un campo magnético equivalente. La vibración de la lámina se produce porque la bobinita mencionada está conectada por un extremo a la batería y por el otro a un contacto sobre una lámina rígida y de frente a otro contacto colocado sobre la lámina que vibra y de tal manera que, estando el sistema en reposo, dicho contacto toca al que está soldado sobre la lámina vibrátil en un punto más arriba de la parte media y de aquí a la batería en su otro polo. (Recordemos la bobina de inducción). De esta manera, solamente tenemos la vibración de la lámina. La intensidad de la corriente de este sistema depende del voltaje a que está co-

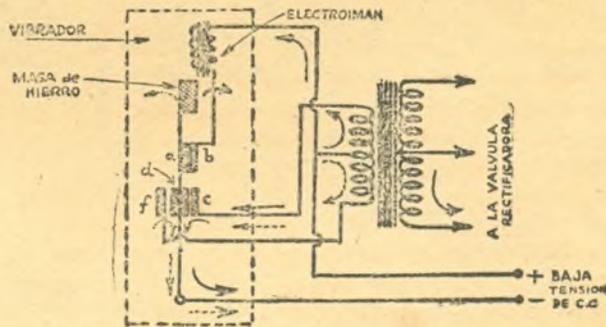


Fig. 272

nectada. En el caso de 6 Volts la corriente es de cien miliamperes; en 12 Volts 45 M.A. y para 32 Volts unos 35 M.A.

Los lectores se preguntarán entonces; ¿de qué manera se obtiene la f.e.m. inducida en el secundario del transformador? Ante todo, debemos aclarar que ya no se trata simplemente de un carrete de inducción con un haz de alambre de hierro dulce, sino que se emplea un transformador de un tipo especial y cuyo cálculo es un poco más complicado que el del tipo standard debido a que la forma de onda que se obtiene de un vibrador no es sinusoidal sino solamente parecida. La lámina vibrátil de acero en cuyo extremo se ha fijado un trocito de hierro dulce rectangular, tiene en su parte media contactos en ambos lados y que tocan sobre láminas rígidas de manera tal que

cuando la lámina de acero se desplaza ya hacia un lado, ya hacia otro de su recorrido hace contacto con el que se enfrenta.

Estos contactos están conectados a los extremos de un primario de transformador formado por unas pocas espiras. Este primario tiene una derivación central que va a uno de los polos de la batería, y el otro polo de la batería va conectado a la lámina vibrátil del vibrador.

Habíamos dicho que la tensión indicada era pulsante, de manera que el rendimiento es bastante pobre en el transformador. Para evitar este inconveniente se encontró la solución en el empleo de un transformador cuyo primario tiene derivación central.

El empleo de dicho primario permite la interrupción de la corriente, pero en los dos sentidos, vale decir, que en la primera interrupción el sentido de la corriente es uno determinado y en la otra interrupción tiene el sentido contrario. Para ver con más claridad lo que acabamos de decir, se podrá observar la fig. 272 en la cual se muestra el esquema completo de un sistema que nos permite interrumpir la corriente continua y distribuirla en dos sentidos opuestos y aprovechar las variaciones de la corriente para inducir en el secundario del transformador una f.e.m. (Veamos la fig. 272). Veamos primeramente, la posición que guarda cada contacto del vibrador. La figura de referencia indica la posición de los contactos en estado de reposo, que es la que corresponde a la posición inicial una vez que ha sido conectada el interruptor. Podrá observarse en la figura 272, que los contactos "a" y "b" se tocan, de manera tal que cuando se halla conectada la batería circula una corriente por el circuito del electroimán. Pero cuando entra en acción el electroimán, éste atrae con su campo magnético a la masa, que se ha colocado ex-profeso un poco fuera de la acción de dicho campo magnético del electroimán, y que está fijada al extremo de un elástico de acero muy flexible. Por la atracción que ejerce el electroimán sobre la masa de hierro dulce, el elástico de acero se desplaza hacia la derecha provocando una corriente a través de una sección del primario del transformador por intermedio de los contactos "c" y "d" y en el sentido de la flecha de línea llena. Como la corriente que atraviesa una sección del bobinado provoca un flujo magnético variable en el núcleo del transformador, se produce como consecuencia de dicho flujo magnético una f.e.m. inducida cuyo valor depende de la relación espiras por Volt, como en el caso de los transformadores ya estudiados. Como la dirección de la corriente en el primario tiene un sentido determinado por la flecha, la polaridad de f.e.m. inducida en el secundario tendrá también una polaridad determinada.

Como la masa de hierro dulce fué atraída bruscamente por el electroimán, éste por efecto de la elasticidad del elástico, después de desplazarse hacia la derecha, vuelve a su posición de reposo, pero por la inercia de todo el sistema vibratorio la masa se ha desplazado más allá de la posición de reposo de manera que se ha colocado en la posición de la izquierda. Fácilmente se verá que en cuanto la lámina de acero se ha desplazado hacia la izquierda, los contactos "a" y "b" se han desconectado interrumpiendo de esta manera la corriente en el electroimán y también en el primario del transformador. Pero a la vez podrá verse que se ha provocado el contacto en "d" con "f", lo que dá origen a una corriente por la segunda sección del primario del transformador. Se verá fácilmente que la dirección de la corriente en esta otra mitad del primario es de sentido contrario respecto al que ésta tenía en la primera sección del primario. Por lo tanto, el sentido de la f.e.m. inducida en el secundario tendrá el sentido contrario al impulso anterior.

Como la masa de hierro dulce por la elasticidad de la lámina de acero, vuelve a su posición primitiva de reposo, vuelve a provocarse el contacto de "a" y "b" y por lo tanto dicha masa volverá a ser atraída por el electroimán y produciéndose el mismo fenómeno del caso anterior.

Si el lector observa con cuidado la fig. 272 y sobre todo la forma cómo

se ha dibujado el secundario del transformador, se verá que tiene la misma forma de un secundario de transformador de un rectificador de onda completa. Esto significa que si se conecta a una válvula rectificadora de dos diodos se obtendría una corriente rectificadora de la misma manera como se obtuvo por intermedio de la energía de corriente alternada de la red de canalización. Por lo tanto, podríamos construir un filtro de las mismas características conocidas. Para que la rectificación pueda efectuarse fácilmente debe emplearse una válvula del tipo de calentamiento indirecto. La causa puede comprenderse fácilmente; si la tensión que alimenta el sistema del vibrador se obtiene por medio de un acumulador que nos sirve de fuente de energía, no podemos emplear la misma fuente para calentar el filamento de la válvula rectificadora, puesto que dicho elemento se emplea como retorno del "positivo" de alta tensión rectificada. Esto significaría que la misma tensión rectificada quedaría conectada a todo el sistema del vibrador, lo que daría origen a que se ponga en corto circuito todo el sistema del vibrador y transformador. Empleando una válvula de doble diodo y de calentamiento indirecto se evita este inconveniente y se obtiene, como lo acabamos de decir, una rectificación similar al caso de rectificación de corriente alternada industrial. Decimos similar, porque la forma de onda de la tensión y la corriente que se obtiene por medio de un vibrador no es sinusoidal sino solamente parecida.

En la fig. 273 se muestra un sistema rectificador completo empleando una válvula rectificadora.

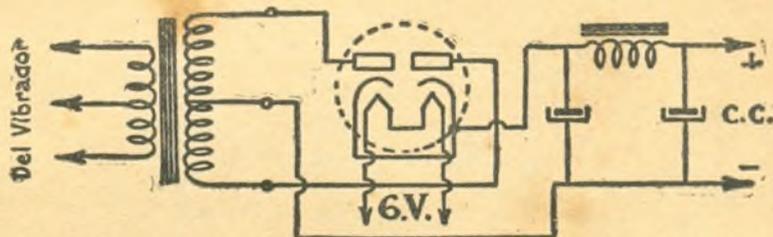


Fig. 273

Este tipo de rectificador recibe el nombre de rectificador a válvula, pero existe otro sistema que se le conoce con el nombre de rectificador a vibrador sincrónico y que veremos enseguida.

Antes de proseguir dejemos claramente sentado el concepto de lo que significa una fuente de alimentación de baja tensión de corriente continua. No cabe entonces ninguna duda que puede transformarse una corriente continua en una corriente alternada y ésta una vez elevada por medio de un transformador, pueda rectificarse y obtenerse una fuente de energía de corriente continua de alta tensión tal que nos permita alimentar los circuitos de placa de los circuitos de placas de las válvulas de Radio. Por lo tanto, podríamos decir que se ha "elevado" la tensión de la corriente continua.

FUENTES DE ALIMENTACION EN LA CUAL SE EMPLEAN VIBRADORES SINCRONICOS

Llámanse vibradores sincrónicos a los de un tipo determinado que, además de realizar el trabajo de la interrupción de la corriente, como en el caso que acabamos de explicar, rectifica la tensión elevada por el secundario del transformador como si fuera una válvula de doble diodo y lista para ser filtrada.

En la figura 274 puede verse un vibrador sincrónico. Pueden verse con claridad los distintos circuitos de que está compuesto el vibrador mencionado. Este trabaja exactamente igual como si fuera un vibrador del tipo a

válvula, con la sola diferencia que se ha agregado un sistema similar de contactos, de manera tal que permita cerrar el circuito del secundario del transformador. Este cierre del circuito se hace solamente cuando el sentido de la corriente es en un sentido determinado, permitiendo de esa manera que por el circuito mencionado la corriente que fluya al circuito sea del tipo pulsante, o sea como una corriente rectificada por una válvula. Veamos cómo se produce lo que acabamos de explicar someramente.

6-12 ó 32 V de acumuladores

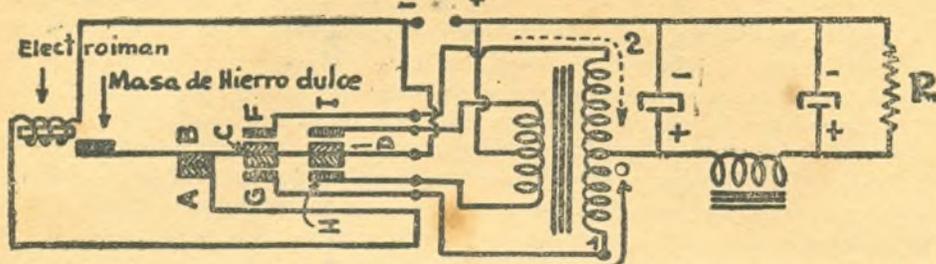


Fig. 274

Como puede apreciarse en la figura 274, los contactos A y B solamente efectúan el trabajo de interrupci3n de la corriente en la bobina del electroimán a fin de provocar por el desplazamiento de la lámina la interrupci3n de la corriente en el primario del transformador. Los contactos H, D, e I son los que interrumpen la corriente del primario del transformador para provocar el fenómeno explicado para el caso de la figura 272. Obsérvese con cuidado los contactos G, C, F que están conectados al secundario del transformador y de tal manera que cuando el extremo "1" del secundario del transformador está a un potencial negativo, el extremo "2" estará a un potencial positivo. Por lo tanto, si los contactos H y D se tocan, la corriente inducida en el secundario tenderá a circular desde el contacto C al G y desde G al extremo 1 del transformador para salir por O y siguiendo el sentido de la flecha a través del filtro la resistencia R (carga) para volver a la batería. Cuando la lámina vibrátil se ha desplazado hacia arriba, se cierra el circuito del secundario del transformador por intermedio de los contactos C y F.

Dijimos, durante el fenómeno explicado, que consideramos que el extremo 1 estaba a un potencial negativo y el extremo 2 estaba a un potencial positivo; por lo tanto, cuando la lámina vibrátil se desplaza hacia abajo cambia el sentido de la corriente en el primario y por lo tanto en el secundario sucede lo mismo, de manera que, si el extremo 1 del secundario del transformador era negativo antes, en la nueva posici3n de los contactos será positivo; por lo tanto, el extremo 2 será ahora negativo.

Dijimos entonces que los contactos C y F cierran el circuito del transformador, de manera que se producirá una corriente (provocada por la f.e.m. inducida) que partiendo desde los contactos mencionados circula de acuerdo a la flecha (punteada).

Por lo tanto se observará que el sentido de la corriente en el circuito del filtro tiene la misma direcci3n para cada semiciclo de la lámina vibrátil de manera que se ha efectuado el proceso de la rectificaci3n. En la práctica, la derivaci3n central del transformador en el bobinado de alta tensi3n se emplea como el polo positivo y es por esta raz3n que el filtro se conecta a dicho punto. Otra de las razones por la cual se ha conectado el filtro al centro del bobinado secundario se debe a que los extremos se emplean como retornos, pues la lámina vibrátil actúa como conductor a través de los con-

tactos correspondientes. Esto no hubiera sido posible si el positivo de alta tensión tuviera que conectarse sobre la lámina mencionada. En lecciones próximas veremos cómo son, en definitiva, los circuitos de eliminadores del tipo estudiado, porque los contactos al cortar y cerrar los circuitos producen una serie de chispas. Estas chispas son en realidad pequeñas descargas eléctricas que producen un campo variable de alta frecuencia y que provocan en la recepción interferencias muy molestas. Por esta razón los circuitos empleados en la práctica deben tener filtros adecuados a fin de evitar que tales chispas se produzcan y en casos que dicho filtro no sea suficiente, se emplean blindajes electroestáticos, cuyo significado veremos más adelante y que son similares a los empleados para blindar las válvulas de los receptores.

55a. LECCION

Construcción del receptor de la Lección 51a.- Detalles constructivos.- Herramientas.- Distintos tipos.- Forma de usarlas.- Soldaduras.- Accesorios.- Forma de construir el chasis, etc.

En la Lección 51.^a habíamos visto la descripción teórico-técnica del mismo en todos sus detalles; por lo tanto nos falta estudiar en esta lección la forma cómo se construye y cuales son los elementos y herramientas que intervienen en su construcción. Veremos, pues, qué herramientas son necesarias y qué aspecto presentan, para luego indicar la forma de emplearlas.

En la figura 275 se indican distintos tipos de herramientas; para ser más precisos, iremos dando los nombres a fin de que el alumno vaya familiarizándose con ellos. En A de la fig. 275, se muestra una pinza llamada "Pin-

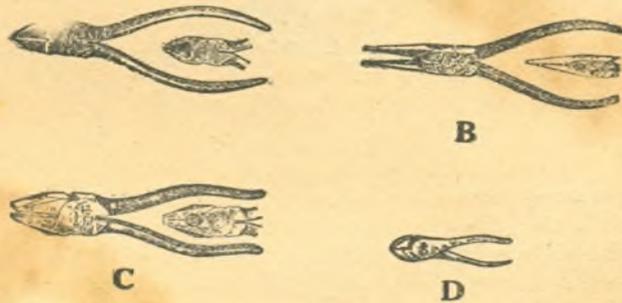


Fig. 275

za de Corte" y que nos permite un corte rápido y seguro de las conexiones a realizarse.

No conviene en ningún momento emplearla para cortar tornillos y otros objetos que no sean de cobre. En B de la figura 275 se indica otro tipo de pinza llamada PINZA DE PUNTA y que permite sujetar la conexión cuando se suelda. Además, permite sujetar tuercas en lugares difíciles. Existe un tipo de pinza de punta curvada.

En C de la figura 275, se indica otro tipo de pinza cuyo empleo exclusivo es de trabajo pesado, por ejemplo, apretar tuercas grandes, cortar tornillos y cables que no sean de cobre.

En D de la figura 275, tenemos un tipo de pinza para todo uso, pues como ésta tiene una ranura que le permite variar el paso de la embocadura,

puede emplearse en casos en que las tuercas no puedan apretarse o aflojarse con el tipo C.



Fig. 276

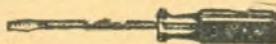


Fig. 277

Otra de las herramientas que son de mucha utilidad es la indicada en la figura 276 y conocida por LLAVES DE TUBO. Estas llaves nos permiten apretar y aflojar con mucha facilidad y rapidez tuercas de cualquier tamaño; y por esta razón los tubos que constituyen la llave son intercambiables.

Otros conjuntos de herramientas que no pueden faltar en un taller es un juego completo de destornilladores, como los del tipo indicado en la figura 277. El de la izquierda de dicha figura es del tipo de bolsillo y es el que más utilidad presta, pues es el que se tiene siempre a "mano" y que debe ser de un tamaño bastante reducido a fin de que nos permita destornillar fácilmente las perillas. El de la derecha corresponde a un tipo standard y conviene tener del mismo dos o tres tipos distintos por lo menos, uno de punta ancha y sólida y otro de punta relativamente fina y larga.

En la figura 278 tenemos máquinas de agujerar. El de la izquierda es

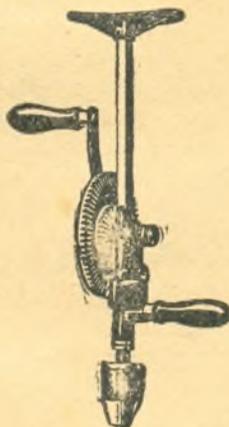


Fig. 278

de un tipo sumamente económico y el de la derecha también pero que presta mayores utilidades que el anterior, por ser más sólido y por permitirnos el empleo de mechas de mayor diámetro.

Tenemos en el centro de la misma figura una caja con un juego completo de mechas. Las medidas de mechas que conviene emplear son: de dos a doce milímetros, pero por lo general es suficiente un juego de mechas entre dos y ocho milímetros.

En la figura 279 tenemos una herramienta de mucha utilidad, pues nos permite practicar agujeros de cualquier tamaño, tanto en metal como en madera.



Fig. 279

Una aplicación inmediata la tenemos en la realización de agujeros para zócalos, bobinas, etc.

Otras dos herramientas imprescindibles son: las indicadas en la figura 280. La de la izquierda es un tipo de sierra, ideal para nuestros trabajos.



Fig. 280

y el de la derecha un soldador eléctrico con dos tipos de punta, uno recto como el de la figura, y otro curvo para distintos trabajos. La resistencia de dicho soldador, en caso de ser eléctrico, conviene que no sea inferior a 100 Watts.

También resulta muy útil un compás del tipo empleado en los talleres mecánicos.

En la figura 281, se indican pequeños accesorios y que nos facilitan la realización práctica de los aparatos de radio. Por ejemplo, en A de dicha figura, tenemos representados y conocidos con el nombre de TERMINALES. En dicha figura pueden verse cinco tipos distintos, siendo el indicado con el número 5 el de mayor aplicación y que nos permite realizar las conexio-

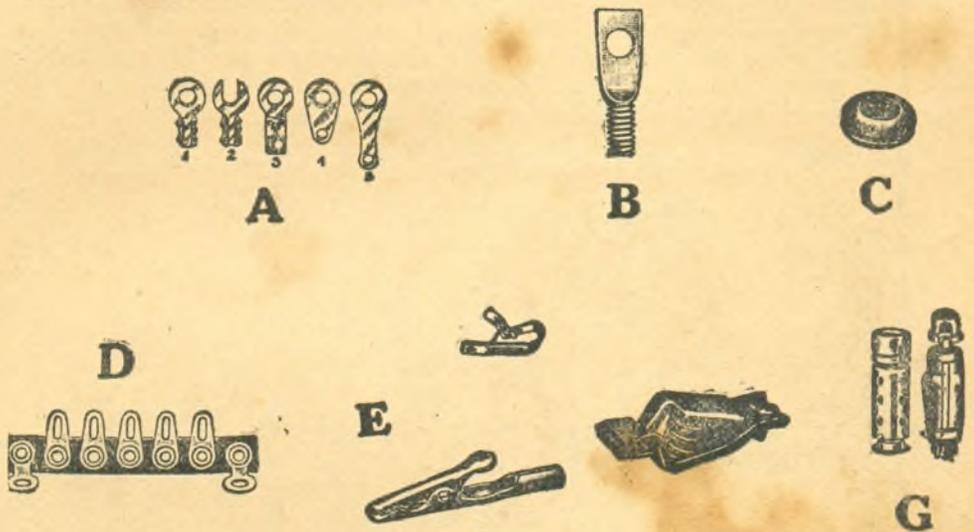


Fig. 281

nes a chassis. El indicado con el número 4 es el que le sigue al anterior en utilidad; empleándose los restantes en casos especiales.

En B de la misma figura tenemos un pequeño accesorio conocido con el nombre de SPADE BOLT y presta su utilidad en la fijación de los condensadores variables y en particular a los del tipo tándem.

En C, tenemos una arandela de goma que se emplea para evitar que el cordón que se enchufa a la red de canalización, al block de baterías, etc., llegue a tocar chassis durante el uso del aparato.

En D, tenemos lo que se llama un tablero de terminales, que en la práctica tiene reducidas dimensiones y que nos permite realizar conexiones cortas y sumamente firmes, a la vez que aisladas entre sí.

En E, de la figura 281, tenemos indicados distintos tipos de "clips" que tienen su uso particular en cada caso.

En G de la misma figura, se indican dos tipos de blindajes de válvulas de uso más corriente y que se emplean para evitar acoplamientos entre válvulas u otros elementos.

En su oportunidad iremos indicando otros tipos de accesorios y herramientas que prestan su utilidad en la construcción de aparatos de radio.

SOLDADURAS Y ACCESORIOS

Como ya dijimos cuando nos referimos a la figura 280. que en caso de

emplearse un soldador eléctrico éste deberá ser de unos 100 Watts de consumo y si es a fuego éste deberá tener una masa de cobre entre 70 y 100 gramos de peso.

Para realizar una buena soldadura se necesitan tres cosas: un soldador cuya punta de cobre está perfectamente estañada, lo cual se logra limpiando ambas caras que terminan en ángulo en la punta del soldador, calentándolo a una temperatura no excesiva sumergiéndolo en resina líquida o sólida y luego sumergiéndolo en un pequeño recipiente donde se ha derretido previamente una pequeña cantidad de estaño al 50 o/o. En segundo lugar, las dos piezas a soldar se habrán limpiado previamente y estañado. Tercero: Que la soldadura de las dos piezas mencionadas se efectúe con la intervención del soldador bien caliente y estañado y un poquito de RADIO-SOLDER. (El RADIO-SOLDER es un tubito de estaño al 50 o/o de unos tres milímetros de diámetro y por cuyo interior se ha introducido resina).

El soldador no debe retirarse en ningún momento de las piezas que se están soldando hasta que no se haya observado que el estaño tiende a despararramarse, condición ésta para que la soldadura haya sido bien realizada.

En ningún momento deben emplearse ácidos o pastas, pues si bien permiten una soldadura rápida y aparentemente buena, resulta peligrosa, pues éstas efectúan con el tiempo, la cristalización de la soldadura, introduciendo en la recepción o transmisión del aparato construido una cantidad de ruidos sumamente molestos y a veces la corrosión completa de la conexión.

CONSTRUCCION DEL RECEPTOR DE LA LECCION 51.^a

Demás está decir que para realizar el receptor de la Lección 51.^a se empezará por adquirir todos los implementos necesarios. Como lo indica la figura que dá el detalle de la distribución del material, podremos colocar los zócalos de las válvulas de manera tal que las conexiones de placa de las mismas puedan realizarse lo más cortas posibles, para lo cual es necesario buscar la forma de hacer coincidir el terminal del zócalo correspondiente con el de la bobina a la cual se va a conectar. Además, las conexiones que parten de la parte superior del tándem y que corresponden a las chapas fijas de la misma, deben hacerse directamente a la grilla de la válvula que corresponda y durante ese recorrido conectar el extremo de la bobina.

Hay que evitar que la conexión de la antena que sale fuera del chasis pase por encima de los zócalos de alguna de las válvulas, debiéndose por lo tanto hacerlo a un costado evitando las conexiones de grilla y placa.

El tándem se fijará por medio de tres "spade bolt" del tipo indicado en la figura 281 B.

Los blindajes empleados para las tres válvulas 6D6 y la 6C6, deben ser los indicados en la figura 281 G a la izquierda, en la cual se verá que están formados por tres partes: la inferior, que es la base y que se fija por arriba del chasis y juntamente con el zócalo con los mismos tornillos; luego viene una cubierta cilíndrica que se enchufa en la base mencionada y que cubre la válvula casi hasta la altura del copete de la misma. La tercera parte del blindaje llamado capacete, es la que cubre el copete de la válvula y permite un blindaje hermético de la misma.

Uno de los detalles constructivos que más debe cuidarse, es la rigidez de las conexiones, y ésto sólo se consigue si se tiene presente que la soldadura de dos elementos, nunca debe realizarse sin un punto de apoyo. Por esta razón es que en los zócalos de la válvula por ejemplo, cada pinza tiene su salida en forma de terminal que por lo general tiene dos perforaciones y que sirven precisamente para amarrar y soldar dos o más conexiones que deben coincidir en la misma línea del circuito. Para los casos en que la unión de dos o más conexiones deban realizarse en puntos que no sean los zócalos, debe emplearse un tira de terminales como la indicada en D de la fig. 281 y de la cantidad de terminales aislados que el circuito requiera. Si se tiene en cuenta lo que acabamos de decir, fácil resultará la construcción del

aparato, dando un aspecto de sencillez y de limpieza. Esto, llevado al terreno práctico, nos permitiría, en caso de tener que ubicar alguna falla, seguir los circuitos sin tener que "desenvolver el ovillo". Las conexiones a chasis, conviene realizarlas en todos los casos de la manera más directa posible, ya sea soldando directamente el mismo o a un terminal fijado rígidamente. Lo mismo debemos decir para los condensadores. Si éstos se conectan en circuito que parten desde el zócalo de la válvula, el condensador mencionado se conectará directamente a éste.

Por lo que respecta a las resistencias y demás implementos en todos los casos, debe cuidarse de realizar las conexiones lo más cortas posibles.

Las conexiones que parten del positivo de alta tensión conviene en todos los casos tomarlas desde un mismo punto, y en dicho punto debe conectarse el condensador fijado en el circuito de $0,5 \mu f$.

En la lección próxima daremos esquemas de la forma en que deberán distribuirse cada implemento empleado. Por lo tanto, conviene recordar todas las indicaciones dadas, pues los diseños de receptores que sigan al que estamos desarrollando serán de una construcción mucho más delicada.

FORMA DE CONSTRUIR EL CHASSIS

Uno de los trabajos más interesantes lo constituye la construcción del chasis a emplearse en la construcción del receptor. La parte de la construcción del chasis que enseñaremos a construir será de índole puramente mecánica, ya que ésta es la parte que más interesa a nuestros alumnos.

Se trata, pues, de poder dibujar sobre una chapa de zinc o de latón, de acuerdo a las medidas determinadas, el chasis en su desarrollo a fin de cortarlo sin errores y luego indicar la forma en que dicha chapa será doblada.

En la figura 282 se indica la forma cómo debe marcarse una chapa de metal a fin de cortar sin dificultad el chasis. En dicha figura se dibujó el chasis desarrollado. Una vez marcado de acuerdo a la figura, se puede cortar la chapa con una tijera especial o simplemente por medio de un cortafrío bien afilado. Una vez recortados todos los bordes se repasan éstos por medio de una lima de diente fino.

Luego se procede a marcar todos los agujeros que corresponden a los zócalos de las válvulas o bobinas, los que permitirán fijar el tándem y los tableritos de conexiones terminales, tablero de antena y tierra, así como el agujero correspondiente al control de volumen, etc.

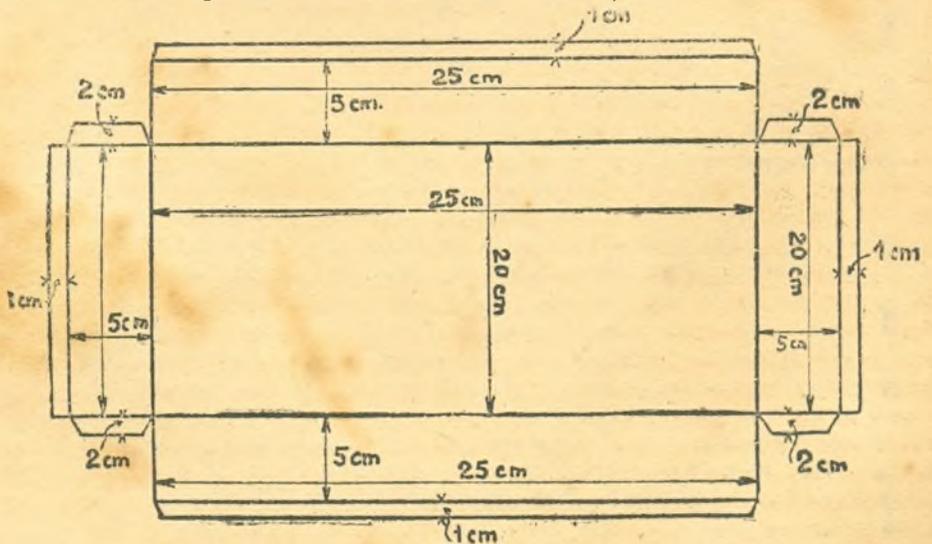


Fig. 282

Para doblar la chapa ya preparada en la forma conveniente, se necesita una morsa de dimensiones más o menos reducidas y dos pares de planchuelas de 4 centímetros de ancho y de un espesor de 4 a 5 milímetros. La longitud de cada par de planchuelas podrá ser de 20 centímetros uno y el



Fig. 283

otro par de unos 15 centímetros. La forma de estas planchuelas podrá verse en la figura 283.

En la figura 284, se muestra la forma de colocar la chapa y también

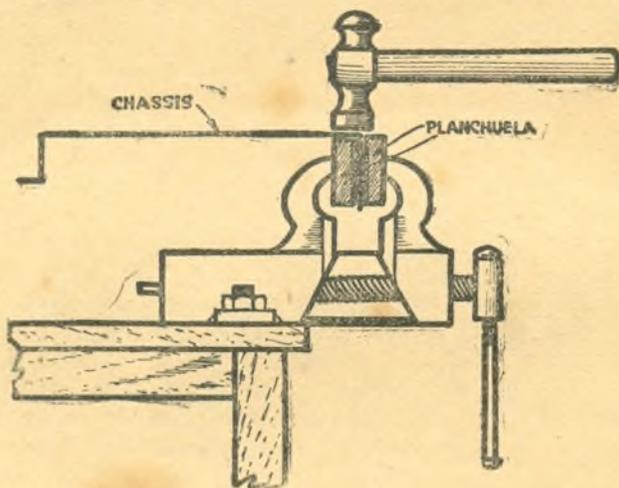


Fig. 284

la forma de golpearla con un martillo de base muy plana y si es posible con un martillo de madera como los empleados por los carpinteros.

Como se verá, lo que estamos construyendo se parece mucho a una bandeja y por lo tanto las esquinas se remacharán o soldarán, según se crea conveniente o según las comodidades de que se disponga.

Por último, debemos recordar que, las planchuelas que mencionamos anteriormente, deben ser hechas por un mecánico, a fin de asegurarse que todas sus caras estén a nivel, presentando superficies lisas y ángulos de 90°.

REPARACION DE POSIBLES FALLAS EN EL FUNCIONAMIENTO DEL RECEPTOR

Antes de referirnos a la forma de reparar algunos defectos, daremos a conocer algunos detalles que permiten saber si el receptor está en condiciones de ponerse en funcionamiento.

Lo que acabamos de mencionar sirve para el caso en que se ha construido un receptor y antes de ponerlo en funcionamiento, es decir, antes de conectar la fuente de energía, cerciorarse si dicho aparato podrá funcionar.

Como medida previa debe probarse si los filamentos de todas las válvulas están "sanos" y si entre electrodos no hay corto circuito. Luego verificar si los valores de las resistencias son los indicados en el circuito, y de paso observar si éstas han sido conectadas correctamente. Los condensadores, si bien no podrán medirse sus capaci-

dades, en cambio podrá saberse si no están en corto circuito, para lo cual y para verificar ésto, se mide su resistencia. Si el valor de la resistencia indicada es infinita, quiere decir que el condensador no está en cortocircuito, siendo ésto válido para el caso de condensadores que no sean del tipo electrolíticos. En caso de ser condensadores electrolíticos, éstos acusarán un valor de resistencia determinada. Para el caso de condensadores que trabajan con altas tensiones, las resistencias indicadas no deben ser inferiores a 100.000 Ohms y si éstos fuesen del tipo de baja tensión, dichas resistencias no deben ser inferiores a 20.000 Ohms. En ningún momento deben medirse condensadores electrolíticos con corriente alternada.

Debemos aclarar que estas mediciones no nos indica que el condensador medido está realmente en condiciones de trabajar, pues habría que medirlos de manera tal, que nos indique que admite carga. Más tarde veremos un instrumento muy fácil de realizar, que cumple esta condición y que es suficiente.

Luego se procede a verificar si los circuitos de grilla y placa no están cortados, para lo cual puede seguirse el siguiente método: para el circuito de grilla, se mide la resistencia entre la grilla de la válvula y chasis. El valor de la resistencia medida, debe corresponder al valor de la resistencia intercalada. Por ejemplo: si entre la grilla y chasis hay intercalada una bobina de sintonía, solamente la resistencia medida deberá dar el valor de la resistencia de ésta. Si fuese el circuito de placa el medido, se medirá entre la placa de la válvula y el punto que corresponde a la salida del filtro (polo positivo de alta tensión) de la sección rectificadora.

Por último se procede a medir separadamente la resistencia de la bobina de antena, el campo del parlante, el "choque" de radio frecuencia, etc.

Lo que acabamos de describir nos sirve para todos los casos, pues de esta manera, si hubiere alguna falla, ésta podría ser ubicada, evitando un posible cortocircuito y quizás la inutilización de algún elemento del receptor.

Supongamos, que por alguna razón determinada, un receptor como los descritos durante el CURSO, deje de funcionar. Lo primero que debe hacerse es verificar si alguna de las válvulas tiene el filamento quemado o simplemente cortado. 2.º Si sobre la placa de cada válvula del receptor existe respecto al chasis el voltaje correcto. Esto puede realizarse con un voltímetro conectado entre chasis y la placa de cada válvula. Si algún circuito de placa acusa falta de tensión, habrá que revisar si dicho circuito no está cortado.

Si la falla no estuviese en el circuito de placa, habrá que realizar la misma operación en los circuitos de grilla auxiliar.

Si después de verificar que dichos circuitos tienen sus voltajes correctos se recurre a medir si no hay alguna resistencia que ha variado, con el uso, de valor o si algún condensador se ha puesto en cortocircuito. Si a pesar de ello el receptor no funciona, lo mejor que se puede hacer es medir la corriente de cátodo de cada válvula, pues puede suceder que aún teniendo cada una de ellas los valores correctos de voltajes, una o varias de las válvulas deje de trabajar porque la emisión de electrones del cátodo es pobre, haciendo que la corriente de placa sea nula o casi nula, por lo cual sería imposible que el receptor trabaje. En general, si se dispone de válvulas de repuesto, lo primero que debe hacerse es verificar si todas las válvulas que han trabajado en el aparato están en condiciones y para lo cual resulta muy fácil, sustituyendo una por una hasta dar con la válvula defectuosa.

Muchas veces no hay tensión rectificada por fallas en la válvula rectificadora por lo cual la ubicación de la falla es casi instantánea, pues lo primero que se mide es la tensión de placa de las válvulas, y si todas no

acusar tensión, seguro que si no se ha cortado el campo del altoparlante electrodinámico, que la válvula rectificadora es la que está mal. Pero puede suceder que la rectificadora no sea la culpable y que sea la conexión que alimenta la placa de la válvula rectificadora, pues dicha válvula se conecta directamente al polo de la corriente de la red de canalización. Esto es fácil de averiguar si se mide la tensión entre placa de dicha válvula y chasis.

Si se tienen en cuenta todos estos detalles, la ubicación de la falla resulta en extremo sencilla y raras veces se tardará más de 10 minutos en encontrarla.

Por lo tanto habrá que tener en cuenta lo que acabamos de exponer.

56a. LECCION

Aplicaciones de los circuitos osciladores en los receptores modernos.- Qué es control automático de volumen.-

En la Lección 52.^a, habíamos visto la forma cómo trabajaba un oscilador o, mejor dicho, un generador de corriente alternada por medio de una válvula de radio. Además, habíamos visto también, la aplicación que este fenómeno tenía en los circuitos receptores regenerativos.

Veamos, por lo tanto, aplicaciones de estos circuitos y que nos servirán para estudiar la teoría y el funcionamiento de los receptores superheterodinos más modernos.

En la figura 285, podemos ver un circuito oscilador que está entregando energía a un circuito detector, por intermedio de la inductancia L_2 . Esta inductancia L_2 , está conectada con otra inductancia L_3 en serie.

La inductancia L_3 recibe energía inducida por otro oscilador B. De esta manera, tendremos en el circuito de la grilla de la válvula detectora, dos energías de corriente alternada inducidas de frecuencias distintas o iguales. Veamos qué fenómenos ocurren en dicho circuito. Supongamos, ante todo, que la frecuencia de la energía producida por ambos osciladores pueda variar-se a voluntad por medio de sus condensadores variables C, de manera que puedan hacer que sus circuitos respectivos oscilen en frecuencias iguales o distintas entre ciertos límites. Si sobre el circuito de la placa de la válvula detectora conectamos un par de teléfonos, estaremos en condiciones de realizar una interesantísima experiencia.

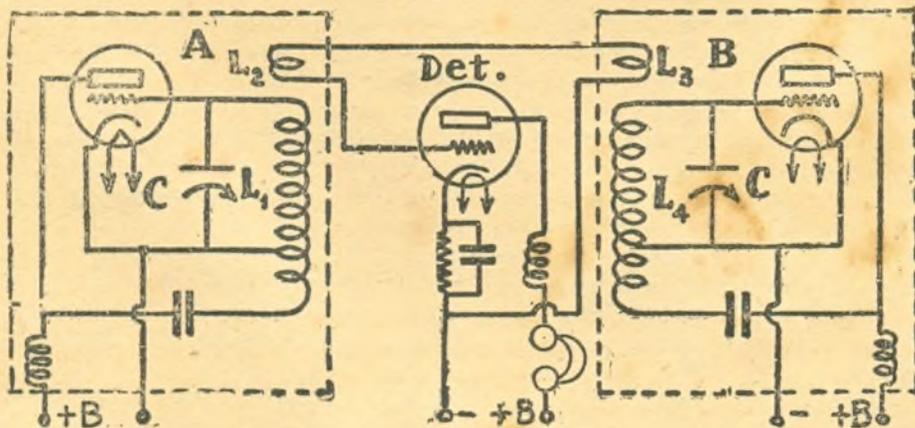


Fig. 285

Supongamos que las inductancias L_1 y L_4 sean exactamente iguales y que para una posición determinada de C, ambos osciladores emitirán energías eléctricas de la misma frecuencia. Si en estas condiciones nos pusiéramos los teléfonos en los oídos, no escucharemos absolutamente nada. Supongamos ahora, que se mantenga fijo uno de los condensadores variables de uno de los osciladores y en cambio variamos muy lentamente el condensador variable del otro. Inmediatamente y a la par que se hace girar dicho condensador, se escuchará un sonido muy grave y que se irá haciendo más agudo a medida que se siga variando en la misma dirección el condensador variable y se llegará a escuchar sonidos de una frecuencia tan elevada que nuestro oído no podrá percibir.

¿Qué ha sucedido? ¿Y cuál es la razón de dicho fenómeno?

Supongamos que el oscilador A esté emitiendo una energía eléctrica, cuya frecuencia es de 1000 Khz. y que sea igual a la emitida por B. La presencia de estas dos energías en el circuito cerrado del circuito de grilla de la válvula detectora, formado por las inductancias L_2 y L_3 , permiten la formación de una tercera energía de frecuencia también distinta a las originales y que son exactamente iguales a la diferencia de las frecuencias originales. Así, por ejemplo, si las dos frecuencias mencionadas eran de 1000 Khz., la diferencia sería $1000 - 1000 = 0$. es decir, que las dos energías del circuito L_2 y L_3 se han anulado, y por lo tanto la frecuencia es cero. Esto es sólo posible, si las alternancias de las dos energías inducidas se suceden en el circuito en sentido opuesto.

Supongamos ahora que hemos movido uno de los condensadores variables, por ejemplo, la del oscilador A; entonces escucharemos en los teléfonos un sonido de una frecuencia determinada. Y supongamos que el oscilador A, esté emitiendo su energía a una frecuencia 1000,05 Khz., manteniéndose por lo tanto la frecuencia del oscilador B fijo. Tendremos como resultado en el circuito L_2 y L_3 , una tercera energía cuya frecuencia será la diferencia entre $1000,05 - 1000 = 0,05$ Hz., o sea 50 Hz. y que correspondería a un sonido en los teléfonos de un tono grave.

Si variáramos aún más el condensador C del oscilador A y suponemos que la frecuencia de dicho oscilador sea de 1000,1 Khz., la frecuencia que escucharemos en los teléfonos será de $1000,1 - 1000 = 0,1$, o sea 100 Hz.

Vemos entonces que podemos generar energías a frecuencias determinadas, haciendo trabajar dos osciladores de frecuencias distintas en un circuito común.

El lector comprenderá, por lo que acabamos de explicar, la razón por la cual, en los detectores regenerativos se produce el silbido característico cuando se hace presente la señal de la estación. Pues si el detector mencionado se lo hace trabajar en un punto tal en que éste entra a oscilar, y haciendo girar el condensador variable de sintonía, de manera tal que se sintonice a la vez una estación de broadcasting determinada, resultará que basta que exista una pequeña diferencia entre la frecuencia y la estación sintonizada (energía inducida en la antena) y la frecuencia en la cual se ha hecho oscilar al detector, para que se escuchen en los teléfonos un sonido más o menos grave o agudo según sea la diferencia entre las frecuencias de ambas energías eléctricas.

Veremos más tarde la importancia que tienen estos conocimientos para su aplicación en los receptores superheterodinos.

¿QUE ES CONTROL AUTOMATICO DE VOLUMEN?

Muchos de nuestros lectores habrán oído hablar del control automático de volumen (C.A.V.) y cuyos conocimientos empezaremos a dar brevemente en esta lección, a fin de poder dedicarle en un número venidero una lección dedicada especialmente a este tema.

Muchos habrán notado, cuando se hace recepción a cierta distancia, que

la estación de broadcasting transmisora, en ciertos momentos, la señal de dicha estación varía de intensidad y en ciertos momentos puede llegar a debilitarse a tal extremo, que imposibilita su recepción, para luego volver a aumentar en intensidad hasta recuperar nuevamente su nivel normal.

Otros habrán notado, por ejemplo, que aún en las proximidades de las estaciones aunque el fenómeno anteriormente descrito no se produce, se nota que una estación aparece con mayor intensidad que otra, sin que haya una justificación real que provoque tal efecto. En fin, podríamos enumerar infinidad de casos en la cual se hace a veces necesario variar constantemente la posición del control de volumen para obtener una recepción a un nivel deseado.

Este grave inconveniente en la recepción, tanto de broadcastings o de tráfico comercial, desde hace unos años ha sido evitado por medio de un dispositivo que recibe un nombre distinto según la razón especial en que empleaba. Por ejemplo: En caso de recepciones de estaciones muy lejanas, se le llamaba regulador antifading y cuando se trataba de recepciones de estaciones locales, control automático de sensibilidad o simplemente control automático de volumen.

Principio de funcionamiento de este dispositivo es la de actuar sobre la polarización de las válvulas amplificadoras de alta frecuencia de manera tal que permita aumentar la amplificación de éstas para señales débiles o para la reducción de la amplificación de las etapas amplificadoras para señales muy fuertes o cuando la señal debilitada haya aumentado mucho de intensidad.

Esto se comprenderá fácilmente si tenemos en cuenta que en un circuito cualquiera donde actúan válvulas amplificadoras de alta frecuencia y en la cual por medio de una batería de un valor determinado la conectamos en el circuito de grilla de dichas válvulas aumentando o disminuyendo su potencial negativo. Si la batería es tal que el valor de la polarización relativa de la válvula es muy elevado, la corriente de placa de las mismas disminuirá, dando origen a la disminución de la amplificación de la señal; en caso contrario, si disminuimos el potencial negativo la corriente de placa aumentará, aumentando también la amplificación de las mismas válvulas.

El dispositivo que estamos tratando y que veremos en el próximo número, está controlado directamente por la señal de la estación detectada, de manera tal, que si la señal es débil la corriente de la señal detectada, produce una caída de tensión de pequeña magnitud entre los extremos de una resistencia que polariza los circuitos de las grillas de las válvulas amplificadoras. Por lo tanto, si la caída de tensión de polarización es pequeña, la corriente de placa de las válvulas aumentará, aumentando la amplificación y haciendo aparecer la estación con una intensidad mayor. En caso contrario, cuando la señal detectada es de mucha intensidad, la corriente producida por la tensión detectada, producirá una caída de tensión grande; por lo tanto; las válvulas amplificadoras de alta frecuencia tendrán la polarización negativa mayor dando origen a la disminución de la corriente de placa, que significa disminución en la amplificación de la válvula y por lo tanto, la señal que antes se escuchaba con mucha intensidad, se escuchará a un nivel determinado. Dicho nivel está fijado por las constantes del circuito.

Por lo que acabamos de decir, el lector comprenderá fácilmente que se produce compensación entre las constantes del circuito y la intensidad de la señal, y ésta es la razón por la cual es posible una recepción de intensidad prácticamente constante.

CURSO DE RADIO

57a. LECCION

Válvulas rectificadoras a gases de mercurio.- De catodo frío.- Distintos usos.- Circuito completo de eliminadores a vibrador del tipo a válvula y sincrónico.-

En lecciones anteriores habíamos visto algunos tipos de rectificadores y que en la práctica son muy usados; veamos ahora otros tipos empleados frecuentemente en trabajos especiales y también algunos otros que pondremos en conocimiento de nuestros lectores.

VALVULAS RECTIFICADORAS DE MERCURIO

Este tipo de válvulas, muy empleadas en la actualidad, ha permitido resolver un problema que hasta hace poco tiempo no tenía solución aparente. Este problema consistía en la dificultad de encontrar una fuente de alimentación en la cual se empleara un rectificador cuya regulación, para variaciones bruscas de energía en el circuito exterior, fuera muy buena. Uno de los inconvenientes más grandes era la resistencia interna de la válvula rectificadora. El lector podrá imaginarse que si la válvula rectificadora tiene una resistencia interna muy elevada, resultará que durante la rectificación, la corriente que atraviesa la válvula produce una caída de tensión entre la placa y el catodo que será tanto más importante a medida que aumente la intensidad de la corriente rectificada y el valor de la resistencia interna de la válvula. Con la aplicación en la radiotécnica de las válvulas rectificadoras a gases de mercurio, se ha conseguido no solamente reducir enormemente la resistencia interna de la válvula sino que además se obtiene una caída de tensión prácticamente constante para distintas intensidades de la corriente rectificada.

Veamos entonces cual es la teoría de funcionamiento de la válvula rectificadora a gases de mercurio.

Los lectores recordarán que cuando estudiamos las características de las válvulas hablamos de un fenómeno llamado "carga de espacio" y que eran en realidad electrones que después de haber sido atraídos por la placa y al chocar sobre su superficie, producían el desprendimiento de electrones del cuerpo de la placa*. Estos desprendimientos de electrones producían en el espacio entre la placa y el filamento una especie de nube de electrones que provocaba un rechazo de una gran cantidad de electrones que se dirigían hacia la placa (por ser de cargas del mismo signo).

Como se comprenderá fácilmente, en las válvulas rectificadoras sucede exactamente lo mismo, con la diferencia que además de provocar la disminución de la corriente de placa determina un aumento en la resistencia interna de la válvula. El aumento de la resistencia interna de la válvula provoca también el aumento de la caída de tensión de la corriente rectificada.

Una de las causas por la cual no es posible el empleo de válvulas rectificadoras donde se necesitan corrientes rectificadas de mucha intensidad es que a medida que aumenta la intensidad de la corriente rectificada, aumenta

* Emisión secundaria.

también la carga de espacio y por lo tanto la caída de tensión será tan considerable que la tensión disponible en el circuito exterior queda muy disminuída no siendo posible por lo tanto, alimentar los circuitos en la forma prevista.

Supongamos ahora un diodo rectificador del tipo ya conocido, pero en el cual se ha inyectado una pequeña cantidad de mercurio. El calentamiento del filamento provoca dentro de la ampolla la vaporización del mercurio. Los gases de mercurio ocuparán todo el volumen de la ampolla, por lo tanto las moléculas del metal estarán también en el espacio comprendido entre el filamento y la placa. Si conectamos la alta tensión al circuito rectificador y cuando la placa esté a un potencial positivo con respecto al filamento, los electrones desprendidos de dicho filamento se dirigirán hacia la placa. Si recordamos ahora que entre el espacio comprendido entre el filamento y la placa existe una gran cantidad de átomos de mercurio resultará que los electrones que se dirigen hacia la placa, chocarán con los átomos del mercurio provocando por lo tanto, el desprendimiento de electrones de dichos átomos. Como estos electrones son también atraídos por la placa, daría origen a un aumento en la corriente de la misma, o sea en la corriente rectificada. Pero, si los átomos de mercurio han perdido electrones resultará que dichos átomos se han ionizado positivamente y por lo tanto si algunos de los electrones que se desprenden de la placa lo hacen en sentido contrario a la corriente electrónica, éstos restablecerán el equilibrio del átomo, dando origen por esta razón a la desaparición o mejor dicho a la neutralización de la carga de espacio. Por lo tanto se ve claramente que primero se ha anulado la carga de espacio y segundo que la corriente rectificada aumenta de intensidad, lo que equivaldría a la reducción de la caída de tensión en la válvula.

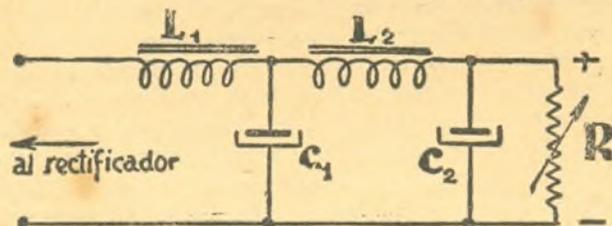


Fig. 286

Este fenómeno brevemente explicado, aplicado en algunos tipos de válvulas, asegura durante el trabajo de la rectificación, una caída de tensión constante, siendo ésta igual prácticamente para los distintos tipos de válvulas que trabajan bajo este principio.

La caída de tensión que provocan estas válvulas es de unos 15 Volts, y por lo tanto en nuestros cálculos tendremos en cuenta este valor para el caso de las válvulas rectificadoras a base de vapores de mercurio.

Cuando se empleen circuitos rectificadores con las válvulas del tipo estudiado en este párrafo, deberá evitarse el uso del condensador de filtro sobre el filamento o cátodo de la válvula rectificadora. En la fig. 286, podrá verse un filtro que podría emplearse para estos casos.

Actualmente, en algunos tipos de válvulas rectificadoras, se ha conseguido reducir enormemente el efecto de la carga de espacio, disminuyendo la distancia entre la placa y el filamento o cátodo. Existen algunas válvulas, donde la distancia entre los dos electrodos es de unos 0.8 milímetros, pero como se comprenderá, se reduce enormemente también la aislación; por lo tanto, no sería posible el empleo de dichas válvulas para altas tensiones.

VALVULAS RECTIFICADORAS A CATODO FIJO

Desde hace muchos años se ha comprobado que, si tenemos un cátodo de un tipo especial, enfrentando a una placa y en un medio donde se haya extraído el aire e inyectado gas helio a muy baja presión, que es posible

rectificar energía eléctrica de corriente alternada sin calentar el cátodo.

Este fenómeno fué muy poco empleado en la práctica, pero solamente existieron dos tipos de válvulas construidas por la Raytheon de Estados Unidos de Norte América. Actualmente existe un tipo muy empleado en los receptores de automóvil, pues como no hace falta alimentar el filamento para provocar la emisión electrónica, se ahorra una energía que se traduce en una mayor duración de la carga del acumulador.

Este tipo de válvula rectificadora empieza a rectificar solamente a partir de un potencial determinado aplicado a la placa de la válvula.

Esto se comprenderá fácilmente. Si tenemos un material de una composición tal que sea muy rico en electrones (muchos electrones libres) y que utilizaremos de cátodo y lo enfrentamos a una placa cuyo potencial respecto a dicho cátodo sea muy bajo, resultará que la placa, por estar a un potencial bajo respecto al cátodo no ejercerá suficiente atracción de los electrones y por lo tanto no se producirá ningún desprendimiento desde el cátodo pero si se aumenta lentamente el potencial positivo de la placa respecto al cátodo, llegará un momento en que la acción de la placa será tal que con-

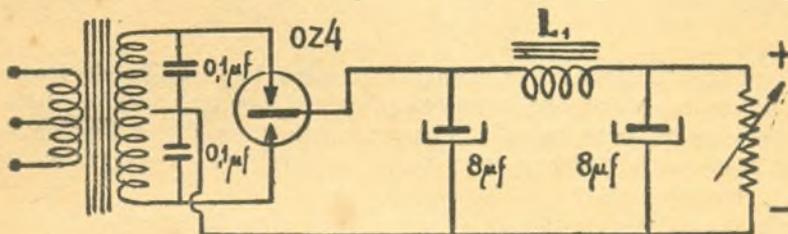


Fig. 287

seguirá que cierta cantidad de electrones se desprendan del cátodo, dando origen a una corriente en una sola dirección. Por lo tanto, los lectores observarán que dicho tipo de válvula rectificadora sólo funcionará a partir de un cierto potencial de la placa con respecto al cátodo. Como la ampolla de la válvula tiene en su interior un gas, resulta que éste actuará de una manera similar a la válvula rectificadora a gases de mercurio y por lo tanto, la regulación de la corriente resultará bastante buena y la caída de tensión provocada por la válvula será muy reducida.

En la válvula del tipo 0Z4 la caída de tensión producida por la resistencia interna de la válvula es de 24 Volts. Las válvulas rectificadoras de cátodo frío producen, durante su funcionamiento, radiaciones de alta frecuencia cuyas perturbaciones casi siempre molestan a la recepción; por esta razón y para evitar que tal fenómeno se produzca se conecta entre las dos placas de la válvula rectificadora mencionada y el negativo general o chasis, en los receptores modernos, dos condensadores de 0.1 uf a fin de cortacircuitar y descargar a tierra (chasis) las radiaciones mencionadas.

En la figura 287 podrá verse un circuito completo de un rectificador donde se emplea una válvula a cátodo frío.

CIRCUITO COMPLETO DE UN RECTIFICADOR A VIBRADOR DEL TIPO A VALVULA

En lecciones anteriores habíamos visto la técnica del funcionamiento de los vibradores empleados para elevar la tensión aprovechando los fenómenos de inducción que dicho vibrador crea durante su funcionamiento. Como recordaremos, se obtienen mediante interrupciones, tensiones de autoinducción en el primario de un transformador para ser elevadas por un bobinado secundario de un gran número de espiras. De esta manera estamos en condiciones de rectificar la energía de corriente alternada así obtenida y luego de filtrada se consigue corriente continua de alta tensión en condiciones de

emplearse en circuitos de alimentación de placas de válvulas de radio. Por lo tanto hemos conseguido transformar una energía de baja tensión en otra de tensión más elevada.

En la figura 288 se muestra un circuito completo tal como se emplea en la práctica, y conocido como eliminador a válvula. Claramente se ve como

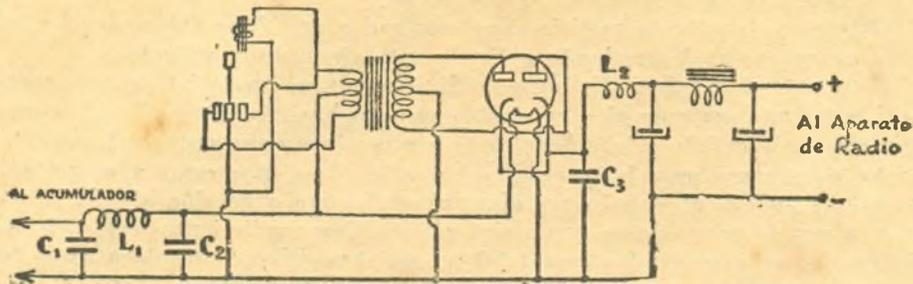


Fig. 288

este eliminador funciona. Posiblemente llamará la atención de los lectores la falta de los contactos que permiten la conexión y desconexión del electroimán del vibrador, pero esta falta es aparente, pues dicha función la efectúa uno de los contactos que interrumpe la corriente en una rama del primario del transformador.

Por lo tanto vemos que el vibrador, tal como lo presentamos, trabaja perfectamente y se evita por otra parte el empleo de dos contactos "extra" para la interrupción de la corriente en el electroimán. Esto, además, facilita el filtro de alta frecuencia, pues si se tiene en cuenta que la interrupción de la corriente en el electroimán provoca chispas entre los contactos, se comprenderá que dichas chispas provocarían radiaciones de alta frecuencia que perturbarían a la recepción. Por lo tanto, habría que agregar también un filtro adicional al circuito del electroimán.

Toda esta complicación en el circuito del filtro queda muy simplificada si se aprovecha uno de los contactos del vibrador tal como lo indica la figura 288 y por lo tanto se emplea el mismo filtro para evitar la irradiación de las chispas que se producen durante la interrupción de la corriente del primario.

La forma en que dicho contacto trabaja es de lo más simple, pues cuando la lámina vibrátil está en la posición de la figura 288, el circuito del electroimán es atravesado por una corriente, de manera que dicha lámina empieza a funcionar y cuando se cierra el circuito de la derecha del vibrador, los contactos cierran al circuito del electroimán poniéndolo en corto circuito y por lo tanto se interrumpe la corriente en él.

C_1 , L_1 y C_2 forman el filtro de alta frecuencia del circuito primario, pues evitan que las corrientes de alta frecuencia formadas por la interrupción de los contactos vuelvan a la fuente de alimentación (acumulador) y a la vez que dichas corrientes provoquen campos magnéticos de alta frecuencia de radiación. C_1 y C_2 son de una capacidad de unos 0,5 μf y la inductancia L_1 es de una pequeña cantidad de espiras de alambre grueso a fin de oponer la mayor reactancia al pasaje de la corriente de altas frecuencias y la menor resistencia al pasaje de la corriente continua del acumulador.

Respecto al filtro de baja frecuencia en la sección rectificadora, es del tipo standard al cual se ha agregado una inductancia y un condensador L_2 y C_3 a fin de evitar que puedan pasar por el filtro mencionado corrientes de alta frecuencia del sistema del vibrador, lo cual ocasionaría perturbaciones en la recepción del receptor que utiliza la fuente de alimentación descrita.

La figura 289 nos indica un eliminador del tipo a vibrador sincrónico y cuyo filtro es exactamente igual al anterior, con la diferencia que se han agregado dos condensadores C_1 y C_2 entre los contactos del secundario, pues las chispas que se producen son de mayor magnitud por tratarse de tensio-

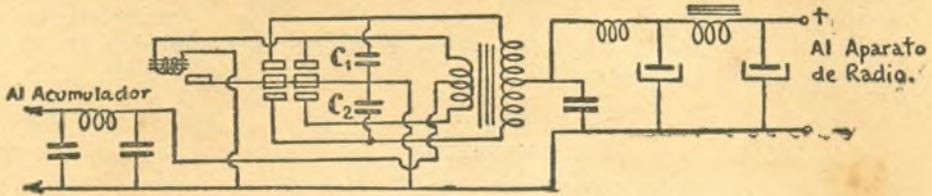


Fig. 289

nes elevadas y por lo tanto producirán perturbaciones de alta frecuencia de mayor magnitud. Los condensadores evitan que dichas radiaciones de alta frecuencia se produzcan en el circuito del eliminador.

CALCULOS DE FILTROS EMPLEADOS EN RECTIFICADORES DE CORRIENTE ALTERNADA

Una de las aplicaciones más interesantes de circuitos en donde el empleo de los condensadores e impedancias en circuitos resonantes o casi resonantes, lo tenemos en los filtros de rectificadores de corriente alternada, y cuya aplicación veremos inmediatamente, pero antes haremos una reseña sobre los usos más comunes de dichos filtros.

En lecciones anteriores vimos que en los filtros rectificadores de corriente alternada se habían empleado condensadores e impedancias de valores relativamente grandes con el fin de obtener un filtraje de la energía eléctrica pulsante y ponerla en condiciones de emplear la energía rectificada y filtrada en los circuitos donde se alimentan los circuitos de placa de las válvulas del aparato de radio.

Otras de las aplicaciones que tienen los filtros que estudiaremos en otras lecciones, son los circuitos donde se hace necesaria la eliminación de ciertas frecuencias y por donde circulan corrientes de frecuencias variables. Este tipo de filtro es muy empleado en la práctica y se utiliza en las líneas telefónicas, o en trabajos especiales de geofísica y muy particularmente en el circuito de placa de los detectores, etc.

Otra de las aplicaciones de los filtros ya la vimos cuando se estudió la forma de evitar que las variaciones de la corriente en una etapa de un receptor, cuando era excitado por una señal, no influyan en las etapas tanto de entrada como de salida del mismo. Por ejemplo, en los circuitos de grilla auxiliar y a veces en los circuitos que alimentan las placas de las válvulas. Estos filtros generalmente están formados por medio de resistencias y condensadores, pues en estos casos no son necesarias las inductancias.

Dos son los tipos de filtros que se emplean con más frecuencia en los rectificadores de corriente alternada, y sobre todo en la radiotelefonía. Uno

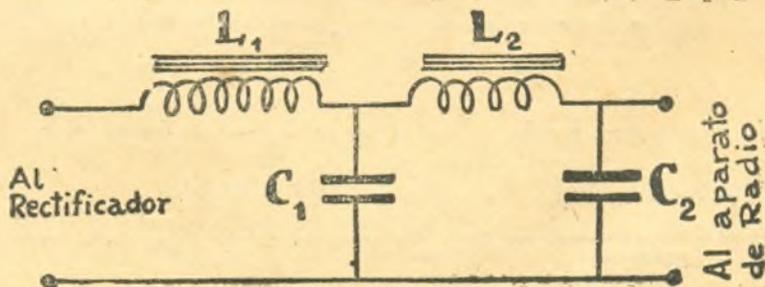


Fig. 290

es el tipo conocido por: **FILTRO DE ENTRADA A CHOQUE** y el otro, **FILTRO POR ENTRADA A CONDENSADOR**. El primero de los nombrados está representado en la figura 290 y el segundo en la figura 291.

El sistema de filtro de la figura 290 permite una regulación casi perfecta de la tensión y se emplea con mucha frecuencia en circuitos donde las variaciones de la corriente son de mucha magnitud, como por ejemplo: en amplificadores de potencia de baja frecuencia y las etapas moduladas de los transmisores radiotelefónicos.

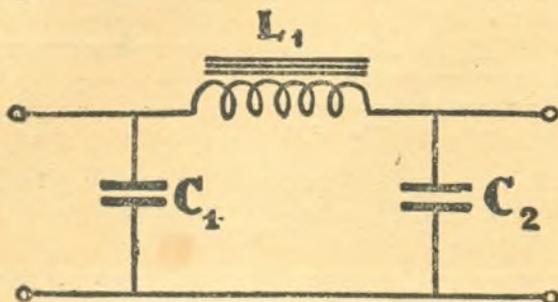


Fig. 291

El sistema de filtro indicado en la figura 291 es un tipo muy empleado en los receptores y en transmisores de poca potencia.

En este último tipo de filtro la tensión filtrada es algo mayor que en el tipo de la figura 290: por lo tanto es ideal para el uso en los receptores, pues la regulación de la tensión es bastante aceptable dada la corriente relativamente baja en juego.

Veamos en primer término la forma cómo se calculan los circuitos de filtro que más emplearemos, o sea el tipo indicado en la figura 291 y que es precisamente el que puede verse en los distintos diseños que hemos realizado empleando como fuente de alimentación la red de canalización.

En general, las fórmulas nos dan el valor mínimo que deberá tener la inductancia y la capacidad del sistema del filtro a fin de asegurar que la energía rectificada esté, después de filtrada, en condiciones de utilizarse en la alimentación de los circuitos de placa. Por lo tanto debemos adelantar que los valores que nos dará el cálculo nos aseguran un enderezamiento determinado de la tensión rectificada y luego la forma de terminar el cálculo en base a las necesidades de la práctica.

Esto significa que la tensión se mantendrá constante entre ciertos límites sin llegar a tener la forma de la tensión suministrada por una pila o un acumulador.

En la figura 292 A y 292 B se muestra cómo se comporta la tensión en función del tiempo a fin de que el lector tenga una idea más exacta de lo que acabamos de explicar. Según puede verse en la figura A, la tensión se mantiene constante con el tiempo (corriente continua); por lo tanto la tensión en cualquier instante será la misma. La figura B indica las variaciones de una tensión que se ha obtenido después de un filtro cuyas constantes de

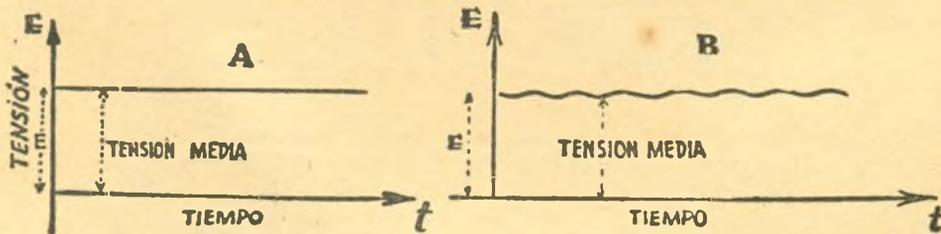


Fig. 292

capacidad e inductancia son determinadas. Como se verá, la tensión no es exactamente constante, sino que está afectada de una pequeña variación. Dicha variación en ciertos casos no llega a afectar en lo más mínimo al regular funcionamiento del receptor o transmisor. Pero en algunos casos la variación a que hacemos referencia es por demás grande, digamos por ejemplo: un diez por ciento de la tensión media; entonces es posible que la tensión de placa a la cual se ha conectado el filtro mencionado, varíe en un diez por ciento de su tensión normal, lo que dará origen a que en el altoparlante se escuche un sonido equivalente a las variaciones de corriente que dicha tensión provocará. Este es el caso que la tensión afectada dé una cierta variación en la tensión y se haya conectado en la etapa final de un receptor pero como la misma tensión se aplica a las etapas previas, resulta que dicha variación de tensión será amplificada dando origen a un zumbido muy intenso en el altoparlante. Por lo tanto se tendrán en cuenta estos conocimientos para efectuar las correcciones correspondientes en los cálculos que efectuaremos en seguida.

Las fórmulas que se emplearán para el cálculo de la inductancia y capacidad del filtro son dos:

$$C = \frac{318300}{f_c \times R} \dots\dots\dots (70)$$

$$L = \frac{0.3183 \times R}{f_c} \dots\dots\dots (71)$$

La fórmula 70 da el valor de la capacidad y la fórmula 71 la inductancia. Las unidades son respectivamente en microforad. y en Henrys.

R es la resistencia del circuito que se está alimentando.

f_c es la frecuencia un poco inferior a la de trabajo con el fin de que el filtraje esté asegurado desde una frecuencia un poco menor.

Si la rectificación de la corriente alternada se ha efectuado en un semiciclo de la energía eléctrica, en el circuito de rectificación aparecerán 50 pulsaciones; por lo tanto, tendremos que considerar para el cálculo de capacidad e inductancia del filtro un valor de f_c de 40 Hertz. Si la rectificación se efectúa en los dos semiciclos de la energía de la corriente alternada, en el circuito del filtro aparecerán 100 pulsaciones; por lo tanto tendremos que tomar como valor de f_c de 90 Hertz.

Veamos un ejemplo a fin de que el lector vaya practicando con las fórmulas 70 y 71 dadas.

Supongamos que el circuito rectificador de la Lección 53a. y que nos ha servido de base para el cálculo del transformador de poder. Teníamos que la tensión a la salida del filtro para una intensidad de la corriente de 71 M.A. era 270 V. Veamos cuáles serán los valores de los condensadores e inductancia que compondrán el filtro.

Habrá que calcular en primer término el valor de la resistencia del circuito a fin de que sea posible emplear las fórmulas 70 y 71.

Como la tensión del circuito es de 270 V., y la intensidad de la corriente es de 71 M.A., resultará que la resistencia R del circuito alimentado será:

$$R = \frac{270}{0.071} = 3800 \Omega$$

Calculemos entonces el valor de la capacidad de acuerdo a la fórmula 70, y el circuito que nos servirá de base es el de la figura 291. Recordemos que la rectificación se efectuaba por onda completa.

$$C = \frac{318.300}{\times R} = \frac{318.300}{90 \times 3800} = \frac{318.300}{342.000} = 0,93 \mu f.$$

Pero el valor real que corresponde a cada condensador del filtro es de $\frac{0,93}{2} = 0,465 \mu\text{f}$, o sea exactamente la mitad del valor calculado.

Según la fórmula 71, podremos averiguar el valor de la inductancia.

$$L = \frac{0,3183 \times R}{f_c} = \frac{0,3185 \times 3800}{90} = 13,5 \text{ Henrys.}$$

De esta manera hemos calculado los elementos del filtro del rectificador en sus valores mínimos. Aclaremos este concepto. Si la fuente de alimentación que hemos calculado (nos referimos al filtro en particular), solamente es la etapa de salida de baja frecuencia de un receptor, el filtro podrá tener los valores que habíamos calculado; pero si con el mismo filtro debemos alimentar otras etapas previas a la etapa de salida, correremos riesgo de introducir zumbido que modularía constantemente la etapa de salida y por ende el altoparlante. Esto quiere decir que si recordamos lo que dijimos con respecto a la figura 292 B, veríamos en seguida el problema. Entonces tenemos una lámpara amplificadora de baja frecuencia cuyo factor de amplificación práctico a 100 Hertz, es de 30, resultará que para un porcentaje de variación de la tensión éste será amplificado 30 veces, lo que daría por resultado una tensión de 100 Hertz aplicado a la grilla de la etapa de salida. Si dicha etapa amplifica a su vez el zumbido mencionado, el lector se dará cuenta que se está en presencia de un problema relativamente serio.

Felizmente, dicho problema tiene solución y éste puede resolverse de varias maneras: 1.º Empleando valores de C y L de mayor magnitud. 2.º Emplear dos secciones de filtro en lugar de una sola. Esta última solución puede resolverse de dos maneras: agregando una sección al filtro de la figura 191 una impedancia y un condensador o una resistencia y un condensador. Estos dos métodos los veremos un poco más tarde.

Concretemos entonces y veamos qué camino debemos seguir para asegurar un filtraje prácticamente perfecto. Tenemos que empezar por fijar el valor del porcentaje en la variación de la tensión a fin de poder fijar los valores de C y L. Una vez fijado el valor del porcentaje de zumbido se puede calcular el valor de $C \times L$ por intermedio de la figura 293. Por lo tanto se deberá fijar el valor de C para calcular el de L o viceversa.

Para ser más lógico el cálculo, convendrá calcular la inductancia de acuerdo a la fórmula 71 con el fin de dar al circuito del filtro la impedancia necesaria y asegurar la regulación. De esta manera resultará muy sencillo el cálculo del valor de C.

Veamos un ejemplo a fin de que el alumno comprenda con más claridad lo que acabamos de exponer. Puede considerarse como bueno el nivel de zumbido cuando la variación de la tensión es del 1 o/o en el caso que nos ocupa. Por lo tanto, si observamos la figura 293 veremos que para un valor del 1 o/o tenemos que el producto $L \times C$ es de 240 a una frecuencia de 100 Hertz. Por lo que se ve que nos resulta muy simple calcular el valor de C si fijamos para L el valor de 13,5 Hy.

Si de acuerdo a las curvas de la figura 293 el valor de $L \times C$ es igual a 240, resultará la siguiente proporción: $L \times C = 240$, es decir, que el valor de C, puede obtenerse de dicha proporción. De donde

$$C = \frac{240}{L} = \frac{240}{13,5} = 17,8 \mu\text{f.}$$

o sea que a cada condensador del filtro le corresponderá un valor de

$$\frac{17,8}{2} = 8,9 \mu\text{f.}$$

De la manera expuesta se calculan los filtros a fin de obtener el máximo de filtraje de la energía pulsante. Por lo tanto fácil sería calcular todos los valores del filtro después de fijar el porcentaje de zumbido.

Habíamos insinuado la existencia de un filtro del tipo que acabamos

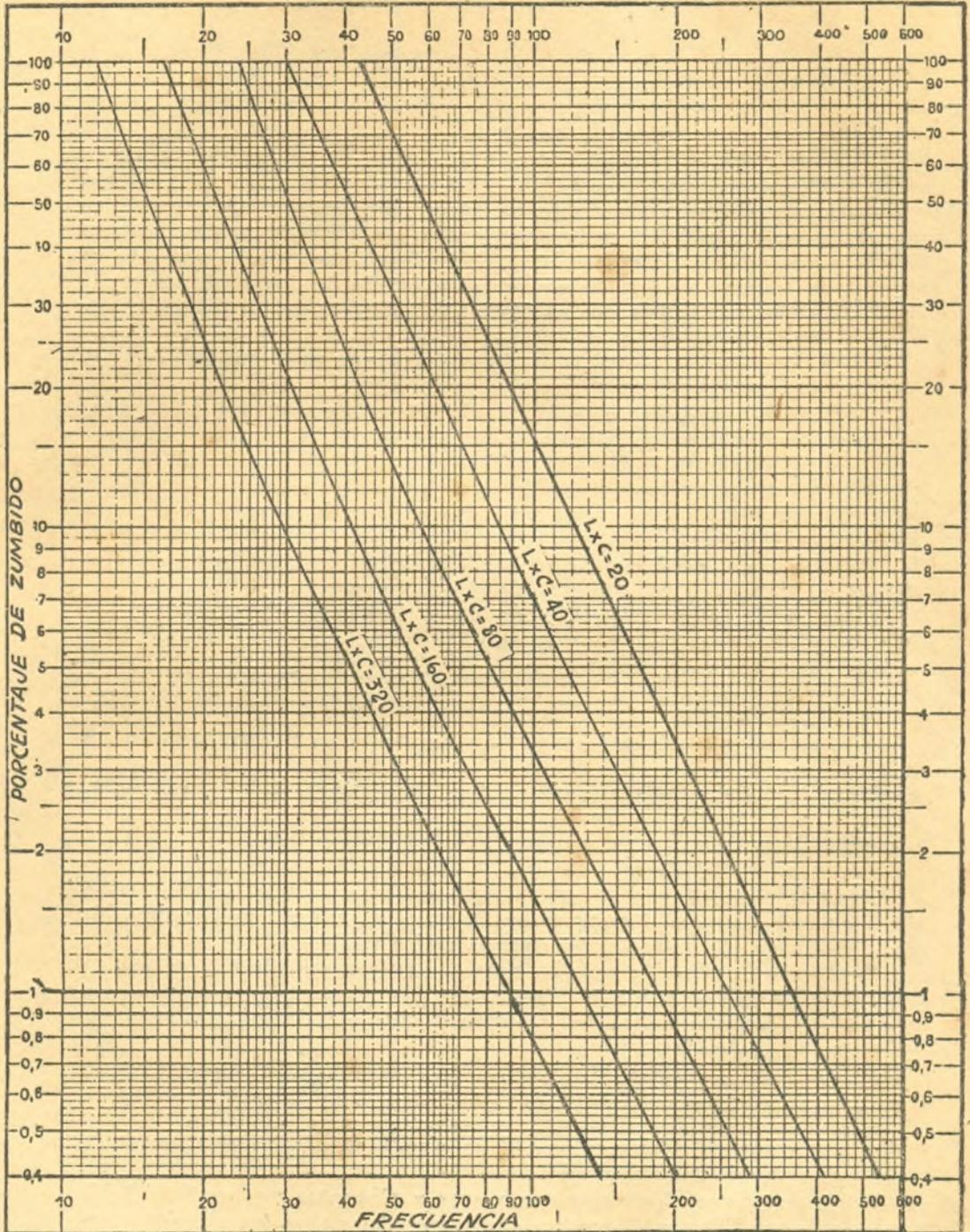


Fig. 293

de estudiar con la sola diferencia que en lugar de una inductancia se emplea una resistencia. Dicha disposición se puede ver en la figura 294.

Estos tipos de filtro pueden emplearse directamente conectado a un rectificador de corriente alternada o simplemente como filtro adicional.

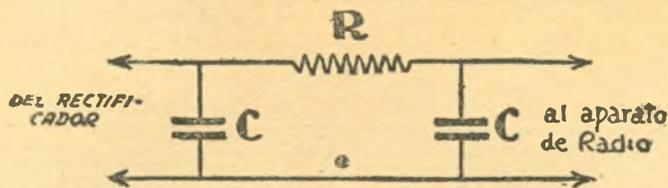


Fig. 294

El cálculo de la resistencia del filtro se efectúa de la misma manera que cuando se calculó la resistencia del circuito, es decir, que por ejemplo, si tenemos una válvula amplificadora de baja frecuencia y debemos agregar un filtro adicional por razones de economía en el diseño del aparato, y teniendo en cuenta que la intensidad de la corriente de cátodo de dicha válvula es de 10 M.A. y la tensión de placa es de 250 V., el valor de la resistencia del

filtro será de $\frac{250}{0,01} = 25.000 \Omega$, es decir, del mismo valor de la resistencia

aparente del circuito de placa de la válvula. De esta manera nos ha resultado sumamente fácil conocer el valor de la resistencia del filtro por lo tanto podremos calcular el valor de la capacidad. Estos cálculos los podemos efectuar con la ayuda de las curvas de la figura 295. De acuerdo a dichas curvas nos resultará sumamente simple una vez que hayamos fijado el valor del porcentaje de zumbido, y la frecuencia, hallar el valor de la capacidad. Así por ejemplo; si el porcentaje del zumbido deberá ser de 0,8 o/o y la frecuencia es de 100 Hertz, resultará que el valor que buscamos está dado en el producto de $R \times C = 200.000$ es decir que el valor de C será:

$$C = \frac{200.000}{R} = \frac{200.000}{25.000} = 8 \mu f.$$

y que es un valor por demás conocido y empleado ya por práctica en los circuitos que mencionamos.

Si el filtro fuese del tipo condensador — resistencia — condensador, la capacidad de cada uno deberá ser de $\frac{8}{2} = 4 \mu f$

Nos queda por último indicar la manera de calcular la inductancia L_1 del filtro de la figura 290 y que se empleará en el caso en que la regulación de la fuente de alimentación debe ser la mejor posible.

Veamos una aplicación práctica para que el lector pueda ver en seguida cómo se opera con este tipo de filtro.

La fórmula que nos sirve de base para el cálculo de la inductancia L_1 de la figura 290 es la siguiente:

$$L_1 = \frac{R}{500} \dots \dots \dots (72)$$

donde L_1 se mide en Henrys; R en Ohms, siendo este factor el valor de la resistencia del circuito alimentado.

Supongamos que el circuito que vamos a alimentar por medio del filtro de la figura 290, sea el que nos sirvió como base para los cálculos anteriores, o sea una intensidad de la corriente de 71 M.A. y una tensión de 270 V.; por lo tanto, habíamos calculado un valor de 3800 Ohms. Si que-

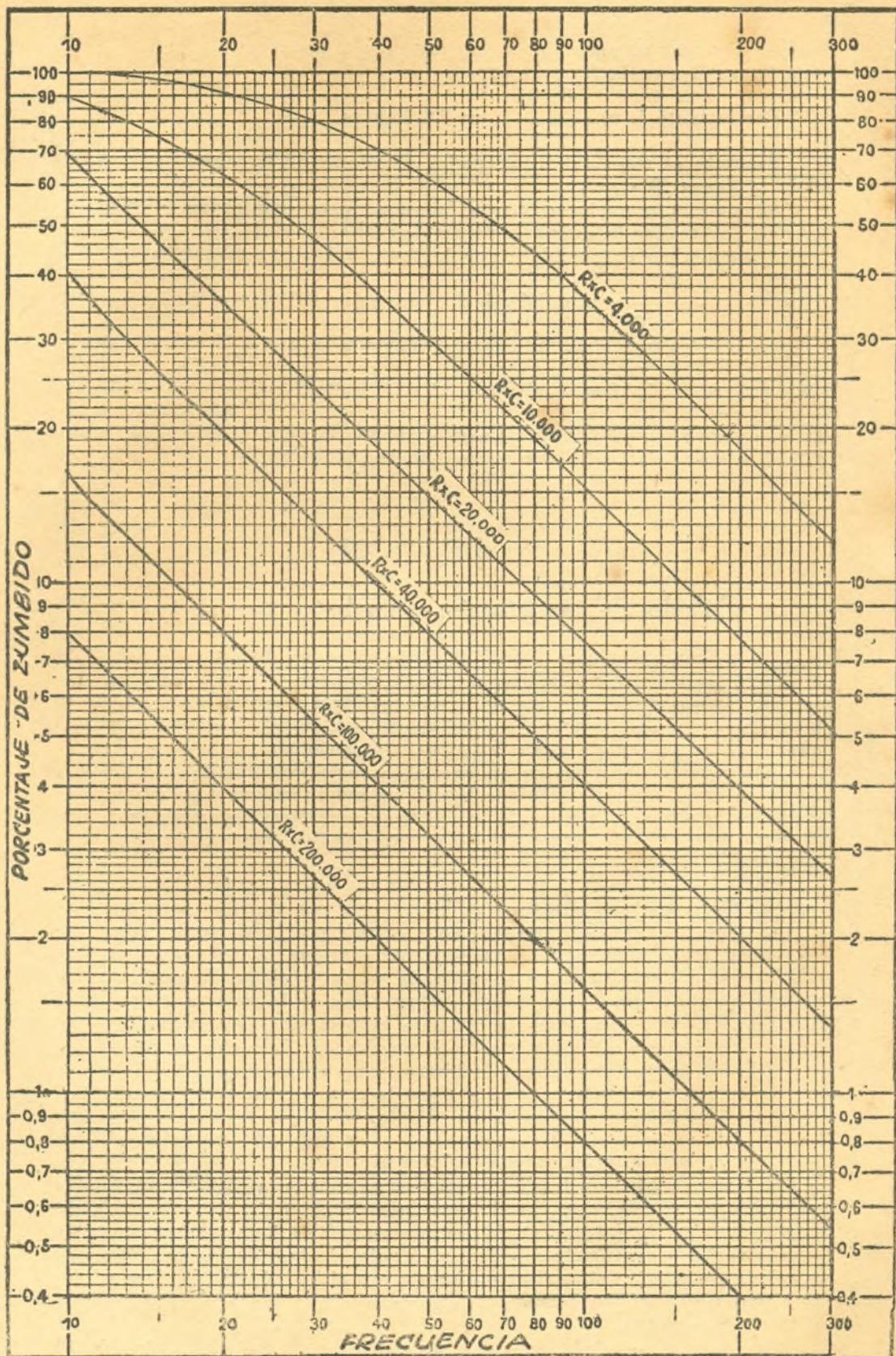


Fig. 295

remos averiguar el valor de la inductancia solamente tendremos que sustituir los valores en la fórmula 72.

$$\text{Por lo tanto } L = \frac{3800}{500} = 7,6 \text{ Henrys.}$$

Respecto al resto del filtro, podrá calcularse de la misma manera que el de la figura 291.

Para asegurar un buen filtraje debe tenerse en cuenta que, previa construcción, se realice la comprobación matemática, es decir, que debemos asegurar un mínimo de zumbido; por lo tanto debemos emplear la siguiente

fórmula: $\frac{85}{L \times C}$ nos deberá dar un valor inferior a 3.

En nuestro caso si la inductancia calculada es de 7,6 Henrys y el valor del condensador habíamos calculado 8,9 μf , resultará que $\frac{85}{7,6 \times 8,9} = 1,3$.

Lo que nos indica que el filtraje será perfecto. Como verá el lector, se consideró solamente el valor del primer condensador del filtro.

58a. LECCION

Cálculo de inductancias para bajas frecuencias

Las inductancias para bajas frecuencias pueden dividirse en dos tipos, a saber: un grupo que se refiere a inductancias que trabajarán con corrientes alternadas solamente, pudiendo ser de frecuencias variables, y un segundo grupo que corresponde a inductancias que, además de llevar corrientes alternadas, permiten el pasaje de corrientes continuas.

El primer grupo tiene su aplicación en amplificadores de baja frecuencia tanto como carga de placa de la válvula amplificadora o en circuitos de grilla de la misma. El segundo grupo tiene su aplicación en algunos tipos de amplificación como cargas de placa, pero principalmente en los filtros de corriente alternada.

Antes de indicar la forma de calcular las inductancias debemos explicar qué diferencia existe entre una inductancia que es atravesada por una corriente alternada solamente y el caso en que por la misma circula, además de la corriente alternada, una corriente continua. Si los tipos de inductancia que se emplean en los circuitos de corriente alternada no fuesen de valores muy elevados, éstos podrían construirse de la manera conocida en forma de Choque, pero como se trata de inductancias del orden de varios Henrys, resulta que se hace necesario el empleo de núcleos de acero especial laminado. El empleo de núcleos de hierro trae consigo una cantidad de problemas que si tuviesen que ser resueltos de una manera estrictamente matemática resultaría casi imposible su cálculo.

Felizmente se puede llegar a valores muy próximos entre los calculados de una manera práctica y el valor real.

Habíamos visto, en lecciones anteriores, cuando se estudió el significado de inductancia, que cuando una inductancia permitía una variación muy grande en la intensidad del campo magnético generado por una corriente variable, tanto más grande era el valor de la inductancia. Pero esto es solamente relativo si se tiene en cuenta que si la inductancia tiene núcleo de hierro y por el mismo bobinado circula corriente continua. Tratemos de aclarar ese concepto.

Supongamos una inductancia de un valor determinado, por ejemplo 10

Henrys. Si por dicha inductancia circula una intensidad de corriente alterada de un valor relativamente bajo como para que el núcleo no llegue en ningún momento a saturarse por una corriente instantánea de gran intensidad, podríamos asegurar que el valor de la inductancia se mantendrá prácticamente constante. Supongamos ahora que la misma inductancia es recorrida por una intensidad de corriente tal que en los picos, o sea en los instantes de amplitud máxima de la corriente, llegue a saturar el núcleo. ¿Qué ocurrirá en tal caso? Si recordamos las curvas de la figura 137 en la cual se indica la relación entre la inducción magnética en el aire y en el hierro, vemos en dichas curvas que la magnetización aumenta hasta un cierto límite rápidamente para luego aumentar con lentitud y por último, por más que se trate de aumentar la inducción en el hierro ésta no aumenta (punto de saturación). Teniendo presente estas observaciones para el caso que propusimos, veremos que si la intensidad de la corriente instantánea determina la saturación del núcleo, esto hará que la inductancia de referencia decrezca de valor. Esto se comprenderá fácilmente si recuerdan los lectores que definimos inductancia de un Henry a una inductancia tal que cuando es atravesada por una corriente que varía en un Amper por segundo genera entre sus extremos una tensión inducida de 1 Volt. Pero esto, llevado a las inductancias con núcleo de hierro, se cumple solamente en el caso en que dicha corriente en ningún momento llega a saturar el núcleo de la inductancia.

Supongamos el caso en que por la misma inductancia, del ejemplo, circula una corriente continua o casi continua como cuando se trata de una inductancia de un filtro de un rectificador. Por lo tanto debemos considerar el caso en que existe una corriente magnetizante, pues está magnetizando al núcleo de la inductancia hasta un valor que depende de la intensidad de la corriente y del número de espiras de la misma.

Si en estas condiciones hacemos atravesar una corriente alternada de una cierta magnitud, ésta hará que la intensidad del campo magnético que se genera en dicha inductancia varíe en ciertos límites. Como el valor de la inductancia depende de la variación de la intensidad de campo magnético que puede generar, resultará que ésta vendrá dada por los límites de variación entre el máximo y el mínimo, o sea, que cuando no circula corriente continua por la inductancia, el flujo magnético generado por la intensidad de la corriente alternada comienza desde cero hasta el punto cercano a la saturación, pero cuando en el mismo circuito circula una corriente continua magnetizando el núcleo de la inductancia, resultará que la variación del flujo magnético por la acción de la corriente alternada no comenzará desde cero sino desde un valor determinado hasta un máximo. Esto quiere decir que la intensidad del campo magnético ya no variará desde cero hasta un punto próximo a la saturación, lo que significa que el valor de la inductancia quedará disminuído. Esto se comprenderá más fácilmente si se tiene en cuenta que la variación de la intensidad del campo magnético es menor, dará como resultado una inductancia menor, o sea una reactancia inductiva menor al pasaje de la corriente alternada.

Para terminar con los conceptos de inductancias para trabajos en corrientes alternadas de baja frecuencia, diremos que conviene emplear el término de impedancia en lugar de inductancia, pues como dichas inductancias poseen una respetable resistencia óhmica y una capacidad distribuída grande, además de la inductancia, comprenderemos fácilmente que sería más propio denominar a lo que estamos llamando inductancia como simplemente una impedancia, puesto que además se la emplea como tal.

Veamos en esta lección solamente cómo se calculan las impedancias de filtro y cuya aplicación se extenderá también al cálculo de impedancias que trabajan como cargas en los circuitos de placas y grillas de las válvulas amplificadoras.

Muchos de nuestros lectores habrán oído llamar a las impedancias en ge-

neral por el nombre de "choques", además de haberlo empleado nosotros; pero ésto se debe a que se ha generalizado el uso de llamar choques a las impedancias que trabajan en los filtros de corriente rectificada o simplemente en los circuitos que deben trabajar de manera tal que evite que la tensión varíe.

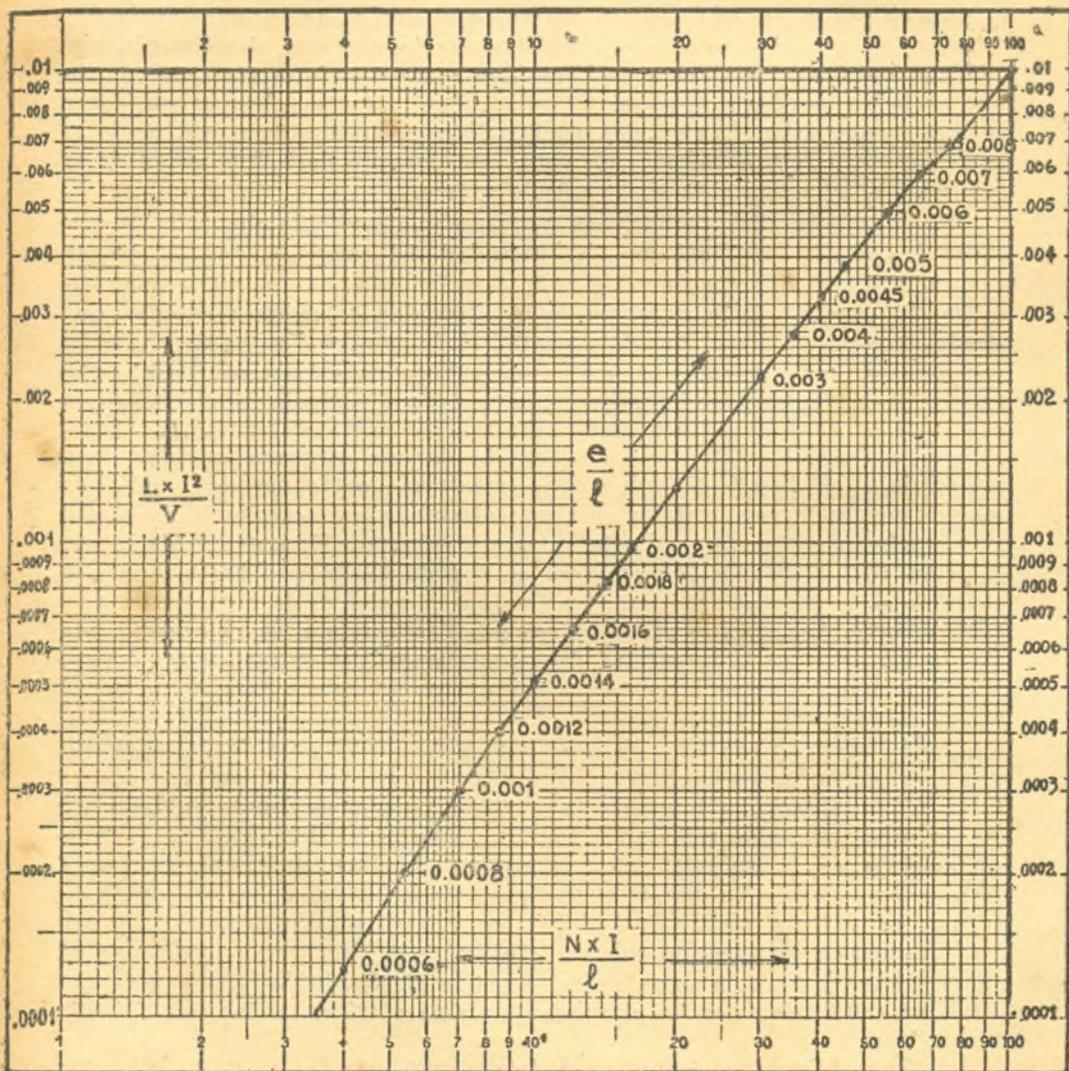
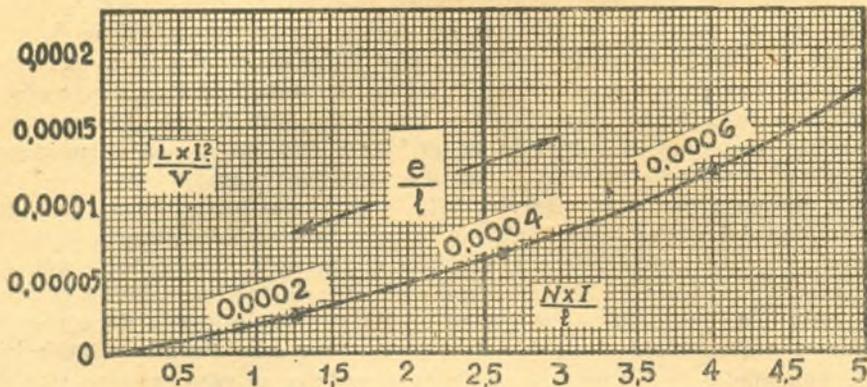


Fig. 296

Una fórmula que da aproximadamente el valor de la inductancia de una impedancia bobinada en un núcleo de hierro es la que sigue:

$$L = \frac{1,257 \times \mu \times n^2 \times S}{l \times 100.000.000} \dots \dots \dots (73)$$

Donde L está dado en Henrys; μ es la permeabilidad del núcleo de hierro; S es la sección del núcleo en centímetros cuadrados; n es el número de espiras de la inductancia y l es la longitud de la línea magnética media del núcleo en centímetros cuadrados. En estos casos la sección medida del núcleo solamente se tomará en cuenta el 90 o/o, pues habrá que tener en cuenta el espacio existente entre chapas del núcleo.

Como se observará en la fórmula 73, no hacemos mención de la corriente continua, por lo cual el lector supondrá que se trata de impedancias por las cuales no circula corriente continua. Por lo tanto no calcularemos ahora con dicha fórmula.

Para la realización de los cálculos de las impedancias que llevan corriente continua, se ha llegado a dos expresiones algebraicas que permiten, una vez conocidos todos los valores de una y con la ayuda de un gráfico, el cálculo de la otra ecuación y de esta manera el cálculo de todos los valores que intervendrán en el diseño de la impedancia.

Veamos cuáles son estas expresiones que nos permitirán calcular las inductancias.

$$\frac{L \times I^2}{V} \quad \text{en función de} \quad \frac{N \times I}{l} \dots \dots \dots (74)$$

Donde L es la inductancia en Henrys; I es la intensidad de la corriente continua; V es el volumen del núcleo; N es el número de las espiras de la inductancia, y l es la longitud de la línea media magnética del núcleo.

Para poder calcular las inductancias por medio de estas fórmulas tendremos que emplear el gráfico de la figura 296. Dicho gráfico, como se verá más adelante, da la función entre las dos expresiones de la 74, dando como resultado una curva cuyos valores dan la medida del espacio que habrá que introducir al recorrido de las líneas de fuerza magnéticas, o dicho en otras palabras, el valor del entre hierro. Este entre hierro, para que los lectores lo puedan ver con más claridad, se indica en la figura 297.

El entre hierro que mencionamos es de vital importancia, porque éste

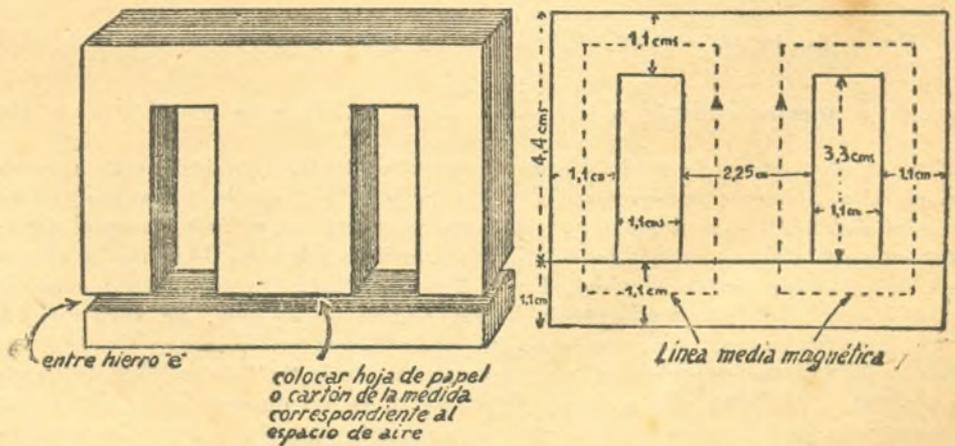


Fig 297

nos permite, una vez conocido el valor correspondiente, evitar que el núcleo se sature con la corriente continua de trabajo asegurando a la vez el valor de la inductancia prevista en el cálculo.

Para que el lector pueda ver más de cerca la forma en que se calculan las inductancias de filtro, realizaremos un ejemplo práctico a fin de ir conociendo todos los "resortes" de la radiotécnica.

Supongamos que queremos calcular la impedancia de filtro y cuyo valor lo obtuvimos en la Lección 57.^a y que era de 13,5 Henrys. Si recordamos que la intensidad de la corriente es de 71 M.A., estaremos en condiciones de calcular la impedancia que nos proponemos construir.

Pues bien; veamos qué sección de alambre necesitaremos para que sea posible que una intensidad de corriente de 71 M.A. pueda pasar por él. Si seguimos el camino que seguimos para el cálculo de los transformadores, o sea de 3 Amperes por milímetro cuadrado de sección, resultará que la sección necesaria es: Si 3 Amperes pasan por 1 mm.² de sección, 0,071 Amp.

pasarán por $\frac{0,071}{3} = 0,0236$ mm². Según la Tabla II, el diámetro es de

0,18 mm. aproximadamente; por lo tanto, tomemos un núcleo de la Tabla XI a fin de hacer el primer tanteo. Tomemos, por ejemplo, la laminación "S" que tienen un volumen de 66 centímetros cúbicos. Veamos si podemos

calcular la primera fórmula de la proporción, o sea $\frac{L \times I^2}{V}$. Efectivamente,

si L es igual a 13,5 Henrys; I es igual a 0,071 Amp.; y V igual a 66 cm³.

por lo tanto $\frac{L \times I^2}{V} = \frac{13,5 \times 0,071 \times 0,071}{66} = \frac{0,068}{66} = 0,001$.

Si llevamos este valor a la curva de la figura 296 y sobre el eje de los valores

de $\frac{L \times I^2}{V}$ ubicamos el calculado de 0,001 y siguiendo una línea ho-

rizantal hasta cortar la curva que da los valores de $\frac{e}{l}$ el punto así deter-

minado debemos marcar el valor que es aproximadamente 0,002 y que nos permitirá calcular el espesor del entre hierro. Si desde el punto así hallado

bajamos una perpendicular al eje que da los valores de $\frac{N \times I}{l}$, encontra-

remos un punto cuyo valor es igual a 17 y por lo tanto es el que le corres-

ponde a nuestro ejemplo, o sea $\frac{N \times I}{l} = 17$. De esta ecuación podemos

obtener el número de espiras que le corresponderán a la inductancia, pero para ello debemos conocer previamente la longitud de la línea magnética media del núcleo empleado; por lo tanto nos será muy fácil conocer el valor que nos falta. Para ello dibujemos con todas las medidas de la chapa del núcleo que hemos elegido. En la figura 297 se dan las medidas de la chapa que se obtuvo mediante la Tabla XI: es de 15 cms. Se verá que en la misma Tabla se indica en la columna de "línea media magnética un valor de 14,8, pero tenemos que tener en cuenta que la "I" del núcleo no se tocará con la "E" del mismo, pues existirá entre ambos un espacio de aire y por lo tanto la longitud de la línea será algo mayor, pero como no podemos adelantarnos a calcular el espacio de aire real para ganar tiempo, tomaremos

dicho valor con aproximación, pues la diferencia en el cálculo es muy pequeña como lo verán en seguida los lectores. Calculemos, pues, de:

$$\frac{N \times I}{1} = 17; \text{ podemos calcular } N, \text{ por lo tanto podemos escribir:}$$

$$N = \frac{17 \times l}{I} = \frac{17 \times 15}{0.071} = \frac{255}{0.071} = 3590 \text{ espiras,}$$

Por lo tanto, el lector veá que la cantidad de espiras es de 3590.

Pero veamos ahora si es posible ubicar todas estas espiras en el núcleo que hemos elegido. Por lo tanto, habrá que realizar los mismos cálculos que para el caso de los transformadores.

Habíamos calculado que el diámetro del alambre debía ser de 0,18 mms. de manera que tendremos que calcular qué cantidad de espiras podremos colocar por capa. Si el alambre de cobre más el esmalte como aislación suman un diámetro de 0,20 mms., habiendo un ancho para bobinar, según la Tabla XI, 2,8 cms. o sea 28 mms., resultará que el número de espiras por capa

$$\text{será de: } \frac{28}{0,20} = 140 \text{ espiras. Si la cantidad de espiras totales es de 3590}$$

$$\text{espiras, el número de capas deberá ser: } \frac{3590}{140} = 26 \text{ capas. El espesor de}$$

todas las capas de alambre será de: $26 \times 0,20 = 5,2$ mms. de altura. Si el papel que emplearemos para aislar cada capa es de 0,05 mms. de espesor, para 26 capas tendremos una altura de $26 \times 0,05 = 1,3$ mms. de altura que sumados a la altura del carrete sobre el cual se bobinará la inductancia. o sea de 1 mm. de espesor y más dos capas un cartón prespán de 0,3 mms. para la última capa, tendremos:

Altura del bobinado	5.2 mms.
" capas papel	1.3 "
" carrete	1,0 "
" capa final	0.6 "

Altura total 8,1 mms. Si tenemos en

cuenta que la altura de la ventanilla es de 11 mms., resultará que el espacio

$$\text{del bobinado ocupará el } \frac{8,1}{11} = 0,735 \text{ del espacio, o sea el 73,5 o/o.}$$

Por lo tanto podríamos aumentar la aislación de las capas de 0,05 a 0,1 milímetros, lo que sumaría una altura efectiva del bobinado completo de 9,4 mms. o sea que ocuparía el 85 o/o de la ventanilla. Por lo que ve el lector, resulta sumamente sencillo realizar los cálculos de las inductancias que se emplean en los circuitos de los filtros.

Veamos ahora cuál es el espacio de aire que deberá tener el núcleo a fin de evitar que éste se sature por efecto de la corriente continua que atravesará el bobinado. Habíamos fijado sobre la curva de la figura 296

$$\text{un punto que nos daba un valor de } \frac{e}{l} = 0,002. \text{ Como el factor "e" es}$$

el que nos da el valor del espacio de aire y "l" es el valor de la línea magnética media, resulta que podremos conocer el valor de "e" después de

$$\text{despejarlo de la ecuación propuesta, es decir, que de } \frac{e}{l} = 0,002 \text{ por medio de}$$

$$\text{la cual: } e = 0,002 \times l = 0,02 \times 15 = 0,03 \text{ centímetros, o sea 0,3 milímetros.}$$

Por lo tanto, $e = 0.3$ mms. Esto quiere decir que tendremos que colocar en el carrete una vez bobinado, todas las chapas "E" y colocar sobre las tres caras que la "E" presenta, un papel de un espesor de la mitad de 0,3 mms. y luego se colocarán las chapas "I" en su posición de manera tal que las dos secciones del núcleo quedarán aisladas por medio de un papel del espesor mencionado y que asegurará el espacio de aire calculado. Quizás haya llamado la atención de los lectores que el espesor de papel del espacio de aire sea de la mitad del valor dado en el cálculo, pero debemos tener en cuenta que habíamos tomado en el cálculo solamente el recorrido en una rama del núcleo, pues no debemos olvidar que el flujo magnético se bifurca en dos direcciones opuestas; por lo tanto, el espacio de aire deberá ser la mitad de lo que dá el cálculo.

Los lectores habrán notado que durante todas estas explicaciones no habíamos mencionado la calidad de la laminación. Si se recuerda lo que se dijo en la Lección 47.^a, en la cual se aconsejó el empleo de núcleo tipo Armco Electric Especial, y cuyo valor de "B" por centímetro cuadrado era de 7000 líneas de fuerza magnética. Pero si en cambio empleamos núcleos de mejor calidad, la figura 296 nos servirá lo mismo, pues el error que se pueda cometer es muy pequeño comparado a los errores que introduce la construcción de la inductancia.

En casos como el que acabamos de exponer, el bobinado deberá tener una resistencia óhmica determinada y que en algunos casos dicho valor deberá ser un factor que no pueda alterarse. En este caso el cálculo se basará en una serie de tanteos con el fin de hacer coincidir el valor de la resistencia óhmica deseada; el valor de la inductancia en un tamaño de laminación lo más reducido posible debido al factor costo.

Si después de verificar si el número de espiras en el cálculo no tienen cabida en el núcleo, no habrá otro remedio que tomar la laminación siguiente, es decir, la que tenga un poco más de volumen a fin de reducir también el número de vueltas de la inductancia y hacer posible así la realización de la misma. Esto decimos para el caso en que después de haber realizado el primer tanteo no se diese con todos los valores deseados. Por lo tanto, hemos realizado el primer cálculo favorecidos por la suerte, ya que la elección de la laminación fué acertada en el primer intento.

Si el lector quisiera comprobar los cálculos realizados le serviría de repaso y aún más, podría comprobar si reduciendo la intensidad de la corriente continua que atraviesa el bobinado de la inductancia dá realmente como consecuencia el aumento de la misma, vale decir, que la cantidad de Henrys de la inductancia aumenta cuando disminuye la intensidad de la corriente continua. Este concepto es de vital importancia para los conocimientos que se irán dando respecto a inductancias y transformadores que son atravesados por corrientes continuas y alternadas (*) a la vez. De paso el lector comprobará que se consigue el máximo de inductancia cuando por éste no pasa ninguna corriente continua.

59a. LECCION

Teoría y funcionamiento del control automático de volumen (C.A.V.)

En la lección pasada habíamos hecho una reseña del funcionamiento del control automático de volumen y de sensibilidad, y se explicó cuál era la causa de su necesaria aplicación. También dijimos que el funcionamiento se basaba en la variación de los potenciales negativos de las etapas amplificadoras de alta frecuencia y suministradas por la misma señal detectada.

(*) Hemos hablado todo el tiempo de corrientes continuas y alternadas que atraviesan inductancias simultáneamente, pero en realidad se trata de corriente continua que lleva superpuesta una componente de corriente alternada.

Veamos el circuito de la figura 298, en la cual aparece un detector del tipo diodo y que detecta las señales amplificadas por la lámpara amplificadora de alta frecuencia (R.F.). Cuando se induce en la inductancia L una señal proveniente del amplificador de alta frecuencia y si en un momento determinado la placa de la válvula detectora se encuentra a un potencial positivo, se producirá a través de la válvula una corriente electrónica y por lo tanto dicha corriente atravesará la resistencia R colocada en el circuito de esta válvula. Dicha corriente rectificadora provocará una caída de tensión entre los extremos de la resistencia R . Inmediatamente se verá que en ese instante, recordando el mismo concepto aplicado en las tensiones rectificadas de corriente alternada, podremos decir que el extremo A se encuentra a una tensión negativa con respecto al punto B que es positivo. Durante el semiciclo considerado el condensador C se cargará manteniendo su carga hasta el momento en que la caída de tensión entre los extremos de R tienda a disminuir en el semiciclo siguiente en el cual la placa de la válvula detectora se encuentre a un potencial ne-

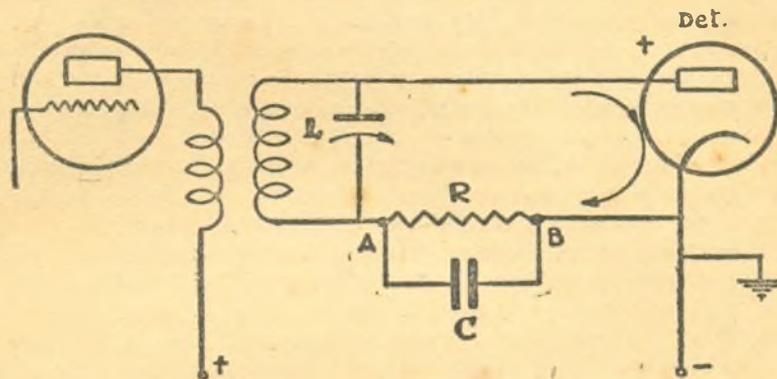


Fig. 298

gativo. Durante el cual la válvula no detectará ninguna señal. Cuando el condensador se descarga lo hará en el sentido de B hacia A , de manera que se producirá una caída de tensión sobre la resistencia R , cuyos extremos mantendrán la polaridad recién fijada. El proceso se repite para el semiciclo siguiente en que la placa de la válvula detectora será nuevamente positiva. Por lo tanto los lectores verán que la intensidad de la corriente que produce la señal detectada, provoca una caída de tensión entre los extremos de la resistencia R que actúa de carga y que ésta mantendrá una caída de tensión constante mientras la señal de la estación también lo sea.

Supongamos que la estación cuya señal es amplificada y detectada por el circuito de la figura 298 en un momento determinado disminuye de intensidad, lo que significa que la tensión inducida en la antena del receptor será de menor magnitud, siéndolo también la tensión amplificada. Por lo tanto, sobre la placa de la válvula detectora, cuando ésta se halla a un potencial positivo, la señal será de menor magnitud a la considerada en el primer caso. Esto dará origen a que la intensidad de la corriente provocada por la tensión detectada sea de menor intensidad, de lo que resulta que la caída de tensión que se produce entre los extremos de la resistencia R será también de menor magnitud que en el caso considerado anteriormente.

Consideremos ahora el caso en que la señal de la estación aumenta de intensidad: entonces también aumentará la tensión inducida en la inductancia L y por lo tanto ha aumentado la tensión inducida entre los extremos de la inductancia. La intensidad de la corriente detectada también aumentará, de manera que dicha corriente provocará una caída de tensión de mayor magnitud que en los dos casos considerados.

Por lo tanto, el lector se dará cuenta que la caída de tensión entre los extremos de la resistencia R depende de la intensidad de la corriente rectificadora o detectada y ésta, a su vez, depende de la intensidad de la señal. Es decir, a mayor intensidad de la señal, mayor caída de tensión entre los extremos de la resistencia R y a menor intensidad de la señal menor caída de tensión entre los extremos de la resistencia R . Fácilmente se ve entonces que si dicha tensión pudiera aplicarse como tensión de polarización a los circuitos de grilla de las válvulas amplificadoras de alta frecuencia, éstas podrían ser controladas con la misma señal de la estación.

Este método tiene la gran ventaja de actuar independientemente de la modulación de la estación, siendo la acción de la misma provocada solamente por la portadora.

Sea el circuito de la figura 299, en la cual se muestra la forma cómo se conectaría el control automático de sensibilidad.

Supongamos una señal inducida en el circuito de la antena del receptor. La válvula amplificadora de alta frecuencia amplificará estas señales e inducirá en su circuito de placa una tensión de un valor determinado. Por lo tanto, se inducirá en L_1 una tensión de una frecuencia reterminada que será detectada por la válvula detectora. La señal así detectada provocará una corriente a través de la misma, que circulará a través de la resistencia R_c que actúa de carga de la válvula diodo.

Sobre la resistencia R_c se producirá una caída de tensión cuyo polo negativo estará en el punto A de dicha resistencia. Por lo tanto, el cátodo de la válvula se encontrará a un potencial positivo (extremo B).

Vemos, además, que el cátodo de la válvula amplificadora de alta frecuencia está conectado directamente al chasis del receptor, es decir, al mismo potencial del punto B.

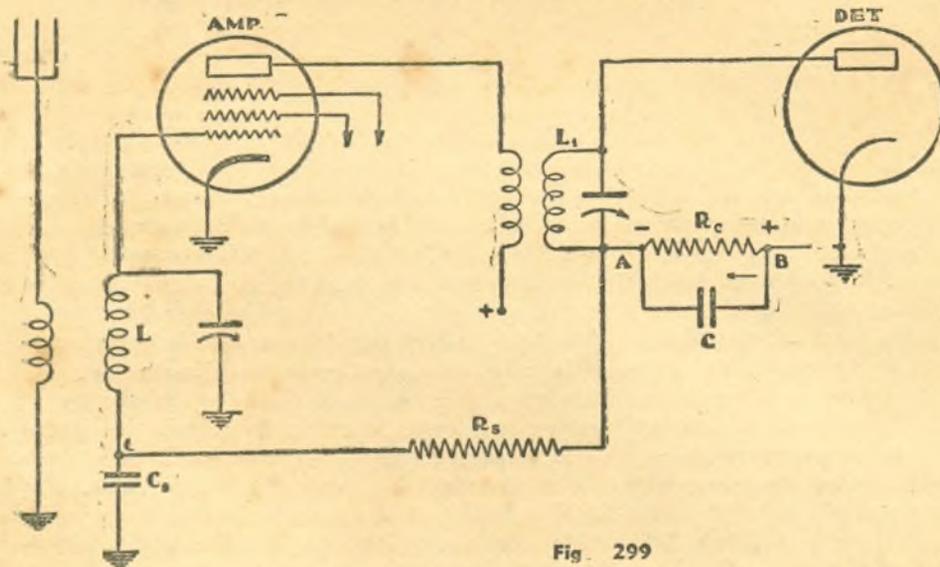


Fig. 299

Pero vemos que por el extremo del circuito de grilla de la misma válvula amplificadora de alta frecuencia, o sea de la inductancia L , se ha conectado a través de una resistencia R_s al polo negativo, o sea al extremo A de la resistencia R_c .

Como el lector notará en seguida, la grilla de la válvula amplificadora de alta frecuencia se encuentra al mismo potencial que existe entre los extremos de la resistencia R_c . En efecto: si los cátodos de las dos válvulas están unidos, éstas se encuentran a un mismo potencial, y si el circuito de la grilla de la válvula amplificadora se encuentra conectado al extremo A

de la resistencia R_c resultará que también se encontrarán entre sí al mismo potencial, es decir, entonces que el potencial negativo de la válvula amplificadora de alta frecuencia está dado por la caída de tensión existente entre los extremos de la resistencia R_c y provocado por la señal detectada.

Quizás el lector se preguntará qué es la resistencia R_c que está conectada en el circuito de la grilla de la válvula amplificadora y en serie con ésta. Como en el circuito de la grilla de la válvula no hay corriente a través de ella, no se producirá ninguna caída de tensión; por lo tanto, el potencial de A queda conectado al punto C, o sea el potencial que corresponde a la polarización de la válvula.

La resistencia R_c se conecta tal como se ve en el circuito con el fin de evitar que el circuito de grilla de la válvula amplificadora actúe directamente sobre el circuito del detector; por lo tanto, la resistencia mencionada deberá tener un valor elevado a fin de cumplir su cometido.

El condensador conectado en el punto C se coloca a fin de que el potencial existente para las corrientes de alta frecuencia entre el cátodo de la válvula amplificadora y el punto C sea cero o prácticamente cero, porque de lo contrario la resistencia R_c actuaría de carga de grilla de la válvula amplificadora y por lo tanto la resistencia mencionada no actuaría como separador. Fácilmente se comprenderá que si la reactancia del condensador R_c para las corrientes de alta frecuencia, es bastante baja, la caída de potencial que se producirá entre sus extremos será sumamente pequeña y prácticamente cero, de manera que podemos decir que el potencial entre el punto C y el cátodo de la válvula amplificadora es cero para las corrientes de alta frecuencia y por lo tanto en el circuito solamente actuará la inductancia L y que es precisamente la que debe actuar, pues de lo contrario el valor de dicha inductancia variará, y no sería posible que ésta trabaje correctamente. Este problema lo trataremos con más atención cuando estudiemos la parte constructiva de los receptores con C.A.V.

Hemos explicado hasta ahora la forma cómo se conecta el circuito de la figura 299. Veamos ahora de qué manera actúa el control automático de volumen o, mejor dicho, en este caso, control automático de sensibilidad tal como lo veremos en seguida. Supongamos que en la antena del circuito de la figura 299, se induce una tensión proveniente de una estación de broadcasting de mucha intensidad. Por lo tanto, la válvula amplificadora amplificará dicha señal y entregará a la válvula detectora una tensión determinada, por supuesto variable. Dicha tensión será rectificadora y su corriente provocará una caída de tensión entre los extremos de la resistencia R_c . Dicha tensión quedará aplicada como polarización de la válvula amplificadora.

Según la figura 299, vimos que dicha válvula no tiene indicada polarización alguna; esto se hizo expreso con la intención de simplificar el fenómeno que estamos estudiando.

Dado que la válvula amplificadora está actuando con un potencial 0 (esto podemos considerarlo por un instante), lo que significará que la corriente de placa será sumamente intensa, pero ni bien la señal que dicha válvula amplificadora ha sido rectificada, la caída de tensión entre los extremos de R_c se hará presente sobre el circuito de grilla de la válvula amplificadora quedando ésta por lo tanto polarizada y haciendo que dicha válvula reduzca su corriente de placa a un punto determinado que dependerá del valor de la tensión de polarización.

Supongamos que por cualquier razón la estación dejase de transmitir; ¿qué sucederá con la corriente de placa de la válvula amplificadora? Como al cesar la señal no hay corriente rectificadora en el detector, no habrá caída de tensión entre los extremos de la resistencia R_c y por lo tanto la válvula amplificadora quedará sin polarización; por lo tanto la corriente de placa volverá al valor anterior, es decir, al valor que tenía antes de entrar a actuar la señal.

Por lo explicado, se verá que la corriente de placa de la válvula amplificadora puede disminuirse hasta el mínimo, es decir, en el punto en que la válvula amplificadora deje de trabajar, y al máximo para el caso en que no hay señal en el receptor, como en el caso en que no hay ninguna estación sintonizada, o cuando la señal es sumamente débil.

El lector notará, por lo tanto, que podemos controlar la amplificación producida por la válvula amplificadora.

Para evitar que la corriente de placa llegue a valores muy elevados, por falta de polarización de la misma en ausencia de señal, se deberá conectar en el circuito de cátodo una resistencia del valor correspondiente a la caída de tensión que deberá provocar para que la válvula trabaje con la polarización correcta en ausencia de señal. De esta manera, aseguraremos el punto de funcionamiento de la válvula como amplificadora.

Supongamos ahora que se está sintonizando la señal de una estación lejana. La corriente provocada por la señal detectada de dicha estación producirá una tensión determinada entre los extremos de la resistencia R_c . Si dicha señal es de poca magnitud la caída de tensión mencionada será muy pequeña: por lo tanto la polarización de la válvula amplificadora será casi la misma como en ausencia de señal y por lo tanto la amplificación que rendirá la misma es prácticamente la máxima. Por lo tanto, en este caso, la acción del control automático de sensibilidad, no se nota.

Supongamos ahora que esta misma señal, en un instante determinado, ha aumentado de intensidad dando origen entonces a que aumente también la caída de tensión entre los extremos de R_c . Esto significa entonces que aumenta la polarización en la válvula amplificadora, lo que da origen a la reducción de la corriente de placa de la misma y por lo tanto, la reducción también efectiva de la válvula.

Supongamos, y refiriéndonos siempre a la misma señal, que ha aumentado de intensidad, por lo tanto se producirá entre los extremos de la resistencia R_c una caída de tensión de mayor magnitud que en el caso anterior: por lo tanto aumentará la polarización de la válvula amplificadora y que provocará la disminución de la amplificación de la misma.

El lector, durante los experimentos que pueda realizar, notará, en los tres casos mencionados, que la recepción se produce prácticamente a un mismo nivel de intensidad, y ésto se comprende si recordamos que automáticamente el control automático de sensibilidad ha regulado la amplificación de la válvula amplificadora de acuerdo a la intensidad o a las variaciones de intensidad de la estación transmisora.

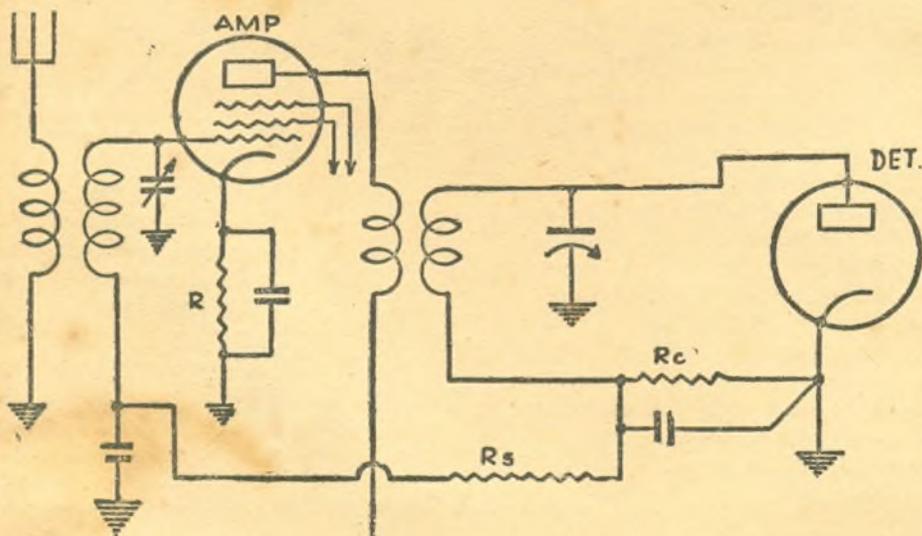


Fig. 300

La acción del control automático descrito, y que en este caso actúa como control automático de volumen, lo podríamos aplicar para el caso en que se sintoniza una estación de una intensidad determinada y luego se hace girar el condensador variable de sintonía, para sintonizar otra estación que resulta tener una portadora de mayor intensidad. Si el receptor descrito no tuviese control automático, resultará que al sintonizar la estación de más intensidad, en el altoparlante o en los teléfonos, escucharemos a dicha estación con una intensidad mucho mayor que la estación que estuvo sintonizado anteriormente.* El caso contrario lo tendríamos si en lugar de sintonizar la estación de una portadora más intensa se hiciese sobre otra de menor magnitud. Este inconveniente queda prácticamente eliminado con el empleo del C.A.V.

Supongamos ahora la figura 300, en la cual se presenta un circuito similar al de la figura 299, pero con la sola diferencia en que la válvula amplificadora de alta frecuencia está trabajando con una resistencia de autopolarización de un valor correcto.

Entre los extremos de la resistencia de cátodo en ausencia de señal se produce una caída de tensión de 3 Volts y que suponemos ésta sea la polarización correcta de la válvula.

Supongamos ahora que se hace presente una señal en el circuito de antena, la cual, amplificada y detectada, nos dará una caída de tensión determinada sobre R_c . ¿Qué valor tendrá entonces la polarización efectiva sobre el circuito de grilla de la válvula? Si en el circuito existe una señal captada por la antena y luego de amplificada es detectada, la caída de tensión entre los extremos de la resistencia R_c estará en serie con la tensión de polarización fija de la lámpara; por lo tanto, en caso de que la caída de tensión sea de 1 Volt entre los extremos de la resistencia R_c resultará que la tensión de polarización será de -4 Volt y por lo tanto la amplificación de la válvula amplificadora disminuirá. Esto quiere decir que en cuanto aparece una señal en el circuito detector, inmediatamente disminuirá la amplificación de la válvula amplificadora. Esto quiere decir también, que para una señal extremadamente débil la amplificación de la válvula es la máxima, pues no llega casi a provocar la acción del control automático de volumen.

Veremos en la Lección 60.^a cómo se emplea el control automático de sensibilidad en un receptor tal como el del tipo de tres etapas de alta frecuencia sintonizadas a fin de obtenerse un tipo de receptor totalmente moderno. Además, se empleará un tipo de válvula adecuado para que el control automático mencionado actúe correctamente.

60a. LECCION

Receptor de dos corrientes de la lección 51.^o con control automático de volumen.-

Los lectores habrán tenido oportunidad de analizar detenidamente el diseño del receptor de la Lección 51.^a, cuyos valores hemos calculado en todas sus partes. Veamos ahora de transformarlo en un receptor moderno con el agregado del control automático de volumen.

Para que pueda agregarse al receptor el c.a.v., se empleará una válvula de diseño especial y que está compuesta de dos secciones diferentes o mejor dicho de dos válvulas. Una sección la constituyen dos plaquitas y un cátodo, o sea un doble diodo; por lo tanto ésta podrá emplearse para la rectificación de la señal, es decir, de detección por diodo. La segunda sección

(*) Esto es cierto si el porcentaje de modulación de las estaciones que estamos escuchando, es el mismo.

es en realidad una válvula triodo de alto factor de amplificación, y cuyo cátodo es el mismo que el empleado para los diodos.

La razón de esta combinación es la siguiente: habíamos explicado en lecciones anteriores que el rendimiento de la detección por diodo era muy pobre y por lo tanto la tensión rectificadora no era suficiente como para excitar el circuito de grilla de una válvula amplificadora del tipo 43.

Como la tensión detectada no es suficiente para excitar el pentodo de salida del receptor, resultará que el volumen en el altoparlante será muy escaso y por lo tanto no llenará las necesidades previstas. Por esta razón dentro de la misma ampolla y para evitar el empleo de una válvula más en el receptor, se ha instalado un triodo de alto factor de amplificación que tiene por misión amplificar las señales detectadas por el diodo y elevar dicha tensión a un valor por lo menos equivalente al de un detector por curvatura de placa, como el que hemos empleado. Pero tenemos la ventaja con el nuevo

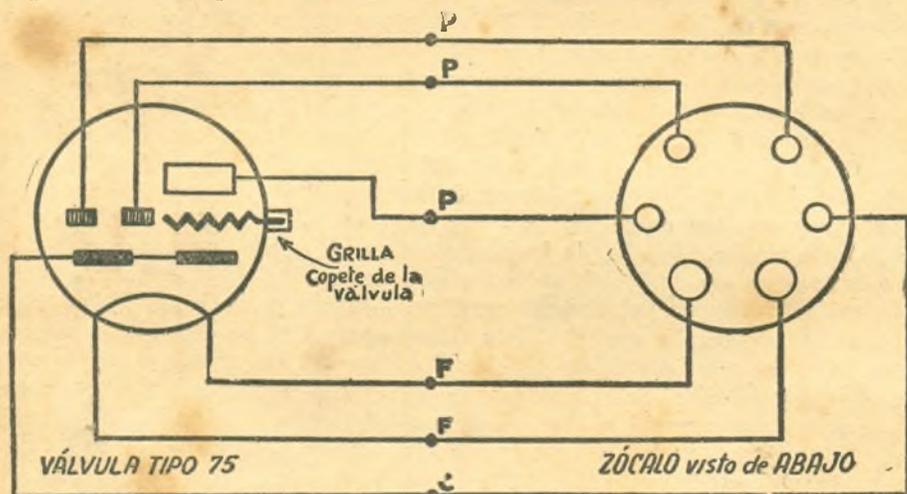


Fig 301

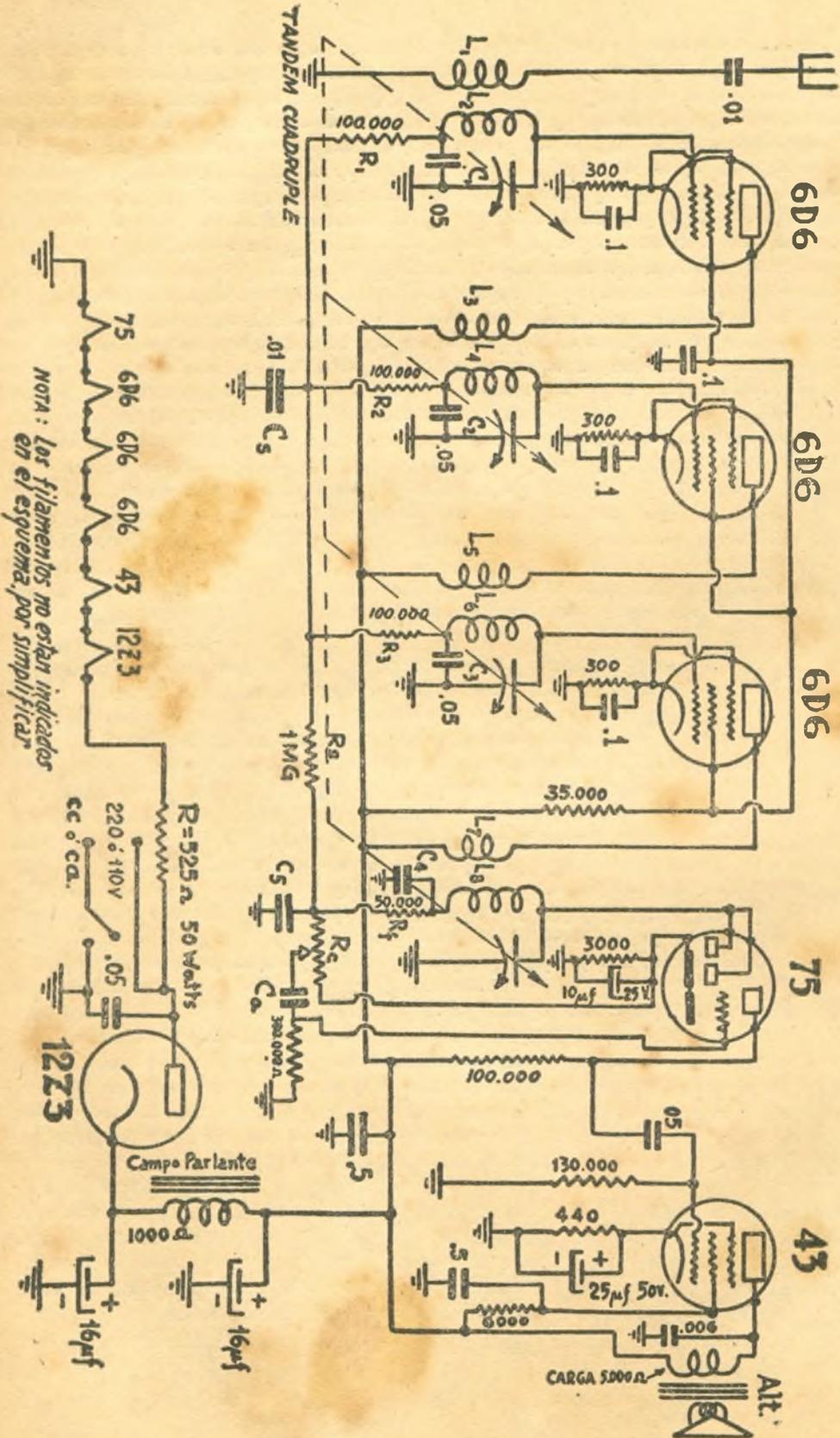
sistema de que en la detección por diodo se obtiene menos deformación que con los otros tipos y por lo tanto se asegura una buena reproducción del sonido y además permite el agregado del control automático de volumen; por lo tanto, el lector se dará cuenta de que se encuentra en presencia de un receptor de calidad y de tipo moderno.

Por lo dicho, la válvula 6C6 será sustituida por una del tipo 75 y cuyas características se dan en la figura 301 y en la siguiente tabla.

Voltaje de filamento	6,3 Volt
Corriente de filamento	0,3 Amp.
Voltaje de placa triodo	250 Volt
Voltaje de grilla	-2 Volt
Corriente de placa	1,0 M. A.
Resistencia de placa	91.000 Ohms
Conductancia mutua	1.100 Micromhos
Factor de amplificación	100
Capacidad grilla-placa	1,7 μ f
Capacidad de entrada	1,7 μ f
Capacidad de salida	3,8 μ f

Con respecto a las características de la sección diodo puede decirse de que está construido de tal manera de que se ha disminuido enormemente la capacidad del cátodo-placa.

En la figura 302 se indica el esquema completo del receptor al cual hemos agregado el control automático de volumen y que a continuación des-



NOTA: Los filamentos no están indicados en el esquema, por simplificar

Fig. 302

cribiremos a fin de que el alumno vaya familiarizándose con el funcionamiento y cálculo del C.A.V. mencionado.

Veamos en primer lugar la sección del circuito del receptor que más nos interesa interpretar a fin de ir adquiriendo los conocimientos necesarios.

Si observamos con cuidado las conexiones de la válvula 75 de la fig. 302, veremos que los dos diodos de la misma se han conectado unidos a un extremo de la resistencia L_3 , que es la que recibe por inducción la tensión amplificada por las tres válvulas amplificadoras. En el otro extremo de la inductancia L_3 se ve que se ha conectado al cátodo de la válvula 75 por intermedio de las resistencias R_f y R_c conectadas en serie.

La resistencia R_f se ha conectado con el fin de evitar que la tensión de radiofrecuencia pase por el circuito de la resistencia R_c pues como ya conocen los lectores, sobre dicha resistencia solamente deberá actuar la tensión rectificadora, haciendo las veces de choque de radiofrecuencia. Muy a menudo se emplea en los diseños de receptores modernos resistencias en lugar de choque para evitar el paso de corrientes de alta frecuencia en circuitos de baja frecuencia, claro está, de un valor adecuado y equivalente al valor de la reactancia de un choque de radiofrecuencia.

Por lo tanto, el valor de la resistencia R deberá ser tal que presente a la frecuencia media de trabajo la misma reactancia que el choque mencionado, o sea la misma reactancia a 1.000KHz. (1.000.000 Htz.). Por lo tanto si se empleó una inductancia de 8 Milihenrys para evitar que las corrientes de alta frecuencia pasen por los circuitos de radiofrecuencia, resultará que la reactancia de dicha inductancia será de $X_L = 2 \times \pi \times f \times L = 2 \times 3,14 \times 1.000.000 \times 0,008 = 50.240 \Omega$. o sea prácticamente 50.000 Ω . Por lo tanto la resistencia R_f deberá ser de 50.000 Ω . Los condensadores C_4 y C_5 son de muy poca capacidad y tienen por misión asegurar que por el circuito de baja frecuencia no pasen corrientes de alta frecuencia.

Estos condensadores C_4 y C_5 , junto con la resistencia R_f forman el filtro de alta frecuencia y por lo tanto no intervienen para nada en el circuito del control automático de volumen. C_4 y C_5 podrán tener un valor de 0,0001 μf cada uno.

Los lectores habrán observado, además, que en todos los retornos de los circuitos de grilla se han conectado en serie con éstos, resistencias y condensadores.

Tanto R_1 C_1 como R_2 C_2 y R_3 C_3 actúan de tal manera que evitan que los diferentes circuitos amplificadores se acoplen en sus circuitos de grilla y por la misma razón se ha conectado la resistencia R_0 y C_0 pues evitan que cualquiera de las etapas amplificadoras de alta frecuencia pudieran a su vez acoplarse con el circuito detector. Por esta razón puede decirse que cada conjunto de condensadores y resistencias mencionados actúan como separadores del circuito al cual están conectados. Los valores de cada resistencia y condensador se calculan de acuerdo a los conocimientos adquiridos en la Lección 36.^a y por lo tanto podríamos emplear la fórmula 58. Quizá los lectores se preguntan porqué se emplea dicha fórmula si es que se destinó para el uso de corrientes alternadas de baja frecuencia, a lo que respondemos que no debemos olvidar que todos estos circuitos están conectados a un punto de un divisor de voltaje de baja frecuencia y que por lo tanto sería posible que en momentos de sobrecarga produjera sobre el control automático de volumen algunas fluctuaciones, dando origen a variaciones de baja frecuencia y además variaciones rápidas en la tensión del C.A.V. podrían reaccionar incorrectamente si los condensadores no se descargaran según lo indica la constante de tiempo de descarga. Por lo tanto todas las constantes del circuito deben estar preparadas para estas eventualidades, sino se correría el riesgo de que la carga del condensador polarice a la válvula y haga que ésta quede fuera del control del sistema automático de polarización.

Por la razón expuesta anteriormente, se deduce que, si fijamos el valor de la resistencia de desaconplamiento se podrá calcular, en base a la constante de tiempo el valor de la capacidad correspondiente. En general el valor de la capacidad a emplearse o, mejor dicho, la que nos dará el cálculo será muy superior en su capacidad a la que el circuito requiere como simple separador para las corrientes de alta frecuencia.

Por lo dicho, el lector sólo deberá preocuparse de que el circuito esté desaconplado en caso de producirse variaciones lentas en la polarización de las grillas de las válvulas y por lo tanto conviene calcular las capacidades y resistencias como si fueran circuitos de baja frecuencia.

Tampoco conviene exagerar los valores de las resistencias y capacidades y no emplear valores muy altos y para lo cual aconsejamos el cálculo a 50 Hertz.

Si suponemos que los valores de las resistencias R_1 , R_2 y R_3 fuesen de 100.000 Ohms, las capacidades a emplearse deberán calcularse por medio de la fórmula 58 de la Lección 36.^a y por lo tanto tendremos que a 50 Hertz la constante de tiempo será, según la Tabla IX, de 0.0065, de manera que podemos conocer el valor de los condensadores C_1 , C_2 y C_3 .

$$R = \frac{T}{C} ; \text{ por lo tanto podremos despejar el factor } C, \text{ de donde:}$$

$$C = \frac{T}{R} = \frac{0.0065}{0,1} = 0.065 \text{ } \mu\text{f.}$$

Como no sería posible el empleo de condensadores del valor calculado por no ser de un valor standard, podría emplearse un valor muy próximo y además, por lo que dijimos antes, de que no debemos exagerar, en los valores de las capacidades, podremos emplear sin ningún inconveniente condensadores de 0.05 $\mu\text{f.}$

Respecto a la resistencia R_c y la capacidad C podrán elegirse R_c bastante alto y de un valor entre 500.000 y 1.000.000 Ohms. Suponiendo que se empleara un valor de 1 Mg., resultará que el valor de C_c será de:

$$C = \frac{0.0065}{1} = 0.0065 \text{ } \mu\text{f, es decir, que podríamos emplear una capacidad de } 0,01 \text{ } \mu\text{f, por no ser éste demasiado elevado.}$$

Respecto al valor de la resistencia de carga R_c tendremos que consultar las curvas de respuestas de los diodos a fin de elegir el más conveniente.

En la figura 303 se dan las curvas de la sección diodo a fin de familiarizar a los alumnos con estas características, y además nos servirán para permitir a la válvula su correcto funcionamiento.

Si se observan las curvas de la sección diodo de la válvula 75, se verá que se han trazado curvas de rectificación a distintos voltajes para cargas de 250.000 Ω , 500.000 Ω y 1 Mg.

La resistencia de carga de 250.000 Ohms permite que la corriente rectificadora aumente de intensidad más rápidamente que a los mismos voltajes puede rectificar la válvula, pero para cargas de mayor valor.

En cambio se puede apreciar que si se empleara una resistencia de carga a 1 Mg. resultaría que se necesitaría una señal bastante grande para obtener una intensidad de corriente relativamente baja a través de la resistencia de carga. Pero si calculamos la caída de tensión que se produce sobre cada valor de resistencia de carga para una misma tensión rectificadora, veremos que la caída de tensión que produce la corriente rectificadora será exactamente la misma para cualquier valor de carga que se utilice en el circuito del diodo. Por lo tanto podría emplearse cualquier valor de carga del diodo, pero esto no sería posible, pues habría que buscar un va-

Por que por lo común es de 500.000 Ω y que es el aconsejado por la práctica como el más conveniente.

Por lo general, todos los valores de resistencias comprendidos entre 250.000 Ω y 1 Mg. son correctos.

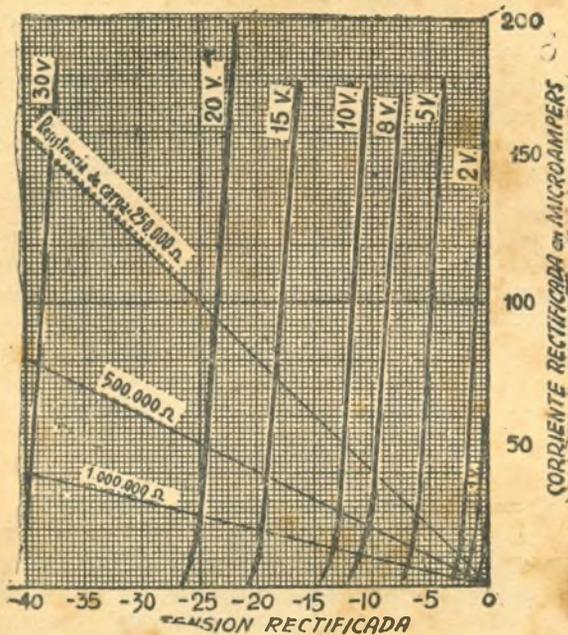


Fig. 303

Hemos calculado todos los valores del control automático de volumen; veamos cómo se fijarán los valores de la sección triodo de la válvula 75.

Sabemos que si sobre la resistencia de carga del diodo se encuentra entre sus extremos la tensión rectificada de la señal de la estación que ha sido amplificada, se encontrará también una tensión variable que responderá a las variaciones de baja frecuencia de la modulación, o sea la voz, la palabra o la música.

Esto quiere decir que se halla entre los extremos de la resistencia de carga una tensión que si la amplificamos convenientemente podrá excitar a pleno volumen el altoparlante conectado sobre el circuito de placa de la válvula 43.

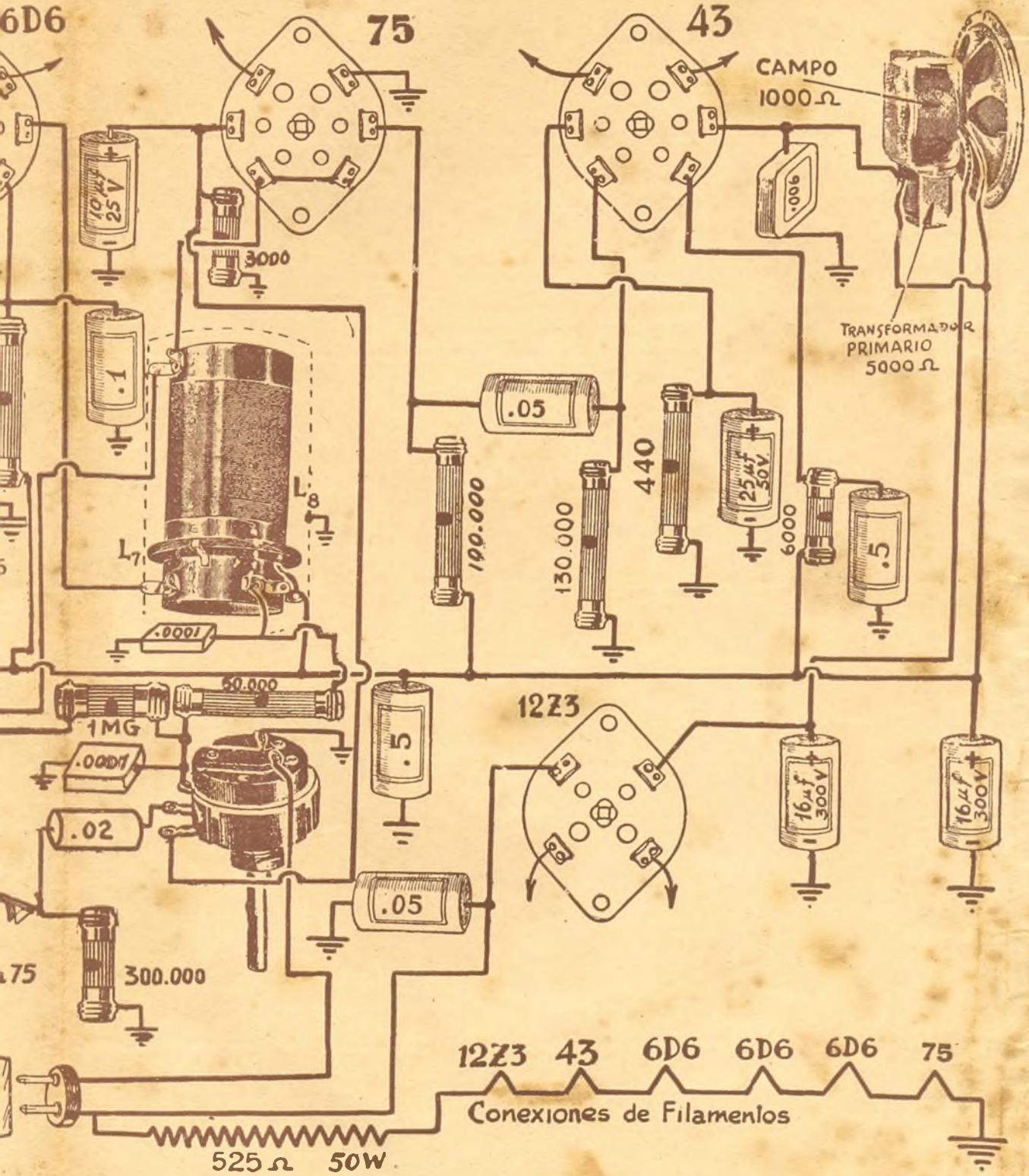
La explicación de dicho fenómeno no la repetiremos, pues se estudió cuando tratamos el tema de detección por válvula diodo y se dió a conocer el circuito empleado por Fleming.

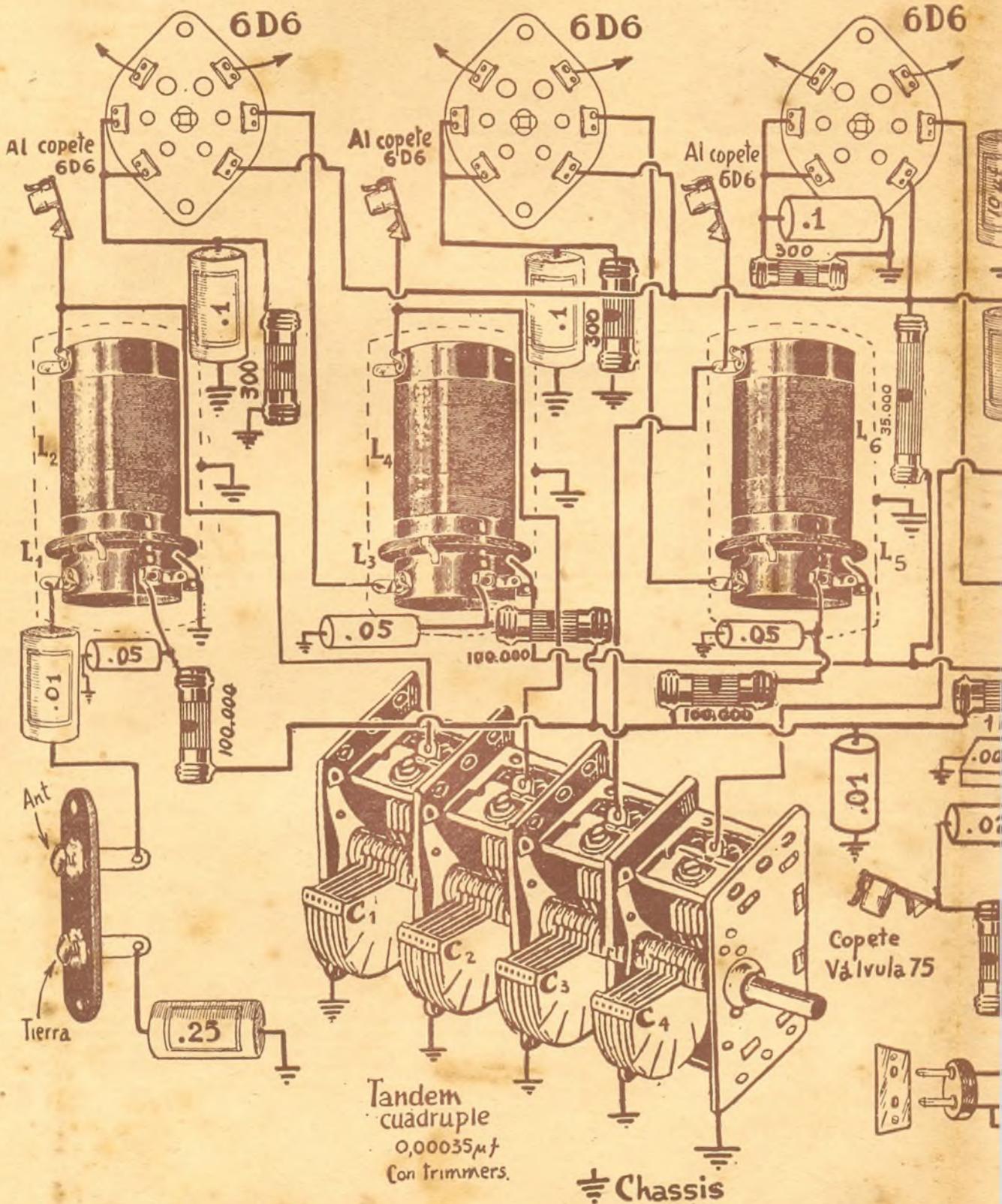
Si en lugar de hacer la resistencia de carga de un valor fijo, empleamos un potenciómetro del mismo valor total, podremos conectar la grilla de la sección triodo de la válvula 75 directamente a la rama variable de dicho potenciómetro.

Como para cada posición de la rama variable del potenciómetro habrá una tensión distinta respecto al cátodo, resultará que podremos aplicar distintos voltajes sobre la grilla de la válvula 75 y por lo tanto actuará dicha resistencia variable como control de volumen para las señales de bajas frecuencias.

Como la grilla de la sección triodo de la válvula 75 necesita una tensión de polarización de -2 V., resultará que no podremos conectar dicho cátodo a masa para poder emplear una autopolarización de la misma.

Como la corriente de placa es inferior a 1 M.A. indicado en la característica de la sección triodo, porque la fuente de alimentación suministra





Tandem
cuádruple
0,00035 μf
Con trimmers.

Chassis

una tensión inferior a 250 V., resultará que dicha corriente de placa será aproximadamente de 0,65 M.A. y por lo tanto la resistencia de polarización de la válvula 75 será de: $\frac{2}{0,00065} = 3.000$ Ohms aproximadamente.

También, por la razón expuesta anteriormente, no podemos conectar la grilla de la válvula 75 directamente al potenciómetro, porque sino dicha grilla quedaría sin polarización; por lo tanto habrá que valerse del empleo de un condensador, que cortará el circuito para la corriente continua (polarización fija) y en cambio permitirá un camino de baja reactancia para las señales de bajas frecuencias.

El valor del condensador dependerá del valor que se elija para la resistencia de escape de dicha grilla y que se calculará de la manera conocida y realizada en esta lección y de acuerdo al Abaco N.º 15.

Supongamos que se ha elegido como valor de la resistencia de grilla de la válvula 75, un valor de 300.000 Ohms; por lo tanto el valor del condensador de acoplamiento C_1 será de 0,02 μ f aproximadamente.

Respecto a la resistencia de carga de placa de la misma válvula es muy difícil de fijar de acuerdo a las características. Por estas razones la fábrica de dichas válvulas ha trazado una serie de curvas prácticas para distintos valores de carga de placa, tensiones de placa y distintos valores de resistencias de cátodo y de grilla.

Estas curvas indican que para los valores calculados de cátodo y grilla de la sección triodo de la válvula 75 el valor más apropiado de la resistencia de carga es de 100.000 Ohms. Más tarde daremos una tabla de valores de resistencias de cátodo, grilla y placa en función de la tensión de placa, para válvulas amplificadoras de tensión y suministrada por el Departamento Técnico que poseen los fabricantes de válvulas.

Respecto a los otros valores de la sección amplificación de potencia se pueden mantener los valores calculados en la Lección 51.ª.

El condensador que se empleará en paralelo con la resistencia de cátodo de la válvula 75 deberá ser de $\frac{3.000}{10} = 300$ Ohms, o sea una capacidad de 10 μ f.

Para que las válvulas de amplificación de alta frecuencia trabajen correctamente puede emplearse el mismo control que el empleado en la Lección 51.ª o, si se prefiere, si el receptor trabajara alejado de las zonas de broadcasting, tal como lo indica la figura 302, pues de esta manera la acción del control automático de volumen no quedará frenado por exceso de tensión que puedan tener los cátodos de las válvulas.

El empleo de resistencias para cada válvula en sus circuitos de cátodo permite una mejor regulación de cada etapa.

Por lo tanto si se prefiere polarizar automáticamente las válvulas mencionadas, las resistencias podrían tener un valor de $\frac{3}{0,01} = 300$ Ohms cada una

y las capacidades en paralelo $\frac{300}{100} = 3$ Ohms, o sea capacidades inferiores a 0,01 μ f, pero como el costo de estos condensadores es el mismo que el de 0,1 pueden emplearse estos últimos.

En la figura 304 se da el desarrollo del receptor descripto. (Lámina, Figura 304).

CURSO DE RADIO

61a. LECCION

Tipos de válvulas modernas de reciente diseño.- Conversoras.- Haces electrónicos, etc.-

Veremos, durante el transcurso de esta Lección, a fin de que los lectores vayan conociendo, las válvulas que emplearemos a través del Curso.

VALVULAS CONVERSORAS

Llámanse válvula convertora al tipo que desempeña la función de transformar dos energías de corriente alternada de frecuencias distintas en una tercera de una frecuencia determinada.

Este tipo de válvula tiene su aplicación en los receptores super heterodinos y ha permitido en la radiorecepción una enorme simplificación en los circuitos y aumentar al mismo tiempo la eficiencia y sencillez de funcionamiento.

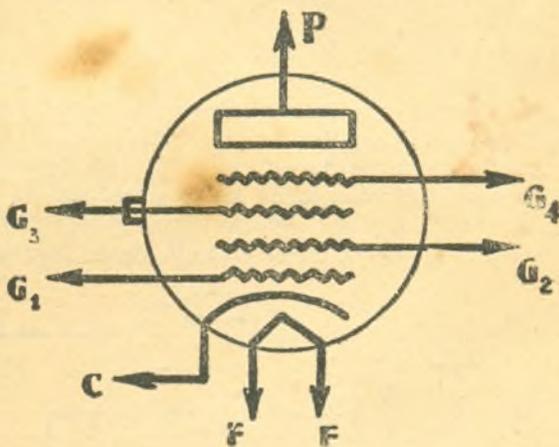


Fig. 305

El principio de funcionamiento de las válvulas convertoras es de lo más simple y puede explicarse en pocas palabras. En la figura 305 se muestra de una manera esquemática una válvula del tipo convertora y en la cual se puede apreciar que está formada por siete electrodos, siendo cuatro de ellos grillas. Pero para que el funcionamiento resulte más simple de explicar indicaremos su teoría de funcionamiento de la válvula de la figura 306.

Si observamos la figura 306 se verá que dicha válvula está formada por cuatro grillas y sus correspondientes, cátodo y placa. Además, una de las grillas que actúa de pantalla está construida de tal manera que encierra por ambos lados a la grilla G_0 , cuyo funcionamiento veremos en seguida.

El cátodo, la grilla G_0 , la pantalla y la grilla supresora que está conectada a cátodo y la placa, forman un pentodo de características muy similares a las del tipo 6D6, ya conocido por nuestros lectores: Todos conocen, pues, que se trata de un pentodo del tipo supercontrol, o sea de factor de amplificación variable.

La grilla G_o está colocada en el mismo camino electrónico que los otros electrodos; por lo tanto veamos qué rol desempeña. Supongamos que la válvula que estamos estudiando de la figura 306, trabaja en un circuito tal que está en condiciones de detectar señales por medio del pentodo de factor de amplificación variable mencionando anteriormente. Este detector podrá

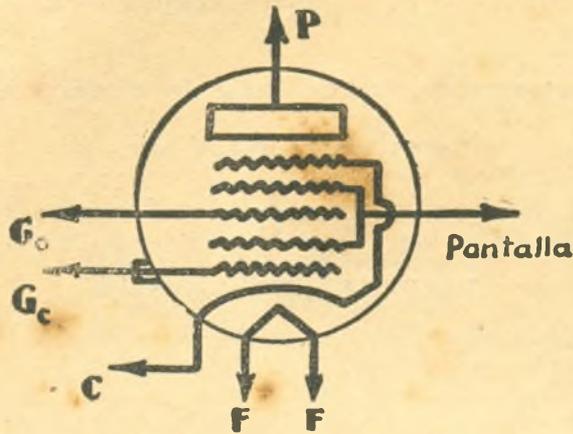


Fig. 306

trabajar, si se quiere, por curvatura de placa. En estas condiciones si tenemos una señal de alta frecuencia se hace presente en el circuito de grilla G_o la válvula detectará dicha señal de la manera conocida. Pero si además la grilla G_o se conecta a una fuente de energía de corriente alternada de una frecuencia dada, de manera que entre dicha grilla y cátodo esté conectada la tensión de dicha energía, resultará que sobre la placa de la válvula se encontrará una energía de corriente alternada de una frecuencia tal, que es precisamente la suma o la diferencia de las dos frecuencias de las energías mencionadas, o sea de la señal y la "inyectada" en el circuito de la grilla G_o . Veamos más claramente lo dicho, en el circuito de la figura 307.

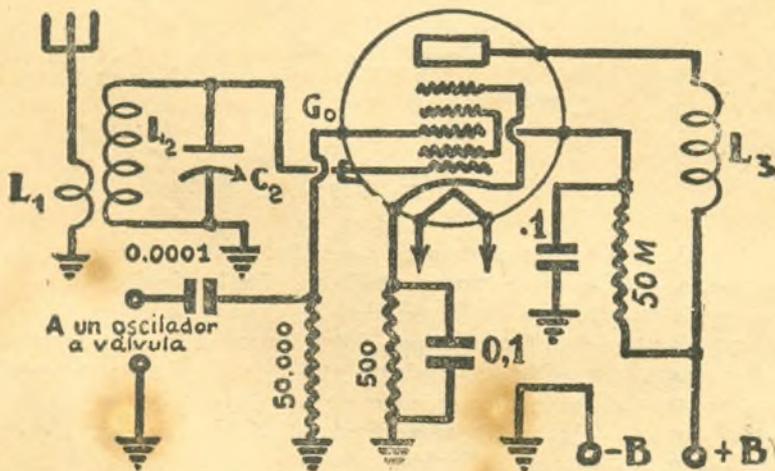


Fig. 307

La válvula de la figura 306 se ha conectado en un circuito donde L_1 es una inductancia del circuito de la antena del detector e induce en la inductancia L_2 las señales captadas por la antena; por lo tanto la válvula detectará una señal cuya frecuencia se ha sintonizado por medio del circuito $L_2 C_2$. Por lo

tanto la corriente electrónica variará de amplitud a una frecuencia que dependerá de la frecuencia de la señal. Pero si por el circuito de la grilla G_0 aplicamos una tensión de corriente alternada proveniente de un oscilador a válvula, por ejemplo, de los tipos estudiados, veremos que la señal detectada no tendrá las características de la señal captada por la antena sino una combinación de dicha señal y la del oscilador. Resulta entonces que entre los extremos de la inductancia L_3 actúa una energía de corriente alternada cuya frecuencia tiene como valor la suma o diferencia de las frecuencias del oscilador y de la señal de la estación. Recordemos que cuando se estudió el fenómeno originado por la acción de dos osciladores de frecuencia igual o distinta en la Lección 56.^a se trató de un fenómeno similar al expuesto en estas líneas.

En realidad, el fenómeno es el mismo, pues la diferencia radica solamente en la forma como se obtiene una de las señales de corriente alternada. Por lo tanto, el lector se dará cuenta que es posible, gracias al empleo de una válvula del tipo de la figura 306, generar una energía de corriente alternada de una frecuencia distinta a la de la señal y la del oscilador que nos sirve para provocar el fenómeno llamado HETERODINO.

El lector habrá observado que para que tal fenómeno sea posible es necesario un circuito adicional que se conecta a la grilla G_0 y cuya señal de corriente alternada de "inyección" la produce un oscilador a válvula.

Antes de proseguir, adelantamos a los lectores que dicha válvula y el fenómeno que estamos estudiando servirán de base para el estudio del receptor superheterodino.

Volvamos a la figura 305, en la cual teníamos una válvula formada por cuatro grillas, un cátodo y una placa.

Hagamos por un momento abstracción de las grillas G_1 y G_2 y supongamos que al tetrodo se ha conectado a un circuito similar al empleado en la figura 307 en su sección detectora, pero a fin de ser más explícitos, observemos la figura 308. Por lo tanto, se comprenderá fácilmente que el cir-

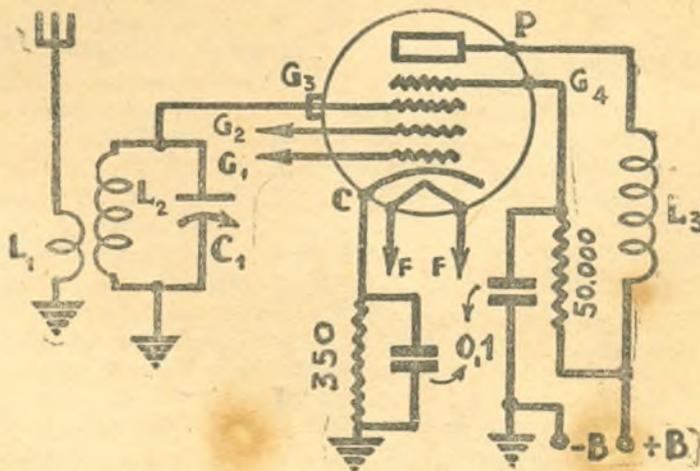


Fig. 308

cuito presentado trabaja como un detector de señales captadas por el circuito de la antena (inductancia L_1 , etc.). El lector verá fácilmente que el flujo electrónico que va del cátodo hacia la placa atraviesa el espacio de las grillas G_1 y G_2 . Como se verá en la figura 308, la grilla G_3 actúa de grilla sensible y a la cual se ha conectado el circuito resonante $L_2 C_1$ de manera que el detector por curvatura de placa detectará todas las señales inducidas en L_2 por el circuito de antena. La señal detectada estará presente en el cir-

cuito de placa de la válvula de la figura, o sea, en la inductancia L_3 o sea entre los extremos de la carga de placa de la válvula.

Ahora hagamos abstracción de la grilla G_3 y G_4 y placa de la válvula de la figura 305 y tratemos de diseñar un circuito generador de energía de corriente alternada a una frecuencia dada. Para ello veamos la figura 309 en la cual se observa sin ninguna dificultad que el circuito presentado es un generador de energía de corriente alternada y cuya frecuencia de oscilación está dada por el circuito resonante $L_5 C_2$. La inductancia L_3 es la que se utiliza para acoplar el circuito de placa inductivamente con el de la grilla para provocar la oscilación de la energía que estamos estudiando (ver Lección 50.^a). Por lo tanto vemos que con la grilla G_1 y G_2 se consigue un oscilador que genera energía de corriente alternada. Por lo tanto, la G_1 actúa como grilla del oscilador y la G_2 como placa del oscilador. Si ahora conce-

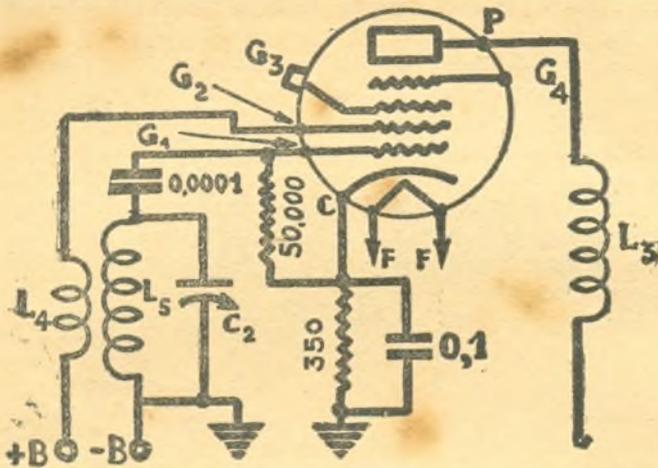


Fig. 309

tamos a la placa un potencial positivo un poco mayor que el de la grilla G_2 , resultará que los electrones que son atraídos por la placa provocarán en el circuito de dicha placa una corriente electrónica que queda "modulada" por la frecuencia de oscilación del circuito oscilador formado por la inductancia L_4 , L_5 y C_2 y las grillas G_1 y G_2 .

Reunamos ahora los circuitos de las figuras 308 y 309. Esto puede verse en la figura 310. El funcionamiento es fácil de explicar si recordamos lo dicho para la válvula de la figura 306. Pero para fijar los conceptos volveremos sobre el circuito de la figura 310 y tratemos de explicar su funcionamiento de acuerdo a lo que ya se dijo.

Supongamos que en el circuito de la antena se induce un voltaje de alta frecuencia proveniente de una estación de Radio. Por lo tanto, el circuito formado por la inductancia L_2 y C_1 podrá resonar en la misma frecuencia de la señal inducida en la inductancia L_1 . Por lo tanto la sección tetrodo de la válvula formado por la grilla G_3 , G_4 y placa detectará la señal de referencia. Pero constantemente el circuito oscilador conectado a las grillas G_1 y G_2 están modulando la corriente electrónica que se dirige hacia la placa a una frecuencia determinada; por lo tanto, las variaciones de dicha corriente de placa se "mezclará" con las variaciones de la corriente de placa provocadas por la señal captada por la antena.

Claramente se ve entonces que la corriente de placa quedará afectada por dos frecuencias: la de la señal de la antena y la otra del oscilador que podríamos llamar local. De esta manera tendremos en el circuito de carga de la válvula, o sea sobre L_3 , dos energías de corriente alternada y cuyas frecuencias son: una, la suma de las frecuencias en juego, y la otra la diferen-

cia. Más tarde veremos que a dicha energía se la denomina energía de “frecuencia intermedia”.

Además, si en paralelo con la inductancia L_3 conectamos un condensador variable, estaremos en condiciones de sintonizar una de las frecuen-

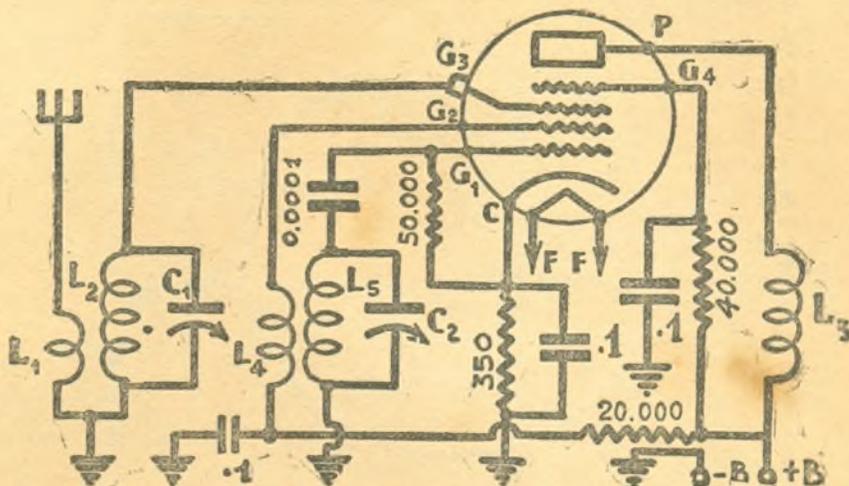


Fig. 210

cias a que hemos hecho mención y cuya aplicación veremos muy pronto en los receptores superheterodinos.

El método que acabamos de estudiar tiene sus ventajas, en la economía con respecto a la válvula de la figura 306, pues ésta, para provocar la mezcla de frecuencias, hace uso de un oscilador a válvula adicional, lo que significa un “mezclador” compuesto de dos válvulas; en cambio la válvula de la figura 305 hace las funciones de dos válvulas, pues una sección actúa de oscilador y la otra de detector.

En cambio, la estabilidad que se consigue con la válvula de la figura 306 es mayor que con la del tipo de la figura 305 y, sobre todo en las bandas de frecuencias cortas. Pero a pesar de esta ventaja sólo se popularizó el empleo de la válvula de la figura 305, pues se economiza una válvula y se simplifica enormemente el circuito.

El lector comprenderá fácilmente, por lo expuesto, la causa por la cual se bautizó esta válvula con el nombre de “CONVERSORA”, pues basta recordar para ello que se consigue convertir dos energías de corrientes alternadas de frecuencias distintas en otras energías de frecuencia también distintas y que se denominan energías de frecuencia intermedia.

Hasta ahora solamente dimos a conocer la forma cómo se aplican las válvulas conversoras. Veamos cómo trabaja la del tipo de la figura 305 por ser muy interesante su funcionamiento. Con respecto a la válvula de la figura 306, podremos decir que la grilla G_0 sólo trabaja como grilla moduladora o, si se quiere, inyectora, pues modula el flujo electrónico que se dirige a la placa con la frecuencia de la energía que se ha aplicado a su circuito.

Veamos la teoría de funcionamiento de la válvula de la figura 305 desde el punto de vista electrónico, lo que nos permitirá explicar cuál es la causa por la cual dicha válvula se comporta como si fueran dos, pues cada sección que hemos estudiado actúa de una manera independiente y realiza funciones totalmente distintas.

Supongamos representada nuevamente la válvula de la figura 305 en la figura 311, a fin de explicar el fenómeno que nos proponemos.

En la figura 311 podemos considerar el funcionamiento del cátodo y de las grillas G_1 y G_2 que formaban un triodo para producir oscilaciones de corrientes alternadas. Veamos qué pasa con el flujo electrónico. La nube de electrones del cátodo es atraída por la grilla G_2 que actúa como placa,

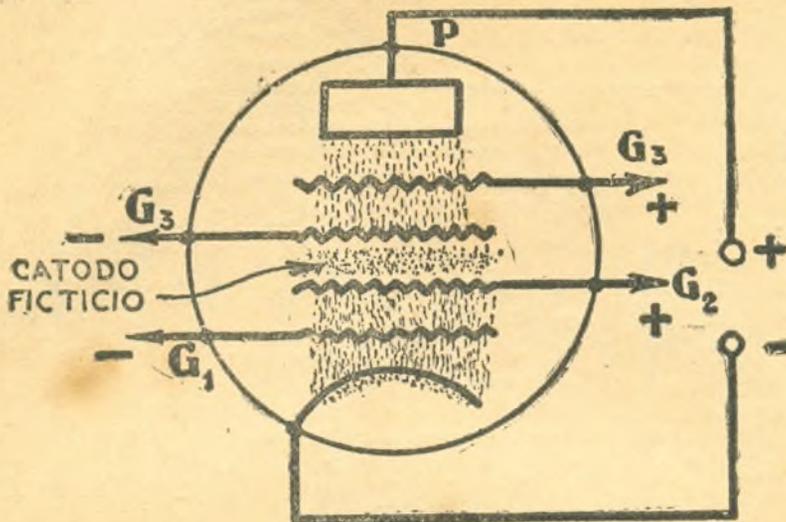


Fig. 311

por hallarse ésta a un potencial positivo con respecto al cátodo. Por lo tanto los electrones se dirigirán hacia la grilla G_2 (placa osciladora). La grilla G_1 está conectada a un potencial que facilitará la oscilación pero en algunos momentos estará a un potencial negativo con respecto al cátodo y también a un potencial positivo respecto al mismo cátodo (debido a la tensión de realimentación; ver Lección 50.^a). Pero de cualquier manera los potenciales de la grilla mencionada nunca alcanzarán los voltajes de la placa y por lo tanto la corriente electrónica provocada por el potencial de la placa llegará en su mayoría a ésta. Si se observa la figura 311 se verá que el flujo electrónico, después de atravesar el espacio de la grilla G_1 , se amontona alrededor de la grilla G_2 provocando una intensa nube alrededor de ésta, pues no debemos olvidar que se trata de una grilla; por lo tanto, una gran cantidad de electrones que son atraídos, por el potencial de G_2 , lo atraviesan, por su gran velocidad, sin tocar a ésta y rebasándola. Como la grilla G_3 se encuentra a un potencial negativo con respecto al cátodo, lo estará también con respecto a la grilla G_2 dando lugar a que los electrones que atraviesan la grilla G_2 sean rechazados por la grilla G_3 , lo cual origina, en el espacio comprendido entre las grillas G_2 y G_3 un campo de electrones que lógicamente será de un potencial negativo manteniéndose por lo tanto la diferencia de potencial que existe entre el cátodo y la placa de la sección tetrodo.

Si el lector deja de lado por un instante las grillas G_1 y G_3 , se encontrará con una nube electrónica, la grilla G_2 , la G_4 y la placa. Si la placa está a un potencial positivo respecto a esa nube electrónica, la placa atraerá electrones de dicha nube provocando una corriente de placa cuyo origen es la carga de electrones acumulados entre la grilla G_2 y G_3 y no el propio cátodo.

La carga electrónica estudiada se comporta de la misma manera como un cátodo colocado en ese mismo espacio de la válvula.

Ahora se comprenderá la causa que hace posible el funcionamiento de dicha válvula y pueda aplicarse para el caso que hemos estudiado, como convertidora, y actuando las dos secciones de la misma (triodo y tetrodo) sepa-

radamente, pues se ve que cada una de dichas secciones tienen su "cátodo independiente".

La "mezcla" de las dos frecuencias se debe a que la nube electrónica entre las grillas G_2 y G_3 vibra de acuerdo a la frecuencia del oscilador o, mejor dicho, que las variaciones en el flujo electrónico corresponden a la frecuencia de oscilación y por lo tanto cuando estos electrones son atraídos por una placa mantendrán sus vibraciones mientras no sea modificada por una segunda variación (tensión alternada en el circuito de grilla G_3 conectado al circuito de antena). Por lo tanto se tendrá en el circuito de placa una tensión, sobre su carga, cuyas variaciones corresponden a la suma o a la diferencia de las variaciones de la corriente electrónica total.

Todos estos conocimientos se irán fijando más claramente en la mente de los alumnos a medida que tengan su aplicación inmediata en la práctica.

Dijimos antes que había una cierta ventaja práctica en el uso de las válvulas del tipo indicado en la fig. 306 sobre el de la figura 305, recién descrito, y por esta razón hace más de un año se ha conseguido en los laboratorios de las fábricas de válvulas de radio, un diseño de válvula conversora que cumple con la condición de la válvula de la figura 305, pero empleando el principio de la válvula de la figura 306. Esta solución ha sido posible debido al hecho de haberse conseguido acoplar un triodo que actúa de oscilador, en el camino de los electrones de un tetrodo que actúa de detector y sin que los electrones que se emplean para la sección osciladora sean los que se utilizan para la "mezcla". Dicha válvula, cuya disposición se indica en la figura 312, da una idea de la construcción mecánica de las mismas. Puede apreciarse que las dos secciones: triodo y tetrodo, están separadas en lo que a flujo electrónico se refiere.

Los cátodos están unidos entre sí, pero éste está construido de tal manera que la emisión de uno no afecta a la del otro, pues cada sección de cátodo enfrenta solamente a los elementos con los cuales trabaja. La grilla del oscilador está conectada a otra grilla colocada en el camino electrónico de la sección tetrodo a fin de "modular" a dicho flujo con las variaciones de potencial provocadas por el circuito oscilador. El flujo electrónico del cátodo de la sección tetrodo quedará modulado por las variaciones de la grilla osciladora al mismo tiempo que dichos electrones son atraídos por la placa.

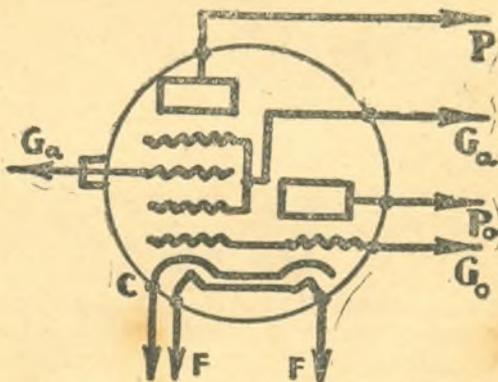


Fig. 312

La placa de la sección osciladora es del tipo corriente, es decir, que no es de una construcción similar a la de una grilla, pues en este caso no tiene que permitir el pasaje del flujo electrónico. Por lo tanto puede verse que la sección osciladora es independiente de la sección tetrodo. Respecto a la sección tetrodo, éste trabaja de la misma manera que en las válvulas anteriores por lo cual no es necesario repetir estos conocimientos. Indudablemente el

lector se dará cuenta que esta válvula tiene un circuito similar al de la figura 310, pero que su funcionamiento es similar al de la figura 307.

Para que el lector se familiarice con las denominaciones de los tipos de válvulas estudiadas, daremos a conocer algunos de los tipos similares a éstos.

Válvulas del tipo de la figura 305: 2A7, 6A7, 6A8, 12A8G.

Válvulas del tipo de la figura 306: 6L7.

Válvulas del tipo de la figura 312: 6K8.

VALVULAS DEL TIPO DE HACES ELECTRONICOS

Actualmente se han popularizado en los receptores modernos y amplificadores de potencia, el empleo de válvulas que trabajan bajo el principio llamado por HACES ELECTRONICOS DIRIGIDOS. Estos tipos de válvulas permiten entregar energías de audio frecuencia muy elevada, para señales de excitación relativamente débiles, comparados a los tipos pentodos.

En la figura 313 se muestra un corte de este tipo de válvulas a fin de que el estudiante vea con mayor claridad los conocimientos que expondremos. Esta válvula es en realidad un tetrodo y en la cual la "carga de espacio" se ha suprimido de una manera distinta aparentemente que en el caso de los pentodos, en la cual, recordarán los lectores, se introdujo una grilla llamada "grilla supresora" para evitar dicho fenómeno.

La forma como se anula la carga de espacio es la siguiente: el espacio entre la pantalla y la placa ha sido aumentado a tal extremo que los electrones que no lleven bastante velocidad no llegan a chocar contra la placa quedando en el espacio comprendido entre la grilla auxiliar y la placa mencionada.

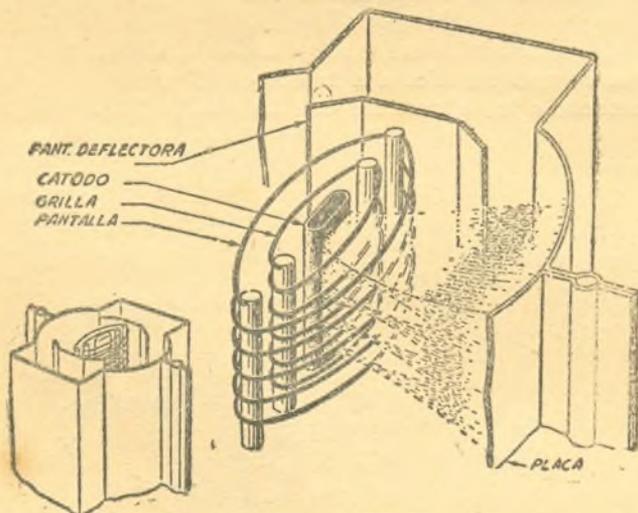


Fig. 313 (1)

Como los electrones que no llegan a la placa son en mucha cantidad, resultará que éstos formarán una nube electrónica en el espacio entre la pantalla y la placa. Recordarán los lectores que la carga de espacio, en las válvulas, se producía por la emisión secundaria, es decir, por el desprendimiento de electrones de la superficie de la placa provocada por el choque de dichos electrones provenientes del cátodo. Por lo tanto, si admitimos una carga de espacio provocada por electrones que no llegan a la placa, resultará fácil demostrar que, los electrones provenientes del cátodo que al chocar producen desprendimiento de electrones de la placa (emisión secundaria) no podrán

(1) Esta figura se ha tomado del Manual de Válvulas Radiotron 14A - Ed. por Revista Telegráfica.

provocar una carga de espacio puesto que frente a la placa tenemos una carga de electrones (que no llegan a la placa) que impedirán que los electrones desprendidos de la placa mencionada abandonen ésta. Por tal razón se comprenderá que la emisión secundaria queda anulada sin necesidad de colocar entre el espacio, entre la pantalla y la placa una grilla supresora, pues los electrones que no llegan a la placa por falta de velocidad hacen las veces de éste.

Repasemos lo dicho para que el lector vea claramente la forma como funcionan estas válvulas. Si tenemos un tetródo cuya distancia entre la placa y la pantalla se haya aumentado convenientemente, resultará que los electrones del cátodo, atraídos por la placa, no llegarán todos a la placa por falta de velocidad suficiente; por lo tanto parte de éstos se acumularán en el espacio comprendido entre la placa y la pantalla y los otros chocarán contra la placa provocando la emisión secundaria.

Como frente a la placa se han acumulado electrones, cargarán al espacio de un potencial negativo con respecto a la placa, obligando a los electrones que se desprenden de la placa, hacia la pantalla, a volver a la primera dando como resultado la anulación de la emisión secundaria.

Como acabamos de demostrar que la emisión secundaria queda anulada, la corriente de pantalla queda considerablemente reducida. Además, estas válvulas permiten entregar en el circuito de placa energías de audio frecuencia muy elevadas para una señal relativamente pequeña en su circuito de grilla, lo cual prueba un aumento de sensibilidad con respecto a las válvulas del tipo pentodo y similares en sus aplicaciones.

A fin de que el lector pueda comparar lo que acabamos de decir daremos a continuación las características de dos válvulas, una del tipo de Haces Electrónicos y otra del tipo pentodo y de aplicación similar a los circuitos de radio.

Antes de dar las características daremos a conocer algunos detalles de construcción de la válvula que estamos estudiando. Según puede verse en la figura 313, a ambos lados de la pantalla se han colocado pantallas reflectoras conectadas al cátodo de la válvula y con el fin de evitar que la emisión pueda producirse de una manera no deseada o mejor dicho a fin de evitar que la emisión se produzca por las partes donde la estructura de la válvula no es la más conveniente. Además estas pantallas "deflectoras" obligan a los electrones a que se dirijan hacia la placa sólo en dos direcciones y en forma de "Haces". Otra de las características de esta válvula es que tanto las espiras de la grilla como de la pantalla están en un mismo plano, es decir, que cada espira de la grilla corresponde en un mismo nivel a una espira de la pantalla. Esta característica hace que el flujo electrónico se produzca de la manera indicada en la figura 313 simulando realmente los Haces electrónicos que dan origen a la denominación de la válvula.

	Pentodo 6F6	6V6 (Haces electrónicos)
Voltaje de filamento ..	6,3	6,3 V.
Corriente de filamento ..	0,7	0,45 amp.
Voltaje de placa ..	250	250. V.
Voltaje de pantalla ..	250	250. V.
Tensión de grilla ..	-16,5	-12,5 V.
Resistencia interna ..	80.000	52.000. Ohms
Transconductancia ..	2.500	4.100. Microh.
Corriente de placa ..	34	46. M.A.
Corriente de pantalla ..	6,5	5,5 M.A.
Carga de placa ..	7.000	5.000. Ohms
Distorsión por armónicas .	7	8. %
Potencia de salida ..	3	4,25 Watts
Factor de amplificación ..	200	218.

Si los lectores observarán con cuidado las características de ambas válvulas: verán inmediatamente las grandes ventajas que ofrecen las válvulas que trabajan por Haces Electrónicas Dirigidas. Sólo hasta ver la conductancia de ambas válvulas para darse una idea de la buena regulación que es capaz de rendir el tipo explicado. Por otra parte se verá que para tensiones de grilla inferiores la potencia de salida es superior en la válvula 6V6. La corriente de filamento para la calefacción del cátodo 0.25 Amperes menor como así también mayor en el factor de amplificación.

Las válvulas que se emplean más comúnmente, según su aplicación, del tipo estudiado son: 25L6 ; 6V6 y la 6L6.

62a. LECCION

Funcionamiento del Superheterodino

Mucho habrán oído hablar los lectores del superheterodino, en la vida diaria, ya sea por que la mayoría de los receptores modernos son superheterodinos o sencillamente por la enorme divulgación de esta palabra.

Los lectores están ya en condiciones de ir conociendo los principios de funcionamiento y cuyos primeros pasos hacia este tema se dieron en lecciones anteriores, tales como en la Lección 56a. o en la Lección 61a. Si bien no se ha hablado del superheterodino no por eso dejamos de ver sus principios. Además en la lección donde se dieron a conocer los detectores se habló de un principio llamado autodino y cuyo fenómeno tiene aplicación en lo que a principios básicos de funcionamiento tiene el superheterodino (Lección 50a.).

Veamos entonces como funciona un receptor superheterodino, sus principios y aplicaciones que tienen en la práctica.

Hablamos dicho en las lecciones mencionadas anteriormente que si se hace trabajar en un mismo circuito dos energías de corriente alternada de frecuencias distintas, será posible obtener una tercera energía cuya frecuencia es la diferencia de las dos energías principales. Veamos como es posible, en la práctica, resolver el problema para la aplicación de este principio.

Como en la práctica una de las energías principales mencionadas es la de la estación transmisora, que ha inducido una f.e.m. en la antena del receptor y actuando en el circuito donde se "mezclará" con la energía de un oscilador, tendremos que hacer dos clasificaciones a fin de distinguir, cuando estamos en presencia de un receptor AUTODINO y cuando es del tipo SUPERHETERODINO.

Substancialmente tanto el uno como el otro funcionan bajo los mismos principios pues la única diferencia real reside en la forma como se obtiene la diferencia de las frecuencias.

Un receptor del tipo autodino es aquel que para producir la señal de "mezcla" o sea el sonido de interferencia referido anteriormente, lo produce haciendo oscilar al detector que estaba sintonizado en una frecuencia de una estación determinada resultando entonces que la frecuencia de la oscilación si estaba muy próxima a la de la señal de la estación se escuchaba en los teléfonos un sonido que correspondía precisamente a la diferencia de las frecuencias en juego en el circuito. En cambio deja de ser un receptor del tipo autodino cuando se consigue el mismo efecto si en lugar de hacer actuar el circuito detector como un oscilador, se emplea un oscilador independiente, y conectado de tal manera que pueda inducir una energía a una frecuencia determinada en el circuito detector a fin de que pueda interferir la señal de la estación que se está sintonizando dando origen a un so-

nido en los teléfonos de una frecuencia igual a la diferencia de las frecuencias, señal inducida en la antena y señal del oscilador. Al oscilador que se emplea para provocar el fenómeno de la interferencia se lo denomina HETERODINO. Por lo tanto emplearemos este término cada vez que nos refiramos al oscilador de un receptor superheterodino. Esta palabra desde que se popularizó el sistema superheterodino ha caído en desuso, pero no por eso dejaremos de emplear el término correcto.

En realidad, el término de superheterodino se debe a Edwin H. Armstrong, quién aprovechó la experiencia entre receptores autodinós y heterodinós para llegar a un diseño que bautizó con el nombre universalmente conocido de Superheterodino.

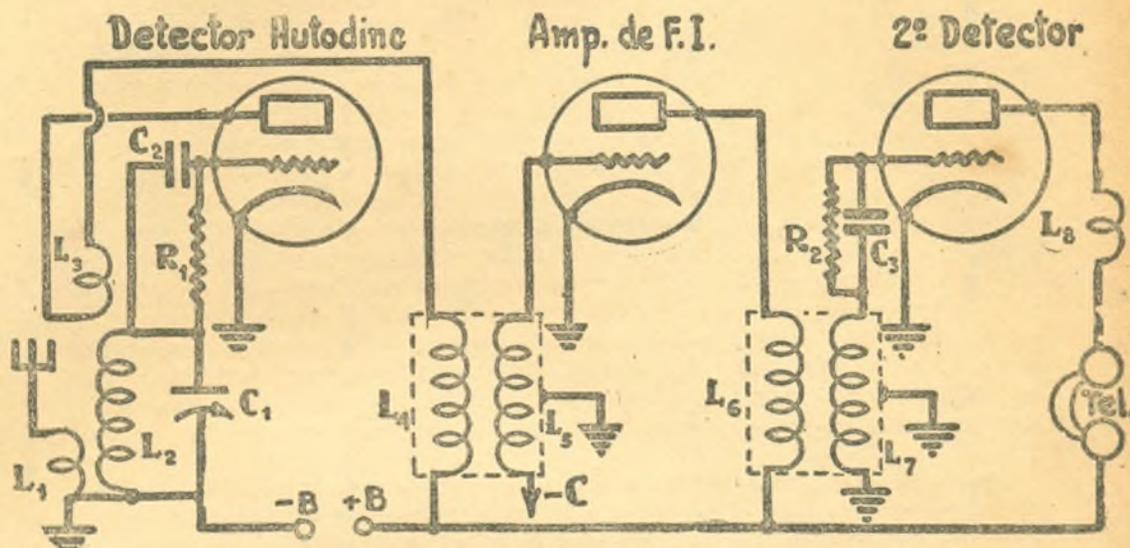


Fig. 314

Este receptor en esencia tiene un amplificador llamado de frecuencia intermedia y un segundo detector lo cual permite la recepción directa de señal sin tener que regular la "reacción" a fin de recibir la señal que nos interesa.

Enseguida veremos como funciona un receptor superheterodino y como están dispuestas todas sus etapas, tal como se empleaba según la indicación de Armstrong.

Veamos en la figura 314. En primer término tenemos un detector regenerativo de un tipo ya familiar para los lectores y cuyo funcionamiento ya se estudió en lecciones anteriores. Sabemos por lo pronto que podemos por intermedio de la inductancia L_3 hacer oscilar a la válvula generando una cierta energía de corriente alternada a una frecuencia que depende de las constantes de C_1 y L_2 . Si aproximadamente a esa frecuencia se encuentra sintonizada una señal de una estación de radio, resultará que en el circuito de placa de la válvula detectora se producirá una corriente alternada cuya frecuencia es exactamente la diferencia entre la estación sintonizada y la de la frecuencia de oscilación. Si la diferencia es cero, en el circuito de placa no habrá ninguna corriente alternada es decir ninguna señal, pero en cuanto la diferencia entre las dos frecuencias exista en el circuito de placa de la válvula detectora, se producirá una corriente de una frecuencia determinada por la diferencia de las frecuencias en juego.

Supongamos por un momento, que la frecuencia de la corriente en el circuito de placa sea 10.000 Hertz (10 Khz) o sea la diferencia entre la fre-

cuencia de la estación sintonizada y la frecuencia en que se hizo oscilar al detector.

Si en el circuito de placa de la válvula detectora se conecta una inductancia L_4 de un valor tal que actúe de carga de placa, resultará que la corriente del circuito originará una tensión de autoinducción cuya frecuencia será de 10.000 Hertz. Si por inducción acoplamos a L_4 una inductancia L_5 conectada con el circuito de grilla de una válvula amplificadora, estaremos en condiciones de amplificar una tensión cuya frecuencia es de 10.000 Hertz. y cuya tensión amplificada la tenemos entre los extremos de la inductancia del circuito de placa de la válvula amplificadora. Como esta válvula amplifica una señal cuya frecuencia no corresponde a ninguna de las frecuencias de la estación ni la de oscilación se la denomina amplificador de frecuencia intermedia, pues como veremos más adelante, las frecuencias que se emplean, para amplificar después de la "mezcla" de frecuencias, son más bien frecuencias muy bajas o mejor dicho frecuencias debajo de las empleadas para la recepción de las señales.

La tensión de autoinducción entre los extremos de la inductancia L_6 induce una tensión en otra L_7 conectada a un circuito detector (cualquiera digamos, como el indicado en la figura 314 por característica de grilla). Este detector o mejor dicho segundo detector, detectará las señales amplificadas por el amplificador de frecuencia intermedia por lo tanto en los teléfonos escucharemos la estación que ha inducido una tensión en la antena del receptor.

Si el primer detector o sea el que está conectado a la antena, no recibe ninguna señal, resultará que en los teléfonos conectados en el circuito de placa del detector no se escuchará ninguna señal. El lector seguramente se preguntará cómo es posible que el segundo detector nos detecte una señal que mantenga la forma de la envolvente de modulación de la portadora de la estación. Resulta que la diferencia de frecuencias de que hemos hablado se efectúa manteniendo las variaciones de amplitudes de los semiciclos positivos y negativos de alta frecuencia de la estación y por lo tanto la frecuencia resultante o sea la frecuencia intermedia quedará afectada por las variaciones de amplitud de la señal de la estación y por lo tanto la tensión detectada por el segundo detector tiene las variaciones de la portadora debido a la modulación.

La descripción del receptor de la figura 314 hecha de una manera somera sólo nos servirá de guía para los circuitos que desarrollaremos enseguida.

En la figura 315 tenemos un receptor superheterodino donde en lugar de emplear un detector autodino se emplea un oscilador independiente, y tal como se empleaba hasta hace unos diez años.

Este circuito presenta enormes ventajas sobre el tipo por detector autodino, pues como veremos en seguida, podemos fijar el valor de la frecuencia intermedia para cualquier señal detectada por el primer detector y para cualquier posición del condensador variable del mismo. Esta enorme ventaja ha permitido perfeccionar los receptores superheterodinos y llegar al monocontrol tal como lo conocemos actualmente.

Veamos, pues, cómo trabaja el receptor de la figura 315. El primer detector es del mismo tipo que el empleado en la figura 314 en el segundo detector, o sea por característica de grilla. A este detector tenemos conectado inductivamente un circuito oscilador del tipo Hartley. Las oscilaciones del oscilador son inducidas al circuito detector a L_2 por medio de la inductancia L_3 que forma parte del circuito oscilante.

Se verá que cuando una señal sintonizada por el circuito del primer detector, como la señal del oscilador está presente constantemente en este circuito, resultará que, sobre el circuito de placa de dicha válvula detectora se producirá una corriente cuya frecuencia será exactamente la diferencia entre la frecuencia de la señal detectada y la frecuencia del oscilador.

En el circuito de placa de la válvula detectora se ha conectado una inductancia como carga de placa de manera que entre sus extremos se producirá por efecto de la corriente alternada, una tensión cuya frecuencia es la frecuencia resultante de la mezcla. De esta manera podremos amplificar dicha tensión de la manera conocida y de la forma que se hizo en la figura 314. El lector verá inmediatamente que si podemos calcular cuidadosamente el circuito del primer detector y el del oscilador de manera que para cada posición del primer detector tengamos una frecuencia tal del oscilador que si existe alguna señal en el primer detector la corriente que se produzca en el circuito de placa del detector sea siempre la misma, o que sea el mismo el valor de la frecuencia intermedia.

Aclarando este concepto, podríamos decir que si para una posición determinada del condensador variable C_1 sintonizamos la señal de una estación por ejemplo, de 1.000.000 Hertz y la frecuencia de la energía de corriente alternada por el oscilador es de 900.000 Hertz, resultará que el valor de la frecuencia intermedia será de 100.000 Hertz. Ahora, si para otra

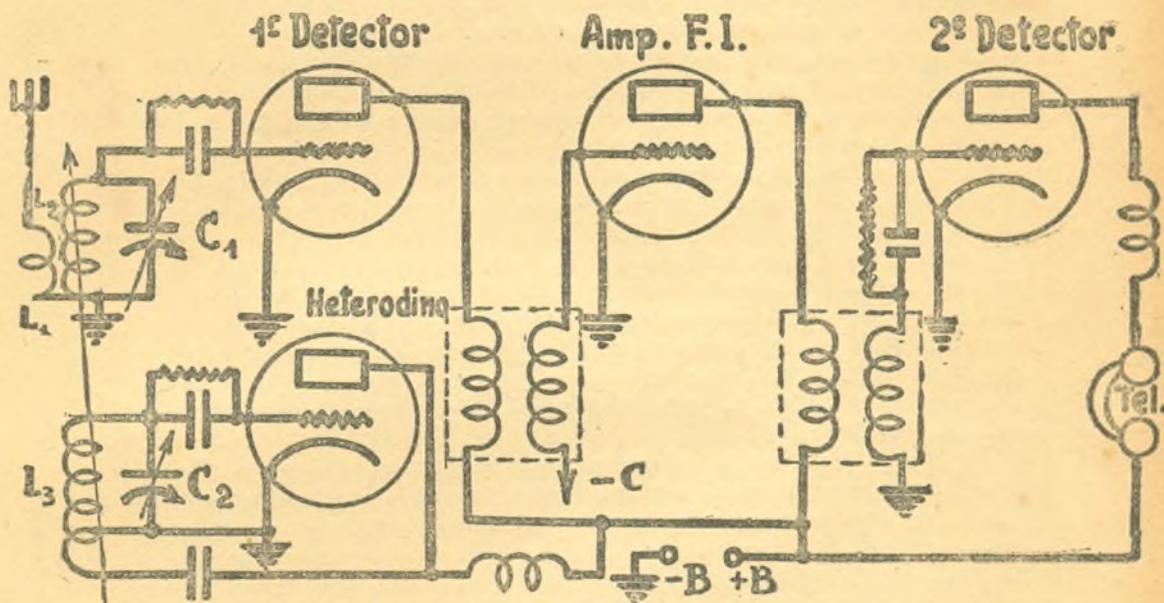


Fig. 315

posición del condensador variable del primer detector C_1 , sintoniza una estación cuya frecuencia de 1.500.000 Hertz, podríamos hacer coincidir la frecuencia del oscilador por medio del condensador variable C_2 , de manera que la diferencia entre éste y la de la señal sea igual a la anterior o sea 100.000 Hertz, o sea que el oscilador deberá oscilar en ese momento en una frecuencia igual a: $1.500.000 - 100.000 = 1.400.000$ Hertz. Resultará entonces que podríamos de esta manera construir un receptor que nos permitiría emplear un amplificador de frecuencia intermedia cuyos circuitos pudieran resonar exactamente en la frecuencia del valor igual a la diferencia entre la señal y la generada por el heterodino (empleando el término correcto). Pero en el caso de la figura 315 que estamos tratando, el circuito del amplificador de frecuencia intermedia es aperiódico de manera tal que las pequeñas diferencias en el valor de la frecuencia intermedia no se notarán en la intensidad de la señal detectada por el segundo detector.

Esto último influye enormemente en la selectividad del receptor, pues el amplificador actuaría igualmente si la frecuencia de la tensión amplificada

fuese por ejemplo 120.000 Hertz o 90.000 Hertz, dando origen a lo que se llama "sintonía abierta" y por lo tanto las ventajas que realmente se podrían obtener con el superheterodino quedarían muy reducidas, pero felizmente no sucede así, como veremos en seguida.

Vimos en lecciones anteriores, que cuando un circuito formado por una inductancia y una capacidad, resuena a una frecuencia determinada que depende de los valores de L y C y tiene una forma de resonancia tal como vimos en la figura 111 de la Lección 20.^a, y en la cual la máxima intensidad de la corriente en ese circuito se obtiene precisamente cuando dicho circuito se encuentra en resonancia. Por lo tanto, si dicha corriente actúa en un circuito amplificador cuya carga de placa es, por ejemplo, la inductancia del circuito resonante, fácilmente se comprenderá que la tensión de autoinducción que la corriente de resonancia provocará será de una magnitud mucho mayor que si dicho circuito fuese como los indicados en las figuras 314 y 315 y que se emplearon para acoplar la etapa amplificadora de frecuencia intermedia.

De lo dicho se desprenden dos conclusiones: una, que nos indica que cuando un circuito está en resonancia la f.e.m. de auto inducción es muy grande y por otra parte, que el circuito es más selectivo, pues, como se verá por ejemplo en las curvas de la figura 111 que para frecuencias que están fuera de la resonancia y aun en frecuencias muy próximas, la corriente en el circuito es mucho menor, salvo el caso que la resistencia del circuito sea muy grande. Pero esto último se puede evitar fácilmente teniendo cuidado en el diseño de los transformadores de frecuencia intermedia, como se los llama en la práctica.

El lector verá, sin mayor esfuerzo, que si empleamos circuitos resonantes para acoplar el circuito del primer detector con el amplificador de frecuencia intermedia con la del segundo detector, resultará que podemos disponer de una tensión amplificada mucho mayor que en el caso en que la etapa de frecuencia intermedia fuese aperiódica y con la ventaja de aumentar enormemente la selectividad y la disminución de etapas de amplificación de frecuencia intermedia.

Si alguno de los lectores hiciese memoria, recordará que los viejos receptores del tipo superheterodino por lo general tenían de ocho a nueve válvulas como mínimo, y esto se debía principalmente a que se empleaban por lo menos de dos a tres etapas de amplificación de frecuencia intermedia aperiódicas, y para poder aumentar la amplificación en los transformadores de frecuencia intermedia se empleaban núcleos de hierro de tipo especial. Esto ya se empleó por el año 1925, pero anteriormente se empleaban amplificadores de tensión de frecuencia intermedia tal como se ven en los amplificadores de baja frecuencia, claro está, con los valores de resistencia y condensadores adecuados. Por esta razón no sería posible el uso de dichos receptores para la recepción de estaciones de broadcasting de nuestros tiempos, porque la falta de selectividad nos haría imposible la recepción. Pues en los tiempos en que fueron construidos la cantidad de estaciones era reducida; en cambio ahora tenemos estaciones separadas solamente a 40 Khz. en nuestro país y haciendo recepciones con cuidado se reciben estaciones a cada 10 Khz. de la banda de recepción.

Más tarde calcularemos los transformadores de frecuencia intermedia teniendo en cuenta factores como la amplificación efectiva y el efecto de la inductancia mutua en los transformadores de frecuencia intermedia, etc.

Por lo pronto, ya estamos en condiciones de acoplar transformadores de frecuencia intermedia capaces de trabajar en un amplificador y conectarlo a un receptor superheterodino, pero ¿cómo se conseguirá que la diferencia de frecuencias entre la estación que sintoniza el primer detector y el valor de la frecuencia del heterodino sea constante?

Se trata de calcular cuidadosamente el circuito resonante de ambos y

para lo cual, como resulta muy difícil variar en el heterodino la inductancia y la capacidad, debemos recurrir solamente al empleo de un control adicional o sea un condensador variable tal como lo indica la figura 315 con C_2 .

En dicha figura 315, si tenemos sintonizada una estación en el primer detector podremos buscar una frecuencia de resonancia con C_2 tal que nos permita escuchar en los teléfonos, conectados en el segundo detector. Si la diferencia de frecuencias entre la estación que sintoniza el primer detector es muy grande, en los teléfonos conectados en el segundo detector se escuchará una señal muy débil y que aumentará cuando la frecuencia del heterodino se aproxime a la de la señal. Esto lógicamente se consigue haciendo girar el condensador C_2 de la figura 315. Por lo tanto se verá que resulta un poco engorrosa la sintonía tal como se acaba de explicar. Pero actualmente se emplean métodos que han permitido simplificar la sintonía al extremo, que tanto el condensador variable de sintonía, como la del heterodino se conectan en tándem y pueden actuar en un mismo control.

Esto se consigue por dos métodos, a saber: un método en el cual el condensador variable que corresponde al heterodino es de menor capacidad que el del primer detector y además la forma de las placas del mismo han sido calculadas y construidas de tal manera que la variación de capacidad para un valor fijo de inductancia que trabaja en paralelo con el condensador, permita asegurar una diferencia constante con la frecuencia de la estación que pueda sintonizarse con el condensador e inductancia del primer detector. El segundo método sería el empleo de una capacidad en serie con el circuito resonante del heterodino a fin de que en cada posición del condensador variable de dicho circuito tenga una capacidad efectiva menor, y por esta razón las dos secciones del condensador variable en tándem son de capacidades iguales.

Expliquemos, por último, un receptor del tipo que estamos estudiando en esta lección y que reúna características más avanzadas a las explicadas hasta ahora.

Para que el lector vaya familiarizándose con los elementos más modernos, completaremos las ideas dadas más arriba con la ayuda del esquema de la figura 316.

La válvula que se emplea para la función del primer detector y hete-

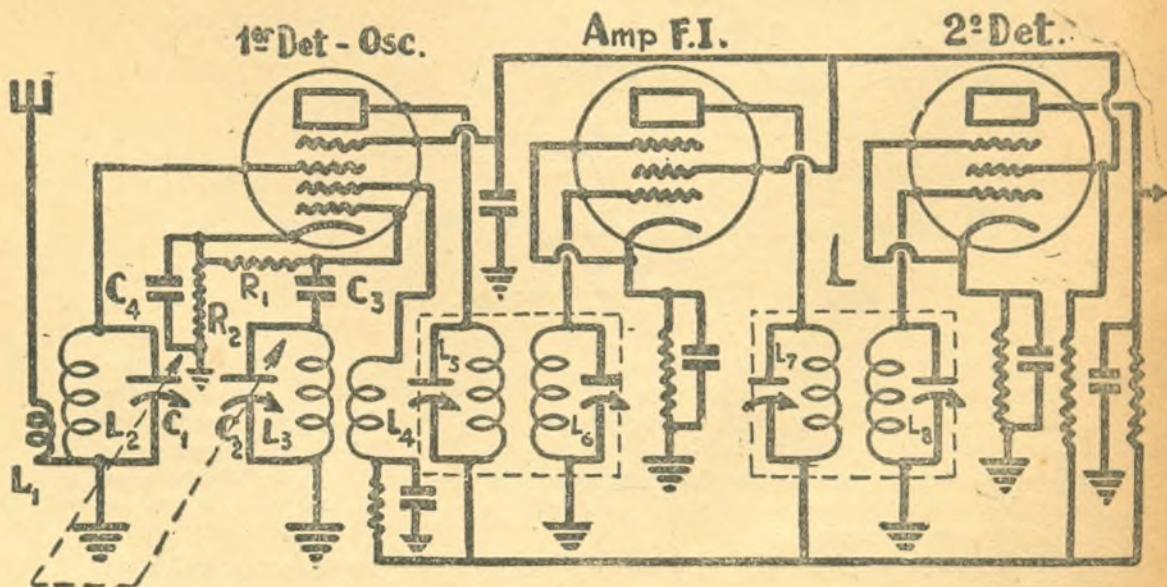


Fig. 316

rodino es una válvula cuyo tipo estudiamos en la Lección 61.^a, y por lo tanto ya nos es familiar.

Si se observa con cuidado, se distinguirán inmediatamente las dos secciones de la válvula conectadas a sus respectivos circuitos, o sea la sección del primer detector formado por el circuito de antena y el circuito resonante $L_2 C_1$ conectado a la grilla 3 de la válvula y el circuito heterodino formado por L_3, L_4, C_2, C_3 y R_1 y conectados a las grillas 1 y 2 de la válvula.

Fácilmente se comprenderá que si los transformadores de frecuencia intermedia formados por las inductancias L_5, L_6 y L_7, L_8 con sus correspondientes condensadores en paralelo y que nos permiten ajustarlos exactamente al valor de resonancia del valor de la frecuencia intermediaria elegida de manera que solamente podremos escuchar en el segundo detector señales cuya diferencia de frecuencia entre la frecuencia de la estación sintonizada por el primer detector y la frecuencia del heterodino sean exactamente del valor de la frecuencia de resonancia de la frecuencia intermedia.

Por lo tanto se verá sin mayor dificultad que estamos en presencia de un "filtro de frecuencias", pues la etapa de amplificación de frecuencia intermedia solamente amplificará tensiones cuyo valor de la frecuencia sea la fijada por los circuitos resonantes. De esto se desprende que el ajuste de los circuitos resonantes de los transformadores de frecuencia intermedia deberán hacerse cuidadosamente para asegurar la máxima amplificación, la mayor actividad y el valor exacto de la frecuencia de trabajo de dicha etapa de frecuencia intermedia.

En la figura 316 se indica como amplificadora de frecuencia intermedia una válvula del tipo de pentodo supercontrol y que permite una alta amplificación. Esta combinación, en la práctica permite el empleo de una sola etapa de amplificación, pues es suficiente para las necesidades normales de amplificación y de selectividad que comparados a los viejos superheterodinos se podrá ver que se ha avanzado evidentemente. La detección se podrá efectuar, como lo indica la figura 316, por medio de un pentodo del tipo 6C6, o si se deseara el empleo del control automático de volumen se recurriría al empleo de una válvula especial tal como ya es conocido por los alumnos.

Lo más interesante y que veremos en lecciones anteriores, es el cálculo de las constantes de los valores para los circuitos de sintonía del primer detector y principalmente para los que correspondan al circuito heterodino a fin de asegurar para cualquier posición de C_1 y C_2 , actuando en el mismo eje, una frecuencia de resonancia exactamente igual al valor de la frecuencia intermedia prevista.

63a. LECCION

Diseño y construcción de un receptor Superheterodino elemental.

Uno de los tipos de receptores que más aceptación ha tenido en el campo radiotelefónico y radiotelegráfico, es el receptor superheterodino, que por las cualidades y características que reúne, permite resolver todos los problemas bajo el aspecto de la selectividad, sensibilidad, problemas éstos que en los últimos tiempos eran la pesadilla de los técnicos y diseñadores de receptores de las grandes fábricas de Estados Unidos de Norte América, Inglaterra, Francia, etc.

En esta lección solamente nos dedicaremos a la parte constructiva de un receptor elemental a fin de que el alumno se familiarice con la construcción del mismo y de paso ir conociendo todas sus partes. Más tarde se estu-

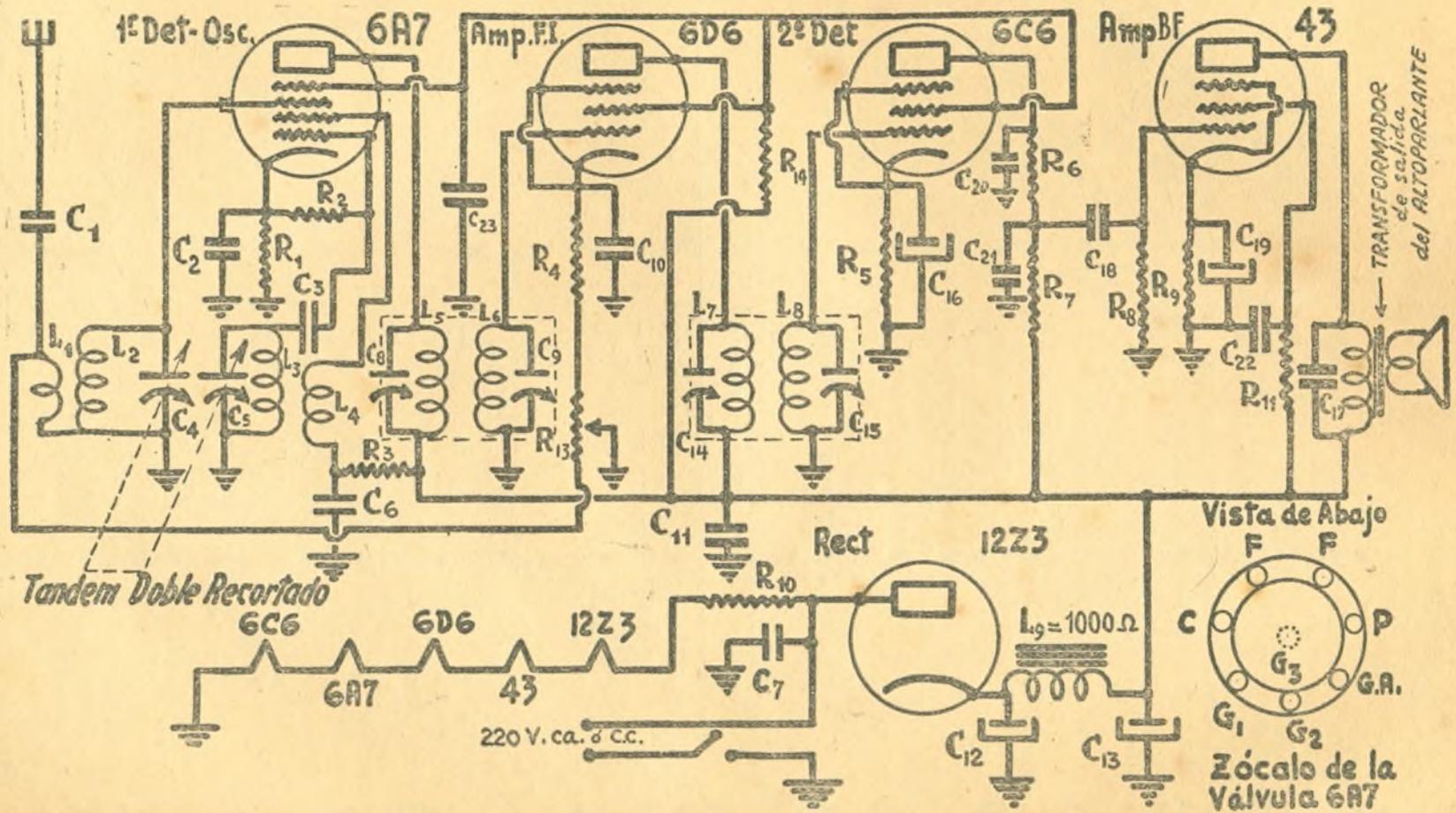


Fig. 317

diarán todos los problemas de índole técnica a fin de aplicar todos los conocimientos sobre receptores superheterodinos en diseños de receptores para recepción de broadcasting, otros del tipo para tráfico comercial y también para las comunicaciones de aficionados, etc.

En la figura 317 se indica el esquema de un receptor cuyas partes estudiaremos en seguida donde aplicaremos exclusivamente los conocimientos obtenidos en estas lecciones para llegar así a un receptor del tipo elemental tal como nos proponemos y completarlo más tarde con los perfeccionamientos de la técnica moderna.

Emplearemos siempre en diseños de receptores, a fin de hacerlos de alimentación universal, fuentes de alimentación de los circuitos de placa para ambas corrientes, lo que nos permitirá trabajar con redes de canalización tanto en corriente continua como en corriente alternada. Por eso damos por descontado que utilizaremos la clásica válvula rectificadora que empleamos en lecciones anteriores y que por ser fácil de adquirir en el comercio radio-telefónico, volveremos a emplear en este proyecto.

Para facilitar el cálculo de todos los elementos del receptor hemos dado a cada parte que compondrá el mismo, una letra con un número de subíndice de orden correlativo.

La válvula 6A7 cuyos principios de funcionamiento vimos en la Lección 61.^a, es la única cuyas características estáticas de funcionamiento no conocemos todavía, pues las otras, tanto la 6D6 como la 6C6 y la 43, ya las hemos visto en lecciones anteriores y calculado alguna de las partes que aseguraban el punto de funcionamiento estipulado en las características de las mismas. Por lo tanto, daremos a continuación las características estáticas de la válvula 6A7.

CARACTERISTICAS DE LA VALVULA 6A7 COMO CONVERSORA DE FRECUENCIA

Tensión de filamento	6,3		Volts.
Corriente de filamento	0,3		Amp.
Tensión de placa	50	250	Volts.
Tensión de pantalla	100	100	Volts.
Tensión de grilla N.º 2 (placa osciladora)	100	200	Volts.
Tensión de grilla N.º 3	-1,5	-3	Volts.
Resistencia de grilla N.º 1	10.000	50.000	Ohms.
Corriente de placa	1,3	3,5	M.A.
Corriente de pantalla	2,5	2,2	M.A.
Corriente de grilla N.º 2 (placa osciladora)	3,3	4,0	M.A.
Corriente de grilla N.º 1 (grilla osciladora)	1,2	0,7	M.A.
Corriente total de cátodo	8,3	10,4	M.A.
Resistencia de cátodo	150	300	Ohms.
Resistencia de placa	0,6	0,36	M.G.
Conductancia de conversión	350	520	µmhos.
Tensión de grilla N.º 3 para una conductancia de conversión a 2 µmhos	-20	-45	Volts.

Convendría averiguar cuál será la tensión efectiva de trabajo a fin de fijar los valores con que la válvula trabajará.

Para ello es necesario conocer las características del rectificador y especialmente las características de la válvula rectificadora. Por esta razón daremos a conocer la curva de funcionamiento de la válvula 12Z3 a fin de

elegir los valores más convenientes. La figura 318 da la curva de referencia. Como la tensión de corriente continua o corriente alternada que se aplicará a la placa de la válvula rectificadora será de unos 220 a 230 Volts máximos, resultará que entre los extremos del primer condensador conectado a la en-

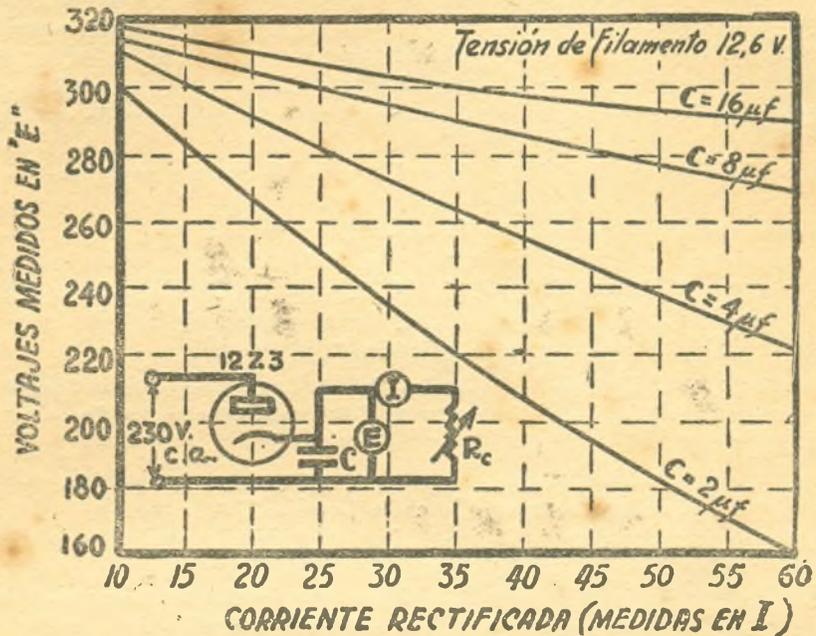


Fig. 318

trada del filtro será de unos 290 V, cuando la corriente rectificadora que atravesase la válvula sea de 60 M.A. y el condensador conectado a la entrada del filtro sea de unos 16 µf. Veamos ahora qué intensidad de la corriente absorberá el receptor a fin de fijar el valor de la tensión efectiva en el circuito de placa. Empecemos por fijar el valor de la impedancia de filtro en el circuito rectificador, pero lo que nos interesa es conocer el valor de la resistencia óhmica. Supongamos que la impedancia de filtro empleada es el campo de un altoparlante del tipo standard de 1.000 Ohms. Por lo tanto, si la corriente total del circuito es de 60 M.A., la caída de tensión que este campo de parlante provocará será de: $1.000 \times 0,06 = 60$ Volt que, restados de la tensión a la entrada del filtro, nos dará una tensión de $290 - 60 = 230$ Volts.

Si observamos las características de la válvula 6A7, veremos que la corriente máxima de cátodo, cuando la tensión de placa es de 250 V., etc., es de 10,4 M.A. de manera que si el voltaje de placa es un poco menor se notará que la corriente será aproximadamente la misma. En lecciones anteriores vimos que la corriente total de cátodo de la válvula 6D6 cuando trabaja con 250 V. en la placa es de 10,2 M.A. En la válvula 6C6, cuando trabaja como detectora y con 250 Volts en la placa, la corriente total del cátodo es escasamente de 1 M.A. y la válvula 43 tiene una corriente de cátodo de 45 M.A. cuando la placa trabaja con 180 V. y la pantalla con 135 Volts. Estos son los valores máximos recomendables.

La intensidad de la corriente total sería entonces de: $10,4 + 10,2 + 1 + 45 = 66,6$ M. A. La fábrica aconseja no trabajar con intensidades mayores de 60 M.A., porque la tensión a la salida del rectificador cae muy bruscamente a partir de una intensidad en el circuito exterior de 60 M.A. Pero como no es posible evitar la corriente total de una manera sencilla, resultará que tendremos que contentarnos con la tensión que es posible obtener del rectificador elegido.

Aunque las características de las válvulas no dan curvas para tensiones de trabajo entre 180 y 280 V., resultará que en la práctica con la corriente de placa total calculada la tensión efectiva cae a 180 Volts.

Si aceptamos la tensión de placa como de 180 V., resultará que la corriente de cátodo de todas las válvulas no variará mayormente, dado que en el cátodo de la válvula 6A7 la corriente total de cátodo es algo mayor a 8 miliamperes cuando la tensión de placa es de 100 V. y de 10,4 cuando la tensión de placa es de 259 V.; por lo tanto la corriente de cátodo cuando la tensión de placa es de 180 V., será casi 10 M.A. y es la que emplearemos como valor final para el cálculo. Suponiendo que la corriente de cátodo de

3

la válvula 6A7 sea de 10 M.A., la resistencia de cátodo será de: $\frac{10}{0,01}$

= 300 Ohms, es decir, que R_1 será 300 Ohms.

La resistencia de cátodo de la válvula 6D6 será también de 300 Ohms porque la corriente de cátodo es de 10 M.A. y la tensión de polarización de -3 V., es decir, que R_4 es de 300 Ohms. La resistencia de cátodo de la válvula 6C6 será de 12.000 Ω y de la válvula 43 de 440 Ω .

Antes de proseguir con los cálculos de los accesorios que componen el receptor veamos la parte más importante del receptor, que son los circuitos de sintonía.

Vemos en el circuito de la figura 317, que se emplea una válvula convertora del tipo 6A7 que, como ya se dijo en la Lección 31.^a, la mezcla de las frecuencias tanto de la señal como la generada por el circuito oscilador se efectúa electrónicamente. Por esta razón vemos claramente que el circuito detector está formado por las inductancias L_1 del circuito de antena y la inductancia L_2 del circuito de sintonía y en paralelo con ésta una sección del condensador variable en tándem. El circuito oscilador heterodino está formado por la inductancia L_4 que es la bobina de realimentación o de acoplamiento y la inductancia L_3 del circuito de sintonía del oscilador y que se halla conectado en paralelo con otra sección del condensador variable en tándem antes mencionado. Los condensadores variables están montados en tándem habiéndose construido éstos de manera que la diferencia de capacidad entre ambas secciones pueda proporcionar en combinación con las inductancias L_2 y L_3 diferencias constantes de frecuencias. Dicho en otras palabras, el circuito resonante $L_2 C_4$ del primer detector y el circuito resonante $L_3 C_5$ producen para cada posición de los condensadores una diferencia de frecuencia constante de un mismo valor.

En el comercio radiotelefónico se consiguen fácilmente estos tipos de condensadores variables, así como los juegos de bobinas para que puedan conectarse en el mismo circuito de los condensadores mencionados. Los condensadores variables que emplearemos en el circuito que estamos estudiando se fabrican para provocar diferencias de frecuencias de 175 Khz; 456 Khz y 465 Khz., que son las frecuencias más empleadas en la actualidad habiendo caído casi en desuso en nuestro país las frecuencias de 175 y 456 Khz. por razones que explicaremos más tarde. Quiere decir entonces, que si adoptamos un valor de 465 Khz., como la diferencia de frecuencias entre las señales de las estaciones sintonizadas en el circuito del primer detector y la que nos produce el heterodino, resultará que a ese mismo valor deberán resonar los circuitos sintonizados de los transformadores de frecuencia intermedia los cuales, una vez ajustados cuidadosamente por medio de instrumentos adecuados, no deben tocarse para nada.

Por lo que acabamos de decir, se comprenderá que estamos en presencia de un receptor superheterodino cuya frecuencia intermedia es de 465 Khz.: por lo tanto debemos comprar un juego de bobinas cuya inductancia del primer detector y del circuito resonante del heterodino conectados o un condensa-

dor tándem adecuado produzca una valor de frecuencia intermedia de 465 Khz. Podemos elegir como capacidad de la sección el condensador variable que trabajará en paralelo con la inductancia del primer detector, un valor de 0,00035 μf que, como ya saben los lectores, es una capacidad que cubre la banda de estaciones de broadcasting en ondas largas siempre que la inductancia del circuito sea de 225 μh .

Si el circuito cuyas constantes acabamos de fijar ($L_2 = 225 \mu\text{h}$; $C_4 = 0,00035 \mu\text{f}$) resuena en todas las frecuencias comprendidas entre los 550 Khz. y los 1.500 Khz., resultará que para que se cumpla lo que dijimos de que la diferencia entre las frecuencias sintonizadas por este circuito y las producidas por el heterodino no pase de 465 Khz., el heterodino deberá generar energías a frecuencias comprendidas entre: $550 + 465 = 1.015$ Khz. y de $1.500 + 465 = 1.965$ Khz., es decir, repitiendo, frecuencias comprendidas entre 1.015 y 1.965 Khz. (Resonancias con L_3 y C_5).

Si a los valores que hemos fijado en este cálculo restamos la frecuencia de la estación que se está sintonizando en el primer detector, el resultado deberá ser igual a 465 Khz. y para que tal cosa suceda deberá calcularse convenientemente la inductancia L_3 para que cuando trabaje en paralelo con la capacidad variable C_5 nos dé frecuencias de resonancias tales que difieran siempre en 465 Khz. con respecto a la señal de la estación que sintoniza el circuito del primer detector.

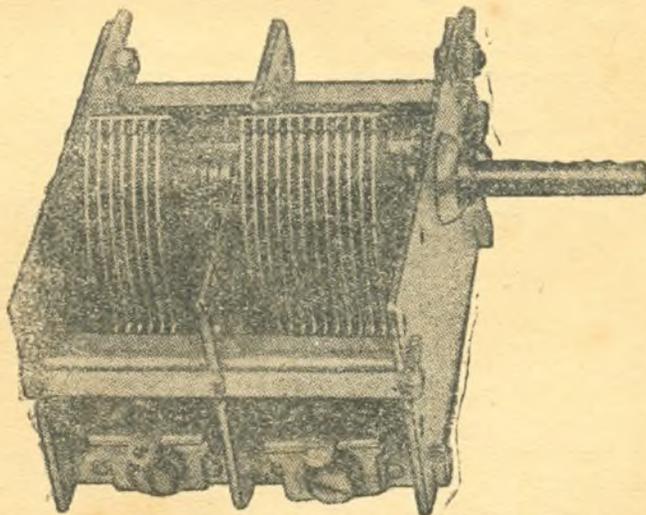


Fig. 319

Para que el lector se familiarice con los elementos a emplear, en la figura 319 se muestra un tándem doble en el cual una de las secciones tiene una capacidad menor que la otra y además las chapas del mismo tienen una forma distinta a fin de dar al circuito la capacidad exacta que el circuito requiere.

Por lo tanto, hemos fijado ya las características de los circuitos sintonizados del primer detector y del heterodino. Pasemos ahora a los transformadores de frecuencia intermedia y a la etapa de amplificación con que dichos transformadores trabajan.

La tensión de auto inducción que provoca la corriente del circuito de placa en la cual la frecuencia es el valor de la frecuencia intermedia y cuyo valor de la corriente será máximo para el caso de resonancia. Por lo tanto si la inductancia L_6 se ha colocado convenientemente cerca con respecto a L_5 , resultará que se inducirá en aquélla una tensión de auto inducción que será amplificada por la válvula 6D6 en cuyo circuito de placa se ha

conectado un circuito resonante de las mismas características de los conectados sobre la grilla de la misma válvula y placa de la válvula 6A7. De esta manera obtendremos la máxima amplificación en la etapa amplificadora de frecuencia intermedia por las razones que veremos más tarde. La forma como la tensión de frecuencia intermedia es detectada y amplificada es exactamente igual como en los casos de los receptores vistos en lecciones anteriores.

La resistencia R_4 actuará como resistencia de "choque" porque actúa como una inductancia para el caso de las corrientes de alta frecuencia y por lo tanto el valor calculado es de 50.000 Ohms. Los valores de R_7 , R_8 , R_9 y R_{11} tienen los mismos valores que en el receptor de las lecciones anteriores. Lo mismo sucederá con los condensadores C_{16} , C_{18} , C_{17} , C_{22} , C_{11} , C_7 , C_{12} y C_{18} . Los condensadores fijos C_{20} y C_{21} son, como en el caso anterior, de 0,0001 μf .

Para asegurarse de que no pasan corrientes de alta frecuencia provenientes del circuito heterodino, a la fuente de alimentación, se ha conectado la resistencia R_3 y la capacidad C_6 , de manera que bastará una resistencia de 5.000 Ohms para que no reduzca en mucho el valor de la tensión del circuito de placa de la sección osciladora, y por lo tanto el valor de la capacidad de-

berá ser de $\frac{\text{---}}{100} = 50$ Ohms, o sea que la capacidad a una frecuencia más baja del oscilador, que es de 1.015 KHz será de 0,003 μf , pero como conviene asegurar que las corrientes de alta frecuencia no pasen a la fuente de alimentación, podría aumentarse un poco este valor a 0,01 μf , o un poco más grande si se desea, pero de cualquier manera se puede emplear el valor calculado.

El control de volumen se efectúa sobre el cátodo de la válvula amplificadora de frecuencia intermedia y de una manera nueva para nuestros lectores.

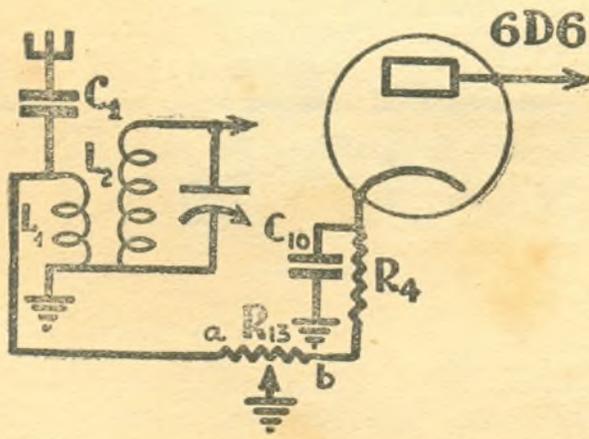


Fig. 320

Para que pueda comprenderse más fácilmente, se dibujó aparte la sección del circuito que indica la figura 320. Si tuviésemos una resistencia variable de un cierto valor y tal como lo indica la figura 320, y conectada en serie con el circuito de cátodo de la válvula amplificadora, resultará que podríamos controlar la corriente de placa de la válvula y por ende el factor de amplificación. Supongamos que el cursor de la resistencia variable se dirija hacia el extremo "a" de la resistencia variable. Resultará que aumentará la resistencia del circuito de cátodo originando el aumento de la caída de tensión en el mismo y por lo tanto también aumentará la tensión de polariza-

ción de la válvula, lo que significaría la disminución del volumen de la estación sintonizada. Además se habrá notado que a medida que el cursor de la resistencia se acerca al punto "a" se va reduciendo la resistencia de la antena con respecto a tierra y conectado en el punto mencionado. Si el cursor se encuentra en el punto "a" resultará que la antena estaría conectada a tierra o chasis y por lo tanto todas las señales que captaría dicha antena no podrían inducir ninguna tensión en la inductancia L_1 y por lo tanto el receptor no trabajaría. Por lo tanto el lector se dará cuenta que el control de volumen que estamos por aplicar en el diseño que nos ocupa tiene una doble acción porque por una parte reduce la amplificación a cero de la válvula amplificadora de frecuencia intermedia y por otra pone en corto circuito, el circuito de la antena.

Si el cursor de la resistencia variable se aproxima al punto "b" de la misma, resultará que aumentará el valor de la resistencia del circuito de antena respecto a tierra y por lo tanto toda la tensión de dicho circuito actuará en el primer detector de manera que cuando el cursor ha llegado al punto "b" la resistencia R_{13} queda anulada del circuito de cátodo de la válvula amplificadora de frecuencia intermedia, actuando solamente la resistencia de polarización R_4 y por lo tanto dicha válvula rendirá el máximo de amplificación. El valor más adecuado para la resistencia R_{13} será el que consiga reducir a cero prácticamente el factor de amplificación de la válvula 6D6.

Vimos que la corriente de placa era prácticamente nula cuando la tensión de polarización de la válvula 6D6 era aproximadamente de -50 V. Pero la amplificación de la válvula es prácticamente nula cuando la tensión de polarización es de unos -20 V., o sea cuando la corriente de placa sea de unos 500 microamperes o sea 0,05 M.A., es decir, que la resistencia R_{13} de-

berá tener un valor de: $\frac{20}{0.0005} = 40.000$ Ohms.

El valor de R_2 deberá ser de 50.000 Ohms según lo aconsejan los fabricantes de la válvula 6A7.

La resistencia que permitirá dar a las grillas auxiliares la tensión correcta es la R_{14} cuyo valor calcularemos. Por la resistencia mencionada circularán las intensidades de corriente de las válvulas 6A7, 6D6 y 6C6 (la corriente de pantalla de esta última válvula es casi de un valor despreciable de manera que la corriente total de este circuito será de 2 M.A. (6D6) más los 2,2 (6A7) que daría, redondeando, un total de 4.5 M.A., si sumamos la corriente de la pantalla de la válvula 6C6.

Como la fuente de alimentación suministra una tensión de 180 V., resultará que la caída de tensión entre los extremos de la resistencia R_{14} será de $180 - 100 = 80$ V., es decir, que el valor de la resistencia mencionada

será de: $\frac{80}{0.0045} = 18.000$ Ohms aproximadamente, por lo que en la práctica podría emplearse una resistencia de 20.000 Ohms.

Por último, tenemos la resistencia de filamento que nos permitirá conectar todos los filamentos de las cinco válvulas en serie y alimentados por la red de canalización. Por lo tanto, la caída de tensión que provocarán todas las válvulas en serie será de: $6,3 + 6,3 + 6,3 + 25 + 12,6 = 56,5$ V.; es decir, que la resistencia de R_{10} deberá provocar una caída de tensión de $220 - 56,5 = 163,5$ Volts y por lo tanto el valor de la resistencia deberá

ser de: $\frac{163,5}{0,3} = 540$ Ohms, es decir, $R_{10} = 540 \Omega$ y el calor a disipar:

$W_j = I^2 \times R = 0,3 \times 0,3 \times 540 = 49$ Watts o sea 50 W. aprox.

Respecto a la distribución de los elementos del receptor sobre el chasis, se dan en la figura 321.

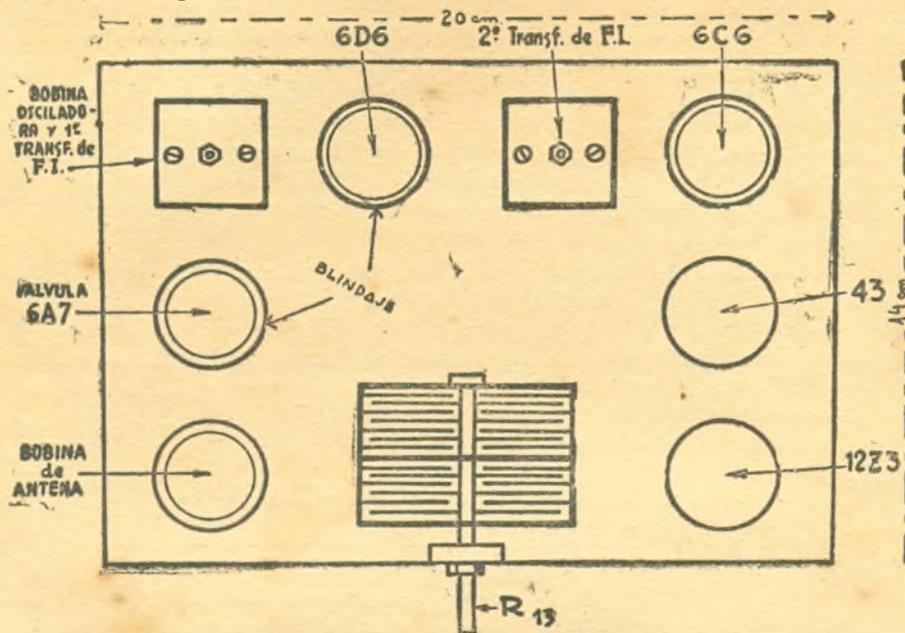


Fig. 321

En la figura 322 se da un esquema constructivo del receptor que hemos diseñado en base a un juego de bobinas de un tipo comercial. El lector podrá emplear cualquier tipo de bobinas que se adapte a las características previstas en esta lección.

NOTA: No se calculó la fuente de alimentación para corriente continua, pues el cálculo es similar, teniendo solamente en cuenta que la tensión útil será un poco inferior que para corriente alternada, pero que los valores obtenidos son corrector para ambos casos.

64.a LECCION

Inductancias empleadas en corriente alternada por las cuales no circula corriente continua.

Aunque las inductancias con núcleo de hierro, para corrientes alternadas, no son muy usadas en los circuitos de radio, pues casi siempre éstas trabajan en circuitos por los cuales circulan corrientes continuas con una componente de corriente alternada, estudiaremos en esta lección inductancias con núcleo de hierro de tipo especial y que deben llenar ciertas funciones tales como carga de placa o de grilla en circuitos amplificadores de baja frecuencia o en filtros de línea o también, como veremos más adelante, simplemente como reactores, vale decir implementos tales que permiten regular la corriente del circuito de corriente alternada empleados en la industria y en algunas aplicaciones en la radiotécnica.

Aprovecharemos los conocimientos adquiridos en los cálculos de transformadores y de impedancias, pues todos los conceptos adquiridos podrán ser aplicados en la lección que estamos desarrollando.

Una inductancia con núcleo de hierro es, como ya saben los lectores, una bobina de un determinado número de espiras de conductor aislado cuyo núcleo está formado por una masa de hierro y que en corriente alternada actúa como una reactancia inductiva. Si la inductancia no tuviera resistencia óhmica y capacidad distribuída podríamos decir que se trata de una inductancia pura. Pero tal denominación en la práctica no es posible porque tanto la resistencia óhmica como la capacidad están presentes en el bobinado de manera que debemos aceptar que en realidad se trata de impedancias en las cuales podemos despreciar el valor de la resistencia óhmica y la capacidad distribuída a fin de que resulte más sencillo el cálculo que nos proponemos y además porque ninguno de los factores que tratamos de despreciar influyen en el valor de la inductancia efectiva, sino solamente en el funcionamiento en los circuitos que en algunos no tendrán importancia aparente mientras en otros deberá tenérselos muy en cuenta.

La inductancia de una impedancia puede calcularse fácilmente mediante la fórmula 73 si se tiene núcleo de hierro de tipo especial laminado y cuyas características de permeabilidad magnética se conocen. La fórmula es la siguiente:

$$L = \frac{1.256 \times \mu \times S \times N^2}{l \times 100.000.000} \quad (73)$$

Donde L es la inductancia de la impedancia en Henrys, μ es la permeabilidad magnética del núcleo laminado empleado, S es la sección del núcleo en centímetros cuadrados, y l es la longitud media de la línea magnética del núcleo en centímetros y N la cantidad de espiras de la inductancia.

La forma de aplicar la fórmula es de lo más simple si se tiene en cuenta la importancia que dichos cálculos tendrán en la práctica.

Supongamos que queremos averiguar la inductancia de la impedancia que hemos calculado en la Lección 58.^a y que cuando es atravesada por una corriente de 71 M.A. la inductancia es de 13.5 Henrys. El número de espiras que hemos calculado era de 3.690 espiras. La sección del núcleo de 5.1 cm², la longitud media de la línea magnética es de 15 cms. La permeabilidad magnética para fijarla resulta realmente difícil, pues para fijar dicho valor es necesario conocer con toda seguridad la calidad del núcleo y esto sólo es posible en los casos que éstos se adquieran en casas serias donde poseen las especificaciones dadas por la fábrica de origen.

Para que el lector tenga una idea más exacta de cómo se debe fijar el valor de la permeabilidad magnética, daremos algunas curvas en base a los núcleos de la fábrica ARMCO, de Estados Unidos de Norte América, ya que los núcleos fabricados por la misma casa nos sirvieron de base para los diseños de los transformadores y "choques". Veamos la figura 323. En dicha figura se indican tres curvas de distintos tipos de laminaciones y facilitadas

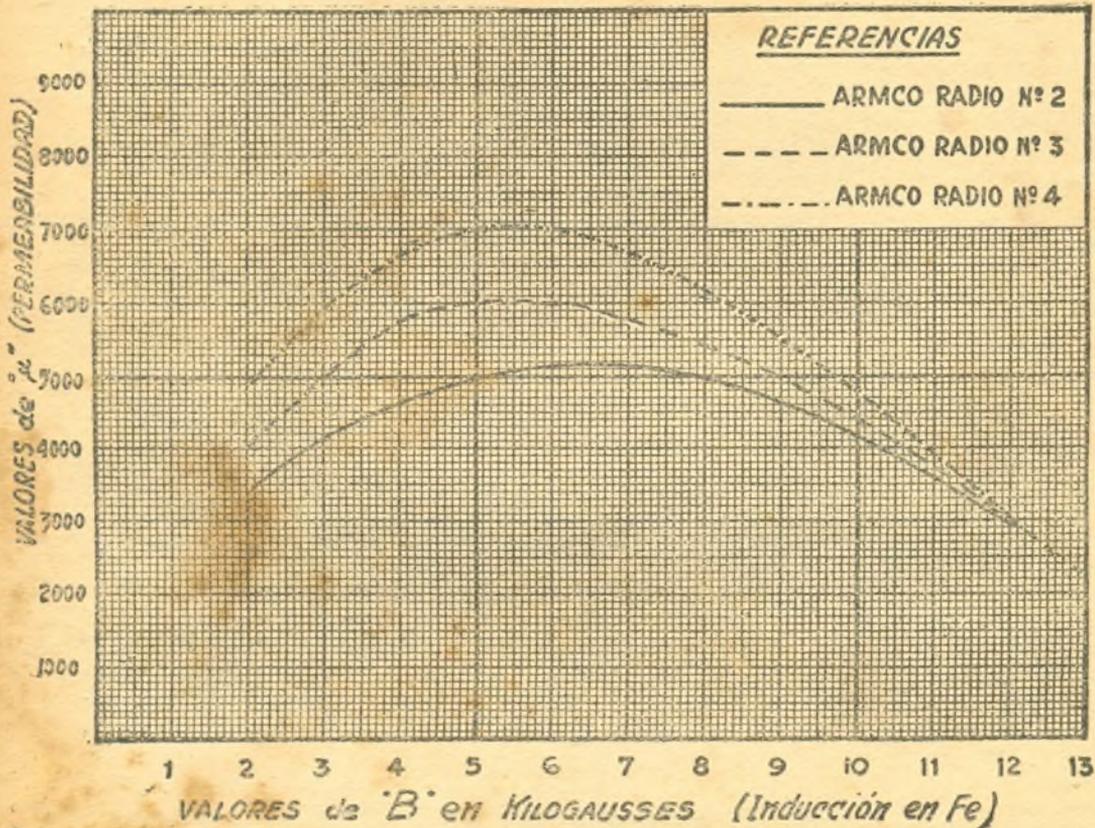
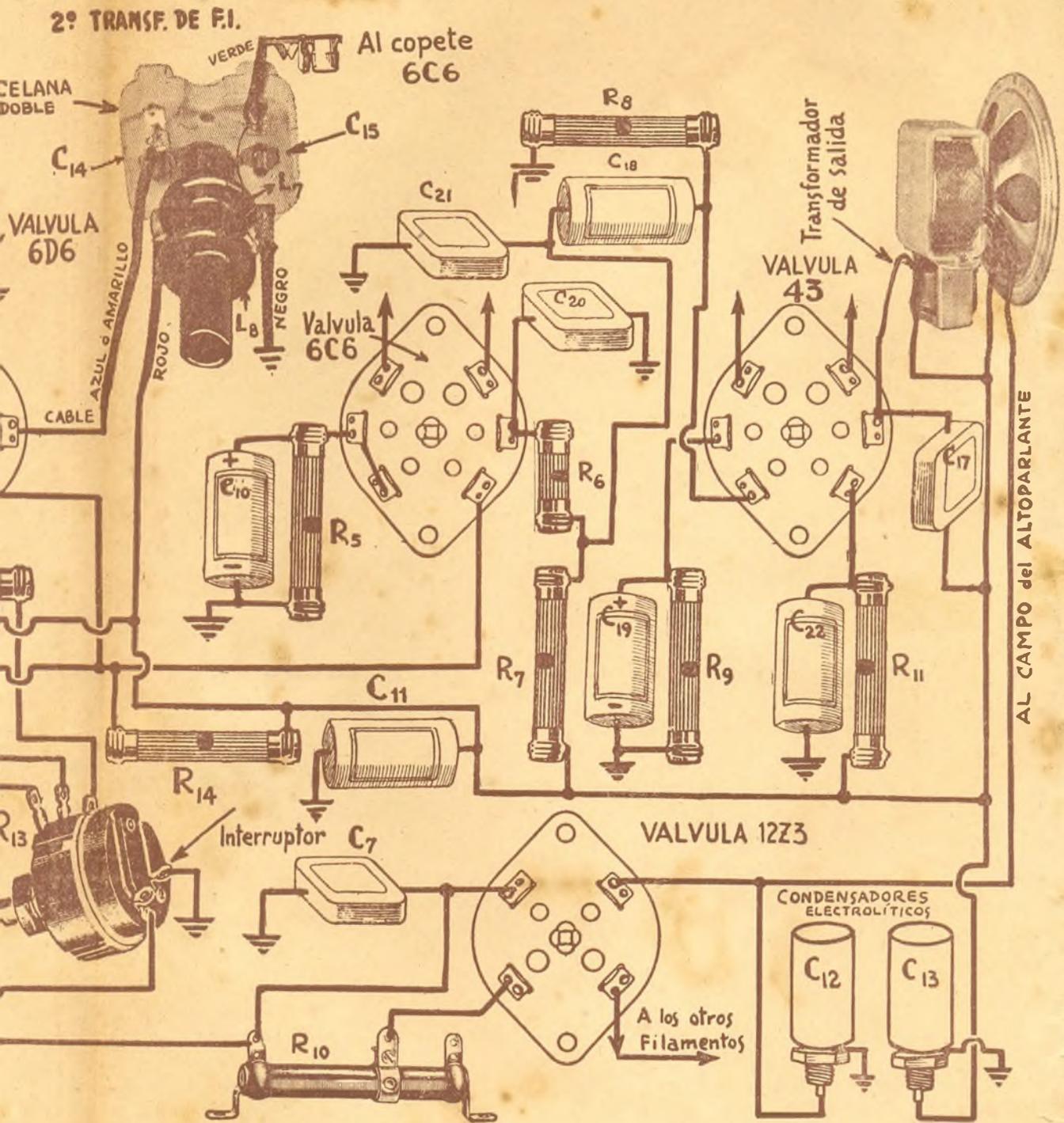


Fig. 323

por la fábrica que los produce y cuyo nombre dimos más arriba. Los lectores verán que estas curvas se trazaron de tal manera que son función de la permeabilidad magnética y de la inducción magnética en el hierro.

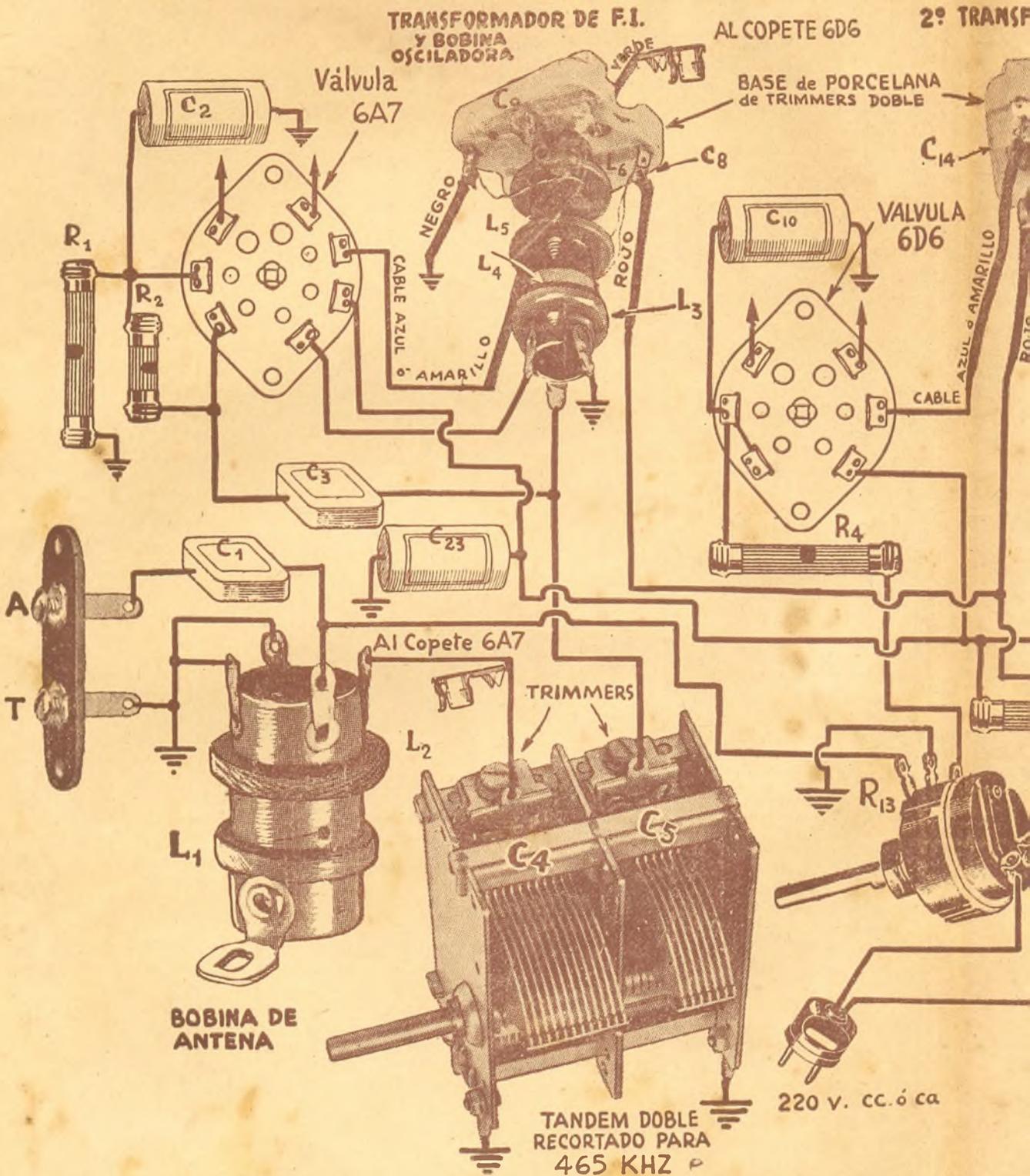
Por lo tanto, si conocemos el valor de la inducción magnética en el hierro podremos hallar fácilmente el valor de la permeabilidad con que trabajará el núcleo.

Veamos cómo emplearemos las curvas de la figura 323. Supongamos que vamos a diseñar una impedancia de las dimensiones dadas más arriba y que solamente debemos elegir la calidad del núcleo. Si volvemos a la Lección 48.^a en la cual dimos a conocer las distintas calidades de núcleo y sus aplicaciones, veremos que podemos usar el tipo "Armco Tran-Cor 2" por ser el aconsejado por la fábrica para las aplicaciones que estamos estudiando y según la Tabla XIII nos indica que dicho núcleo trabaja en condiciones normales con inducciones en el hierro (B) de 9.000 líneas magnéticas (Gauss). Por lo tanto, llevando este valor a la curva de la figura 323, tendremos un valor de $\mu = 4.600$ y por lo tanto tenemos todos los valores que nos permitirán calcular la inductancia del ejemplo propuesto suponiendo que solamente será



c. ó ca

de bobinas que se vende en el comercio tiene unidos por un extremo L_4 y L_5 , de manera que los elec-
 itar realimentación.



NOTA: El alumno observará la falta de la R_3 y C_{11} , pero ello es debido a que el juego de bobinas que sustituyen a los triodos G_2 y P llevarán el mismo potencial respecto al cátodo.

OTRA: En la práctica, los dos transformadores de F. I. van blindados a fin de evitar realimentación.

atravesado por una corriente alternada. Sustituyamos los valores en la fórmula 73 y calculemos:

$$L = \frac{1,256 \times \mu \times S \times N^2}{l \times 100.000.000} = \frac{1,256 \times 4.600 \times 5,1 \times 3.690 \times 3.690}{15 \times 100.000.000}$$

$$= \frac{38.055}{150} = 253 \text{ Henrys.}$$

Si comparamos el valor calculado con el valor de la misma inductancia cuando circula corriente continua, el lector recién tendrá idea exacta de lo que significa una corriente magnetizante y constante que atraviesa una inductancia con núcleo de hierro.

Supongamos que esta misma inductancia la quisiéramos construir con un núcleo de laminación de mejor calidad, por ejemplo con el "Armo Tran-Cor 4". Si recurrimos nuevamente a la Tabla XIII, nos dará un valor de $B = 9.000$; por lo tanto, según la figura 323, tendremos que $\mu = 5.500$, por lo tanto, si repetimos el cálculo, pero para el nuevo valor, de μ , resultará:

$$L = \frac{1,256 \times \mu \times S \times N^2}{l \times 100.000.000} = \frac{1,256 \times 5.500 \times 5,1 \times 3.690 \times 3.690}{15 \times 100.000.000}$$

$$= 320 \text{ Henrys.}$$

Por lo tanto, el lector también verá la importancia que tiene en el valor de la inductancia el valor de μ cuando por ésta no circula corriente continua.

Veamos ahora, ya que sabemos calcular impedancias, cómo podemos fijar los valores de la inductancia y calcular luego las otras constantes para su aplicación de cargas de placa o en trabajos especiales en general.

Supongamos un circuito tal como lo indica la figura 324 y en el tenemos una impedancia L conectada en el circuito de grilla de una válvula amplificadora.

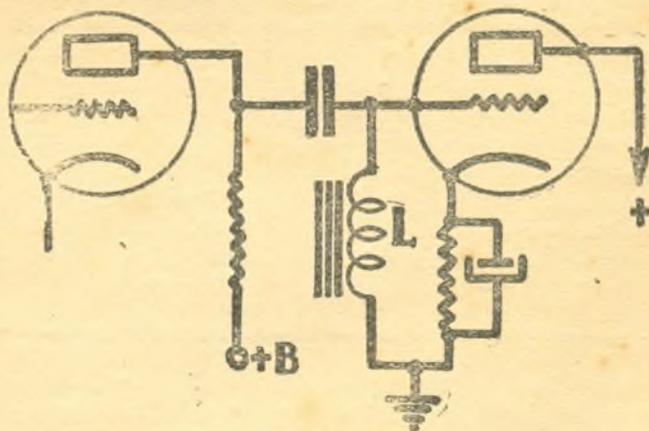


Fig. 324

Dicha impedancia L debe tener una inductancia tal que a 50 Hertz tenga un valor de 150.000 Ohms aproximadamente. Se desea saber entonces qué inductancia debe tener y cuáles serían las dimensiones que se le daría al núcleo para su realización.

Si suponemos por un momento que podemos despreciar los factores de

resistencia óhmica y capacidad distribuída, nos encontraremos que la impedancia que vamos a calcular tiene el mismo valor que la reactancia inductiva;

por lo tanto, si $Z = X_L$, $X_L = 2 \times \pi \times F \times L$, sea que $L = \frac{X_L}{2 \times \pi \times f}$

y sustituyendo valores tendremos:

$$L = \frac{150.000}{2 \times 3,14 \times 50} = \frac{150.000}{314} = 480 \text{ Henrys aprox.}$$

Como por el bobinado no circulará casi corriente alternada puesto que prácticamente no se gastará energía en el circuito de grilla de la válvula amplificadora, resultará que podrá emplearse cualquier tamaño de alambre siempre que éste no sea excesivamente delgado corriendo riesgo de cortarse fácilmente. Pero de cualquier manera calculemos la cantidad de espiras que necesitaremos para una laminación que elegiremos al tanteo y empleando laminación del tipo "Armeo Tran-Cor 2".

Supongamos que la laminación a emplear es la indicada en la Tabla XI como laminación "Q", la cual tiene como valor de $S = 2,56 \text{ cm}^2$; largo de la línea media magnética, 10,6 cms. El valor de μ será el de 4.600. Despejemos de la fórmula 73 el factor N para poder calcular el número de espiras en función de todos los factores que intervienen en el cálculo de la inductancia. Por lo tanto se deduce la fórmula 75.

$$N = \sqrt{\frac{L \times l \times 100.000.000}{1,256 \times \mu \times S}} \quad (75)$$

Por lo tanto, podemos sustituir los valores y calcular fácilmente.

$$N = \sqrt{\frac{L \times l \times 100.000.000}{1,256 \times \mu \times S}} = \sqrt{\frac{480 \times 10,6 \times 100.000.000}{1,256 \times 4.600 \times 2,56}}$$

= 5.850 espiras aprox.

Debemos averiguar ahora si todas estas espiras tienen cabida en la laminación elegida; por lo tanto, dejo a los lectores el trabajo de comprobarlo. Para realizar el cálculo podrán emplear alambre de cobre esmaltado de 0,06 milímetros de diámetro y si hubiere espacio disponible podrían aumentar la sección del mismo. En el caso de que el número de espiras calculado no tuviese cabida en el núcleo elegido con el alambre de 0,06 mms. de diámetro, deberá emplearse una laminación mayor, o sea la R", pues no conviene emplear conductores extremadamente finos.

Si el lector quisiera calcular la resistencia óhmica de la inductancia hallará un valor que oscila entre los 2.500 y 3.000 Ohms; por lo tanto, verá que si despreciamos la capacidad distribuída en el bobinado por suponerla muy pequeña, la impedancia calculada será a 50 Hertz de:

$$\sqrt{Z = R^2 + X_L^2} = \sqrt{3.000 \times 3000 + 150.000 \times 150.000} = 150.000 \text{ Ohms,}$$

es decir, que realmente no hemos exagerado cuando no tomamos en cuenta el valor de la resistencia óhmica. Otra cosa sucedería si por la impedancia debiera circular corriente continua, pues la resistencia óhmica produce una caída de tensión, que en algunos casos puede perjudicar al rendimiento del aparato y sobre todo cuando la regulación debe ser muy buena como en los casos de impedancias para filtros de rectificadores de corriente alternada.

CURSO DE RADIO

65.a LECCION

Cálculos de circuitos osciladores empleados en los receptores Super Heterodinos.- Padding.-

Una de las operaciones un poco difíciles en la radiotécnica, es el cálculo de las constantes de los circuitos superheterodinos y sobre todo la sección osciladora. Esto se debe al hecho de que el circuito oscilador debe producir para cada posición del circuito de sintonía, conectada a la antena, una diferencia de frecuencia igual al valor elegido como frecuencia intermedia.

Veamos un ejemplo práctico a fin de ser más claros. Supongamos un circuito como el de la figura 325, en el cual tenemos dos circuitos sintonizados, uno que corresponde al circuito de antena de un receptor superheterodino y el otro que correspondería al oscilador, es decir, el que produce el heterodino.

Supongamos que el valor de la inductancia L_2 sea de $225 \mu\text{h}$ y la capacidad de la sección del condensador tándem en C_1 sea de $0,0035 \mu\text{fd}$. Si las frecuencias de resonancias son: a mínima capacidad de C_1 de 1550 Khz. y a máxima capacidad del mismo de 550 Khz. , resultará que habrá que buscar el valor correspondiente para la inductancia L_4 y la sección del tándem C_2 .

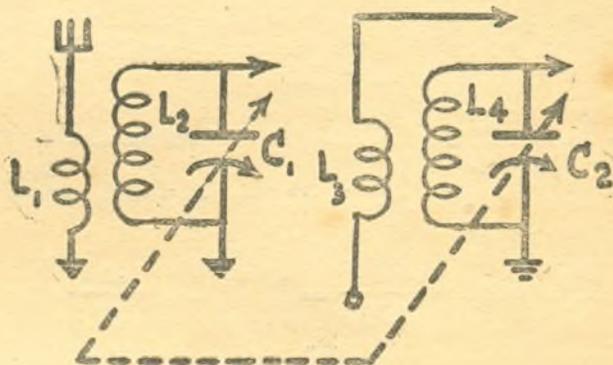


Fig. 325

Estos valores de la sección del oscilador deben calcularse cuidadosamente de manera que la diferencia, para cada posición del condensador variable en tándem, sea la misma a fin de asegurar el valor de la frecuencia intermedia y a la vez conseguir el máximo de amplificación en la sección de amplificación de frecuencia intermedia.

Demos un valor a la frecuencia intermedia con el objeto de calcular los valores que nos proponemos, y sea éste de 465 Khz.

Esto quiere decir que cuando el circuito $L_2 C_1$ esté resonando a una frecuencia de 1550 Khz. , la frecuencia de resonancia del circuito $L_4 C_2$ deberá ser de $1550 + 465 = 2015 \text{ Khz.}$ a fin de que la diferencia sea igual a 465 Khz. Análogamente, si el circuito de sintonía de antena resuena en una frecuencia de 550 Khz. , la frecuencia de resonancia del oscilador deberá ser de $550 + 465 = 1015 \text{ Khz.}$

Este cálculo se repetirá para cada valor intermedio comprendido entre

las frecuencias limitadas del rango de frecuencia que deberá sintonizar el circuito $L_2 C_1$.

El cálculo de la inductancia y la sección del condensador variable del heterodino resulta casi siempre algo engorroso, pues deben aplicarse fórmulas un poco complicadas para obtener los valores exactamente deseados.

Por esta razón no calcularemos con la exactitud extrema, sino que lo haremos de una manera muy aproximada y bastará un pequeño retoque de la inductancia en la práctica para obtener la diferencia de frecuencia deseada entre los dos circuitos sintonizados.

Emplearemos un método relativamente corto que nos conducirá a un resultado muy satisfactorio a la vez que nos permitirá, una vez conocidas todas las fórmulas, obtener otros métodos de cálculos de circuitos osciladores que trabajan en circuitos superheterodinos.

La primera fórmula que emplearemos será la que nos da las relaciones que guardan las frecuencias con las inductancias o capacidades o, mejor dicho, en el caso de circuitos sintonizados, dicha fórmula nos da relación de variación de la capacidad o la inductancia en función de la variación de frecuencia. Las fórmulas son las siguientes:

$$\frac{f}{f_1} = \sqrt{\frac{C_1}{C}} \quad (76)$$

o también

$$\frac{f}{f_1} = \sqrt{\frac{L_1}{L}} \quad (77)$$

Tomemos un ejemplo para que el lector vea cómo se emplean dichas fórmulas: Supongamos, como en el caso que nos ocupa, que queremos calcular la relación de capacidad que deberá tener un condensador variable conectado a un circuito sintonizado teniendo en cuenta que a máxima capacidad del circuito mencionado resueno en una frecuencia de 550 Khz. y a mínima capacidad a una frecuencia de 1550 Khz.

Si $\frac{f}{f_1} = \sqrt{\frac{C_1}{C}}$ y siendo f la frecuencia menor; f_1 la frecuencia mayor; C la capacidad total y C_1 la mínima, podremos calcular de la manera siguiente:

$$\frac{f}{f_1} = \sqrt{\frac{C_1}{C}} \quad \text{o sea: } \frac{550}{1550} = \sqrt{\frac{C_1}{C}} = \frac{11}{31} \quad \text{o sea aprox. } \frac{1}{3}$$

Si de acuerdo a lo calculado quisiéramos averiguar cuál es el valor de la capacidad mínima o máxima que debemos utilizar para obtener la relación de capacidad deseada, tendremos que fijar uno de esos valores para calcular el otro; así, por ejemplo: si la capacidad mínima del condensador (o sea cuando entra resonancia a 1550 Khz.) es de $C_1 = 50 \mu\mu f = 0,00005 \mu f$ resultará que la capacidad máxima C para obtener resonancia a 550 Khz. sería: de

$$\text{acuerdo a lo calculado: } \frac{1}{3} = \sqrt{\frac{C_1}{C}}; \text{ por lo tanto, para calcular el}$$

valor de C tendremos que despejar la fórmula o mejor dicho la expresión hallada; por lo tanto, si elevamos al cuadrado los dos miembros de la expresión (ver Curso de Matemáticas), tendremos:

$$\left(\frac{1}{3}\right)^2 = \frac{C_1}{C} \quad \text{o sea despejando el valor de } C_1 \text{ multiplicando ambos miembros por } C \text{ resulta: } \left(\frac{1}{3}\right)^2 \times C = C_1 \quad ; \text{ como nos interesa}$$

conocer el valor de C, pues es la capacidad a resonancia de 550 Khz., se tiene:

$$C_1 = \left(\frac{1}{3}\right)^2 \times C = \frac{1}{9} \times C \quad \text{es decir, que } C = 9 \times C_1, \text{ por lo}$$

tanto $C = 9 \times 0,00005 = 0,00045 \mu\text{f.}$

Con esto el lector tendrá una idea de la sencillez del cálculo de valores máximos y mínimos de las capacidades variables o de las inductancias con sólo fijar el valor de las frecuencias y un valor de inductancia o capacidad o bien dando los valores de capacidad o inductancias para calcular inmediatamente la relación de frecuencias y por lo tanto cuando fijamos un valor de frecuencia inmediatamente podremos calcular el valor de la otra frecuencia.

Volvamos ahora al ejemplo que emplearemos en la práctica y según nos indica la figura 325. Apliquemos la fórmula 77 a fin de calcular la inductancia que trabajará en el circuito oscilador o sea la L_4 , de manera que podremos escribir la fórmula de la siguiente manera:

$$\frac{f}{f_1} = \sqrt{\frac{L_4}{L_2}} \quad \dots \dots \dots (78)$$

Como se ve, la fórmula 78 nos da directamente el valor de la inductancia del oscilador: por lo tanto, f será la frecuencia de resonancia del circuito $L_2 C_1$ cuando la capacidad del condensador C_1 sea mínima; por lo tanto podremos calcular el valor de la inductancia que deberá tener L_4 para que la capacidad mínima del condensador variable C_2 se consiga resonancia a la frecuencia de $1550 + 465 = 2015$ Khz. Calcularemos de la siguiente manera: Si se fija el valor de L_2 en $225 \mu\text{h}$, se tiene:

$$\frac{f}{f_1} = \sqrt{\frac{L_4}{L_2}} \text{ o sea que } \frac{1550}{2015} = \sqrt{\frac{L_4}{L_2}}; \text{ por lo tanto, } 0,77 = \sqrt{\frac{L_4}{L_2}} \text{ Como}$$

debemos despejar el valor de L_4 , tendremos que elevar al cuadrado ambos miembros de la ecuación para hacer desaparecer la raíz cuadrada del segun-

$$\text{do miembro y por lo tanto tendremos: } 0,77^2 = \frac{L_4}{225} \text{ donde } L_4 = 0,77^2 \times 225$$

o sea que:

$$L_4 = 0,77 \times 0,77 \times 225 = 133 \mu\text{h.}$$

El lector se dará cuenta, después de este cálculo, que el valor obtenido de $133 \mu\text{h}$ corresponde al valor de la inductancia del oscilador. Dicha inductancia nos asegura la resonancia a una frecuencia de 2015 Khz. para una capacidad mínima del condensador variable que trabaja en paralelo con este circuito y que calcularemos un poco más tarde. Por lo pronto debemos emplear esta misma inductancia para toda la gama de frecuencias que nos proponemos obtener con el circuito oscilador, es decir, que dicha inductancia deberá permitirnos resonancias a frecuencias entre 2015 y 1015 Khz. para obtener una frecuencia intermedia de 465 Khz. constantes con respecto a la frecuencia de resonancia del circuito de entrada.

Veamos qué capacidad deberá tener el condensador C_2 para cada posición del mismo, puesto que la inductancia L_4 ya fué calculada. Como C_2 necesariamente deberá ser variable para permitir la resonancia en las frecuencias estipuladas en este ejemplo, podremos calcular, por esta razón, cómo se calcula la capacidad del condensador para tres frecuencias distintas y que permitirán formarse una idea de la forma cómo se construiría el condensador variable que nos ocupa.

Para realizar los cálculos deberá procederse de la misma manera que en los cálculos anteriores, pero empleando una fórmula más completa en la cual

Intervienen todos los factores de los circuitos resonantes del circuito de antena y del oscilador.

Por lo tanto, la fórmula que emplearemos será:

$$\frac{f}{f_0} = \sqrt{\frac{L_0 C_0}{L \times C}} \dots \dots \dots (79)$$

En dicha fórmula, f es la frecuencia de resonancia del circuito de antena; f_0 es la frecuencia de resonancia del circuito oscilador; L y C , son la inductancia y capacidad del circuito de antena a la frecuencia de resonancia f , y L_0 C_0 son la capacidad e inductancia del oscilador a la frecuencia de resonancia f_0 .

Para calcular con dicha fórmula la capacidad que para cada frecuencia de resonancia se necesita en el oscilador, deberá conocerse también la capacidad del circuito de antena. Por lo tanto, podemos calcular la capacidad del circuito de antena de una manera sencilla por medio de la fórmula 41, pues la frecuencia de resonancia, la fijaremos, y la inductancia L del circuito, ha sido fijada al comienzo de esta lección. Por lo tanto despejando de la fórmula 41 antes mencionada el factor C podremos calcular en seguida.

Despejado de la fórmula 41 el factor C , tendremos la fórmula 39 ya conocida por nuestros lectores, pudiéndose además emplear el Abaco N.º 13.

Supongamos que los valores de capacidad que calcularemos para el circuito del oscilador serán para cuando el circuito de antena resuene a las frecuencias de 1400, 1000 y 600 Khz., puesto que éstas son las frecuencias que se utilizan para estos cálculos y para calibrar los circuitos de estos tipos de receptores que estamos estudiando. Por lo tanto, calculemos a las frecuencias de resonancias indicadas las capacidades correspondientes al circuito de antena.

Según la fórmula 39:

$$C = \frac{159^2}{f^2 \times L}; \text{ por lo tanto calculemos con}$$

ésta las tres capacidades a las frecuencias de resonancia antes mencionadas.

$$C' = \frac{159 \times 159}{1400 \times 1400 \times 225} = 57,5 \mu\mu f$$

$$C'' = \frac{159 \times 159}{1000 \times 1000 \times 225} = 112,5 \mu\mu f.$$

$$C''' = \frac{159 \times 159}{600 \times 600 \times 225} = 312,5 \mu\mu f$$

Por lo que se ve, las capacidades que corresponden al condensador C_1 del circuito de antena para las frecuencias de resonancia fijadas para una inductancia de 225 μh son, respectivamente, de 57,5 112,5 y 312,5 $\mu\mu f$. por lo tanto sustituyamos todos los valores conocidos en la fórmula 79 para calcular los valores que corresponden a la capacidad variable C_0 del circuito oscilador para que la resonancia se efectúe a una frecuencia tal que la diferencia sea de 465 Khz. entre el circuito de antena y oscilador. Por lo tanto despejemos de la fórmula 79 el factor C_0 y calculemos este valor para los tres casos de resonancia que nos interesan:

Por lo tanto la fórmula que debemos aplicar es la 80, o sea:

$$C_0 = \frac{f^2 \times L \times C}{f_0^2 \times L_0} \dots \dots \dots (80)$$

Si tomamos el primer caso en que f es 1400 Khz. y f_0 es $1400 + 465 = 1865$ Khz., tendremos, sustituyendo todos los valores:

$$C'_0 = \frac{f^2 \times L \times C}{f_0^2 \times L_0} = \frac{1400 \times 1400 \times 225 \times 57,5}{1865 \times 1865 \times 133} = 55 \mu\mu f \text{ aprox}$$

si repetimos este cálculo para cuando la frecuencia de resonancia en el circuito de antena es de 1000 Khz., tendremos, llamando f_1 a dicha frecuencia y siendo $f_0 = 1000 + 465 = 1465$ Khz.

$$C'_0 = \frac{f_1^2 \times L \times C}{f_0^2 \times L_0} = \frac{1000 \times 1000 \times 225 \times 112,5}{1465 \times 1465 \times 133} = 88,7 \mu\mu f.$$

Repetimos ahora el mismo cálculo para el caso de resonancia en el circuito de antena en 600 Khz. siendo dicha frecuencia f_2 y la correspondiente al oscilador de $f_0 = 600 + 465 = 1065$; por lo tanto:

$$C''_0 = \frac{f_2^2 \times L \times C}{f_0^2 \times L_0} = \frac{600 \times 600 \times 225 \times 312}{1065 \times 1065 \times 133} = 167,5 \mu\mu f.$$

Los lectores podrán ver cómo varía el circuito resonante del oscilador con respecto al circuito de antena. Para que el lector vea con más claridad los cálculos realizados, pondremos todos los valores obtenidos en forma de tabla con fines de comparación.

CIRCUITO DE ANTENA			FRECUENCIA INTERMEDIA	CIRCUITO OSCILADOR		
f en KHz	L en μh	C en $\mu\mu f$	465 Khz.	f_0 en KHz	L_0 en μh	C_0 en $\mu\mu f$
1400	225	57,5	465	1865	133	55
1000	225	112,5	465	1465	133	88,7
600	225	312,5	465	1065	133	167,5

De la tabla desarrollada se observa que manteniendo constantes L y L_0 tendremos que hacer variar la capacidad C_0 respecto a C de una manera tal que la diferencia de frecuencia de resonancia de ambos circuitos sea igual al valor de la frecuencia intermedia elegida.

Si las capacidades variables C y C_0 actuaran independientemente, el ajuste de la sintonía resultaría un poco engorroso, así como el ajuste de las inductancias. Pero como se trata de emplear condensadores donde los ejes de las placas móviles están unidos, tendremos que construir un condensador para C_0 de manera tal que la capacidad de éste varíe en la forma indicada en la tabla calculada por nosotros, es decir, que cuando C tenga un valor de $312 \mu\mu f$, C_0 deberá tener un valor de $167,5 \mu\mu f$, etc.

Si se tratara de construir el condensador variable sería necesario calcular los valores intermedios entre los que se calcularon a fin de conocer más o menos la forma de variación de capacidad del condensador variable de este circuito. Pero de cualquier manera estos problemas felizmente han sido solucionados por los fabricantes de condensadores variables, de manera que bastará saber de qué manera varía la capacidad para inductancias y determinados rangos de onda para elegir entre los condensadores del tipo standard más conveniente.

En la práctica se ha visto la necesidad de desplazar al condensador variable del tipo estudiado, o sea el que se indicó con la figura 319 de la

Lección 63.^a por otro más flexible si se quiere, pues permite ajustar de una manera sencilla la capacidad máxima del condensador variable valiéndose para ello de un condensador variable en tándem doble y cuyas capacidades y demás características son exactamente iguales.

El problema reside en conectar en serie con el condensador variable de la sección osciladora otro del tipo variable de una capacidad que se puede determinar por medio del cálculo, a fin de reducir la capacidad efectiva de la sección correspondiente al valor que el circuito requiere.

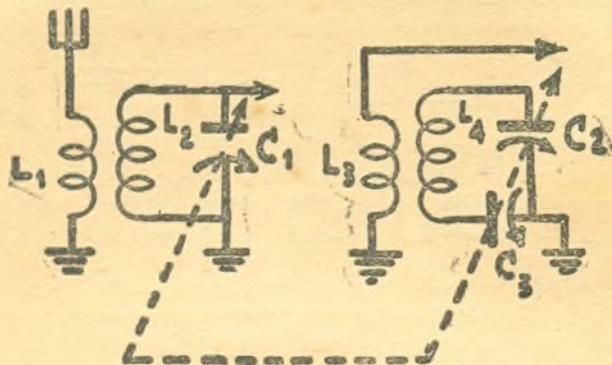


Fig. 326

En la figura 326 se indica la forma del circuito a que hemos hecho referencia. Como se ve, el Condensador \$C_3\$ está conectado en serie con el condensador variable \$C_2\$; por lo tanto, si se elije con cuidado el valor de \$C_3\$, que se puede calcular, podremos obtener la misma variación de capacidad obtenida por el sistema anterior y por lo tanto sería más práctico, dado que es posible compensar los errores de cálculo y de armado debido a las diferencias entre las capacidades distribuídas en el circuito bobinado, etc., y que no se pueden considerar con exactitud en el cálculo.

Por lo pronto, adelantaremos que en la actualidad éste es el método que se emplea con mayor frecuencia por los razones expuestas hace un momento.

Veamos qué capacidad deberá tener \$C_3\$ cuando el circuito de entrada, o sea el \$L_2 C_1\$, está resonando en la frecuencia de 600 KHz.

Habíamos calculado que \$C_1\$ debía tener, según la tabla y por lo calculado, 332 \$\mu\text{mf}\$ y la capacidad de la sección osciladora 167.5 \$\mu\text{mf}\$, dado que en ese instante el circuito oscilador debería resonar a la frecuencia de 1065 KHz.

Como la sección del condensador \$C_2\$ en este caso sería igual a la de \$C_1\$, resultará que \$C_2\$ deberá tener un valor tal que en serie con \$C_2\$ la capacidad resultante sea 167.5 \$\mu\text{mf}\$; por lo tanto, sería muy fácil calcular la capacidad de \$C_3\$.

Si empleamos el Abaco N.º 9 calcularíamos en seguida el valor, pues conocemos el valor de uno de los condensadores en serie y el valor de los dos en serie. Uno de los condensadores en serie sería de 312 \$\mu\text{mf}\$, mientras que el total de los dos en serie sería 167.5 \$\mu\text{mf}\$. Por lo tanto, marcando en una de las ramas el valor de 312 \$\mu\text{mf}\$ y en la recta del centro el valor de 167.5 y uniendo los valores marcados en el Abaco, encontraremos en la prolongación de la recta, sobre la otra rama en "V", el valor de \$C_3\$, o sea 360 \$\mu\text{mf}\$ aproximadamente.

Si se deseara emplear la fórmula directamente, ésto se podría hacer por medio de la 81 que sería la que se deduce de la fórmula 32, o sea

$$C_2 = \frac{C \times C_1}{C_1 - C} \dots \dots \dots (81)$$

Por lo tanto, si consideramos que el total de la capacidad es C , o sea $167,5 \mu\text{f}$ y C_1 el valor de uno de los condensadores conectados en serie, o sea el de $312 \mu\text{f}$, podríamos calcular el valor del otro condensador conectado en serie que nos interesa conocer. Supongamos que el otro condensador sea el C_2 (que en nuestro caso es C_3); por lo tanto podremos escribir:

$$C_3 = \frac{C \times C_1}{C_1 - C} = \frac{167,5 \times 312}{312 - 167,5} = \frac{5200}{144,5} = 361 \mu\text{f}$$

es decir, que $C_3 = 360 \mu\text{f}$ aprox.

Por lo tanto, el lector verá que es posible calcular con toda exactitud con el Abaco N.º 9.

Si tratáramos de calcular el condensador C_3 para cuando el circuito de entrada resuena en 1000 Khz. , o sea que el oscilador resuena en 1465 Khz. , encontraremos exactamente el mismo valor para el condensador mencionado por lo tanto cuando se realicen esta clase de cálculos se puede calcular directamente para una frecuencia de 600 Khz. , por ser aproximadamente una de las frecuencias extremas de la banda de broadcasting.

El condensador C_3 que hemos calculado se lo conoce casi universalmente con el nombre de "PADDING".

Cuando dos circuitos resonantes como los estudiados, la diferencia de resonancia es igual a un valor constante e igual al de la frecuencia intermedia elegida, se dice que entre dichos circuitos "hay arrastre" y que es la condición única e imprescindible para que un circuito superheterodino trabaje correctamente. Este fenómeno se lo conoce también con el nombre de "TRACKING" que en inglés significa "arrastre". Por lo tanto, podremos emplear indistintamente cualquiera de los términos dados a conocer.

La explicación de estos nombres son innecesarios, pues como se comprenderá fácilmente, sólo en el caso de que exista "arrastre" entre los dos circuitos del superheterodino es posible que dicho circuito trabaje correctamente.

66a. LECCION

Influencia del blindaje sobre el valor de la inductancia.-

Cálculos.-

PANTALLA ELECTROESTATICA. — BLINDAJES. — JAULA DE FARADAY

No hemos mencionado hasta ahora la influencia que podrían tener los blindajes sobre el valor de las inductancias, con la única razón de no complicar los conceptos que van adquiriendo los lectores.

Veremos más tarde que de una manera similar una inductancia provoca variaciones en el valor de otra inductancia que se halla próxima.

En todos los casos esta influencia se presenta con una disminución de la inductancia cuyo valor hemos calculado sin tener en cuenta los factores de blindajes, inductancias próximas, etc.

Pero antes de estudiar la influencia de los blindajes sobre las inductancias, veamos la causa por la cual se emplea este implemento.

Todos los lectores saben, por lo que ya se ha estudiado respecto a los campos magnéticos variables, que cada inductancia de un receptor genera en su alrededor un campo magnético variable. Por esta misma razón, como todas las inductancias no actúan en el mismo circuito, sino que por lo con-

trario pertenecen a circuitos distintos, si no se buscara alguna manera de evitar que los campos magnéticos variables generados por las inductancias mencionadas se acoplen, se produciría una oscilación imposible de evitar y por lo tanto el receptor dejaría de funcionar actuando solamente como un oscilador de radio o audio frecuencia.

En los receptores modernos del tipo estudiado en lecciones anteriores, así como en los superheterodinos, se emplean diversos circuitos tantos amplificadores, como osciladores, detectores, etc., en los cuales la influencia de campos magnéticos variables produciría inconvenientes graves.

En experiencias realizadas por Faraday, éste descubrió que si dentro de una jaula de metal enrejado tupido se sometían instrumentos de gran sensibilidad a las influencias de campos magnéticos variables, éstos no acusaban la menor señal de corriente inducida por intenso que fuera el campo magnético variable que actuara fuera de la jaula mencionada.

La causa de dicho fenómeno puede explicarse en breves palabras. Para ello veamos primero el fenómeno que se hace presente cuando se enfrenta con una de las caras de una hoja de metal, un cuerpo que ha sido frotado, es decir, al que se le ha comunicado una cierta carga eléctrica (Lecciones 5a., 6a., 7a. y 8a.).

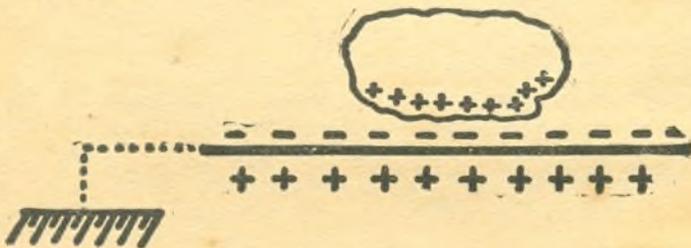


Fig. 327

Supongamos la figura 327 en la cual se puede ver un cuerpo frotado colocado frente a una cara de una chapa de metal. Si la cara del cuerpo frotado se ha cargado positivamente, por lo que dijimos en las lecciones mencionadas anteriormente, resultará que la cara de la chapa de metal que enfrenta al cuerpo electrificado adquiere una carga eléctrica pero de sentido contrario. Este fenómeno se debe a que los protones del cuerpo frotado rechazan los protones de la cara de la chapa que se enfrenta, quedando solamente los electrones y por lo tanto, dicha cara de la chapa de metal adquirirá una carga negativa o sea de sentido contrario al del cuerpo electrificado. Como los protones de la chapa son rechazados de la cara superior, éstos se acumulan en la cara inferior de la misma chapa de metal; por lo tanto resulta que la chapa tendrá en ambas caras cargas eléctricas de distinto signo, pero como la proporción de electrones de una de las caras es igual a la de protones de la otra, resultará que éstos se encontrarán en equilibrio. Con esto hemos llegado a demostrar que existen cargas eléctricas en ambos lados de la chapa. Pero si la chapa mencionada se conecta a tierra tal como lo muestra la figura 327, resultará que los protones se descargarán a tierra dando origen a la desaparición de la carga eléctrica en la cara inferior de la chapa de metal. Como las cargas eléctricas de la cara superior de la chapa y el cuerpo frotado son de signo contrario y de la misma magnitud, resultará que se anularán entre sí quedando por lo tanto la carga eléctrica de la chapa a un nivel o potencial cero. Este fenómeno desaparece si se desconecta la toma de tierra debido a que aparece nuevamente la carga positiva en la cara inferior de la chapa. La chapa a que hemos aludido en este experimento recibe el nombre muy conocido en el ambiente de Radio de PANTALLA

ELECTROESTÁTICA y que tiene enorme aplicación en la Radiotécnica en transformadores de alta y baja frecuencia.

El fenómeno que hemos estudiado tiene su aplicación inmediata en la Jaula de Faraday descubierta por el hombre de ciencia del mismo nombre. Con las experiencias a que ya nos referimos, se demostró que de cualquier campo magnético o carga eléctrica provocada en el exterior de la jaula, cualquiera que fuese la magnitud de la perturbación eléctrica o electromagnética en el exterior, no ejercía ninguna influencia en instrumentos muy sensibles colocados en el interior de la misma. Esto quiere decir que se consigue "blindar" los instrumentos colocados dentro de la jaula de las perturbaciones provocadas en el exterior de ella. La explicación de dicho fenómeno se comprenderá fácilmente si se aplica lo dicho para el caso de la figura 327. Cualquiera sea la carga y el signo de la carga eléctrica que perturbe el equilibrio de la superficie exterior de la masa metálica de la jaula, dicha superficie adquirirá una carga de signo contrario a la carga de perturbación. La carga eléctrica producida en la cara interior de la jaula se anulará porque ésta se descargará a tierra por su correspondiente conexión o toma de tierra por lo tanto el interior de la jaula está libre de toda perturbación que pueda provocarse en el exterior.

Lo mismo que decimos para el interior de la Jaula de Faraday lo podemos decir para el exterior, pues puede producirse el caso de que las perturbaciones electromagnéticas se produzcan en el interior y entonces el fenómeno sería exactamente igual al caso anterior, pues de esta manera se evitaría que una perturbación en el interior de la jaula provoque fenómenos indeseables electromagnéticos en el exterior de ella.

Muy a menudo habrán los lectores oído decir que las salas donde se hacen aplicaciones de rayos X, de diatermia, Rayos Ultra Violeta u otros, están completamente blindadas con el fin de evitar que los intensos campos electromagnéticos provocados por esos aparatos produzcan perturbaciones indeseables y a veces peligrosas para la salud, en el exterior de dichas salas.

Ahora se comprenderá más fácilmente la razón por la cual se hace necesario el empleo de blindajes para las distintas partes que provocan campos electromagnéticos en un receptor o transmisor de radio.

Las razones las dimos ya a conocer al comienzo de la lección; por lo tanto veamos solamente qué influencia producen los blindajes sobre los valores de las inductancias en particular.

Con respecto al blindaje de válvulas, por ejemplo, además de que se consigue blindar una válvula de cualquier perturbación exterior al interior o viceversa, se logra aumentar una capacidad adicional al circuito de la misma y cuyo valor en algunos casos tiene una importancia muy grande, sobre todo si se trata de circuitos de ondas muy cortas, o sea de frecuencias muy elevadas.

Con respecto a las inductancias, ya dijimos que el blindaje provocaba una disminución en el valor efectivo de la misma. Esto se debe al hecho de que dicho blindaje se comporta como una espira en corto circuito y por lo tanto absorbe parte de la energía desarrollada en la inductancia. Esto equivale a una disminución en la intensidad del campo magnético. Si se reduce la intensidad del campo magnético naturalmente se comprenderá que la inductancia disminuirá de valor.

Por esta razón, cuando se calculen inductancias deberá tenerse en cuenta el valor real de la misma una vez colocada dentro de un blindaje de metal.

Con tal fin, los Laboratorios de R.C.A. Radiotron Manufacturing Company de Estados Unidos de Norte América, han preparado una serie de curvas que facilitan el cálculo del efecto de los blindajes sobre las inductancias. Dichas curvas, que fueron publicadas en la Revista de Radio "Engineering", en Julio de 1935 de ese mismo país, se dan a conocer en la figura 328.

La fórmula que nos servirá para conocer la inductancia real de una bobina con su correspondiente blindaje, es la siguiente:

$$L = L_a \times (1 - K^2) \dots \dots \dots (82)$$

Donde L es el valor de la inductancia resultante: L_a es el valor de la inductancia sin el blindaje y K^2 es un factor de "decrecimiento" de la inductancia debido a la presencia del blindaje.

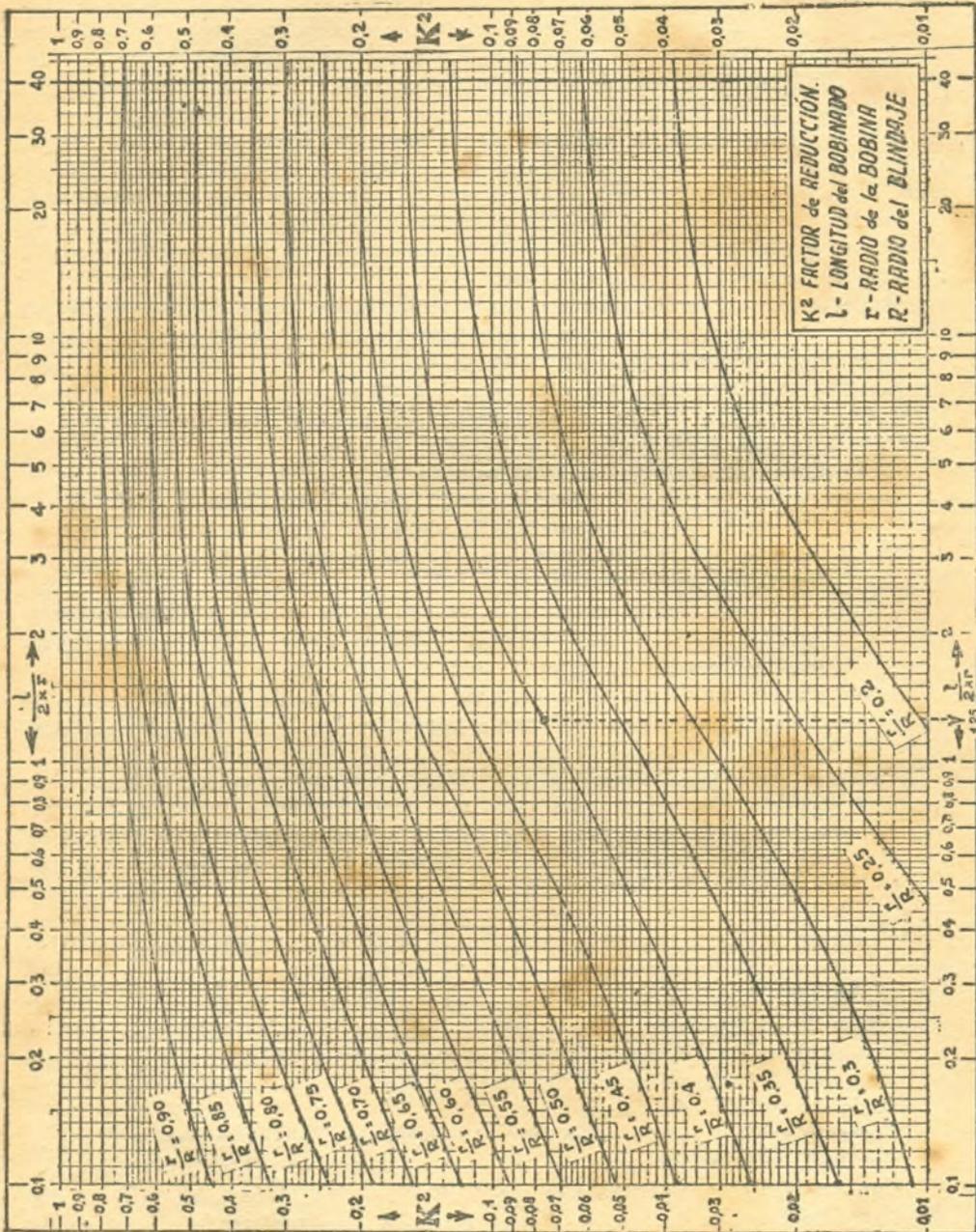


Fig. 32F

La fórmula 82 dada a conocer nos permite calcular el valor real de la inductancia en combinación con las curvas de la figura 32F; por lo tanto necesitamos conocer los siguientes valores: longitud del bobinado (L); radio

de la inductancia (r); radio del blindaje (R) (suponiendo que éste sea de forma redonda). Todos los factores en centímetros.

Las curvas de la figura 328 están trazadas para determinados valores de K^2 en función de $\frac{l}{2 \times r}$ y de $\frac{r}{R}$; por lo tanto daremos un ejemplo a fin de que el lector pueda ver la aplicación inmediata que dichos cálculos tienen en la práctica.

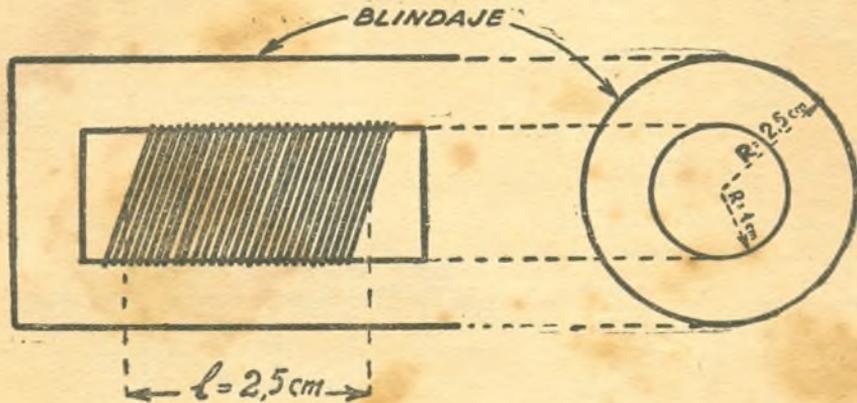


Fig. 329

Supongamos la figura 329 y en la cual se dan las medidas de una inductancia y cuyo factor K^2 deseamos conocer a fin de calcular en cuánto se reducirá la inductancia del ejemplo debido al blindaje.

Si l es igual a 2,5 cm. : r es igual a 1 cm. y R es igual a 2,5 cms., resultará que

$$\frac{l}{2 \times r} = \frac{2,5}{2 \times 1} = 1,25 \text{ respecto a } \frac{r}{R} = \frac{1}{2,5} = 0,4.$$

Llevando estos valores a las curvas de la figura 328 tendremos que el valor de K^2 será de 0,075; por lo tanto, si llevamos este valor a la fórmula 82 tendremos que la inductancia real de la bobina con el blindaje será de un valor menor que en el caso de que dicha bobina no tuviera blindaje alguno. Supongamos que la inductancia de la bobina del ejemplo sin blindaje sea de 225 μh , es decir, que $L_n = 225 \mu\text{h}$; entonces:

$$L = L_n (1 - K^2) = 225 \times (1 - 0,075) = 225 \times (0,925) = 208 \mu\text{h}$$

Por lo tanto, el lector deberá tener en cuenta que empleando una inductancia de las dimensiones de este ejemplo, deberá calcularla de manera que ésta tenga en la realidad $0,075 \times 100 = 7,5$, o sea el 7,5 o/o mayor que el valor que realmente se necesita en el circuito.

67a. LECCION

Receptor de la Lección 63a. con control automático de volumen.

Como recordarán los lectores, en la Lección 63.^a se estudió un receptor superheterodino del tipo moderno, pero en el cual no se hacía uso del control automático de volumen. Por esta razón emplearemos el mismo circuito básico pero con los cambios que el agregado del control automático de volumen requiere.

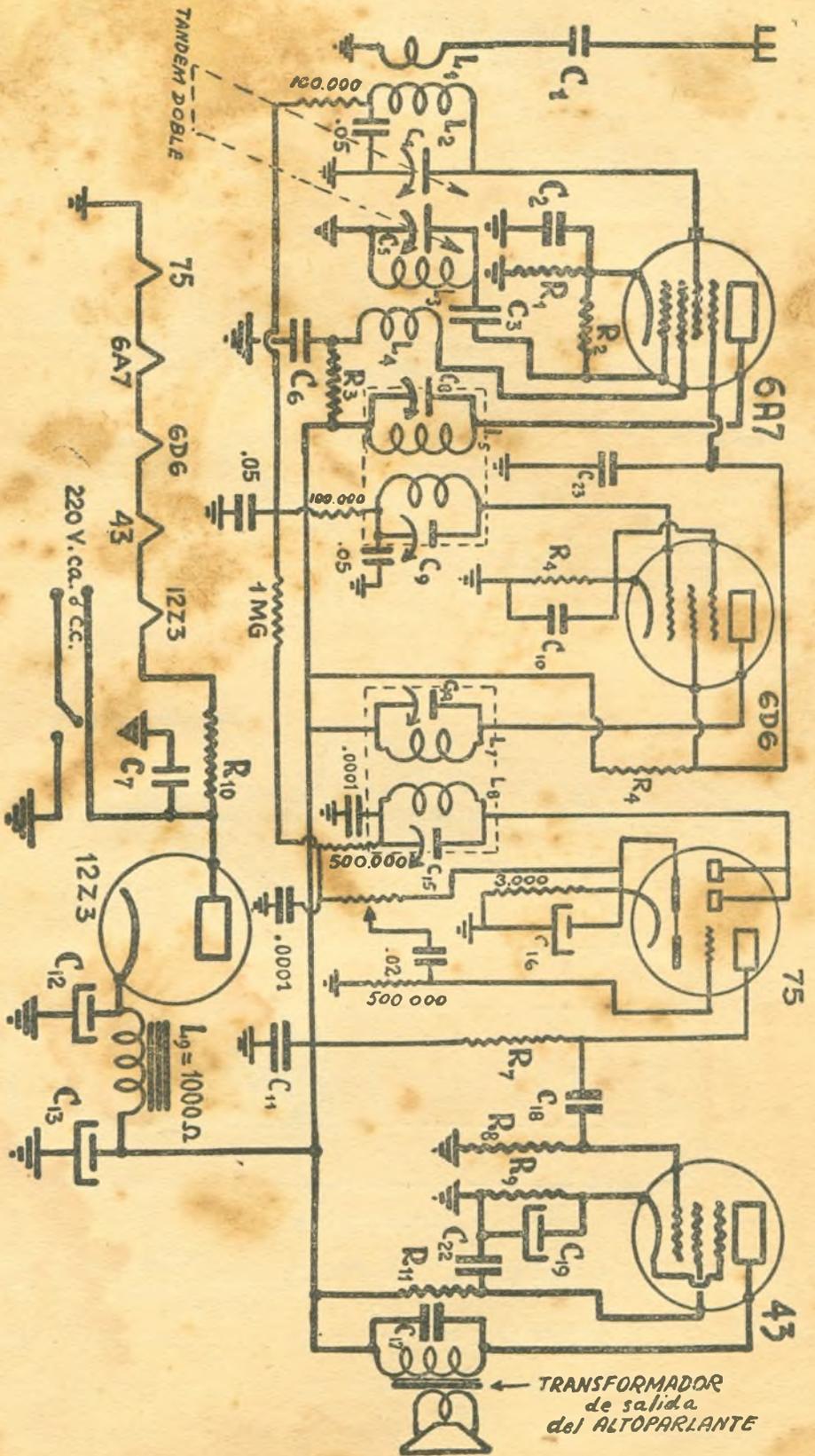
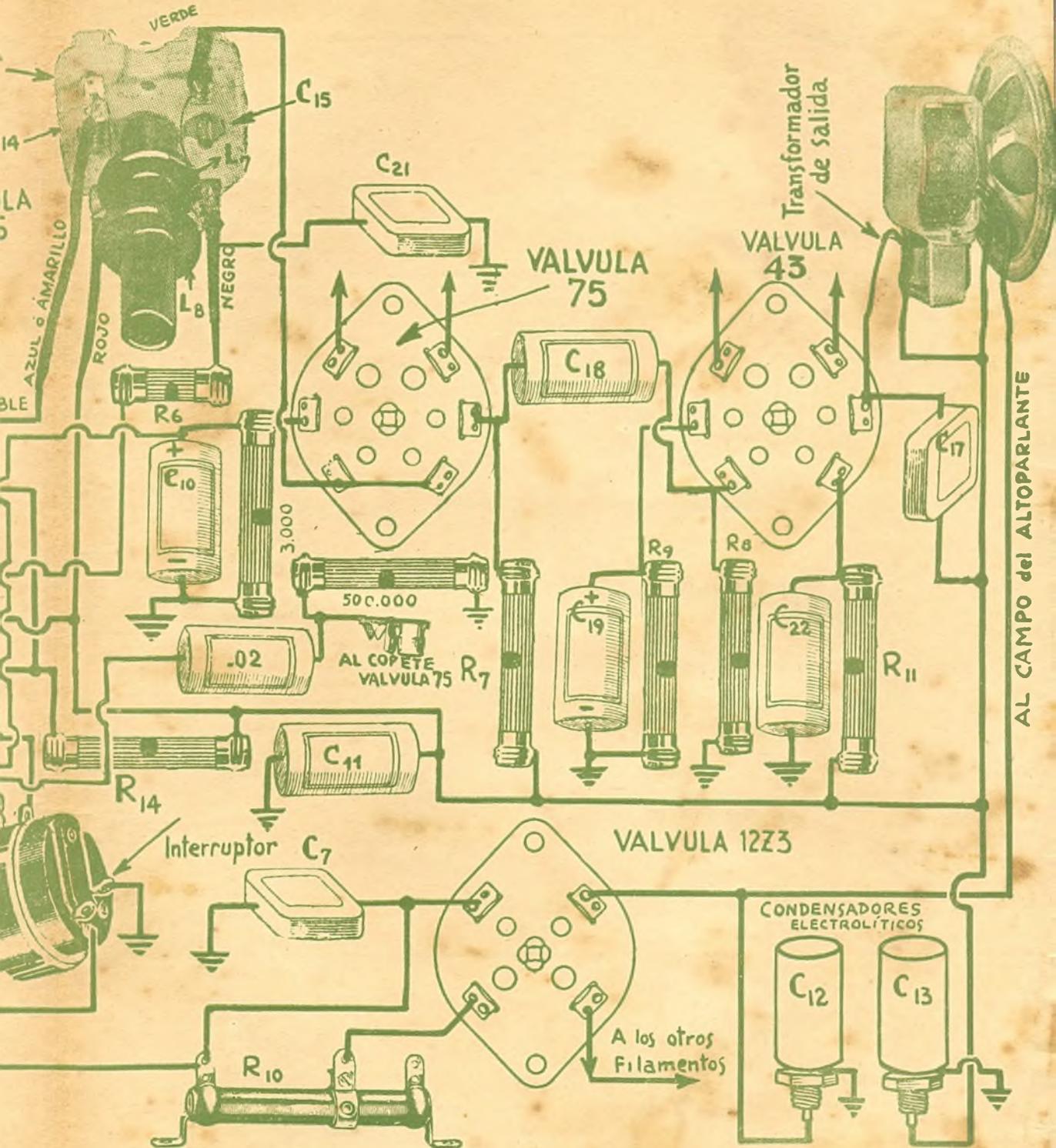


Fig. 330

LAMINA

Fig. 331

TRANSF. DE F.I.

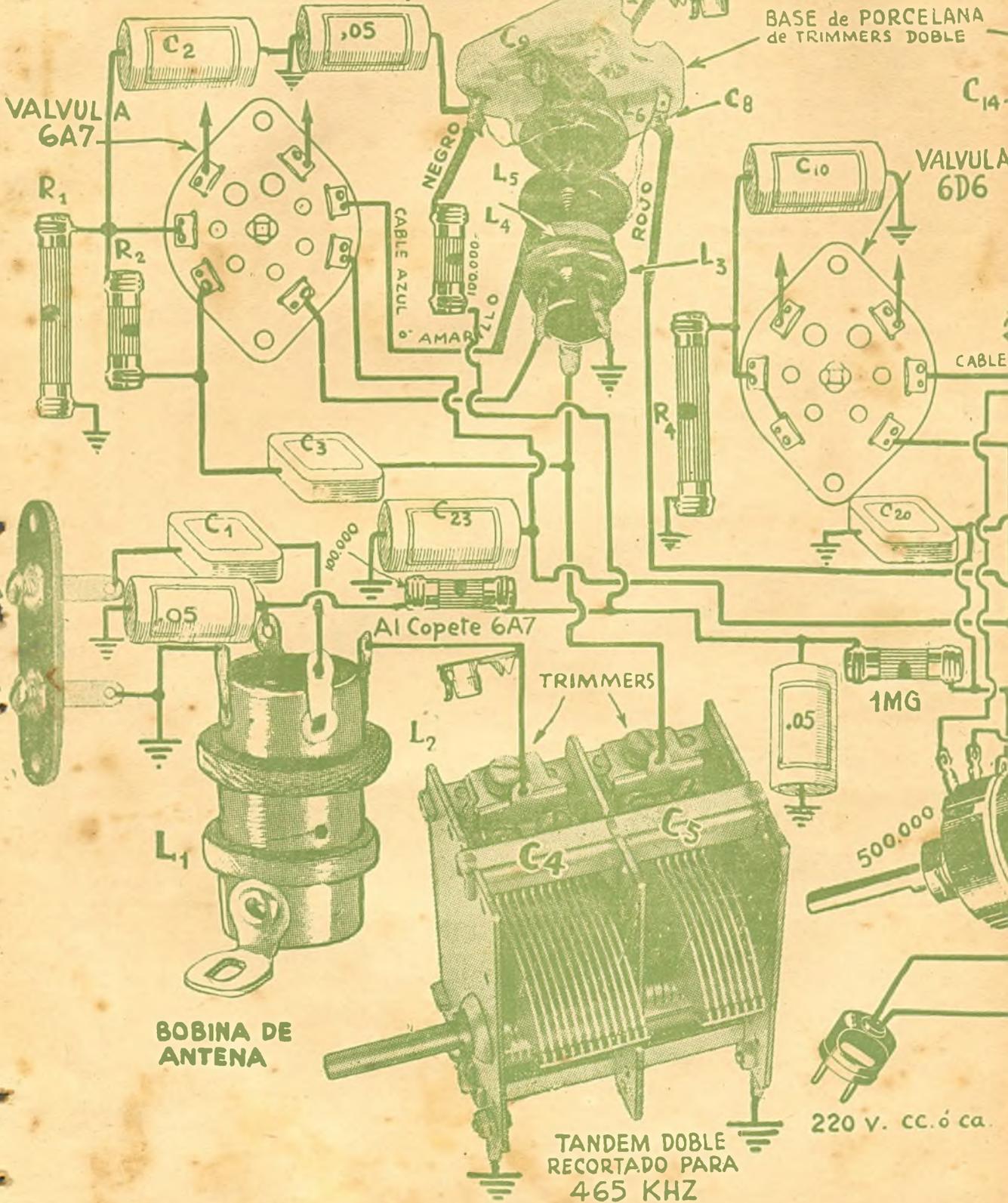


**TRANSFORMADOR DE F.I.
Y BOBINA
OSCILADORA**

AL COPETE 6D6

2º

BASE de PORCELANA
de TRIMMERS DOBLE



VALVUL A
6A7

VALVULA
6D6

**BOBINA DE
ANTENA**

**TANDEM DOBLE
RECORTADO PARA
465 KHZ**

220 v. cc. ó ca.

Como en casos anteriores, se empleará una válvula detectora que permita trabajar a ésta como un diodo, con el fin de simplificar el diseño y realzarlo de la manera ya familiar para nosotros.

Si la válvula que sustituirá a la 77 del proyecto de la Lección 63.^a es del tipo 75, resultará que tendremos que conectarla de la manera indicada en esa misma lección y en cuya oportunidad se calcularon todos los valores que intervienen en el circuito de dicha válvula y de acuerdo a las condiciones de trabajo.

Respecto a los otros valores, se mantendrán iguales, puesto que los valores de corrientes y tensiones no han sido modificados por los cambios introducidos con el agregado del control automático de volumen.

En la figura 330 se da el esquema general del receptor propuesto con todas las modificaciones y cuyos valores fueron calculados en lecciones anteriores; por esta razón no se repiten los cálculos.

En la lámina figura 331 se muestra el desarrollo del receptor proyectado con el agregado del control automático de volumen.

Respecto a la construcción, calibración y sintonización, es exactamente análogo al proyecto original de las lecciones anteriores, por cuya razón tampoco repetiremos.

Cuando hayamos estudiado "Amplificadores de potencia de baja frecuencia, estaremos en condiciones para que en una lección calculemos todo un proyecto de un receptor y cerrar de esta manera el estudio de receptores para recepción de broadcasting solamente y entrar al estudio de los receptores de ondas cortas y ondas largas.

68a. LECCION

Frecuencia intermedia.- Amplificador de frecuencia intermedia.-

Transformador de frecuencia intermedia.- Elección del valor de la frecuencia intermedia.-

AMPLIFICADOR DE FRECUENCIA INTERMEDIA

En los receptores modernos del tipo superheterodino se emplean por lo menos una etapa de amplificación de frecuencia intermedia y cuyo rol es por demás importante, dado que la responsabilidad de la selectividad del receptor pesa casi exclusivamente sobre él. Más tarde veremos la importancia del cálculo de los transformadores de frecuencia intermedia a fin de evitar que queden eliminadas de la portadora, transformada en señal de frecuencia intermedia, las frecuencias elevadas de la modulación. Esto significaría eliminar de la banda musical las notas (frecuencias) que dan toda la brillantez que la música y la palabra tienen en su origen dando como resultado una reproducción de baja frecuencia de muy mala calidad. Este tema, como dijimos anteriormente, se estudiará con mucho cuidado, pues la solución de este problema está muy reñida con la selectividad y por lo tanto si el receptor no es bastante selectivo, se corre riesgo de que una o más estaciones sean escuchadas por tener las bandas laterales muy próximas a la estación sintonizada. Por esta razón, repetimos, el problema de la selectividad es bastante serio y tanto más cuanto mayor sea el número de estaciones próximas en frecuencias de sus portadoras. Por lo tanto, dedicaremos en una lección próxima el estudio de una portadora de una estación de broadcasting a fin

de poder estudiar la selectividad máxima que puede exigérsele a un amplificador de alta o frecuencia intermedia.

En lecciones anteriores vimos que el amplificador de frecuencia intermedia estaba formado por dos transformadores de frecuencia intermedia

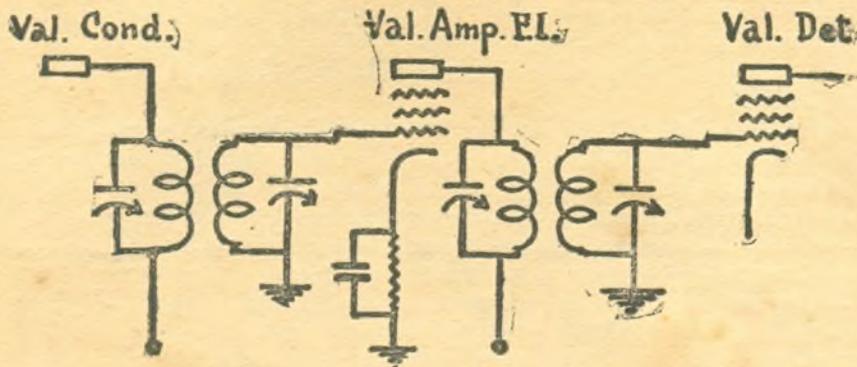


Fig. 332

y de la válvula amplificadora (*). El primer transformador, o sea el de entrada nos permitirá el acoplamiento inductivo entre la placa de la válvula mezcladora o convertora con el circuito de la grilla de la válvula amplificadora (figura 332) y el transformador de salida acopla la placa de la válvula amplificadora con el circuito detector.

Además, se notará que todos los circuitos de los transformadores de frecuencia intermedia tienen un condensador variable de poca capacidad (por lo visto en la Lección 40.ª) y que permiten a cada circuito por separado, sintonizarlos exactamente al valor de la frecuencia intermedia elegida para el trabajo correcto del receptor.

En algunos casos, como para los receptores de tráfico comercial y en el cual la forma de la envolvente de la onda portadora no tiene una importancia decisiva, pero en cambio la selectividad y amplificación es vital, se emplean amplificadores de frecuencia intermedia compuestos de tres, cuatro, cinco o más etapas de amplificación como los indicados en la figura 332.

Estos amplificadores son en extremo complicados en su diseño y realización y que en su oportunidad estudiaremos, pero para el caso de receptores del tipo Aficionado y cuyos problemas en algunos casos se asemejan a los de tráfico comercial.



Fig. 333

La causa principal por la cual se sintonizan todos los circuitos del amplificador de frecuencia intermedia es la selectividad. La razón se comprenderá fácilmente si se tiene en cuenta que debemos asegurar al sistema amplificador una selectividad determinada y que sea la suficiente como para evitar que las bandas laterales de las estaciones de radio de frecuencias próximas molesten a la estación sintonizada.

Otra de las razones por la cual se sintonizan todos los circuitos de la etapa de amplificación de frecuencia intermedia se debe a que en estas condiciones la amplificación que se obtiene es la máxima.

La selectividad está dada por una serie de factores que pasaremos a estudiar en seguida. Todos los lectores recordarán lo que se dijo en las Lecciones 29.ª y 40.ª acerca de la forma de la curva de resonancia de un circuito

(*) Aclaremos que existen otros métodos de amplificación, pero que se estudiarán oportunamente.

sintonizado y por lo tanto se explicará la causa por la cual se recurre a tal disposición eléctrica.

Si la resistencia a la frecuencia de trabajo de las inductancias son muy pequeñas de manera que el "Q" de la misma sea muy elevado resultará que el circuito amplificador podrá entregar una tensión amplificada de gran magnitud al circuito detector. No podríamos decir lo mismo si las inductancias de los circuitos sintonizados tiene una resistencia muy elevada para las corrientes de alta frecuencia porque se obtendrían curvas de resonancia del tipo de la curva III de la figura 111.

Si comparamos las curvas de la figura 111, veremos que la mejor de las tres sería la indicada como curva I y a la que corresponde una resistencia de alta frecuencia menor. Esto quiere decir que si queremos obtener un circuito eficiente tendremos que tener en cuenta la calidad del circuito, es decir, emplear inductancias cuyas resistencias en alta frecuencia sea la menor posible.

Un problema que en un tiempo había resultado un poco serio y que en la actualidad se le encontró una solución relativamente buena, estriba en la calidad del dieléctrico empleado en los condensadores de sintonía.

Si el lector imagina un circuito sintonizado al cual se le conecta una resistencia de un cierto valor en paralelo, claramente se verá que dicha resistencia absorberá parte de la energía de alta frecuencia que se desarrolla en dicho circuito.

Para ser más explícitos, veamos la figura 333. En dicha figura se ve que la resistencia R absorberá una energía determinada por su valor óhmico ($I^2 \times R$); por lo tanto, el circuito perderá parte de su eficacia como circuito sintonizado. Por esta razón debemos cuidar la calidad del dieléctrico del condensador C como así también el material aislante que soportará el mismo. Estas pérdidas a veces son muy importantes y en algunos casos cuando el material aislante empleado no es realmente bueno podrá producirse corto circuitos tales que prácticamente el circuito del amplificador no actúa como tal. Este problema es de por sí lo suficientemente extenso como para dedicarle una lección. Basta entonces tener en cuenta que las pérdidas del condensador conectado en paralelo con la inductancia de los transformadores de frecuencia intermedia deben ser reducidas, por lo tanto debe emplearse condensadores de la mejor calidad tanto en el dieléctrico como en



Fig. 334

el aislante. Todas estas características de los condensadores tienen si se quiere, inconvenientes de índole económica, puesto que algunos tipos de buenos condensadores que reúnen las condiciones eléctricas casi ideales resultan de un costo excesivamente elevado, lo que encarece enormemente el costo del receptor. Por esta razón se fabrican condensadores de varios tipos que permiten la construcción de transformadores de frecuencia intermedia de acuerdo a las necesidades técnicas y económicas. Decimos técnicas, porque en algunos casos el factor amplificación no interesa mayormente, como así también una selectividad extrema: por esta razón pueden emplearse trans-

formadores de frecuencia intermedia cuya calidad de la inductancia como de la capacidad variable no sean realmente buenos.

En la figura 334 se muestran algunas fotografías de distintos tipos de condensadores variables empleados en circuitos de frecuencias intermedias o en circuitos sintonizados en general.

TRANSFORMADOR DE FRECUENCIA INTERMEDIA

Veamos, ante todo, qué características reúne un transformador de frecuencia intermedia de acuerdo a la posición relativa en que puedan colocarse las dos inductancias del transformador. Sabemos, por lo explicado en lecciones anteriores, que cuando dos inductancias pueden influenciarse por medio de sus campos magnéticos, éstos provocan un fenómeno de "inductancia mutua", siendo éste de mayor magnitud cuando más próximos estén colocados los bobinados.

Para que exista inductancia mutua debe existir acoplamiento entre las inductancias. Por esta razón es que se ha fijado una relación que nos da el valor de acoplamiento y que tiene enorme importancia su conocimiento, pues de ello depende de que un transformador tenga el acoplamiento correcto.

El factor de acoplamiento está dado por la expresión 83.

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 \times L_2}} \quad (83)$$

Donde k es el coeficiente de acoplamiento, M es la inductancia mutua entre dos inductancias que se acoplan, L_1 y L_2 son los valores de las inductancias; veamos un ejemplo, a fin de que el lector vea cómo se aplica la expresión 83. Supongamos un transformador de frecuencia intermedia donde tanto L_1 como L_2 tienen una inductancia de 1500 μh siendo la inductancia mutua entre ellas de 75 μh . Se desea saber cuál es el valor de acoplamiento con el fin de saber si el transformador del ejemplo trabajará en condiciones correctas.

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 \times L_2}} = \frac{75}{\sqrt{1500 \times 1500}} = 0,05$$

es decir, que el factor de acoplamiento es de $k = 0,05$.

Si el valor de k es igual a uno, esto quiere decir que el acoplamiento es máximo, y esto sólo es posible lograrlo en transformadores de núcleo de hierro y en los cuales importa mucho de que el acoplamiento sea máximo, pues de ello depende el rendimiento de los mismos. Si k es igual a cero, quiere decir que el acoplamiento es tan flojo que la influencia entre los dos bobinados es nulo y por lo tanto la inductancia mutua deberá ser también cero.

En general, cuando se trata de acoplar inductancias empleadas en receptores el valor de k no debe sobrepasar de 0,05. Por lo tanto, el transformador del ejemplo sería la condición límite de trabajo.

Se considera acoplamiento flojo un valor de k de 0,001; mediano, de 0,01, y cerrado, 0,6.

Para que el lector tenga una idea más clara de lo que acabamos de decir, indicaremos en la figura 335 curvas de resonancia de un transformador de frecuencia intermedia trazadas para distintos valores de inductancias mutuas, es decir, de diferentes acoplamientos entre las bobinas.

Estas curvas fueron trazadas de la siguiente manera: Se conectó a la entrada del amplificador de frecuencia intermedia un generador de señales capaz de generar energías de corrientes alternadas a las frecuencias de trabajo de los transformadores en prueba. Luego se midieron las tensiones amplificadas para cada frecuencia más abajo de la resonancia, resonancia y más arriba de la resonancia.

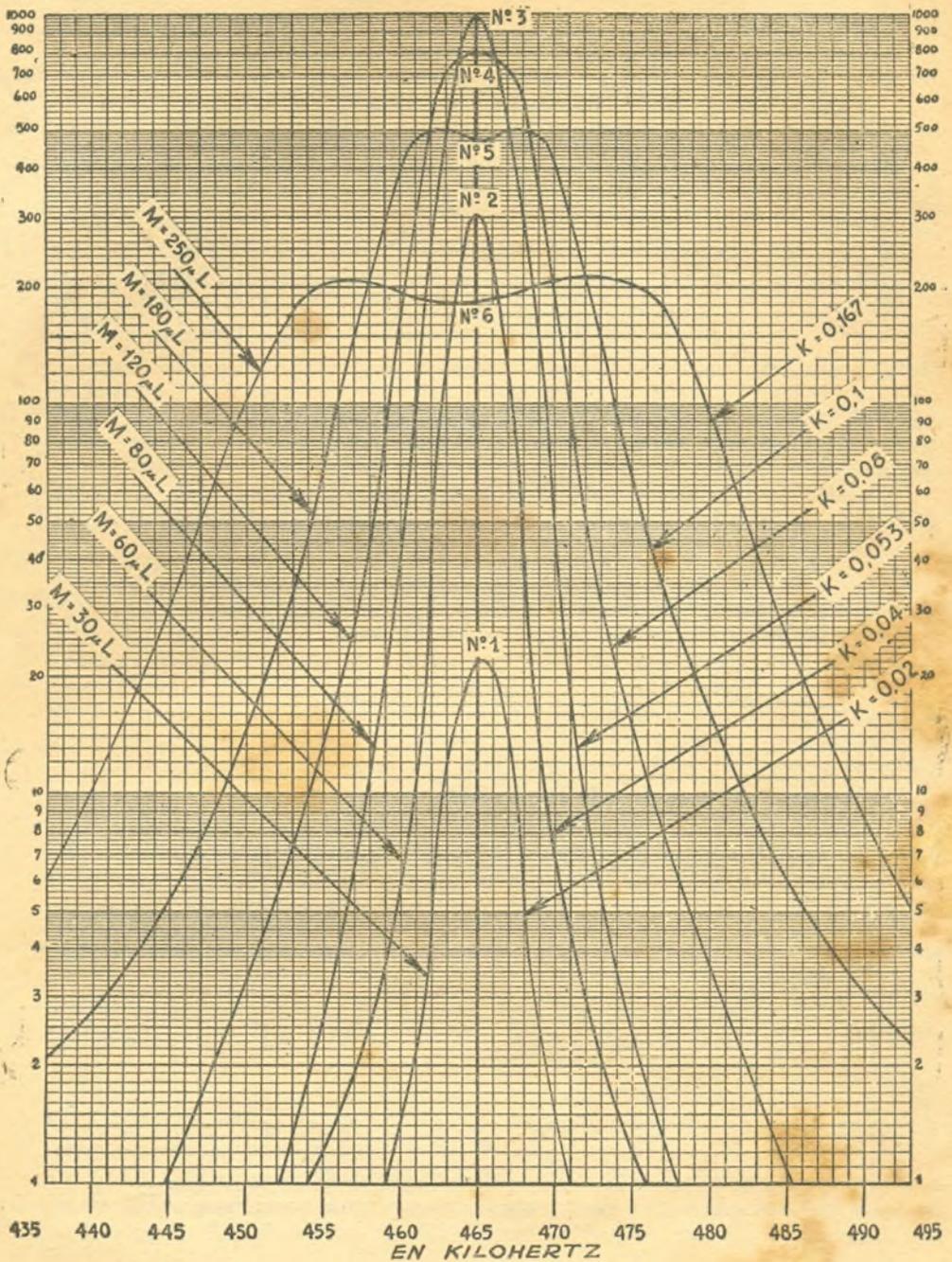


Fig. 335

De esta manera fué posible trazar las curvas que si se quiere podrían llamarse de selectividad, pues ellos nos dan una idea de cómo se comportan en la práctica.

Se colocó las dos inductancias a una distancia tal de manera que el valor de la mutua fuese muy pequeña. Se midió ésta dando un valor de 30 μh ; por lo tanto, el coeficiente de acoplamiento es de: 0,02, según la fórmula 83. Cada una de las inductancias tenían un valor de 1500 μh .

Como resultado del trazado de la curva de selectividad del valor calculado,

nos dió la indicada con el N.º 1 de la fig. 335. El lector podrá apreciar la forma que dicha curva tiene. Luego se acercaron un poco las inductancias del transformador de frecuencia intermedia hasta un valor de inductancia mutua $M = 60$ a la cual corresponde un acoplamiento de 0,04. La curva de resonancia que corresponde a esta segunda experiencia es la indicada con el N.º 2 de la fig. 335 y en la que se ve claramente que ha aumentado la tensión amplificada por el transformador, y esto se explica fácilmente si se tiene en cuenta que la inducción magnética del primario sobre el secundario es más efectiva.

Tomemos ahora la curva de resonancia indicada con el número 3 y que corresponde al mismo transformador de frecuencia intermedia, pero para el caso que la inductancia mutua entre el primario y el secundario es de $80 \mu\text{h}$ y un acoplamiento de 0,053. El lector notará que la tensión amplificada ha aumentado aún más.

Veamos ahora la curva de resonancia indicada con el número 4 y a la cual corresponde una mutua de $120 \mu\text{h}$ y un valor de k igual a 0,08. El lector se imaginará que ahora se han aproximado aún más el primario con el secundario.

Se notará en esta curva de resonancia número 4, que la tensión amplificada disminuye y además que la "punta o nariz" de la curva de resonancia se ha achatado un poco.

Veamos ahora la curva de resonancia número 5, en la cual se han aproximado las dos inductancias del transformador de frecuencia intermedia hasta conseguir una inductancia mutua de $180 \mu\text{h}$ y en la cual el valor de acoplamiento k es igual a 0.1.

Se verá en dicha curva que la tensión amplificada es menor todavía al caso anterior de la curva número 4 y además se notará que la "nariz" de la curva de resonancia presenta en la parte superior un achatamiento en forma de doble curvatura, es decir, como si tuviera dos puntos de resonancia máxima. En realidad, corresponde exactamente a dos puntos de resonancia que estudiaremos más tarde y que indica muy a las claras que el transformador que estamos estudiando está sobreacoplado, es decir, que no trabaja en condiciones correctas. Lo mismo se notará con la curva anterior, pero en muy poca magnitud, puesto que presenta apenas un poco de achatamiento.

Finalmente se ensayó de acoplar aún más las dos inductancias del transformador hasta un valor de k igual 0.167, o sea para un valor de inductancia mutua de $250 \mu\text{h}$.

Se ve claramente en este caso un achatamiento muy pronunciado de la curva de resonancia y dos picos de resonancia máxima muy distanciados entre sí.

Las consecuencias que traería un receptor en el cual se emplea un transformador en un amplificador de frecuencia intermedia, de las características dadas, serían selectividad muy pobre si se tiene en cuenta que en resonancia la señal abarcaría entre 24 a 25 Khz. que, comparada a la selectividad que correspondería a la curva número tres y para la misma amplificadora es de unos 6 Khz. Esta discusión acerca de la selectividad la haremos próximamente.

Lo que nos interesa en esta lección es realizar el estudio de los transformadores de frecuencia intermedia bajo el aspecto puramente práctico y por esta razón es que hemos recurrido a las curvas trazadas directamente en base a distintos valores de acoplamiento entre las inductancias del transformador y en base a ello provocar la discusión. Veamos, pues, cuáles son las conclusiones de este estudio.

Si se observan las curvas números 1, 2 y 3, se verá que la amplitud del transformador aumenta a medida que aumenta el valor de k como el valor de la inductancia mutua. Luego, a partir de la curva número 3, o sea la 4, la amplificación del transformador decrece y la selectividad también;

en la curva número 5 se ve claramente que el aumento del acoplamiento ha provocado dos puntos de resonancia y que es indicadora de que el transformador está sobreacoplado y en cuyo punto no se aconseja el uso del transformador (*). En la curva de resonancia N.º 6 el sobreacoplamiento es excesivo, pues además de achatarse completamente la curva de resonancia ésta presenta dos puntos de resonancia en su parte superior muy separados entre sí.

Vemos pues claramente, que el acoplamiento entre las dos inductancias del transformador tiene un punto que podríamos llamarlo "crítico" y que estaría representado por la curva número 3, pues es a la que corresponde la máxima amplificación.

Respecto a la máxima selectividad, demás está decir que correspondería al caso de un acoplamiento muy flojo, pero en la práctica esto no sería posible, puesto que como se emplea una sola etapa de amplificación de frecuencia intermedia resultaría que la amplificación de dicha etapa sería muy reducida para las necesidades de trabajo y por esta razón no es aplicable, salvo en los casos de receptores de diseños especiales. En la práctica la curva de trabajo sería la número 3, pues corresponde a la máxima amplificación siendo la selectividad bastante buena comparada a cualquiera de las trazadas en la figura 335.

Además, en la práctica es muy fácil hallar la curva número 3 de cualquier transformador de frecuencia intermedia, puesto que se manifiesta fácilmente y de la siguiente manera: se repite más o menos de la manera que se hizo en nuestro caso, se colocan los dos bobinados del transformador lo más alejados posible y luego se van trazando las curvas de resonancia para posiciones más próximas hasta lograr una curva como la número 3. Esta es fácil de ubicar, puesto que si se excede el punto crítico de acoplamiento se llegará a una curva de resonancia como la indicada en la figura 335 con la número 4, en la cual se ve claramente que se empieza a sobreacoplar, pues se achata la curva de resonancia y disminuye la selectividad.

En la práctica, y para dar mayor selectividad al amplificador de frecuencia intermedia, se halla el valor del acoplamiento más favorable en uno de los transformadores y que trabajará como el de salida, o sea el que acoplará la placa de la válvula amplificadora de frecuencia intermedia con la sección detectora y como transformador de entrada del amplificador se busca un punto de acoplamiento un poco más flojo y de esta manera se consigue dar al conjunto una selectividad bastante buena para las necesidades de trabajo.

En la figura 336 se indica un transformador de frecuencia intermedia del tipo standard al cual se le ha retirado el blindaje a fin de que el lector pueda apreciar todas sus partes. En dicha figura puede apreciarse claramente las dos inductancias del transformador, bobinadas sobre el mismo tubo de material aislante y además la base de porcelana donde están montados los dos condensadores que permiten sintonizar al transformador en la frecuencia de resonancia.

Algunos de los lectores se preguntarán, posiblemente, cuál es la causa de la aparición de dos resonancias en las curvas 5 y 6 de la figura 335. En realidad, en todas las curvas trazadas existen dos picos de resonancias pero éstos están muy próximos en las curvas 1, 2 y 3, siendo en la número 4 algo más separados puesto que todavía no aparezca la doble resonancia.

La explicación de este fenómeno reside en lo siguiente: cuando un solo circuito de un transformador es el que está en resonancia, la curva correspondiente tendrá sólo un máximo, pero cuando en el circuito actúan dos o más circuitos resonantes de las mismas características, resultará que aparecerán en la curva de resonancia dos o más picos máximos y cuya separa-

(*) Salvo para usos especiales.

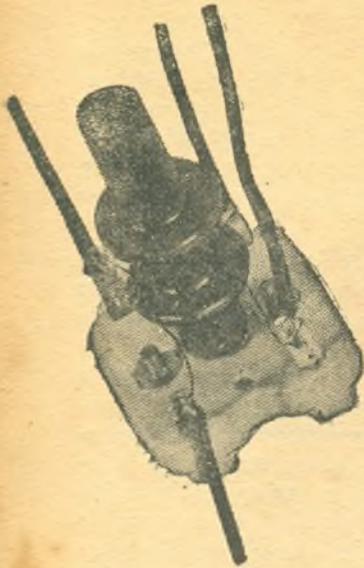


Fig. 336

ción entre sí depende del acoplamiento entre los circuitos.

Por esta razón aparece en la curva número 5 y 6 dos puntos de resonancia, uno de los cuales pertenece a uno de los circuitos en resonancia y el otro a una muy próxima del otro circuito: el resultado de esto es que en el caso del transformador que estamos estudiando, ninguno de los circuitos resonantes resuena exactamente en la frecuencia de resonancia elegida, sino que exactamente a un lado y otro de la frecuencia elegida. En el caso de las curvas de resonancias 1, 2 y 3 de la figura 335, se puede considerar como que los dos circuitos sintonizados resuenan exactamente en la frecuencia elegida, puesto que los dos puntos de resonancia están próximos o superpuestos.

Puede suceder en la práctica y en el caso de doble pico de resonancia, que una tenga una intensidad mayor que la otra, pero esto puede deberse exclusivamente a defectos de fabricación, pues basta que las dos inductancias no estén bobinadas exactamente y aún más si se emplea alambre del tipo Litzendhrat, pudiera suceder que uno

de los hilos esté cortado dando origen a que el rendimiento sea menor.

Supongamos que deseamos calcular la inductancia correspondiente al primario del transformador de frecuencia intermedia; entonces tendremos que aplicar la fórmula 62 de la Lección 40.^a (puesto que dicha inductancia actuará como carga de placa):

$L = Z_p \times C \times R$; por lo tanto, si suponemos que la válvula amplificadora de frecuencia intermedia tiene una resistencia interna de 600.000 Ω , una capacidad total, incluídas la capacidad de placa de la válvula, la capacidad distribuída del bobinado y la capacidad del condensador a resonancia (no debemos olvidar que para obtener el mayor rendimiento debemos reducir en lo posible el valor total de la capacidad del circuito) de 100 μf , o sea 0.0001 μf y una resistencia en alta frecuencia o sea a 465 Khz (si ésta es la frecuencia de trabajo del transformador), de 25 Ohms, resultará que la inductancia será de:

$$L = 600.000 \times 0.0001 \times 25 = 1500 \mu\text{h}.$$

Por razones puramente prácticas y de fabricación, se emplean inductancias iguales tanto en el primario como en el secundario de los transformadores de frecuencia intermedia; por esta razón podemos decir que el valor calculado será el que se emplee.

Pero en la práctica y en la mayoría de los casos, el valor de la inductancia se halla experimentalmente por razones fáciles de comprender y que se deben a la enorme cantidad de factores de índole práctica que intervienen en el funcionamiento del transformador y que resulta casi imposible calcularlos o tenerlos en cuenta durante el cálculo. Uno de los inconvenientes más graves y que estudiaremos en próximas lecciones, es la capacidad de acoplamiento que se produce entre los condensadores de sintonía del transformador y más serio es el problema dado que ambos están montados sobre la misma base de porcelana y tal como se emplean en el 99 olo de los casos en la práctica.

ELECCION DEL VALOR DE LA FRECUENCIA INTERMEDIA

Uno de los problemas más serios en los superheterodinos es la elección de la frecuencia intermedia, pues este valor depende de la distribución que se hace en cada país de las estaciones en la gama de broadcasting destinadas para las irradiaciones de programas de radiotelefonía.

Habíamos dicho que cuando se efectuaba la mezcla de la señal de la es-

tación con la señal producida por el heterodino se producían dos energías de frecuencias distintas, una cuya frecuencia era la diferencia entre las dos principales y la otra la suma. Como en la práctica se sintonizan los circuitos de los transformadores de frecuencia intermedia a la frecuencia que es la diferencia entre la frecuencia de la señal y la del oscilador, resulta que queda en el circuito de placa del mezclador una energía de corriente alterna cuya frecuencia es la suma de la señal de la estación sintonizada más la del oscilador. Dicha energía se refleja en el circuito de sintonía del primer detector provocando interferencias con la estación que coincide en valor. Pero este inconveniente es muy pequeño comparado al que pasamos a estudiar.

Supongamos la figura 337, en la cual se indican en una escala todas las estaciones de broadcasting próximas a la Capital Federal con sus respectivas frecuencias. Se notará que la diferencia de frecuencias entre estaciones se ha fijado en 40 Khz.

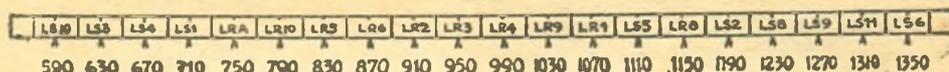
Supongamos ahora que se elige una frecuencia arbitrariamente de 100 Khz. como frecuencia intermedia. Veamos ahora si es posible el empleo de dicha frecuencia.

Si se sintoniza la estación LS6 que está en 1350 Khz., el oscilador deberá generar a una frecuencia de $1350 \pm 100 = 1450$ Khz.

En estas condiciones la frecuencia intermedia se asegura en 100 Khz. porque se obtiene de la diferencia entre la frecuencia de la estación sintonizada y la frecuencia del oscilador; pero como en el circuito se hace presente una pequeña energía a una frecuencia de $1350 - 100 = 1150$ Khz., lo que quiere decir que la IMAGEN de la estación sintonizada aparece nuevamente a una frecuencia de 1150 Khz.

Si observamos las frecuencias indicadas en la figura 337 veremos inmediatamente que la imagen de la estación LS6 coincide exactamente con la frecuencia de la estación LR8 y por lo tanto resultará que se producirá una interferencia tal que nos imposibilitaría escuchar a dicha estación si ésta fuera sintonizada. Esto se explica fácilmente si se tiene en cuenta que al sintonizarse la estación de 1150 Khz., en el circuito de la antena existe una energía de la estación que está emitiendo energía de alta frecuencia a una frecuencia de 1350 Khz. Por lo tanto, repetimos, se produce una interferencia que nos imposibilitaría la recepción de la estación deseada.

Lo mismo nos sucedería al sintonizar la estación LR3 que trabaja en una frecuencia de 950 Khz. Lo mismo podríamos decir con respecto a la estación LRA que emite energías de alta frecuencia a 750 Khz.; las cuales



FRECUENCIA en KILOHERTZ

Fig. 337

quedarían interferidas por la imagen de la estación LR3. El mismo inconveniente tendríamos con las estaciones LS5 que trabaja con una frecuencia de 1110 Khz. y que quedaría interferida por la imagen de la estación LSII que trabaja en una frecuencia de 1310 Khz.; además, la imagen de la estación LS5 interferiría a la estación de 910 Khz. o sea la LR2. etc.

Los mismos inconvenientes resultarían con las estaciones de 1070, 870, 670 Khz., y con las de 1030, 830 y 630 Khz. y por último las estaciones de 990, 790 y 590 Khz. De esto se ve claramente que solamente podríamos escuchar las estaciones de 1350, 1310, 1270, 1230 y 1190 Khz., resultando las restantes interferidas por las imágenes de las estaciones de frecuencias mayores.

De aquí se desprenden dos conclusiones: primero, que la frecuencia imagen se encuentra a una frecuencia más baja y de un valor igual a la señal menos dos veces el valor de la frecuencia intermedia o sea, para ser más

explícitos, que una estación que trabaje en una frecuencia de 1350 Khz. interferirá a otra que trabaje a una frecuencia de 1350 — 200, o sean exactamente 1150 Khz. La segunda conclusión sería que si podemos medir las frecuencias de las señales podremos saber si la frecuencia intermedia está bien calibrada, pues, como vemos, la misma señal se escucha en el dial distanciada en un valor igual a dos veces la frecuencia intermedia. Como ejemplo práctico tendríamos el análisis sobre las estaciones que tomamos en la figura 337 en la cual, si la frecuencia intermedia no estuviera sintonizada a una frecuencia de 100 Khz., no se produciría el fenómeno de la interferencia por imagen, salvo el caso que el valor de la frecuencia intermedia fuese muy próximo a 100 Khz., en cuyo caso se escucharía una nota musical cuyo sonido nos daría la diferencia de frecuencia entre la frecuencia intermedia elegida y la que ha sido sintonizado el amplificador de frecuencia intermedia. Esto último lo veremos con mucho cuidado en un curso de especialización.

Por lo que vimos antes, el lector verá que no sería imposible utilizar un amplificador de frecuencia intermedia sintonizada a una frecuencia de 100 Khz.; por lo tanto, tendremos que elegir otro valor para poder hallar el más conveniente para nuestro país.

Veamos, antes de probar otro tanteo, si es posible hallar algún medio de tanteo fácil. Pero antes debemos aclarar que no conviene hacerlo para frecuencias muy bajas, puesto que las imágenes se repetirán en mayor cantidad y sería imposible prever todas las interferencias, puesto que las estaciones que hemos tomado en cuenta solamente son las que circundan la Capital Federal.

Por las mismas razones que no podemos emplear frecuencias intermedias de 100 Khz., no podremos emplear frecuencias de 200 y 300 Khz., pues para una frecuencia de intermedia de 200 Khz. tendríamos interferencias por imagen en todas las estaciones a partir de LR3. Para una frecuencia intermedia de 300 Khz. tendríamos interferencias por imagen de todas las estaciones a partir de LRA. Si tomáramos una frecuencia de intermedia de 400 Khz. tendríamos interferencias para estaciones que trabajan en frecuencias fuera de la gama fijada por la figura 337. Por lo tanto, los lectores ya tienen una frecuencia intermedia que podrían utilizar para sus trabajos, pero tendrían que buscar previamente si alguna estación de frecuencia más elevada que 1350 Khz. de la figura 337 no produzca interferencia en alguna estación de la gama de recepción.

La regla general que podría servir para la elección de la frecuencia intermedia sería la que una vez restadas las frecuencias límites de la gama de broadcasting (en nuestro caso $1350 - 590 = 760$), tomar un valor mayor que la mitad. Quiere esto decir que, en el caso expuesto, la diferencia es de 760 Khz. y la frecuencia intermedia que podría elegirse debería ser mayor que la mitad de esa diferencia que por ejemplo podría ser 400 Khz. Ahora tendrán que repetirse los tanteos para ubicar la frecuencia intermedia más adecuada para nuestras latitudes.

En los Estados Unidos de Norte América se emplean frecuencias intermedias de 456 y 465 Khz., siendo las más empleadas en nuestro país la de 465 Khz.

Una de las razones por las cuales se emplean frecuencias intermedias de frecuencias tan elevadas se debe al advenimiento de los receptores de ondas cortas y largas. Pero si se buscara una frecuencia intermedia con mucho cuidado, se llegaría a descubrir que podrían emplearse valores que oscilan entre 175 Khz. y 260 Khz. sin que las interferencias por imagen lleguen a molestar mayormente.

Una de las ventajas que reportan los amplificadores de frecuencia intermedia de frecuencias que oscilan entre 175 Khz. y 260 Khz. se debe a la mayor selectividad y mayor amplificación con respecto a las usadas actualmente, pero éstos tienen la ventaja que permiten receptores de mayor calidad, como veremos más adelante.

CURSO DE RADIO



69a. LECCION

Condensadores electrolíticos y otros tipos modernos

En lecciones anteriores habíamos estudiado la teoría de funcionamiento de los condensadores en general y sin hacer distinción de dieléctrico y con el solo fin de no complicar los conocimientos que nuestros lectores van adquiriendo a través de estas líneas.

Desde hace muchos años se están empleando y sin excepción, en todos los receptores y transmisores, condensadores electrolíticos y cuya teoría y funcionamiento estudiaremos.

Antes de comenzar el estudio de los condensadores electrolíticos debemos dar a conocer algunas nociones de lo que significa electrolítico. Esta palabra se deriva de la palabra "Electrolito", la cual es una composición química expuesta a la influencia de la corriente eléctrica. La corriente eléctrica se aplica a los electrolitos por medio de conductores que reciben el nombre de electrodos. Uno de ellos recibe el nombre de "catodo" y el otro de "anodo". Vemos entonces, que desde el catodo lógicamente partirá una corriente hacia el anodo; por lo tanto, el polo negativo se conectará al catodo y el polo positivo al anodo de una fuente electromotriz determinada.

En resumen, puede decirse que un condensador electrolítico está formado por dos electrodos: un electrolito y un dieléctrico.

Lo más interesante del estudio de los condensadores que estamos estudiando, es precisamente el dieléctrico y cuya existencia muy discutida no ha sido todavía explicada de una manera irrefutable. Pero existen dos teorías muy aceptadas y que estudiaremos a continuación, pero antes veamos, de una manera gráfica, en la figura 338, cómo está compuesto un condensador electrolítico.

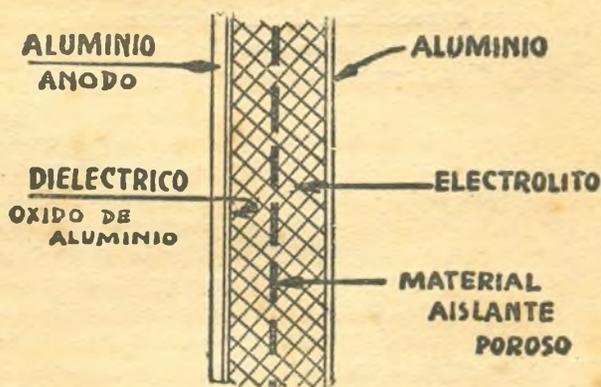


Fig. 338

El dieléctrico a que hemos hecho referencia se forma sobre la superficie del anodo cuando una corriente continua atraviesa el electrolito, formándose por esta razón una capa de óxido de aluminio que, a pesar de ser de un espesor extremadamente pequeño, una vez formada sobre el anodo, la corriente que atraviesa el condensador disminuye considerablemente hasta un valor de va-

rios microamperes solamente, lo que significa que dicha capa de óxido de aluminio se comporta como un aislador.

Como verá el lector, si el anodo se encuentra a un potencial positivo con respecto al electrolito que se encuentra conectado a un potencial negativo por intermedio del electrodo de aluminio, resultará que la capa aisladora actuará de dieléctrico dando origen a la formación de un condensador cuyas armaduras resultan ser, el anodo, en cuya superficie se ha formado la capa aislante, y el electrolito, que se encuentra en la cara opuesta de la capa aisladora. El polo negativo que está conectado al otro electrodo de aluminio, sólo actúa como conductor y nada tiene que ver en el funcionamiento del condensador, pudiendo ser éste de cualquier metal.

Los electrolitos más usuales están formados por soluciones de sulfato de sodio; carbonato de amonio; fosfato de amonio; bórax; citato de amonio; ácido bórico; etc.

Por lo general, se puede emplear cualquier tipo de sal, pero presenta los inconvenientes que producen fuertes corrosiones en los dos electrodos, lo que origina la inutilización prematura del condensador. Las composiciones químicas mencionadas más arriba son las más usuales, especialmente el bórax y ácido bórico.

Todas las sales empleadas se disuelven en agua destilada.

Habíamos hecho mención respecto a la existencia de dos teorías respecto a la formación de una capa sobre la superficie del anodo: una de ellas sostiene la hipótesis de que sobre la superficie del anodo se forma una capa de gas (oxígeno) sumamente aislante. Mientras la otra hipótesis sostiene de que sobre la superficie del anodo se forma una capa sólida de óxido de aluminio. De cualquiera de las hipótesis mencionadas se ve claramente de que el electrolito actúa como una de las armaduras del condensador.

Si se recuerda lo que se dijo en la Lección 26.^a y en la cual se estudió el significado de la fórmula 30, se verá fácilmente que si el espesor del dieléctrico es muy reducido, lógicamente la capacidad será muy grande, puesto que cuanto menor es el espesor del dieléctrico mayor será la capacidad. Como el espesor de los dieléctricos en los condensadores electrolíticos oscila entre 0,0001 y 0,00001 de milímetro, siendo como se ve espesores microscópicos, resulta que para una pequeña superficie de condensadores se obtendrá una capacidad muy grande.

Veamos ahora cómo debería conectarse un condensador electrolítico. Si aceptamos que cuando se conecta una fuente electromotriz de corriente continua a un condensador, conectando en uno de los electrodos el polo positivo y en el otro el negativo, resultará que sobre la superficie del electrodo que se eligió como anodo se formará una capa aislante de óxido de aluminio (puesto que es éste el metal elegido para los electrodos) Pero en el momento de conectarse la tensión al condensador éste no tiene formada aún la capa de óxido y por lo tanto la única resistencia que se opone al pasaje de la corriente continua es la resistencia propia del electrolito, ya que la resistencia de los electrodos es extremadamente baja. Por lo tanto, la corriente que, en ese instante, circula por el condensador es muy elevada porque la resistencia del electrolito es de unos pocos Ohms. Pero a medida que la corriente atraviesa el anodo se empieza a formar una capa aisladora de óxido y que su formación se reveta si se conecta un amperímetro en serie con el condensador.

Cuando empieza a formarse la capa aislante sobre el anodo la corriente a través del electrolito comienza a disminuir hasta un momento en que ésta es sumamente pequeña y cuya valor depende del tipo de condensador, etc. y, como dijimos antes, es muy inferior a un miliampere. Desde ese momento el condensador así formado está en condiciones de conectarse en cualquier aparato de radio y admitirá carga y se descargará de la misma manera que un condensador de dieléctrico de aire, mica, papel, etc.

¿Qué sucederá con un condensador electrolítico formado y en condiciones de funcionar y al cual se conecta la polaridad invertida, o sea que en lugar de conectar el polo positivo de la tensión al anodo lo conectamos al catodo y viceversa? Si el lector recuerda la que se dijo con respecto a la formación de la capa de óxido sobre el anodo, se dará cuenta de que si la capa se forma para un sentido determinado de la corriente, en el sentido contrario de la misma, dicha capa desaparecerá y por tanto el condensador dejará de ser tal, pues desaparece el aislante (dieléctrico).

El lector imaginará que la corriente a través del condensador tomará valores muy grandes que en condiciones normales de los receptores se transformará en cortocircuito, dado que las fuentes de alimentación de los aparatos de radio entregan muy poca energía eléctrica y estrictamente para las necesidades de consumo de los mismos.

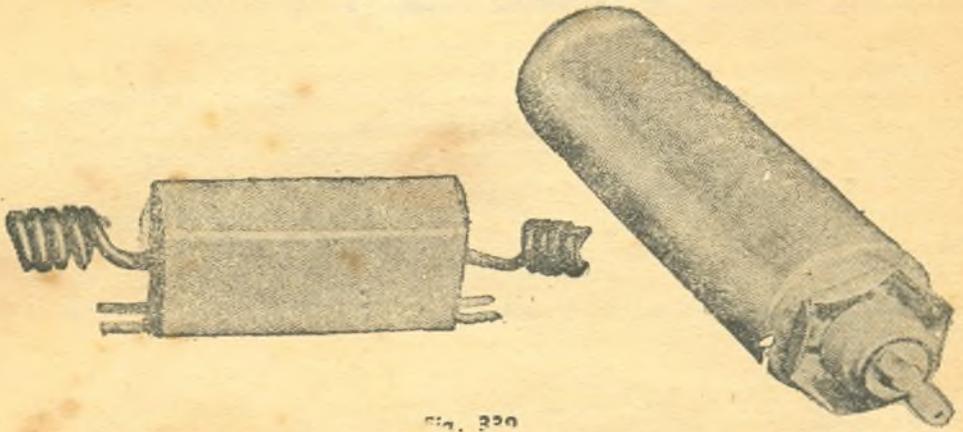


Fig. 330

Si se mantiene el condensador conectado con las conexiones invertidas, sucederá que después de haber desaparecido la capa aislante que cubría lo que antes era anodo, ésta se empezará a formar sobre la cara del electrodo que actuaba como simple electrodo en el caso anterior, y por lo tanto el condensador podrá trabajar en un receptor. Claro está, que en condiciones de capacidad que dependen de las nuevas características del condensador, principalmente en lo que a superficie de condensador se refiere. Este experimento que acabamos de describir no es posible realizarlo en la práctica, porque, como dijimos antes, la corriente inicial, cuando se invierte la polaridad original, es muy elevada corriendo por lo tanto mucho riesgo los elementos conectados en el mismo circuito del condensador considerado. Por estas razones creemos innecesario aclarar que estos tipos de condensadores no pueden usarse en corriente alternada, pues ésta no permitiría la formación de la capa aisladora y se produciría un cortocircuito.

Por lo tanto el lector habrá visto claramente la causa por la cual debe cuidarse la polaridad de los condensadores electrolíticos.

Existen dos tipos de condensadores electrolíticos y que son los más usados; éstos son conocidos como "condensadores electrolíticos húmedos" y el otro tipo como condensador electrolítico seco. Estos dos tipos se diferencian entre sí en el electrolito, pues mientras en el tipo húmedo el electrolito es líquido, en el del tipo seco el electrolito lo forma una gasa impregnada.

En la figura 339 se indican algunas formas de condensadores tales como se puede obtener en el comercio, siendo el de la derecha uno del tipo de condensador húmedo y que debe trabajar siempre en la posición vertical y el de la izquierda uno del tipo seco y que permite montarse en cualquier posición dentro del aparato de radio.

Como índice del adelanto que se ha conseguido en los últimos años de

trabajos intensos de laboratorio de los Estados Unidos de Norte América. se muestra un condensador electrolítico seco (figura 340), que posee cuatro condensadores: uno de 15 μf 450 V.; otro 20 μf 350 V.; otro 20 μf 150 V. y otro de 40 μf 25 V.

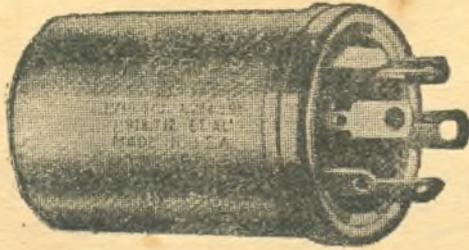


Fig. 340

El espacio ocupado por este condensador es reducidísimo, puesto que tiene de altura 5 centímetros y 2,5 centímetros de diámetro. ¿Cuánto espacio se necesitaría si se emplearan condensadores de dieléctrico de papel parafinado y para las mismas condiciones de trabajo?

Uno de los inconvenientes de los condensadores electrolíticos es la falta de estabilidad con respecto a cambios de temperatura, pues para temperaturas superiores a los 50 grados centígrados el condensador pierde parte de su capacidad y se le acorta la "vida", pues se evapora el electrolito y por lo tanto desaparece la formación del dieléctrico.

Otro inconveniente sería la elevada "reactancia" que presenta para las corrientes de alta frecuencia puesto que como el condensador trabaja de una manera diferente que los de dieléctricos de mica, aire, etc., resulta que la resistencia interna del mismo no presenta un "pasaje" fácil para las corrientes de alta frecuencia. Como estos condensadores se emplean en los circuitos de filtro, resulta que los circuitos de alta tensión no están a potenciales cero

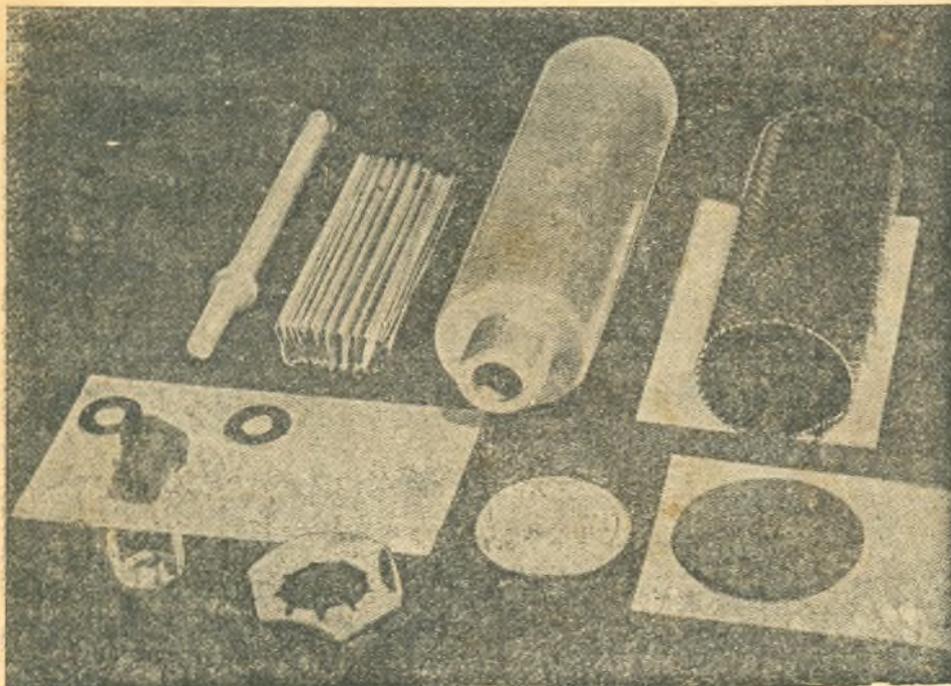


Fig. 341

con respecto a tierra o chasis de los aparatos de radio, para corrientes de alta frecuencia, lo que significa que se producirá inevitablemente realimentación entre los circuitos de alta frecuencia. Felizmente este inconveniente se elimina fácilmente conectando a la salida del filtro, o sea en paralelo con el condensador electrolítico que trabaja a a salida del filtro, otro condensador de dieléctrico de papel de una reactancia adecuadamente baja para las corrientes de baja frecuencia. Si el lector recordara todos los diseños que hemos hecho de receptores, habrá notado que siempre se ha conectado, por las razones expuestas, un condensador de 0,5 μf , entre el positivo de alta tensión y negativo o chasis.

Debido a lo extremadamente delgado del dieléctrico de los condensadores electrolíticos, no es posible trabajar con tensiones muy elevadas. Las tensiones máximas de trabajo son en algunos condensadores de 600 V. En casos en los cuales se desea el empleo de condensadores para tensiones muy elevadas podrán conectarse varios condensadores en serie cuidando de conectarlos como si fueran pilas en serie. Si se usara dos condensadores electrolíticos del mismo valor en serie la capacidad resultante sería igual a la mitad y la tensión de trabajo el doble de la de uno de ellos, etc.

Otra particularidad de los condensadores electrolíticos, es la de permitir la construcción de capacidades muy elevadas del orden de los 5 ó 10 mil microfarads, pero solamente para el uso en bajas tensiones.

En la figura 341 puede verse la fotografía de un condensador electrolítico húmedo en todas sus partes construido en el país (*).



Fig. 342

En la figura 342 se muestra también la fotografía de un condensador electrolítico, pero del tipo seco, de forma que el lector pueda apreciar todas sus partes.

* Gentileza de "Wilson Radio".

70a. LECCION

Bandas laterales para la transmisión radiotelefónica y su importancia

Uno de los temas más discutidos en la actualidad es la existencia de las bandas laterales.

No discutiremos en esta lección si existen o no dichas bandas laterales, pero trataremos de encaminar la discusión en el terreno de lo que se acepta actualmente, ya que en las demostraciones que siguen está la solución de la transmisión radiotelefónica, así como la de la transmisión radiotelegráfica de onda continua y modulada.

Si los lectores recuerdan lo que se dijo en la Lección 31 podrán retener también el concepto de que cuando una estación radiotelefónica emite señales sin modulación, la forma de la onda emitida tiene la forma indicada en la figura 128 en la parte superior de la misma. Pero cuando esa misma señal de radiotelefonía quedaba modulada por señales de baja frecuencia, la onda emitida podía tener la forma indicada en la figura 129 (parte superior).

Pero este fenómeno, simple en sí, resulta un poco complejo en lo que se refiere a la presencia de las "ondas portadoras" con sus "bandas laterales".

Cuando se modula una estación de radiotelefonía, la portadora aparece compuesta por tres frecuencias, a saber: una que corresponde al valor de la frecuencia de resonancia del transmisor mismo, o sea, en otras palabras la frecuencia de transmisión de la estación sin modulación; una segunda frecuencia que es la diferencia entre la frecuencia de transmisión y la de modulación, y una tercera frecuencia que sería la frecuencia de transmisión sumada a la misma frecuencia de modulación de la anterior. Digamos esto mismo en símbolos a fin de que el lector vea este concepto más claramente. Sea f la frecuencia de transmisión del transmisor sin modulación, $f - f_1$ la segunda y $f + f_1$ la tercera, o sea estas dos últimas las que se hacen presentes cuando el transmisor queda modulado por el micrófono u otro medio.

Veamos un ejemplo: supongamos que una estación de broadcasting que tiene una frecuencia de transmisión de 1000 Khz, emite un sonido, o mejor dicho, queda modulado por una frecuencia de baja frecuencia de 1 Khz; resultará entonces que la frecuencia de transmisión será de 1000 Khz., pero las bandas laterales quedarán fijadas por frecuencias que oscilen entre $f - f_1$ y $f + f_1$, donde f es igual a 1000 Khz. y f_1 es igual a 1 Khz., de donde $f - f_1 = 1000 - 1 = 999$ Khz. y $f + f_1 = 1000 + 1 = 1001$ Khz.; por lo tanto, a cada lado de la frecuencia de transmisión se hacen presentes dos frecuencias que acompañan a la anterior, una en más y otra en menos, según sea el valor de la frecuencia de modulación.

El lector imaginará fácilmente que la diferencia entre la frecuencia de transmisión y las frecuencias límites de las bandas laterales, debido a la modulación, serán más anchas cuanto más elevadas resulten las frecuencias de modulación; así por ejemplo, en la práctica una buena estación de broadcasting debe permitir la reproducción de frecuencias de baja frecuencia, por lo menos de 30 a 5.000 Hertz; por lo tanto las frecuencias límites de las bandas laterales tendrán un valor de 995 y 1005 Khz. respectivamente si el valor de la frecuencia de transmisión es de 1000 Khz. Por lo tanto, el lector verá fácilmente que en el caso de que en una banda determinada o para la transmisión de estaciones de broadcastings, las estaciones deberán estar, por lo menos, separadas en el valor de la frecuencia de transmisión en 10 Khz. porque de esta manera podría permitirse que cada estación imprima a la

modulación frecuencias de baja frecuencia hasta de 5.000 Hertz, con lo cual se conseguiría una buena calidad de sonido, como veremos cuando estudiemos amplificadores de baja frecuencia. Claramente se ve, pues, que la diferencia entre los límites de las bandas laterales será tanto mayor cuanto mayor sea la frecuencia de modulación de la estación.

Por lo expuesto puede verse que la recepción de señales moduladas de alta frecuencia se hacen simultáneamente en tres frecuencias y que por lo tanto al diseñarse el receptor debe tenerse muy en cuenta las posibilidades de la curva de resonancia, pues de lo contrario se correría riesgo de eliminar las frecuencias elevadas de baja frecuencia si la selectividad de los circuitos del receptor fuera excesiva.

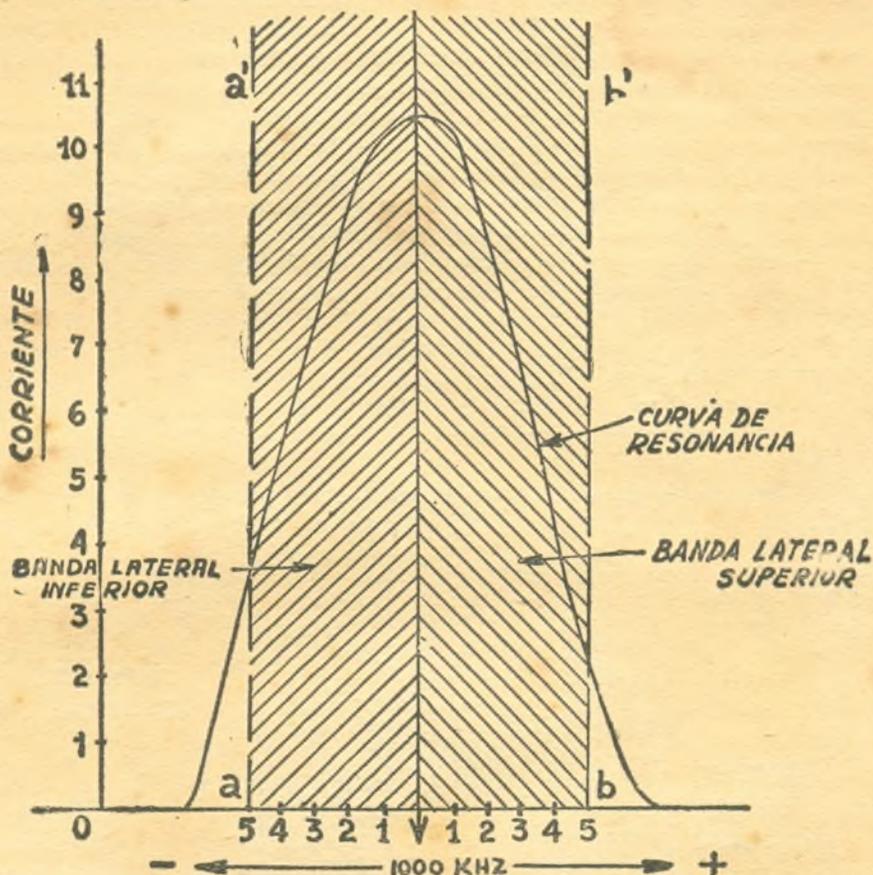


Fig. 343

Veamos la figura 343 donde aparece una curva de selectividad que corresponde a un receptor de una selectividad determinada. Indiquemos con las líneas a a' y b b' las bandas laterales para el caso en que la estación emisora esté en condiciones de emitir una frecuencia de 1000 KHz., modulada a frecuencias variables de baja frecuencia de cero a 5.000 Hertz.

El lector verá inmediatamente después de observar la figura 343, que la corriente de resonancia será máxima para el caso de 1000 KHz. y que corresponde exactamente a la frecuencia de transmisión de la estación cuando ésta no ha sido modulada. vale decir que no produce bandas laterales. Pero, ¿qué sucede en el circuito cuya curva de selectividad muestra la figura 343, cuando la estación emite frecuencias de modulación comprendidas entre 0 y 5000 Herz? Claramente se verá lo que ocurre en la figura 343. pues para

frecuencias próximas a la de 1000 Khz. la corriente en el circuito resonante tendrá casi la misma intensidad de la frecuencia de resonancia, pero a medida que se aleja de la frecuencia de resonancia, tanto para un lado como para el otro de la misma, la intensidad que corresponde a las frecuencias de baja frecuencia tendrán valores menores.

Trataremos de explicar lo que antecede de una manera más clara. Supongamos que a la frecuencia de resonancia la intensidad de la corriente alcanza un valor de 10,5 M. A. y por lo tanto la frecuencia de modulación es igual a cero. Cuando la estación está modulada a 1000 Hertz la intensidad de la corriente que dicha frecuencia provoca en el circuito del receptor será de 10,2 M. A. aproximadamente para cada lado de las bandas laterales.

Para una frecuencia de modulación de la misma estación de 2000 Hertz la intensidad del circuito será de 9 M.A. Para una frecuencia de 3000 Hertz la intensidad de la corriente será 7.5 M.A. y para 5000 Hertz la intensidad será aproximadamente de 3,5 M.A. Esto significa que la amplificación provocada en el circuito, de las tensiones que desarrollarán las intensidades de las corrientes, serán de valores muy distintos para las diferentes frecuencias y por lo tanto diferirán en altura e intensidad del sonido inicial impreso en el transmisor lo que significaría que si por ejemplo en el estudio de la broadcasting se provoca un sonido de un flautín de unos 3000 Htz. y de cierta intensidad tendremos que el receptor reproducirá dicho sonido con una intensidad determinada. pero si en esas mismas condiciones se reproduce en el estudio de la broadcasting un sonido de 50 Hertz proveniente de un contrabajo y de la misma intensidad que la del flautín, en el receptor se escuchará el mismo sonido de 50 Hertz pero de una intensidad casi igual al original aunque de mayor intensidad que la producida por el sonido de 3000 Hertz.

Por lo tanto se ve claramente los inconvenientes provocados por un circuito resonante muy selectivo o también donde el "Q" es excesivamente elevado.

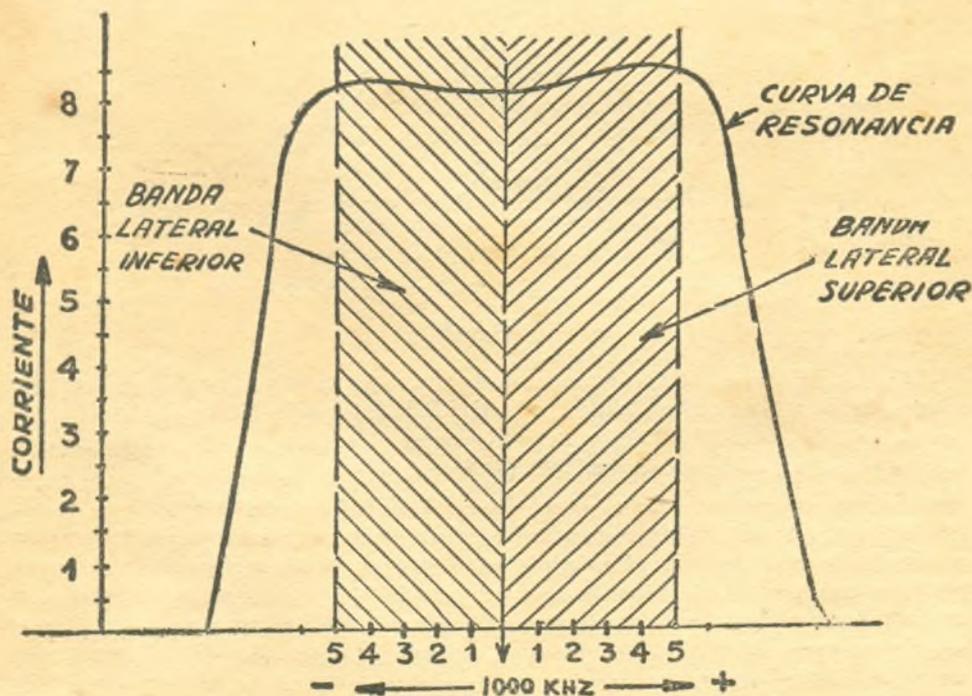


Fig. 344

Como en los circuitos receptores de ondas muy largas la selectividad es muy elevada, resulta que muchas veces es imposible el empleo de circuitos resonantes de alta frecuencia eficientes porque éstos producen curvas de resonancias muy agudas dando por resultado receptores cuya calidad de reproducción de baja frecuencia es deficiente. Lo cual hace necesario el empleo de circuitos resonantes poco eficientes que si bien permiten la reproducción con más fidelidad de la música y la palabra, en cambio son de muy poca sensibilidad y casi siempre de muy mala selectividad.

El estudio de todos los problemas que derivan de la selectividad versus sensibilidad y calidad de reproducción son tan múltiples que sería imposible tratarlo con toda la amplitud que este tema requiere, en un solo capítulo pero que lo iremos viendo a medida que las necesidades técnicas de nuestros conocimientos lo requieran.

Veamos, para finalizar, cómo sería una curva de resonancia ideal para la reproducción correcta de las variaciones de frecuencias bajas impresas a la portadora de la estación de broadcasting o sea la que quedaría aplicada al detector cuyas señales serán destinadas a la amplificación de baja frecuencia que excitará los teléfonos o el altoparlante.

En la figura 344 vemos la curva de resonancia a que hemos hecho mención. Como se ve son circuitos menos eficientes pero que rinden ampliamente con respecto a las frecuencias musicales pues las bandas laterales están dentro de la curva de resonancia mientras que en el caso de la figura 343 las bandas laterales quedaban fuera de la curva de resonancia. Vemos además que la amplificación de las tensiones que permitirá dicha curva de resonancia son prácticamente de los mismos valores para las frecuencias comprendidas entre 1005 y 995 Khz. y de esta manera responde ampliamente a la denominación de receptor de alta fidelidad.

Como conclusión de lo dicho, el lector verá que la aparición de las bandas laterales en la transmisión radiotelefónica crea problemas muy serios en el diseño del receptor y que son vitales para la perfecta reproducción de todos los sonidos musicales.

71.a LECCION

Recepciones de ondas cortas y su importancia.- Receptor de ondas cortas.- Cálculos

Uno de los descubrimientos más interesantes en la radiotelefonía fué el empleo de las ondas cortas para la transmisión y recepción de señales de radio frecuencia.

Este hecho se debió casi a la casualidad dado que las bandas de frecuencias que solamente se suponían aptas para la recepción a distancia eran del orden de los 1000 Khz. hasta los 75 Khz. más o menos que equivaldrían a longitudes de ondas de 300 metros a 4.000 metros. Las frecuencias superiores a 1.000 Khz. se habían destinado para que los experimentadores y aficionados se dedicaran al estudio de la floreciente ciencia. Como resultado de las experiencias de dichos experimentadores, se llega a descubrir que con muy poca potencia las señales transmitidas por un transmisor experimental podían ser recibida por un pequeño receptor de una válvula aun para distancias superiores de 1000 kilómetros. Poco más tarde se produjo un hecho sensacional: un aficionado estadounidense obtuvo una comunicación radiotelegráfica con otro francés con transmisores de potencias inferiores a 100 Watts

y en ondas inferiores a 100 metros o sean 3.000 Khz. Este hecho hizo que todos los técnicos dirigieran todos sus esfuerzos a la explicación de estos nuevos descubrimientos pues las fórmulas de radiación fijadas por aquel entonces llevaban a la conclusión que solamente era posible la transmisión radio-telefónica y radiotelegráfica a distancia en ondas muy largas o sean en frecuencias bajas. Esto se debía a que las fórmulas de radiación no podían aplicarse para frecuencias elevadas y por esta razón es que en los principios de la radio transmisión solamente se hicieron ensayos en frecuencias bajas.

Si recordáramos lo que se dijo cuando se estudiaron las fórmulas de inducción magnética, en la Lección 17a., se podrá sacar como conclusión que para cuando mayor sea la frecuencia del campo magnético generado por una antena transmisora, mayor será la tensión que este campo magnético variable generará en la antena del receptor, de manera que tratándose de inducir una f.e.m. a distancia, si la absorción producida por los accidentes geográficos no son importantes, resultará que la antena receptora será excitada por una f.e.m. inducida de mucha magnitud aun siendo el campo magnético de poca intensidad.

Esto se comprenderá fácilmente si se analiza la fórmula 13.

Respecto a la absorción a que hemos hecho referencia y que estudiaremos en una próxima lección es tanto más importante como mayor sea la frecuencia del campo magnético.

Como consecuencia de la absorción de una parte de la energía irradiada de la antena del transmisor, resulta que la realmente irradiada es mucho menor que la que correspondería al mismo transmisor si transmitiese energía de alta frecuencia pero de frecuencias más bajas.

Además si se recuerda lo que se dijo en la Lección 44a. respecto al efecto "skin" se imaginará que las pérdidas, en los conductores y en los circuitos sintonizados, aumentarán tanto del equipo transmisor como receptor.

Esto significa que todos los circuitos de frecuencias muy elevadas deben ser calculados con mucho cuidado a fin de no restarle la eficacia que realmente pueden rendir dichos circuitos.

Un receptor para ondas cortas no difiere de un receptor de ondas largas en cuanto a funcionamiento y partes mecánicas del mismo, siendo lo único que varían las constantes de los circuitos sintonizados debido a que el rango de frecuencias a sintonizar es distinto al calculado para las bandas de recepción de ondas largas.

Por de pronto el lector podrá imaginarse que los circuitos sintonizados de los receptores de ondas largas deben tener tanto la capacidad como la inductancia de valores menores que en los casos que hemos estudiado en lecciones anteriores. Veamos por ejemplo un circuito sintonizado para ondas cortas que debe cubrir una banda de frecuencias entre los 18.000 Khz. y los 5.800 Khz. Para simplificar el cálculo trataremos de fijar el valor de la capacidad y supongamos que éste sea e 0,00041 µf. Veamos entonces cuál será la inductancia máxima para el caso de resonancia a la frecuencia más baja a sintonizar o sea 5.800 Khz. por lo tanto según la fórmula 40.

$$L = \frac{159^2}{f^2 \times C} = \frac{159 \times 159}{5.800 \times 5.800 \times 0,00041} = 1,83 \mu h$$

Veamos si a la capacidad mínima del condensador elegido y que es de 0,00003 uf y empleando la inductancia calculada, es posible lograr la resonancia en la frecuencia más elevada elegida como límite para la banda de recepción de ondas cortas.

De acuerdo a la fórmula 41, tenemos:

$$f = \frac{159}{\sqrt{L \times C}} = \frac{159}{\sqrt{1,83 \times 0,00003}} = 22.200 \text{ Khz}$$

lo que significa que lograremos sintonizar fácilmente la frecuencia límite y aun más todavía frecuencias más elevadas si en el circuito estudiado no quedan agregadas capacidades.

Lo que nos interesa saber ahora es: calcular las inductancias a fin de poderlas construir en la misma manera que se hicieron para las inductancias para las bandas de recepción de frecuencias medias.

En la lección 48a se vió claramente que cuando se llegaba a un cierto límite en lo que se refiere a secciones de conductor de las inductancias para frecuencias elevadas, el beneficio con respecto al empleo de conductores múltiples del tipo Hintzendraht era en cierto modo perjudicial agregándose a esto el elevado costo del mismo. Por esta razón se explica también que se prefiera emplear conductores de grandes diámetros ya que se trata de pocas espiras.

Además, ya que se trata de introducir la menor cantidad de pérdidas y mejorar la eficiencia de la inductancia, se recurre a bobinar de tal manera que las espiras no se toquen entre sí y de forma tal que queden espaciadas reduciendo de esta forma la capacidad distribuída en la inductancia. Debe tenerse cuidado también en emplear tubos, sobre los cuales se bobinará, de buena calidad en lo que se refiere a aislador, porque de lo contrario toda eficiencia sería nula si el tubo no fuese realmente de buena calidad; por esta razón se emplea en la práctica tubos de porcelana, hipertrolitul, baquelitas especiales, etc.

La forma como se calculan las inductancias para ondas cortas, es de de la misma manera que para el caso de ondas largas, es decir con la ayuda de las fórmulas 18 ó 19.

Pero en la práctica y para dar mayor eficiencia a la inductancia, mejorando el "Q" de la misma, se bobinan de tal manera que las espiras quedan separadas entre sí.

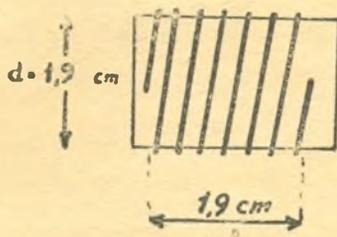


Fig. 345

Por esta razón se debe recurrir a ciertos artificios y algunos tanteos a fin de llegar al valor correcto de la inductancia y como veremos enseguida.

Supongamos que queremos calcular y construir una inductancia cuyo valor es el hallado más arriba o sea de 1,8 μ h.

Para calcular inductancias del tipo que estamos estudiando, se recurre a la ayuda de las fórmulas 84 y 85 que son las siguientes:

$$n = n_1 \times \sqrt{\frac{L}{L_1}} \dots\dots\dots (84)$$

$$L = L_1 \left(\frac{n}{n_1} \right)^2 \dots\dots\dots (85)$$

Donde n es el número de espiras de la inductancia que se quiere calcular.

n_1 es el número de espiras que cabrían en el mismo espacio de la anterior empleando el mismo alambre.

L es el valor de la inductancia que se está calculando.

L_1 es la inductancia que tendría el número de espiras n_1 .

Veamos enseguida el ejemplo para que el lector vea como se calcula. Supongamos que la inductancia de 1,8 μ h que queremos construir sea de tal manera que el diámetro de la espira sea de 1,9 y la longitud del bobinado de 1,9 centímetros (fig. 345) y supongamos que el alambre que deseamos emplear sea, tomando en cuenta la aislación, de 0,55 mm.

La fórmula 84 nos daría el valor del número de espiras, pero para ello debemos conocer:

Cuántas espiras del alambre elegido llenaría el espacio de 1,9 cm.

Y cuál es la inductancia que le corresponde.

Luego substituir los valores calculados en la fórmula 84.

El número de espiras que cabrían con el alambre de 0,55 mm. en 1,9 mm.

(1,9 cm.) es de $\frac{19}{0.55} = 34,5$ espiras.

La inductancia correspondiente a este número de espiras se puede calcular con la fórmula 19 de la Lección 21 y los valores de "K" en la tabla V. Por lo tanto en nuestro caso L_1 será:

$$L_1 = \frac{0,00987 \times d^2 \times n^2 \times K}{l} = \frac{0,00987 \times 1,9 \times 1,9 \times 34,5 \times 34,5 \times 0,6884}{1,9}$$

$$= 15,4 \mu\text{h}$$

el valor de K es de 0,6884 dado que $\frac{d}{l} = \frac{1}{1} = 1$ y según la Tabla V es

del valor dado.

Ahora estamos en condiciones de calcular con la fórmula 84.

$$n = n_1 \times \sqrt{\frac{L}{L_1}} = 34,5 \times \sqrt{\frac{1,8}{15,4}} = 34,5 \times \sqrt{0,117} =$$

34,5 \times 0,34 = 11,8 espiras

Para abreviar si el número de espiras calculado corresponde a la inductancia de 1,8 cm. se aplica nuevamente la fórmula 19 para el caso de 11,8 esp. $d = 1,9$ y $l = 1,9$; siendo $K = 0,6884$ igual que en el anterior.

$$L = \frac{0,00987 \times d^2 \times n^2 \times K}{l} = \frac{0,00987 \times 1,9 \times 1,9 \times 11,8 \times 11,8 \times 0,6884}{1,9}$$

1,785 μ h o sea aproximadamente 1,8 μ h.

Casi siempre el valor hallado es un poco mayor en cuyo caso conviene realizar un pequeño tanteo variando un poco el diámetro del alambre o el largo del bobinado.

Por lo tanto se ve claramente que la inductancia de 1,8 μ h debe llevar 11,8 esp. (si se quiere 12 esp.), de alambre con aislación de 0,55 mm. de diámetro y cuyo espaciado debe calcularse dado que en el mismo espacio caben, por lo calculado 34,5 esp. del mismo alambre o sean casi 3 veces el diámetro del alambre, por lo tanto el espaciado debe ser de un poco menor del doble del diámetro del alambre, o sea el espacio entre espira y espira.

La fórmula 85 se empleará en caso de quererse conocer la inductancia cuando se fuan los valores de "d", "l" y diámetro del alambre.

Respecto a los diseños de receptores, éstos se efectúan de la misma manera que cuando se calculan circuitos receptores para recepciones de ondas largas: claro está que tiene que tenerse en cuenta que por los conductores la corriente tiene una frecuencia muy elevada y las capacidades distribuidas en los sistemas amplificadores de alta frecuencia son siempre perjudiciales a la amplificación, restando eficacia al sistema.

Por lo tanto indicaremos al lector el uso de un receptor elemental del tipo

regenerativo como los estudiados en las Lecciones 35a figura 154 y 155 y Lección 50a.

Lo más importante en estos circuitos es la construcción de la inductancia, por lo tanto el lector podrá guiarse, en lo que a circuito se refiere, por las lecciones mencionadas anteriormente. La inductancia en la parte de sintonía se calcula en todos sus detalles, pero como la inductancia calculada se empleará en circuitos regenerativos tendrá que agregársele un bobinado acoplado al anterior de manera de poder provocar la regeneración. Cuando el sistema de regeneración se efectúa variando la capacidad del circuito de placa, el bobinado de "reacción" tendrá una inductancia aproximadamente igual a la del circuito sintonizado, pero en ningún momento este valor debe ser mayor. La posición del bobinado de reacción con respecto al de sintonía debe hallarse experimentalmente, pero en ningún momento éstos se deben colocar muy alejados uno del otro. Cuando el control de regeneración se efectúa de una manera inductiva, es decir que la regeneración se efectúa acoplando o desacoplando la inductancia del circuito de placa con respecto al circuito de grilla, la inductancia de placa puede tener un valor mayor que en el caso anterior porque éste puede desacoplarse sin que reste eficiencia al circuito sintonizado.

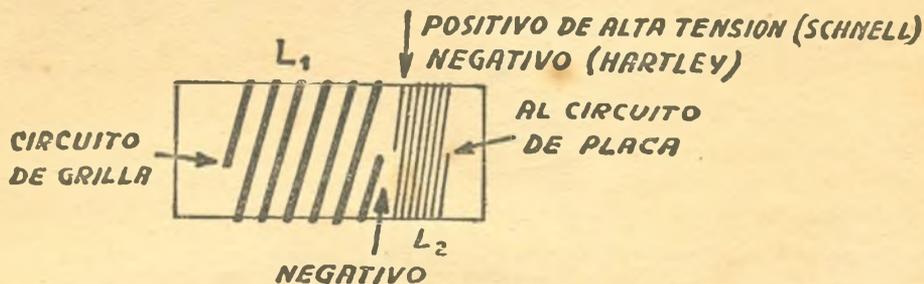


Fig. 346

La forma de disponerse las conexiones de las dos bobinas está indicada en la figura 346. La inductancia L_2 puede tener un diámetro de conductor de 0,15 mm. de diámetro o menos, pues la eficiencia en dicho circuito no tiene importancia pero en cambio es posible construir una inductancia de acoplamiento de un tamaño reducido.

La inductancia puede calcularse mediante la fórmula 19 y de la manera conocida en la lección correspondiente fijando los valores de d y L .

72a. LECCION

Ondas fundamentales y armónicas

Hasta las presentes lecciones hemos hablado y hemos calculado en base a longitudes de ondas de determinadas corrientes alternadas y lo mismo para el caso de sonidos. Veremos entonces en esta lección con la extensión necesaria todos los conceptos que se tiene en ACUSTICA (*) de ondas fundamentales y armónicas cuyos principios son los que rigen a las corrientes alternadas de diferentes frecuencias.

Todos hemos escuchado sonidos musicales o sonidos que no consideramos musicales por el sólo hecho de no estar escritas en una partitura. Pero en realidad todo sonido susceptible a imprimir nuestro oído corresponderá a un

* Acústica es una rama de la Física que estudia los sonidos.

sonido si se quiere musical ya sea de una frecuencia de forma sinusoidal o ya sea compuesta o también de dos o varios sonidos sinusoidales.

¿Cómo se produce un sonido? Pues todos sabemos que el sonido es producto de una vibración mecánica ya sea provocada expresamente o ya sea provocado por un agente físico.

La vibración de un cuerpo produce la vibración del aire, comunicando a éste el movimiento o si se quiere vibración. Si la vibración es muy lenta, el oído no percibirá la vibración del aire. Pero si ésta es relativamente rápida el oído podrá percibir fácilmente la vibración. Además si la vibración es extremadamente rápida, el oído ya no percibirá ningún sonido debido a falta de sensibilidad del mismo.

Si tenemos un diapasón, como los empleados en música, y lo golpeamos, éste emitirá, mientras dura la vibración del mismo debido al golpe, un sonido de una frecuencia determinada pero constante y cuyo sonido irá disminuyendo de intensidad a medida que transcurre el tiempo de vibración. Si el diapasón estuviese construido de una materia elástica ideal y no existieran resistencias mecánicas, dicho diapasón vibraría indefinidamente una vez que se le ha hecho vibrar.

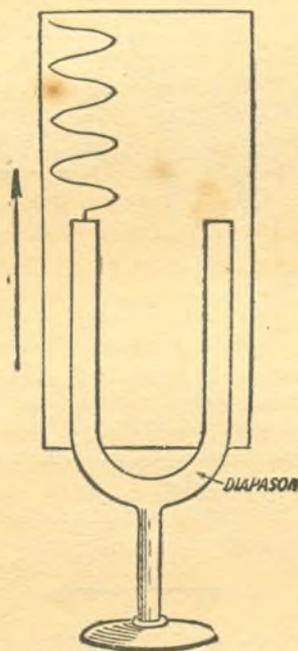


Fig. 347

Si de acuerdo a la figura 347 colocamos un diapasón de manera que una vez fijado en uno de sus extremos libres un objeto capaz de marcar las vibraciones sobre una hoja de papel, podríamos conocer de una manera gráfica la forma de la curva de las vibraciones del mismo. Como puede apreciarse en la figura 347, que si hacemos mover por algún sistema de relojería una hoja de papel en el sentido de la flecha, podremos ver representados de una manera sencilla la curva de vibraciones del diapasón. El movimiento del papel debe ser perfectamente proporcional con el tiempo. La curva descrita por el extremo del diapasón es sinusoidal y exactamente igual a las que vimos cuando se empezó con el estudio de las corrientes alternadas.

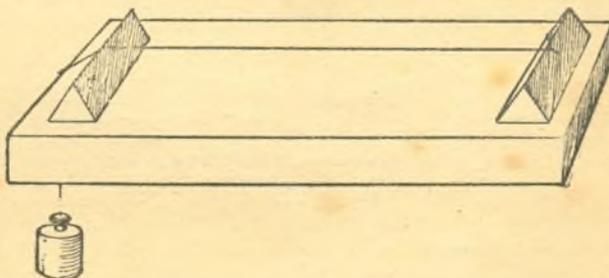
Algo exactamente igual sucederá si en lugar de realizar la experiencia con un diapasón lo hacemos con un péndulo de las mismas características

que los empleados en los relojes. En la figura 348 se indica la manera similar de trazar la curva del movimiento del péndulo en función del tiempo. Se verá que se obtiene también una curva en forma de senoide.



Damos a conocer la experiencia del péndulo para que el lector vea la similitud en los movimientos que llamamos vibratorios en el diapasón y que para el péndulo son oscilaciones. Como ambas producen una forma igual de movimiento, podemos decir sin temor a equivocarnos, de que todos los movimientos vibratorios son oscilaciones.

Supongamos ahora que tenemos como en la figura 349, una cuerda sostenida en un extremo de la misma y por el otro sometida a una presión de manera de mantener a la cuerda estirada y a una tensión constante. Si pulsamos la cuerda en su centro, la cuerda comenzará a vibrar como puede verse en la figura 350 de la posición A a A': de A' nuevamente a "A" y de A a A' y vuelta a A, volviéndose a producir el mismo fenómeno de oscilación alrededor de la posición de reposo A.



Vemos que la cuerda se mantiene rígidamente en los extremos "E" "E₁" y en dichos puntos no existe movimiento alguno. A los extremos "E" y "E₁" se denominan NODOS y a las partes más alejadas que ocupa la cuerda de la posición de reposo "A" se llama VIENTRE.

Vemos que la cuerda una vez que empieza a vibrar pasa de la posición A a la A' y luego vuelve a la A para luego dirigirse en sentido contrario hacia A" y volver nuevamente a A. Esto significa que la cuerda ha rea-

lizado una oscilación, es decir, que para cada vaivén de la cuerda se ha producido una oscilación.

Si en el centro de la cuerda colocáramos, como en el caso del diapasón, un medio que nos marcara un papel que se desplaza proporcional al tiempo y que no afecte a las vibraciones de la cuerda, obtendríamos una curva en forma de una perfecta senoide (fig. 350 bis). Más aún, una senoide completa para cada oscilación de la cuerda. Esto quiere decir que cada desplazamiento de la cuerda hacia arriba o hacia abajo de la misma corresponde a un semiciclo de la senoide, es decir, que el sonido que dicha cuerda emitirá, dependerá exclusivamente de la tensión de la misma, de la longitud y de su diámetro.

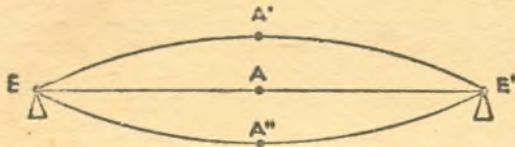


Fig. 350

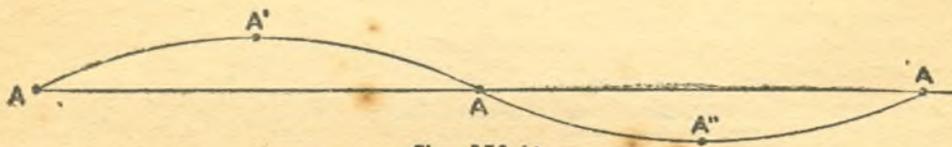


Fig. 350 bis

Si las oscilaciones que dicha cuerda efectúa en un segundo es de 50, escucharemos un sonido de una frecuencia igual a la vibración de la cuerda.

Cuando el sonido producido por la cuerda corresponde solamente a una oscilación completa de la misma, se dice que el sonido emitido es la FUNDAMENTAL o sea que cada vaivén de la misma corresponde a un semiciclo de la senoide.

Supongamos ahora la figura 351 en la cual tenemos la misma cuerda de la figura 350 sometida a la misma tensión y con la sola diferencia que en el punto A o sea exactamente el centro de la cuerda, ha sido fijada. Es decir que la cuerda se ha dividido en dos partes iguales. Si pulsamos el centro de una de las mitades de la cuerda, por ejemplo el punto B, la cuerda empezará a vibrar de una manera distinta al caso anterior. El punto A

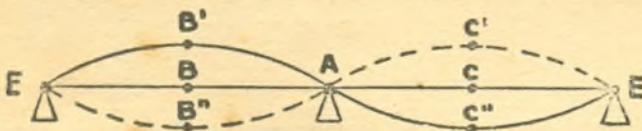


Fig. 351

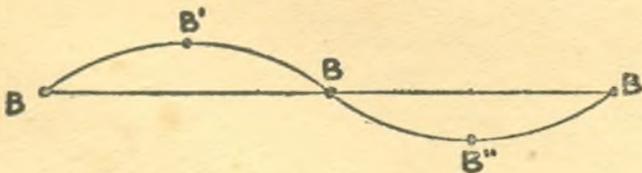


Fig. 351 bis

que antes resultaba ser el vientre de la cuerda ahora está fijo haciendo que cada mitad de cuerda vibre formando sus respectivos vientres y como si

fuera cuerdas distintas y de longitudes iguales a la mitad del caso anterior. El centro B de la sección de la cuerda tendrá sus vientres en F' y B'' y la otra mitad tendrá sus vientres con respecto a C en C' y C'' . Si en el punto B'' colocamos como en el caso anterior, algún "lápiz" capaz de marcarnos en un papel que se desplace proporcional al tiempo y en el sentido de la cuerda, obtendríamos una curva sinusoidal, figura 351 bis, semejante a la 350 bis y cuya longitud de onda es igual exactamente a la mitad de aquél, es decir que el sonido producido por la vibración de la cuerda en el caso de la figura 351, será de una frecuencia exactamente igual al doble que en el caso en que la cuerda oscilaba libremente entre sus extremos. Si en el caso anterior el sonido corresponde a una frecuencia de 50 ciclos por segundo, en este segundo caso el sonido corresponderá a un sonido de 100 ciclos por segundo (sonido más agudo al anterior).

A la frecuencia de oscilación que resulta de fijar una cuerda en su centro se le llama FRECUENCIA ARMONICA O SI SE QUIERE ARMONICA y que recibe también el nombre de SEGUNDA ARMONICA por el hecho de vibrar un número doble de veces que su fundamental.

Si el lector observa con cuidado la figura 351, notará que cuando el punto C oscila hacia abajo el punto B oscila hacia arriba y vice versa y en la cuerda se producen tres nodos y dos vientres.

En música las frecuencias armónicas se les denomina octavas de manera que en nuestro caso la cuerda de la figura 351 está a una octava de la fundamental.

Si en lugar de fijar la cuerda en su mitad como en la figura 351, lo hacemos en dos puntos intermedios como en la figura 352, de manera que la cuerda quede dividida en tres partes exactamente iguales, notaremos que se hacen presente en la misma tres vientres y cuatro nodos si pulsamos el centro de las secciones. Si colocamos en el punto B de la figura 352 un "lápiz" como en los casos anteriores, se obtendrá una curva sinusoidal como la indicada en la figura 352 bis. Comparando la figura 350 bis con la 352 bis, se llega a la conclusión de que cuando la cuerda vibra libremente y en el tiempo de una semioscilación de la misma, en la figura 352 bis se producen tres semioscilaciones cuando la cuerda se fija en dos puntos intermedios; vale decir que la frecuencia en el tercer ejemplo es de tres veces más rápida que en la fundamental.

Por lo dicho, si el sonido de la nota fundamental corresponde a 50 ciclos en el caso explicado la frecuencia del sonido será de 150 ciclos por segundo. Por lo tanto la longitud de onda es una tercera parte de la fundamental. Por lo tanto podemos decir que estamos en presencia de un sonido que corresponde a la tercera armónica o también a dos octavas de la fundamental.



Fig. 352

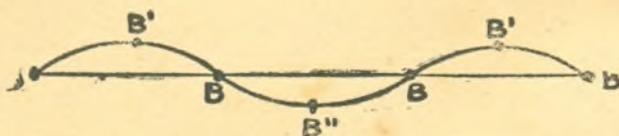


Fig. 352 bis

Si en lugar de fijar dos puntos equidistantes entre los extremos de la cuerda fijamos respectivamente por vez tres, cuatro, cinco... etc., obtendremos la cuarta, quinta, sexta, etc., armónica de la fundamental es decir que obtendríamos sonidos que nos responderían a 200, 250, 300, etc.,... ciclos por segundo o también la tercera, cuarta, quinta octava de la fundamental, etc.

Por lo dicho el lector podrá formarse una idea exacta de cómo se produce un sonido y qué significa una fundamental o una armónica de ella.

Cuando una cuerda es pulsada en un punto cualquiera de ella se produce sobre el sonido fundamental una serie de armónicos; esto se podría observar gráficamente de la manera explicada en los tres ejemplos, pues en lugar de obtenerse una curva perfectamente sinusoidal se obtendría una curva tanto más deformada cuanto más armónicas se superpongan a la fundamental.

La aplicación de los conocimientos sobre ondas fundamentales y armónicos dados en estas líneas, tiene aplicación en todas sus partes en la radiotécnica, pues como veremos más tarde cuando una antena está emitiendo una energía de alta frecuencia ésta deberá tener una longitud que depende de la frecuencia de la energía a irradiarse y de tal manera que si se desea transmitir señales en longitud de onda de 300 metros por ejemplo (1.000 KHz), la longitud de la antena debe ser una fracción exacta de dicha longitud de onda o sea $\frac{1}{2}$ o $\frac{3}{4}$ de la misma.

Más tarde veremos qué importancia tiene en la radiotécnica el conocimiento de los conceptos dados en este capítulo.

CURSO DE RADIO

73a. LECCION

Antenas para la recepción y transmisión de radio.

Algunos tipos muy usuales.

Uno de los descubrimientos más notables de la Radiotransmisión fué el de la antena. Hertz fué el primero que empleó un dispositivo, que más tarde se llamó antena, de un tipo especial, pues había notado que la radiación de las ondas de alta frecuencia permitían desarrollar un intenso campo magnético capaz de propagarse a grandes distancias.

Para que el lector adquiera una idea exacta de cómo una antena puede irradiar energía eléctrica, empezaremos explicando cómo la descarga de un condensador produce una energía de alta frecuencia y la similitud de este fenómeno con un sistema al que denominamos antena.

Observemos la figura 353, en la cual vemos un circuito oscilante. Si en la inductancia L se desarrolla una energía de corriente alternada, se inducirá una f.e.m. en la inductancia L_1 . Como consecuencia de la tensión inducida en L_1 se cargará el condensador hasta que su carga sea máxima. Una vez que el condensador haya adquirido la máxima carga, se descarga produciendo una chispa entre las dos esferitas A y A' colocadas como se ve en la figura. La chispa mencionada originará un campo magnético variable cuya frecuencia depende de las constantes de C y L_1 de la figura.

Posiblemente este fenómeno resulte un poco obscuro para nuestros lectores. de manera que para aclarar conceptos recurriremos a experiencias realizadas cuando se estaba estudiando la existencia de las radiaciones electromagnéticas.

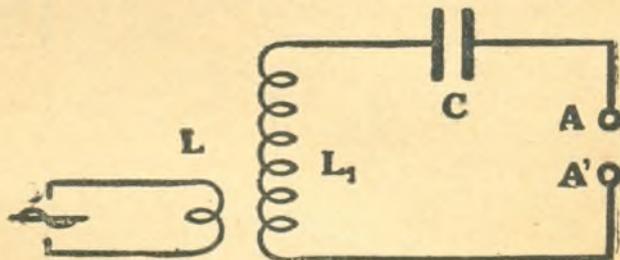


Fig. 353

Feddersen trató de estudiar qué formas tendrían las chispas provocadas por la descarga del condensador, puesto que dicho hombre de estudio supuso que la chispa no era continua. Para poder comprobar lo dicho, recurrió a la construcción de un espejo giratorio de Wheatstone que estaba formado por un espejo cóncavo que podría girar a gran velocidad frente a una chispa. Dicha chispa pudo ser fotografiada sobre una película dando como resultado una franja oscura interrumpida, lo cual indicaba que la chispa no era continua.

Otro experimento notable, realizado por Hertz, fué la demostración de que la chispa provocada por la descarga de un condensador genera un campo magnético variable capaz de inducir una f.e.m. a distancia. Puede decirse que a partir de este momento se empezó a pensar seriamente en la transmisión inalámbrica de los mensajes telegráficos.

El aparato construido por Hertz estaba formado por una bobina Ruhm-

korff, ya conocida por nuestros lectores, y que cargaba un condensador formado por dos placas; sobre dichas placas se han colocado convenientemente dos varillas de metal en cuyos extremos se fijaron dos esferitas (fig. 354). Cuando la elevada tensión suministrada por la bobina, carga el condensador, entre el espacio que separa las dos esferitas, saltará una chispa. Si la carga del condensador se restablece continuamente, entre las dos esferitas saltarán chispas de una manera continua.

Para poner en evidencia el campo inductivo generado por las chispas, Hertz empleó una espira de alambre de cobre grueso, la cortó en un punto y en cada extremo del corte le colocó una esferita del tipo similar a las del aparato de la figura 354.

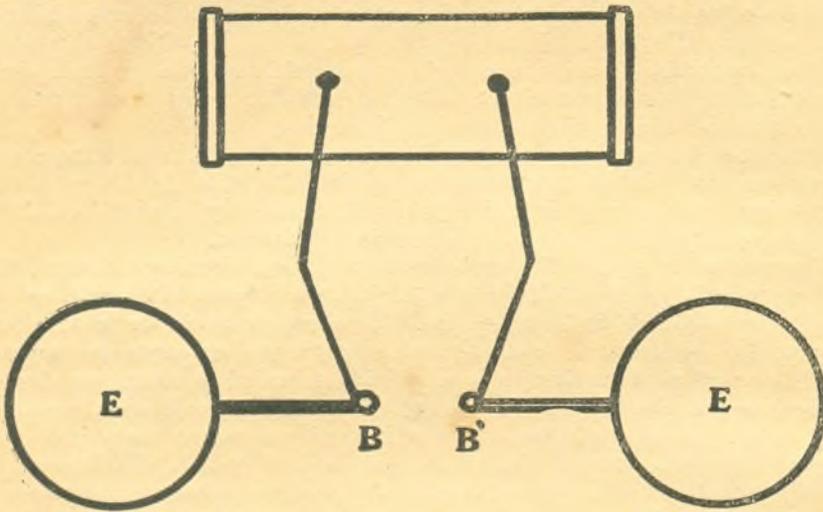


Fig. 354

Las dos esferitas no se tocaban dejando un pequeño espacio entre sí (fig. 355). En cuanto la espira mencionada se exponía en las proximidades del aparato de la figura 354, entre las esferitas comenzaban a saltar una serie de chispas. Si se interrumpía la corriente en la bobina, también cesaba la chispa en las esferitas de la espira. ¿Qué nos indica este experimento? Claramente se ve que la descarga del condensador provoca un campo magnético variable capaz de inducir a la distancia una energía eléctrica.

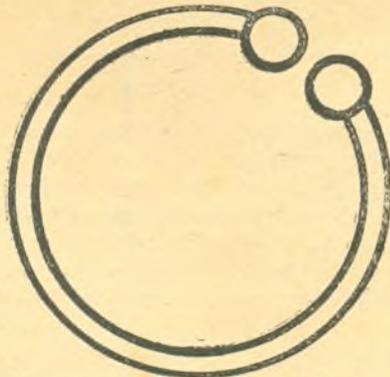


Fig. 355

Lo importante de estos experimentos es que se pudo, por medio de la espira mencionada, conocer la longitud de onda correspondiente a la fre-

cuencia de oscilación de la chispa y además comprobar, de una manera experimental, la velocidad de propagación de las "ondas Hertzianas".

La espira de la figura 355 se la deslizó en una posición determinada y perpendicular al plano formado por las dos esferas del aparato de Hertz de la figura 354, dando origen al descubrimiento de que había zonas en que la chispa era muy intensa mientras que en otras era nula. Este fenómeno no se producía de una manera brusca, sino lentamente, siguiendo una ley determinada.

Midiendo la distancia entre dos puntos consecutivos y en una misma dirección de chispas máximas a cero, se obtenían dos nodos o dos vientres de tensión, es decir, que se medía la longitud de una semionda.

Si el lector se remonta a la Lección 72.^a recordará que si medimos una semionda resulta fácil conocer el largo de onda y por lo tanto la frecuencia de variación del campo magnético. Repetimos que este experimento dió a Hertz inmortalidad en el campo de la ciencia, pues quedaba demostrada de una manera irrefutable la posibilidad de enviar mensajes radiotelegráficos a distancia y la existencia de un campo magnético variable inductor.

A la espira descrita en la figura 355 se la llamó "resonador de Hertz" y, como veremos más adelante, nos servirá para sintonizar transmisores con la misma exactitud que cualquier instrumento de medición.

Este experimento permitió además calcular la velocidad de propagación de las ondas de radio de la siguiente manera: Sabiendo cuál es la longitud correspondiente a las oscilaciones de la descarga del condensador, la capacidad del circuito oscilante y la inductancia intercalada en el mismo y sustituyendo los valores en la fórmula:

$$V = \frac{300000}{2 \times \sqrt{L \times C}} \dots\dots\dots (86)$$

y en la cual: V es la velocidad de propagación.

Por lo que acabamos de explicar, el lector podrá ver claramente y sin dificultades, que la descarga del condensador provoca un campo magnético variable de alta frecuencia y de una longitud de onda que depende de la inductancia y capacidad del circuito oscilante. Esto último es familiar para los lectores porque se trata del fenómeno de la resonancia ya estudiado y aplicado centenares de veces.

Volvamos a la figura 354. Si las varillas que unen las dos esferas con las esferitas, que nos permiten provocar la chispa generadora del campo magnético variable, fueran construídas de tal manera que pudieran alargarse o reducirse en longitud, veríamos, después de explorar con el "resonador", que para una longitud determinada de las varillas, la intensidad del campo magnético radiado aumenta. Si acercáramos a las varillas mencionadas anteriormente una lámpara Neón del tipo empleado en los "veladores", veríamos que éste se enciende por efecto de la excitación provocada por el campo magnético variable. Si exploráramos con dicha lámpara a lo largo de las varillas veríamos que la lámpara se enciende con la mayor intensidad cuando se encuentra en los extremos de las varillas que están unidas a las esferas grandes y la lámpara no se enciende para la posición en que ésta se encuentra sobre las esferitas entre las cuales salta la chispa del "oscilador".

El lector se dará cuenta inmediatamente que se trata de dos vientres y dos nodos, es decir, que nos encontramos con que las varillas se comportan como las cuerdas de la Lección 72.^a pulsada si se quiere en el medio. Por lo tanto, la longitud o sea la distancia entre las dos esferas es igual a la mitad de la longitud de onda o también que la longitud de cada varilla es igual a la cuarta parte de la longitud de onda.

Este experimento es muy interesante si se tiene en cuenta que en estas condiciones la energía eléctrica que se transforma en energía radiante es má-

xima y que en el caso de la transmisión ésto significa mucho. Además se ve la importancia de que si las varillas tienen sus vientres y nodos de tensión podría compararse su comportamiento con el de la cuerda y decir que ésta vibra en una frecuencia fundamental provocando un campo magnético variable capaz de irradiarse y ser captado a distancia.

En la figura 356 se han dibujado solamente las varillas y punteado las variaciones de potencial a que se encuentran cuando quedan excitados por las chispas del "oscilador".

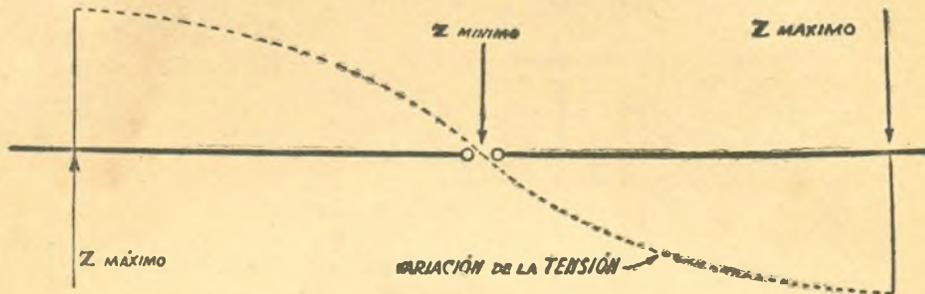


Fig. 356

Veremos más tarde que estas diferencias de potencial se deben a que la impedancia de las varillas no es constante con su longitud, sino que varía; siendo la impedancia mínima en las partes donde se produce la chispa y máxima en los extremos opuestos. Además se presenta dicho fenómeno por otras razones en la cual interviene la corriente que circula por el conductor en la dirección más alejada de la antena y la dirección contraria de la corriente provocada por esta misma (ondas estacionarias). Este fenómeno no se explica en este capítulo debido a que es necesario desarrollar conceptos algo complicados.

Resumiendo todo lo que explicamos, llegamos a la conclusión de que lo dicho con respecto a la figura 353 es exactamente lo mismo que cualquiera de los circuitos de antena, ya que éstos tienen resistencia, capacidad e inductancia lo mismo que cualquier circuito resonante.

Además podemos agregar que se trata de un circuito resonante cuya capacidad, de acuerdo a sus dimensiones, genera un campo magnético variable provocado por las descargas de la misma.

Si en el circuito de la figura 353 se sustituyera el condensador por una antena de capacidad equivalente con respecto a tierra, se obtendrían resultados análogos. Decimos análogos porque la antena posee cierta inductancia y ésta trabaja en serie con la del circuito oscilante. De cualquier manera, el lector observará la similitud de los circuitos.

Veamos ahora cómo se alimenta una antena de una manera similar para provocar un campo magnético capaz de inducir un f.e.m. en una antena receptora.

Si como en el caso de la figura 353 la descarga del condensador produce la oscilación deseada, resulta que éste es un transmisor que genera energía de alta frecuencia, dicha energía podrá cargar el condensador formado entre la antena y tierra; por lo tanto la descarga del mismo provocará el mismo fenómeno que en el caso de un condensador de las formas físicas conocidas y empleadas por los lectores en lecciones anteriores.

Antes de entrar al estudio de los diferentes tipos de antenas, y que veremos en la próxima lección, indicaremos algunas antenas del tipo elemental a fin de que el lector se familiarice con estos nuevos elementos empleados en la radiotécnica.

Veamos tres tipos de antena más empleados en la práctica para transmisiones y recepciones y cuya resonancia se efectúa a $\frac{1}{4}$ de onda de la fundamental, vale decir, que para una transmisión de energía de alta frecuencia de 300 metros de longitud de onda corresponderá una longitud de antena de la cuarta parte de 300, o sea 75 metros.



Fig. 357

Los tipos a que hacemos referencia corresponden a antenas conectadas a tierra.

En la figura 357 se indica un tipo de antena cuya resonancia se efectúa a un cuarto de la longitud de onda y conocido como ANTENA VERTICAL.

En la figura 358 se muestra una antena del tipo conocido por "antena L invertida" y cuya longitud, como la misma figura lo indica, es igual a un cuarto de la longitud de onda a irradiarse. La parte vertical recibe el nombre de "bajada" y ésta deberá ser la más corta posible.

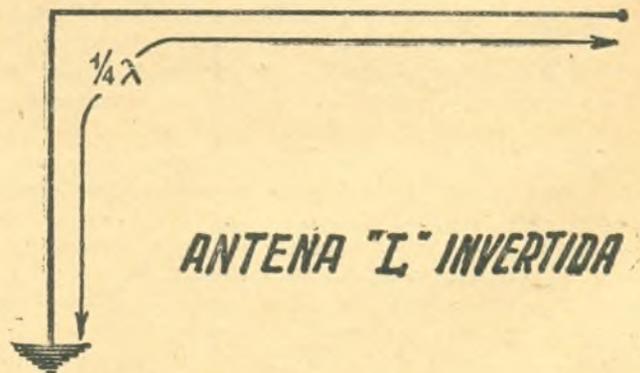


Fig. 358

En la figura 359 se hace mención a la antena también de un cuarto de onda y conocida con el nombre de "tipo T", siendo su longitud, como la misma figura lo indica, tomando en cuenta solamente una rama de la "T" de un cuarto de la longitud de onda a irradiarse.

Todos estos tres tipos de antena indicados son puramente teóricos puesto que para poder excitar la antena con energías de alta frecuencia se necesita acoplar éste por medio de un elemento capacitativo o inductivo a la fuente de energía de alta frecuencia. Este acoplamiento reduce la longitud útil de la antena y por lo tanto afectará la distribución dada para la tensión en los casos anteriores.

La forma más corriente de acoplar la antena a la fuente generadora de alta frecuencia es la inductiva siendo ésta la única permitida por las leyes de todos los gobiernos. Más tarde veremos cuál ha sido la causa de dicha actitud con respecto al acoplamiento de la antena transmisora.

El circuito definitivo de las antenas dadas en las figuras 357, 358 y 359 puede verse en la figura 360.

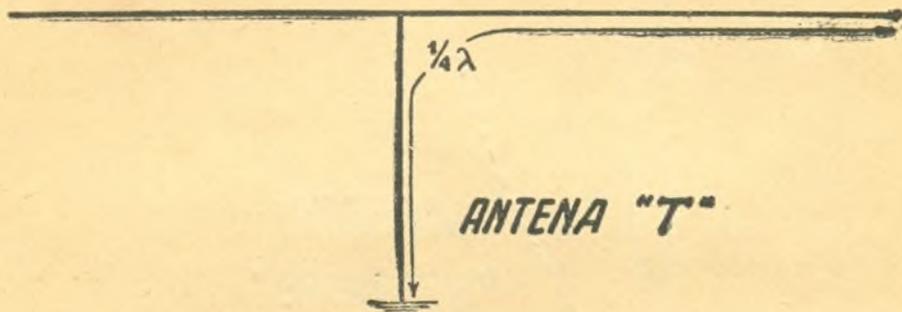


Fig. 359

Se observará en la figura 360, que se ha intercalado, por el lado de tierra el sistema de antena, una inductancia de un valor determinado y la cual nos servirá para acoplar inductivamente este circuito con la del generador de alta frecuencia.

Creemos innecesario repetir la forma cómo se inducirá una f.e.m. en la inductancia L de cada tipo de antena, pues es ya muy conocida por nuestros lectores por haberse explicado en lecciones anteriores.

Como estas antenas trabajan en un cuarto de la longitud de onda y repitiendo lo dicho para el caso de la figura 356, resultará que, como la antena de un cuarto de onda como las indicadas en las figuras siguientes, tendrán un nodo y un vientre de tensión. El nodo se encontrará en el punto de tierra y el vientre en el extremo de la antena más alejado de tierra. Como en el extremo de la antena la tensión es máxima, pues en este punto se encontrará el vientre de tensión, habrá que cuidar mucho la aislación del mismo, pues de lo contrario se correría el riesgo de hacer "tierra" el punto más alejado del mismo, resultando que la antena dejará de trabajar en las condiciones debidas.

Si se observa la figura 360 para el caso de la antena vertical, por ejemplo, en la cual se ve más claramente lo que tratamos de explicar, se verá que la distribución de la tensión a lo largo de la antena no se produce de una manera regular sino que ésta se distribuye de la forma corriente hasta la conexión con la inductancia L produciéndose luego una caída vertical de la tensión mencionada, en el extremo opuesto de la misma para luego disminuir a cero de una manera general. Esto nos indica que la inductancia produce el efecto de una sección de la antena en lo que a longitud se refiere, dando origen a la caída brusca de tensión a que hemos hecho referencia.

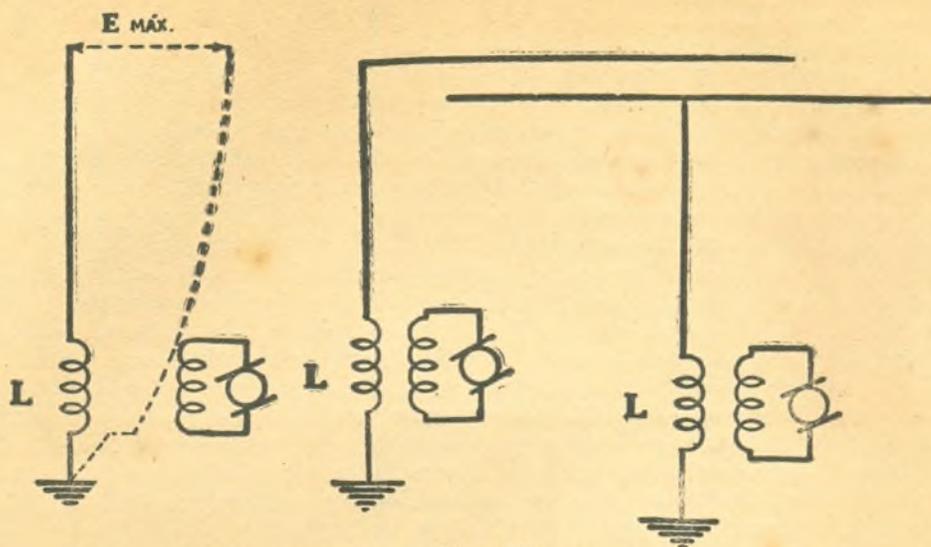


Fig. 360

Esto quiere decir que si se calcula una antena determinada se deberá tener en cuenta la longitud de alambre de la inductancia de acoplamiento L para sumarla a la longitud de antena total. Veamos un ejemplo: Supongamos que la inductancia L consta de un número determinado de espiras y cuya longitud de alambre empleado en su construcción sea de 3 metros. Supongamos que debemos construir una antena para un transmisor que resuene en una longitud de onda de 160 metros. Si la antena trabajara en un cuarto de la longitud de onda, deberá tener una longitud de 160 dividido por cuatro, o sean 40 metros. Como la inductancia L ha restado al circuito 3 metros de longitud, la antena deberá tener una longitud, desde el extremo más alejado a tierra, de 40 metros menos 3, o sean 37 metros.

Lo que acabamos de explicar no es estrictamente riguroso, pero puede aceptarse como correcto en la práctica. Téngase en cuenta que lo explicado para la antena vertical sirve para los otros tipos de antena.

En la segunda parte daremos a conocer estos mismos tipos de antena que en lugar de conexión de antena llevan "contraantenas", y luego daremos detalles de diversos tipos de antena y los adelantos más modernos.

74.a LECCION

Amplificación de Potencia.- Clasificación y Teoría del Funcionamiento.

La necesidad de potencias elevadas en los trabajos radiotelefónicos y radiotelegráficos, ha hecho que se crearan válvulas termoiónicas capaces de manejar grandes energías oscilantes en sus circuitos de placa.

Tanto en el campo de la audio frecuencia (frecuencias audibles) como en el de las frecuencias muy elevadas (frecuencias de transmisión radiotelefónicas y telegráficas), se emplean energías muy elevadas del orden de los miles de Watts; por lo tanto esto significa la necesidad de diseñar circuitos de ca-

racterísticas determinadas cuidando que en ningún momento quede deformada la forma sinusoidal de las energía en juego.

Tratándose de potencias relativamente bajas como en los casos de los amplificadores de baja frecuencia de los receptores, el diseño en sí no requiere cálculos largos y cuidadosos; pero cuando se trata de diseñar amplificadores para moduladores o para audiciones al aire libre o en salones, este problema es mucho más complicado de resolver de lo que a primera vista parece, pues además de problemas de índole técnica propia del amplificador, se presentan problemas ajenos al funcionamiento del mismo como veremos más tarde.

En los diseños de receptores realizados en lecciones anteriores, los lectores habrán observado que se emplearon válvulas de diseño especial como amplificadoras de potencia con el fin de poder excitar el altoparlante con una gran energía aún para el caso de señales detectadas relativamente débiles. Este tipo de amplificador, por ejemplo, para una variación determinada de la tensión del circuito de grilla de la válvula, producía una variación de una intensidad relativamente grande en el circuito de placa, lo que significa que para una carga de placa de un valor determinado se producirán energías proporcionales a la corriente de placa de las mismas y tanto más grandes cuanto mayor sea la variación de la intensidad de la corriente.

La construcción de una válvula amplificadora de baja potencia difiere de las del tipo común empleadas para la amplificación y detección de señales de radio en su tamaño, su construcción interna y los aislantes empleados, por razones que los lectores comprenderán fácilmente.

Antes de comenzar con el estudio de los diferentes tipos de circuitos amplificadores de potencia, veamos cómo está construída una válvula amplificadora de este tipo comparada con las del tipo de amplificación de tensión.

Tratándose de válvulas del tipo triodo podríamos clasificar las válvulas amplificadoras en tres grupos según la posición que la grilla ocupa entre el catodo y la placa.

Si la grilla está colocada muy cerca del catodo, la válvula será del tipo amplificador, de un alto factor de amplificación.

Si la grilla está colocada en la distancia media entre el catodo y la placa, se trata de una válvula de un factor de amplificación medio.

Si la grilla está colocada más cerca de la placa que del catodo, resultaría una válvula de bajo factor de amplificación.

Estos tres tipos se diferencian, como es de imaginarse, en todas sus características estáticas, es decir, resistencia interna, factor de amplificación, conductancia mutua, etc.

A continuación damos a conocer tres tipos de válvula triodos que cumplen las condiciones de la clasificación dada:

T I P O	6F5	6C5	6A3	
Tensión de filamento	6,3	6,3	6,3	Volts
Corriente de filamento	0,3	0,3	1	Amperes
Tensión de placa	250.	250	250	Volts
Tensión de grilla	-2	-8	-45	Volts
Corriente de placa	0,9	8	60	Miliamperes
Resistencia de placa	66.000	10.000	800	Ohms
Coefficiente de amplificación	100	20	4,2	
Conductancia mutua	1500	2.000	5.250	Micromhos
Potencia de salida			3,2	Watts
Capacidad grilla placa	2	1,8	16	μf
Capacidad grilla catodo	6	4	7	μf
Capacidad placa catodo	12	13	5	μf

De acuerdo a estas características, los lectores podrán ver inmediata-

mente cuáles son los tipos de válvulas triodos que pertenecen a la clasificación anterior.

La válvula 6F5 corresponde al tipo de válvula amplificadora de alto factor de amplificación y por lo tanto la grilla de la misma se encontrará próxima al cátodo y alejada de la placa. Se comprende que si en éstos tipos de válvulas, la grilla se halla a un potencial negativo con respecto al cátodo y por hallarse muy próximo al mismo, resultará que los electrones, atraídos por el potencial positivo de la placa, no podrán llegar a ésta en gran cantidad, ya que la proximidad de la grilla al cátodo es muy grande. Además, para que sea más efectivo el fenómeno descrito, las espiras de la grilla están distribuidas muy cerca una al lado de la otra, como puede verse en el fig. 361 A.

En la figura 361 B se indica la forma de la grilla de una válvula amplificadora de un factor de amplificación medio y en la cual puede observarse que el enrejado no es tan cerrado como en el caso anterior.

En la figura 361 C se indica la forma de la grilla de una válvula amplificadora de poder y en la cual se aprecia la gran diferencia en su construcción con respecto a los tipos anteriores. Además se observa la enorme separación que tienen entre sí las espiras de la grilla.

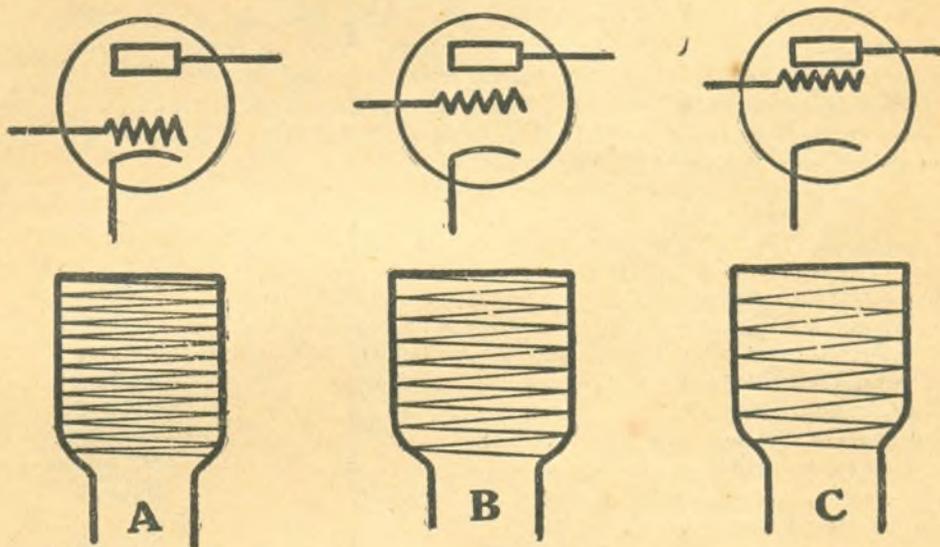


Fig. 361

Si se observan las características de la válvula 6F5 se verá claramente la acción de la grilla sobre la corriente de placa, pues la válvula para su funcionamiento como amplificadora necesita sólo 2 Volts negativos y para la cual la corriente de placa es de 0,9 M.A. El factor de amplificación es de 100.

Tratándose de la válvula del tipo 6C5 para 8 Volts negativos y para la misma tensión de placa de la válvula anterior, la corriente de placa es de 8 M.A., siendo su factor de amplificación de 20.

Con respecto a la válvula del tipo 6A3, trabajando con la misma tensión de placa de las anteriores necesita 45 Volts negativos para trabajar como amplificadora, siendo su corriente de placa de 60 M.A.

Como se ve por lo expuesto, se necesita mayor tensión negativa a medida que la grilla se aproxima a la placa, pues la grilla no produce ningún efecto sobre el flujo electrónico por la cercanía de ésta a la placa.

En el caso de la válvula 6A3, como el flujo electrónico es muy grande comparado a los otros tipos, y además para ser posible la disipación de

mayor energía, se emplea un cátodo calefactado por un filamento que absorbe 6,3 Watts, mientras que los otros absorben solamente 1,89 Watts.

Con respecto a las formas de las placas y tamaños, son estudiados cuidadosamente, pues en casos de válvulas como las 6F5, 6C5 o similares el calentamiento no es muy grande, alcanzando una temperatura muy fácil de disipar, la cual su funcionamiento no preocupa, pero no sucede lo mismo para el caso de la válvula 6A3, que disipa mayor energía (según las características, $250 \times 0,06 = 15$ Watts), por cuya razón la placa podría llegar a adquirir temperaturas muy grandes con lo cual se elevaría la temperatura de toda la válvula y ésta no trabajaría en buenas condiciones. Para evitar estos inconvenientes se han construido placas de una forma tal que ofrezcan una superficie muy grande a los "impactos de los electrones" y una forma especial para la fácil disipación del calor.

El lector sabrá que la temperatura de la placa se debe exclusivamente al calor desarrollado por el choque de los electrones del cátodo sobre la superficie de la placa, siendo el calor tanto más elevado cuando mayor sea el número de electrones que llegan a dicha placa.

Por lo expuesto, se comprenderá fácilmente por qué razón en los transmisores radiotelefónicos y radiotelegráficos las válvulas son refrigeradas por medio de circulación de agua fría.

Con el empleo de los pentodos para amplificadores de potencia se ha conseguido un mayor "rendimiento" con respecto a la tensión de corriente alternada aplicada a la grilla y la potencia de salida provocada por esa tensión, en el circuito de placa. (Los ingenieros de Estados Unidos de Norte América llaman a la sensibilidad mencionada, POWER SENSITIVITY, que en castellano significaría: "sensibilidad de potencia").

Comparemos dos válvulas de potencias de salida similares, o sea una del tipo triodo del tipo 6A3, por ejemplo, y un pentodo del tipo 42; veamos las características de la válvula 42, pues la 6A3 fué ya dada.

Tensión de filamento	6,3	Volts
Corriente de filamento	0,7	Amperes
Tensión de placa	250	Volts
Tensión de grilla auxiliar	250	Volts
Tensión de grilla	16,5	Volts
Corriente de placa	34	Miliamperes
Corriente de grilla auxiliar	6,5	Miliamperes
Resistencia de placa	80.000	Ohms
Coefficiente de amplificación	190	
Transconductancia	7.000	Micromhos
Potencia de salida	3	Watts

Vemos, de acuerdo a estas características, que la potencia de salida de ambas válvulas para las mismas condiciones de voltaje, son casi iguales mientras que la energía eléctrica absorbida por el circuito de filamento es menor en el pentodo 42.

En la válvula 6A3, para poder conseguir una energía de 3,2 Watts en el circuito de placa se debe gastar una energía en dicho circuito de: $250 \times 0,06 = 15$ Watts para una tensión de corriente alternada en el circuito de grilla de 45 Volts.

En cambio en la válvula pentodo 42 la energía gastada en el circuito de placa es de $250 \times 0,034 = 8,5$ Watts, o sea casi la mitad que en el caso del triodo y para una tensión de corriente alternada de 16,5 Volt.

Creo que no costará mucho trabajo darse cuenta de la diferencia en "rendimiento" entre las dos válvulas comparadas.

Más tarde veremos cómo se simplifica el sistema de amplificación de tensión de los amplificadores de potencia empleando pentodos, pues, como se verá para el caso de la válvula 6A3, si se quiere obtener una potencia de

una salida de 3,2 Watts, no bastará proporcionar a sus elementos los voltajes correctos sino que además deberá excitar el circuito de grilla de unos 45 Volts de corriente alternada. En el caso del pentodo sólo bastarían 16.5 Volts para obtener la misma potencia de salida.

Si se quisiera diseñar un amplificador en base a una tensión inicial de 1 Volt resulta que para elevar la tensión (amplificación de tensión) podríamos emplear una válvula del tipo 6C5, para excitar el circuito de grilla de la válvula 42, pero esa misma válvula 6C5 resultaría insuficiente para excitar con la misma tensión inicial de 1 Volt el circuito de grilla de la válvula 6A3. De donde resulta que en el caso expuesto deberíamos emplear dos válvulas amplificadoras del tipo 6C5 para excitar el circuito de grilla de la 6A3. (Lo que acabamos de explicar es solamente a título de ilustración).

Más tarde veremos cuáles son las razones y cuándo conviene el uso de un triodo en lugar de un pentodo, pues los triodos tienen características que permiten diseñar amplificadores con un porcentaje menor de deformación de la onda de tensión original (correspondiente a las variaciones de la voz, de la palabra, de la música, etc.).

Puesto que tenemos ideas claras sobre las válvulas que se emplean en los amplificadores de potencia, podremos estudiar los diferentes tipos empleados y sus clasificaciones para luego estudiar las diferentes aplicaciones de los mismos.

Desde hace pocos años se han popularizado diferentes amplificadores clasificados para su distinción, en distintos tipos y que tienen aplicación bien definida en la práctica.

TRAZADO E INTERPRETACION DE LA SINUSOIDE

Antes de dar a conocer los diferentes tipos veamos cómo interpretar una senoide de acuerdo a la unidad GRADOS empleada para los ángulos en geometría. Este conocimiento tiene mucha importancia en el estudio de los amplificadores y por esta razón conviene dedicar a este párrafo la atención debida.

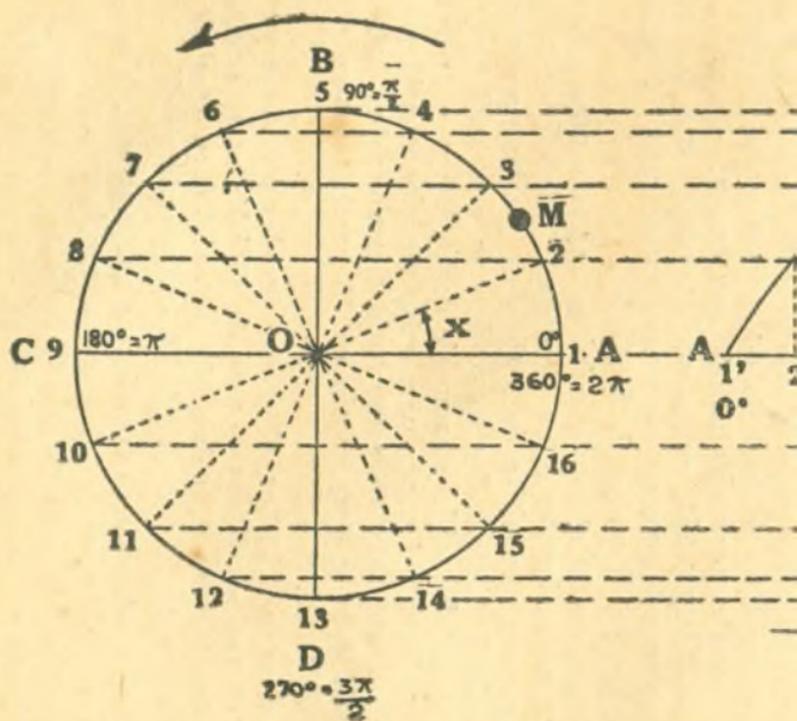
En la figura 362 se indica la forma cómo se traza una senoide y cuyo procedimiento dimos en la figura 54 de la Lección 18.^a cuando se estudió la forma en que se originaba una corriente alternada. Pero para completar los conocimientos sobre formas de onda de corrientes alternadas sinusoidales, repetiremos para el caso particular que nos ocupa.

Consideremos la figura 362, en la cual tenemos una circunferencia y que podríamos suponerla la trayectoria de un punto móvil que gira con velocidad uniforme y en la dirección de la flecha.

Consideremos que sea M el punto móvil y que éste pasa en su trayectoria por distancias proporcionales a los tiempos. Si dividimos la trayectoria en partes iguales, el punto móvil tardará tiempos iguales para recorrer cada una de esas partes. Por lo tanto podremos prolongar la recta CA para emplearla para el trazado de la senoide y como eje de los tiempos. De esta manera, una vez conocida la altura del punto para cada posición considerada sobre la trayectoria, podremos ubicarla, de acuerdo al tiempo, sobre la recta AA'. Veamos cómo. Dividamos la trayectoria en 16 partes iguales, según puede verse en la figura 362.

Si dividimos la recta AA' en 17 partes iguales podríamos trazar la senoide como veremos en seguida, ya que cada división mencionada representa un espacio de tiempo que el móvil M ha tardado en trasladarse de un punto a otro de la trayectoria o, mejor dicho, entre cada sección de la misma.

Si al móvil M lo suponemos que empieza a moverse con velocidad uniforme desde A, según la dirección de la flecha, resultará que después de un tiempo determinado el móvil M llega al punto 2 de la trayectoria. Si por el punto 2 trazamos una paralela a la recta AA' y por el punto 2' que corres-



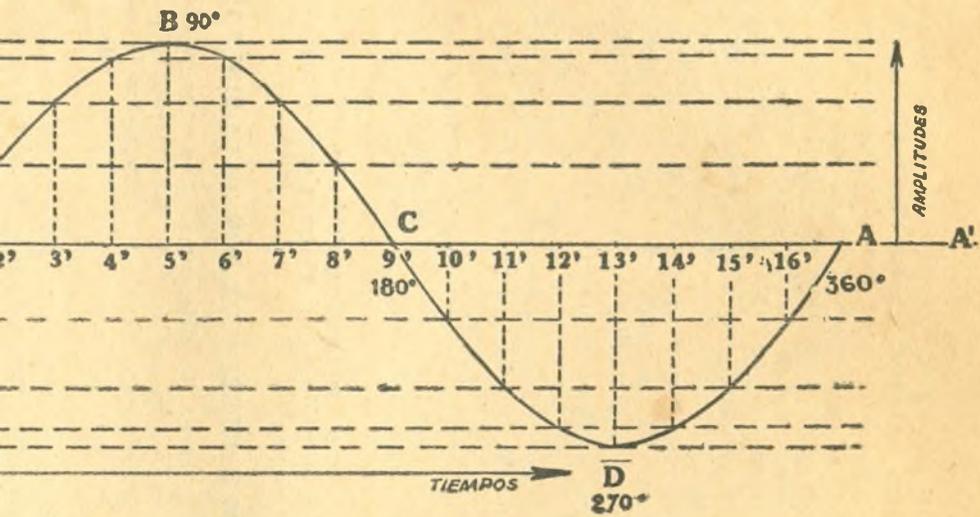


Fig. 362

ponde a la altura 2 del móvil M trazamos una recta vertical al eje A A', resultará que dicha vertical cortará a la recta horizontal trazada recientemente, en un punto y dicho punto corresponderá, como veremos en seguida, a un punto de la curva que estamos buscando. Respecto al punto 1, el lector verá claramente que como el móvil en el momento de comenzar el movimiento se encuentra en ese lugar, el tiempo es cero y por lo tanto ese punto se encontrará con el 1' de la recta A A' que corresponde a un tiempo igual a cero y en el sentido de la flecha horizontal.

Si el móvil después de pasar por el punto 2 y siguiendo el sentido de la flecha llega al punto 3 resultará que el tiempo de duración de dicho recorrido es igual al empleado en recorrer el sector 1 a 2 y por lo tanto si trazamos una recta paralela al eje de los tiempos y pasando por el punto 3. tendremos la altura que corresponderá a un nuevo punto de la sinusoide. Para ello tracemos una vertical por el punto 3' hasta que corte la recta horizontal recién trazada y hallaremos un nuevo punto de la curva. Por el mismo razonamiento obtenemos el trazado de los puntos 4 y 5. Respecto a los puntos 6, 7, 8 y 9, también se empleará el mismo método, pero el lector notará que la curva de la sinusoide a partir del punto 5 es descendente para continuar descendente para los puntos 10, 11, 12 y 13, y que a partir del mismo la curva comienza a subir nuevamente hasta el punto 1, en la cual la sinusoide termina. En el caso de continuar su movimiento, el móvil M, tendríamos tantas curvas sinusoidales iguales a la trazada como vueltas enteras sobre su trayectoria haya recorrido el móvil.

Respecto a la forma de la curva, el lector ya la conoce pues ha sido la base de los estudios fundamentales de todas las teorías de la corriente alternada, pero lo que nos interesa en estos momentos es ver qué relación guarda cada sección de la sinusoide o, mejor todavía, una tensión de corriente alternada sinusoidal con respecto al tiempo representado en grados de ángulo de recorrido.

Lo que se quiere decir es que si, por ejemplo, el móvil M, para trasladarse sobre su trayectoria de 1 a 2 ha recorrido un arco de un número determinado de grados "x" y que en el caso de corrientes alternadas puede medirse las amplitudes correspondientes a cada arco recorrido por el móvil M.

Si los lectores recuerdan, ésto ya lo hemos visto cuando estudiamos la forma cómo se generaba una corriente alternada. Los lectores en ningún momento deben olvidar estos conocimientos, pues son de mucha importancia para el estudio de los amplificadores y en general de los correctos conocimientos de corriente alternada. Por lo tanto recomendamos a todos estudiar con cuidado todas las Lecciones del Curso de Matemáticas y sobre todo lo referente a geometría y trigonometría.

Volviendo al tema, tenemos un móvil que en la unidad de tiempo recorre un arco de un número determinado de grados; como es muy importante conocer estos valores, debemos ver la manera de interpretarlos.

Tenemos que si el móvil recorre toda la circunferencia la distancia recorrida por éste será de $2 \times \pi \times R$, o sea la longitud de un círculo y precisamente la trayectoria del móvil M. Si el radio de la trayectoria del móvil lo hacemos igual a la unidad, o sea igual a un centímetro, o a un metro, etc., resultará que la longitud de la circunferencia será de $2 \times \pi \times 1 = 2 \times \pi$; por lo tanto podemos operar sin preocuparnos de la longitud del radio de la trayectoria del móvil.

Si el móvil recorre toda su trayectoria, o sea que ha dado una vuelta completa, resultará que ha recorrido una distancia igual a: $2 \times \pi$, o sea en la figura 362, el móvil ha recorrido desde el punto A y después de haber dado una vuelta completa vuelve al mismo punto de origen.

Si el móvil saliendo del punto A llega al punto C solamente, diremos

que el móvil ha recorrido media circunferencia o sea $\frac{2 \times \pi}{2} = \pi$, o sea que el móvil ha realizado un recorrido igual a π

Si el móvil partiendo del punto A llega solamente al punto B, diremos que éste ha recorrido un cuarto ($\frac{1}{4}$) de la circunferencia o sea $\frac{1}{4}$ de la trayectoria; por lo tanto, el móvil ha recorrido $\frac{2 \times \pi}{4} = \frac{\pi}{2}$. Si el móvil hubiera recorrido un octavo ($\frac{1}{8}$) de la trayectoria resultará que el móvil ha recorrido $\frac{2 \times \pi}{8} = \frac{\pi}{4}$, etc.

El lector se habrá fijado en la sencillez de estos conceptos; por lo tanto, veamos lo que sigue: Todos sabemos, y además, por lo aprendido en el CURSO DE MATEMATICAS, que si el móvil se ha trasladado de A hasta B y por ser perpendiculares OA con OB, resulta que dicho móvil ha recorrido un ángulo de 90° . Por lo tanto a la senoide le corresponderá una variación de cero hasta la amplitud máxima. Es decir, como lo indica la figura 362, la variación de A a B.

Si el móvil ha recorrido media circunferencia, o sea M, quiere decir que éste ha recorrido un ángulo de 180° o sea el caso de la senoide que después de una amplitud igual a cero en el punto B ésta ha ido aumentando de valor hasta un punto máximo en B para decrecer hasta cero en el punto C.

Si el móvil ha recorrido $\frac{3}{4}$ de circunferencia, o sea un arco equivalente a tres ángulos rectos, resultaría que el móvil que ha recorrido un arco de $3 \times 90^\circ = 270^\circ$. Si el lector estuviera experimentado en estos análisis, inmediatamente se imaginará una curva sinusoidal que empieza por el punto A de la figura 362 y alcanza solamente el punto D, o sea cuando la senoide alcanza la amplitud máxima negativa.

Si en estas condiciones suponemos que el móvil ha recorrido toda la circunferencia o sea que ha recorrido arcos de ángulos equivalentes a cuatro ángulos rectos, lo que quiere decir, que ha recorrido 360° .

Por lo tanto los lectores se podrán imaginar que cuando se hable de una tensión de corriente alternada aplicada al circuito de grilla, se puede realizar discusiones en base a la acción de una parte de las variaciones de amplitud.

CLASIFICACION DE LOS DISTINTOS TIPOS DE AMPLIFICADORES DE POTENCIA

Las necesidades de múltiples potencias de salida como distintas necesidades en las aplicaciones de los amplificadores ha permitido agrupar en cuatro grupos los amplificadores de potencia.

El funcionamiento de cada uno de ellos lo iremos viendo uno por uno con sus variantes, a fin de que el lector pueda conocer todos y estar en condiciones de diseñar cualquiera de los tipos conocidos y de acuerdo a las necesidades técnicas y económicas.

Los cuatro tipos de amplificadores, para su distinción, se los denomina como sigue:

- Amplificadores de Clase A.
- Amplificadores de Clase AB.
- Amplificadores de Clase B.
- Amplificadores de Clase C.

Todos estos amplificadores se diferencian entre sí en la polarización

aplicada a las grillas del circuito amplificador de potencia como veremos en seguida.

El amplificador CLASE A se lo polariza su circuito de grilla de manera que la corriente de placa fluya durante los 360° del ciclo o sea durante toda la alternancia.

El amplificador CLASE A se lo polariza, en su circuito de grilla, de manera tal que solamente fluye corriente por su circuito de placa durante los primeros 180° de su ciclo, o sea solamente en el semiciclo positivo.

El amplificador de CLASE AB es un amplificador intermedio entre el de CLASE A y de CLASE B; por lo tanto la corriente de placa no fluirá en todo el ciclo sino en una parte un poco menor de una alternancia o sea menor de 360°.

El amplificador de potencia de CLASE C es el tipo en el cual la polarización del circuito de grilla es tal que la corriente de placa solamente circula para una porción inferior a un semiciclo o sea inferior a 180°.

En lecciones subsiguientes estudiaremos cada tipo de amplificadores y, como habíamos dicho antes, con sus variantes, a fin de poder diseñar circuitos en todas sus partes tal como lo habíamos hecho con los receptores.

75a. LECCION

Diseño de un receptor de ondas cortas con etapa de amplificación de radio frecuencia sintonizada.

Aunque los diseños de ondas cortas donde se emplean amplificadores de alta frecuencia son de muy poco rendimiento, no por eso dejan de utilizarse, puesto que siempre se obtiene una cierta amplificación de las señales captadas por la antena y a la vez se consigue aumentar la selectividad del receptor. A esto último es a lo que damos preferencia, ya que la recepción en ondas cortas en nuestros días se hace un poco difícil en ciertas bandas de recepción, en las cuales la proximidad en frecuencias entre estaciones es muy pequeña, dando como resultado a la interferencia de bandas laterales o bien que una estación se escuche en la frecuencia de la otra por falta de selectividad del receptor.

Por las razones expuestas nos resultará fácil diseñar un receptor del tipo regenerativo con el agregado de una etapa de amplificación de alta frecuencia.

Sea el circuito de la figura 363. El diseño propuesto está formado por tres válvulas, siendo la del tipo 6D6 la amplificadora de alta frecuencia; la del tipo 6C6 la detectora y la tercera del tipo 25A7G que trabaja como amplificadora de baja frecuencia y diodo rectificador de la corriente alterada de la red de canalización. Este tipo de válvula doble es nueva para nuestros lectores; en ella verán que ésta permite reducir el espacio correspondiente a la válvula rectificadora y por lo tanto reducir el tamaño del receptor y simplificar al mismo tiempo su construcción.

Las características de las válvulas 6D6 y 6C6 son ya conocidas por nuestros lectores, de manera que daremos a continuación las características de la válvula 25A7G a fin de conocer en qué condiciones trabaja y cómo la conectaremos al diseño que nos proponemos realizar.

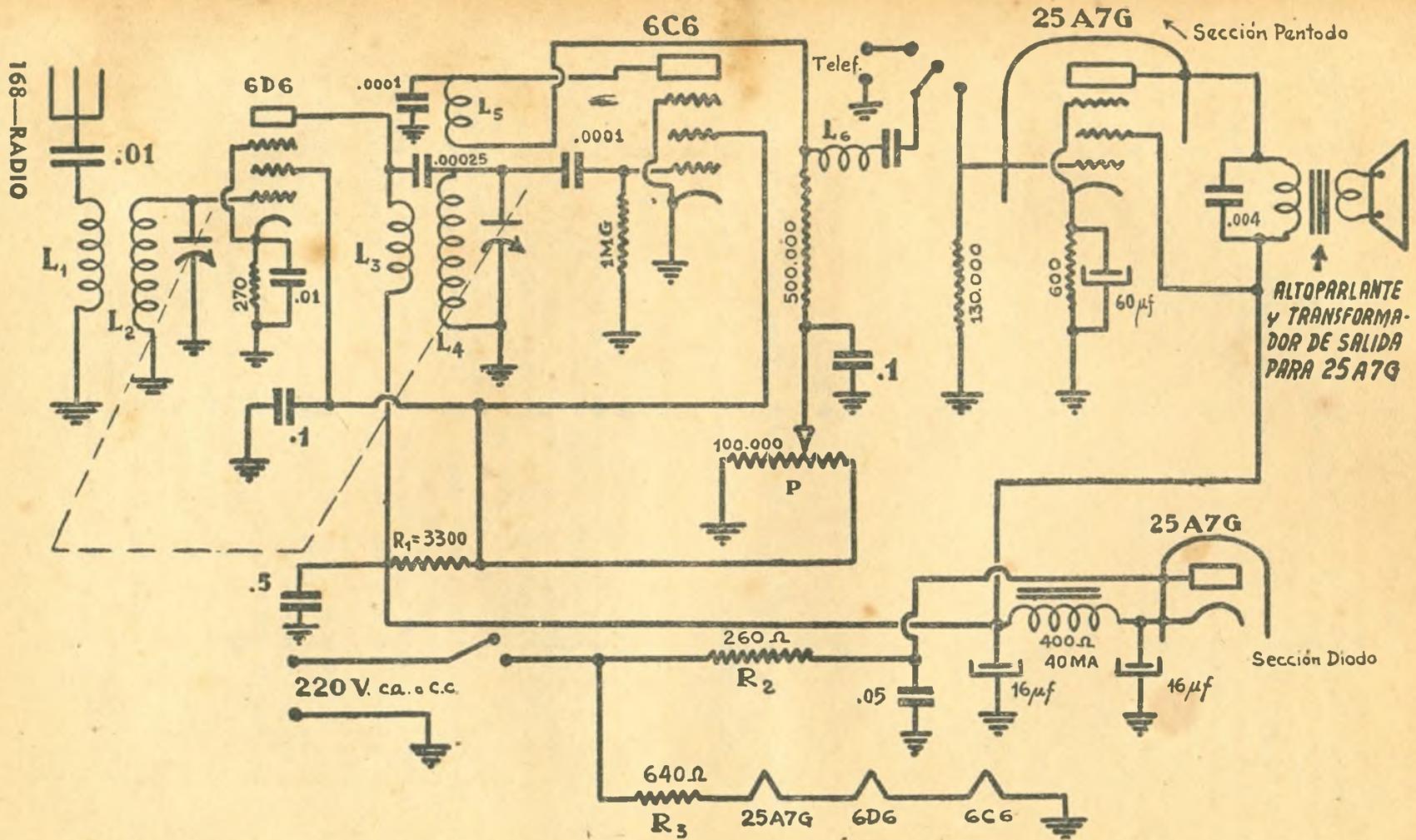


Fig. 363

CARACTERISTICAS DE LA VALVULA 25A7G

Tensión de filamento	25	Volts
Corriente de filamento	0,3	Amperes

Sección Pentodo

Tensión de placa	100.	Volts
Tensión de pantalla	100.	Volts
Tensión de grilla	- 15	Volts
Coefficiente de amplificación	90	
Resistencia de placa	50.000	Ohms
Transconductancia	1.800	Micromhos
Corriente de placa	20,5	Miliamperes
Corriente de grilla auxiliar	4	Miliamperes
Resistencia de carga	4.500	Ohms
Potencia de salida	770	Miliwatts

Sección Diodo

Tensión alternada de placa	125	Volts
Corriente continua de salida	75	Miliamperes

El zócalo empleado para dicha válvula es del tipo moderno "octal" empleado para las válvulas del tipo "metálico".

Las curvas de esta válvula son las siguientes (figura 364):

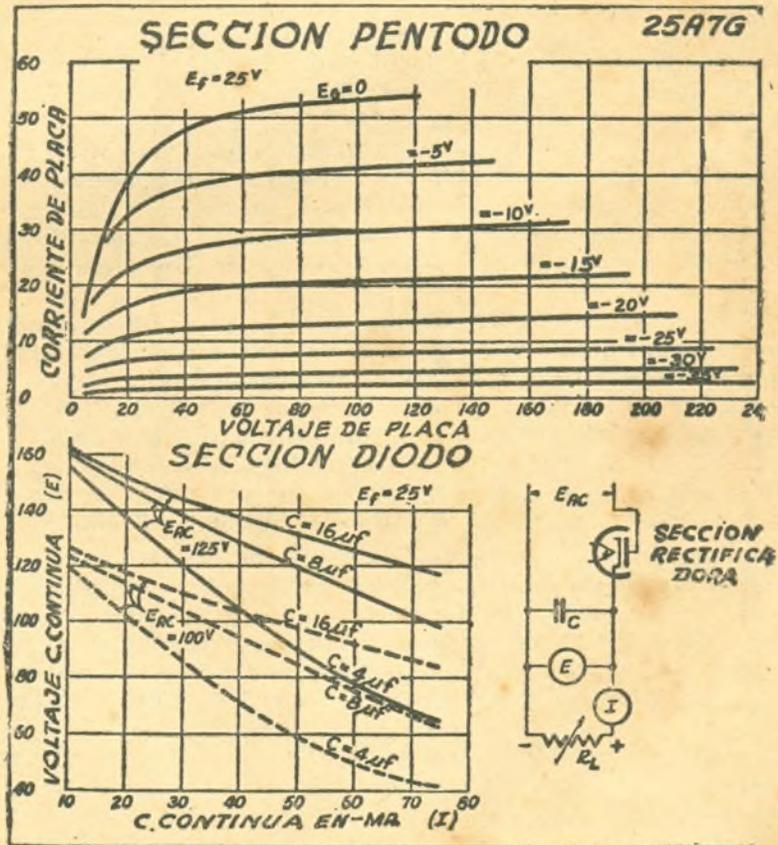


Fig. 364

Empecemos con el diseño del receptor, pero por la fuente de alimentación, pues de lo contrario no podremos saber cuál será la tensión de placa de las válvulas para fijar luego de una manera definitiva los valores auxiliares y resistencias de cátodo, etc.

Como vemos por las características de la válvula 25A7G, ésta no puede trabajar con tensiones superiores (sección diodo) a 125 Volts. Como la red de canalización en nuestro país es por lo general de 220 Volts, tendremos que provocar una caída de tensión tal que pueda aplicarse a la placa de la sección rectificadora la tensión correcta. Pero para este caso necesitaríamos conocer la corriente total del receptor, para la cual lógicamente debemos conocer las tensiones en corriente continua.

Veamos de qué intensidad de corriente continua dispone el rectificador para el caso de considerar solamente la tensión de placa de la válvula amplificadora de salida o sea la sección pentodo de la válvula 25A7. Según las características de la misma, la tensión de placa máxima como la de la pantalla es de 100 Volts; por lo tanto, si sumamos la tensión de polarización de la grilla, puesto que la válvula se polariza por cátodo por medio de una resistencia, resultará que la tensión que debe entregar el rectificador una vez filtrada y descontada la caída de tensión en la impedancia de filtro, será de $100 + 15 = 115$ Volts. Si consideramos la caída de tensión de la impedancia (si ésta es aproximadamente de 400 Ohms), de unos 12 Volts puesto que si para tomar un punto de tanteo consideramos que la corriente total es de 30 Miliamperes, resultará que la caída de tensión es la indicada pues $400 \times 0.03 = 12$ Volts. Este voltaje, sumado a la tensión de salida del filtro, nos da: $115 + 12 = 127$ Volts; para redondear, tomemos 130 Volts. Veamos en las curvas de la figura 364 correspondientes a la sección diodo si es posible obtener el voltaje calculado para una intensidad de 30 Miliamperes. Como puede verse para las curvas de trazo lleno, que para esa tensión y la intensidad de la corriente indicadas la capacidad necesaria a la entrada del filtro sería entre 4 y 8 μf . Pero no demos por terminados los cálculos, porque no sabemos si la intensidad de la corriente indicados son los correctos, pues las intensidades de las corrientes de las válvulas 6D6 y 6C6 no las conocemos para tensiones de 115 Volts. Las características de dichas válvulas fueron dadas en la Lección 42.^a para tensiones de 100 y 220 Volts en los circuitos de placa; por lo tanto se verá que la corriente de placa de ambas válvulas se mantiene para las tensiones intermedias y con una tensión negativa de -3 Volts.

La corriente de placa y de pantalla de la válvula 6D6 suman 10,2 Miliamperes mientras que la corriente total del cátodo de la válvula 6C6 posiblemente no sea mayor de 1 Miliamper para cuando dicha válvula trabaja como detectora. Por lo tanto la corriente de las dos válvulas suma 11,2 Miliamperes que, sumados a la corriente total de la válvula 25A7G (sección pentodo), resultará de $20.5 + 4 = 24.5$ Miliamperes que, sumados a los 11,2 Miliamperes de las otras dos válvulas darán $24.5 + 11.2 = 35.7$ Miliamperes, y redondeando tendremos 36 Miliamperes totales de placas.

Si mantenemos en 400 Ohms la resistencia de la impedancia del filtro de la sección rectificadora resultará que la caída de tensión para la corriente calculada será de $400 \times 0.036 = 14.4$ Volts. Si sumamos esta caída de tensión a la tensión de 115 Volts que consideramos como la necesaria máxima para los circuitos de placa, resultará que la tensión de corriente continua a la entrada del filtro deberá ser de $115 + 14.5 = 129.5$ V., o sea, redondeando, 130 Volts. Si observamos las curvas en trazo lleno de la figura 364, que fueron trazadas con una tensión de corriente alternada de 125 Volts, resulta que la capacidad del primer condensador del filtro deberá ser de 8 μf . Posiblemente en la práctica haga falta el uso de un condensador a la entrada de filtro de 16 μf , puesto que la corriente total del circuito es un poco mayor de la calculada, primero por la resistencia que produce la caída

de tensión para el circuito detector y grillas auxiliares de las primeras dos válvulas, y segundo porque los condensadores electrolíticos empleados en el circuito de filtro permiten el paso de corriente a través de ellos y por lo tanto aumentan el consumo total del receptor. En resumen, si el lector considera todos estos "escapes" de corriente, posiblemente llegará al valor de 16 μf indicado.

La resistencia de catodo de la válvula amplificadora de alta frecuencia será de: $\frac{3}{0,0102} = 270$ Ohms puesto que la corriente de catodo a la ten-

sión de trabajo es de 10,2 Miliamperes. La capacidad que trabajará en paralelo con la resistencia de catodo calculada es de $\frac{270}{100} = 2,7$ Ohms. Como

el rango de frecuencias que el receptor sintonizará es de 5.700 Khz. a 18.500 Khz., tomaremos la frecuencia más baja a fin de conocer la capacidad que corresponde a una reactancia de 2,7 Ohms; por lo tanto, según el Abaco N.º 11, la capacidad buscada es de 0,01 μf aproximadamente.

El catodo de la válvula 6C6 lo conectaremos al chasis, ya que el detector trabajará por curvatura de grilla y regenerativo. La regeneración está controlada por medio de un potenciómetro "P" que varía el voltaje del circuito de placa. Este método es mucho más estable, como ya lo dijimos en las lecciones anteriores, respecto a los métodos de reacción por acoplamiento inductivo o capacitativo. Además se tiene la ventaja de que la sintonía se mantiene casi fija en cualquier punto de voltaje del circuito de placa del detector prácticamente. Este artificio permite hacer al detector más manuable puesto que no precisa compensación de la sintonía de la estación una vez quitada la oscilación que nos ha permitido ubicar a ésta.

Como la tensión de grilla auxiliar no debe exceder de 100 Volts en ninguna de las válvulas 6D6 y 6C6, resulta que tendremos que reducir la tensión de salida del filtro del rectificador a fin de poder emplearlo en dichos circuitos.

La misma tensión podemos conectar entre los extremos del potenciómetro "P", ya que éste permitirá variar a voluntad la tensión de trabajo.

Suponiendo que en el circuito de la resistencia R_1 y P la corriente de drenaje no sea mayor que 1 Miliamper y suponiendo que la corriente de placa de la detectora pueda alcanzar como máximo 1 Miliamper; resultará que la resistencia R_1 , teniendo en cuenta que la corriente de pantalla de la válvula 6D6 es de 2,2 Miliamperes que sumados a la corriente de pantalla de la válvula 6C6 puede alcanzar un valor de 2,5 Miliamperes, podrá calcularse sumando la intensidad de la corriente de las pantallas más la corriente de drenaje de placa de la 6C6, tendríamos $2,5 + 1 + 7 = 4,5$ Miliamperes. Si la caída de tensión entre los extremos de R_1 debe ser de $115 - 100 = 15$ V.,

resultará que la resistencia será de: $\frac{15}{0,0045} = 3300$ Ohms.

La tensión negativa necesaria para la sección pentodo de la válvula 25A7G es de -15 Volts, y como la corriente total del catodo es de 24,5 Mi-

liamperes, resultará que la resistencia de catodo deberá ser de: $\frac{15}{0,0245} = 610$ Ohms o sea, redondeando, 600 Ohms.

La capacidad que deberá conectarse en paralelo con la resistencia de catodo es de: $\frac{600}{10} = 60$ Ohms, o sea una capacidad de 60 microfarad a una frecuencia de 50 Hertz.

La resistencia R_2 que nos permitirá reducir la tensión de la red a la tensión de trabajo de la sección diodo de la válvula 26A7G será de $220 - 125 = 95$ Volts.

Y como la corriente de placa del diodo es de 36 Milliampères, resultará

$$95$$

que la resistencia tendrá un valor de: $\frac{95}{0,036} = 260$ Ohms aproximada-

mente. Como ésta será una resistencia que calentará, conviene conocer el valor del wattaje a disipar; por lo tanto $W_j = I^2 \times R = 0,036 \times 0,036 \times 260 = 3,4$ Waets aproximadamente.

El valor de la resistencia R_3 , o sea la que provocará la caída de tensión de la red para conectar los circuitos de filamento, será de: si la corriente de filamento de todas las válvulas conectadas en serie es de 0,3 Amperes y la caída de tensión total de éstas será de $6,3 + 6,3 + 25 = 37,6$ Volts y por lo tanto la caída de tensión deberá ser de $220 - 37,6 = 182$ Volts approxi-

$$182$$

madamente. Entonces el valor de R_3 es de $\frac{182}{0,3} = 606 \Omega$ el wattaje a

disipar en calor de: $0,3 \times 0,3 \times 640 = 54$ Watts (*).

El acoplamiento entre la etapa de amplificación de alta frecuencia y el detector se efectúa por medio del sistema "Impedancia-Condensador-Impedancia" formadas por L_3 el condensador de $0,00025 \mu f$ y L_4 .

L_3 es la carga de placa de la válvula 6D6 y no se acopla inductivamente con el detector porque de lo contrario sería acoplamiento a transformador. L_3 deberá calcularse de acuerdo a lo dicho en la Lección 40.^a. Pero como no interesa obtener la mayor amplificación posible de la etapa que nos ocupa, podríamos calcular una inductancia que a la frecuencia media de recepción nos da una impedancia igual a la resistencia interna de la válvula amplificadora, en este caso 6D6. Según las características de la válvula, ésta tiene una resistencia interna de 250.000 Ohms; por lo tanto aplicando la fórmula que da la reactancia inductiva tendremos que:

$X_L = 2 \times \pi \times f \times L = 250.000$ Ohms. Si de esta fórmula despejamos el

$$2 \times \pi \times f$$

valor de L tendremos: $L = \frac{250.000}{2 \times \pi \times f}$ y como la frecuencia de trabajo

$$250.000$$

media la podemos fijar en 10.000 Khz., resultará que el valor buscado será de:

$$L = \frac{2 \times 3,14 \times 10.000.000}{250.000} = 0,004 \text{ Henrys, o sea, } 4.000 \mu h.$$

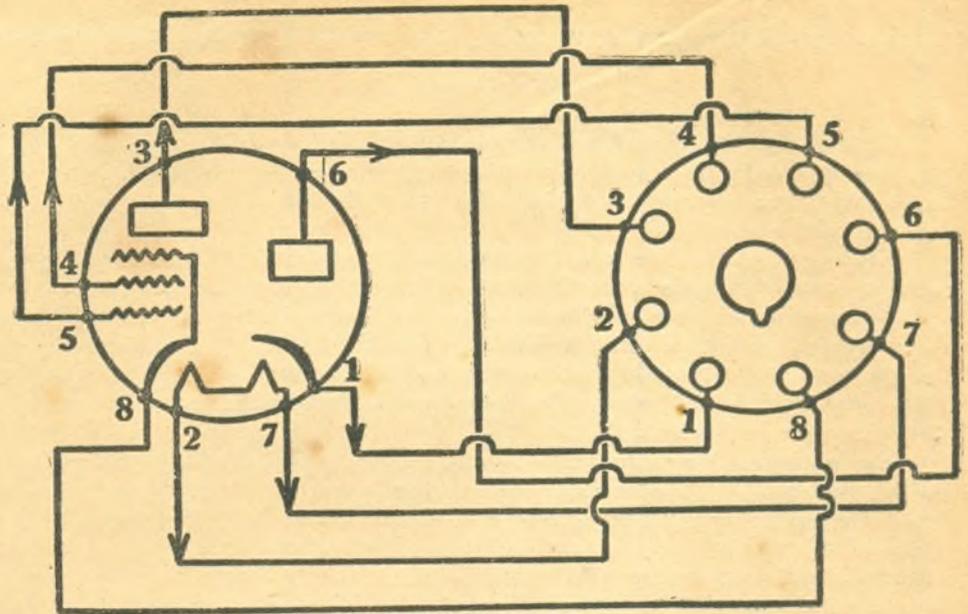
Este valor, si bien no es perfectamente correcto, permite trabajar correctamente al amplificador y sobre todo que se puede asegurar que dicho circuito no resonará en ninguna frecuencia del rango de frecuencias a sintonizar.

Respecto a los valores de L_2 y L_4 , podrán calcularse de acuerdo a las fórmulas dadas en la Lección 71.^a teniendo en cuenta que los condensadores variables son los mismos para los dos circuitos y de una capacidad de $0,00035 \mu f$ cada uno.

Respecto a las inductancias L_1 y L_5 , pueden ser iguales, es decir, del mismo valor, siguiéndose los conceptos dados en la Lección 71.^a.

Respecto a la sección amplificadora de potencia, o sea la sección pentodo de la válvula 25A7G, nos queda por fijar el valor de carga del primario del transformador de acoplamiento al altoparlante. Este valor lo obtenemos

(*) En la fig. 363 aparece dicha resistencia con un valor de 640Ω , pero el valor correcto es el calculado.



ZOCALO VISTO DE ABAJO

Fig. 365

de las características dadas en esta lección de la misma válvula y que fija un valor de carga de 4500 Ohms. Por lo tanto el lector deberá adquirir un altoparlante dinámico de imán permanente, o sea un magnetodinámico con transformador de salida cuyo primario tenga una impedancia de 4500 Ohms. Con el estudio de los amplificadores de potencia se darán a conocer las formas de calcularse las cargas de placas de las válvulas.

Respecto a los otros valores, no nos detendremos, ya que su uso es general y no es necesario su repetición. Solamente hemos refrescado los conocimientos de algunos cálculos que son de suma importancia tenerlos presentes en cualquier momento.

Tratándose de un receptor de dos corrientes, se recomienda cuidado en no conectar la toma de tierra directamente al chasis del receptor, ya que se correría riesgo de hacer cortocircuito. Por lo tanto esta conexión debe hacerse solamente por medio de un condensador de 0,5 ó 0,25 μf . Por la misma razón, y además para evitar que pueda quemarse la bobina de antena L_1 es que se ha conectado al condensador de 0,01 μf en serie con la misma.

Se ha agregado una llave inversora con el fin de permitir la recepción con teléfonos en casos necesarios.

En la figura 365 se indican las correcciones correspondientes a la válvula 25A7G.

Respecto a la distribución del material sobre el chasis y las medidas del mismo, lo dejamos al criterio del alumno, pues creemos que ya debe estar en condiciones de realizar dicha parte del receptor por sus propios medios.

La sintonía y puesta a punto es igual que en los proyectos anteriores vistos en los primeros proyectos del Curso; por lo tanto, no los repetiremos.

La recepción del receptor que presentamos es perfecta, pues permite la sintonía de todas las estaciones del mundo sin la necesidad de una antena especial. Sólo basta paciencia y dedicación.

76a. LECCION

Estudio de ondas fundamentales, armónicos y ondas compuestas.

(Continuación)

El lector ya se habrá familiarizado con el fenómeno de la forma cómo se produce una onda de una forma determinada y sus armónicos, y por lo tanto se imaginará que por analogía todos esos principios se aplican en las corrientes alternadas.

Veamos ahora lo que sucede cuando a la frecuencia fundamental se superpone una frecuencia armónica de la misma. Supongamos que ésta sea la segunda armónica. Para ello haremos una demostración gráfica a fin de que el lector se familiarice con las distintas formas que puede tomar una energía de corriente alternada de forma sinusoidal cuando en el mismo circuito actúa otra energía del mismo tipo, pero que la frecuencia sea una armónica de la frecuencia fundamental.

En la figura 366 se ha trazado una senoide completa de la descrita en la Lección 74.^a en todos sus detalles; por lo tanto no repetiremos el proceso. De cualquier manera, el lector se dará cuenta de la importancia que tiene el saber trazar una senoide. Sea entonces una energía de corriente alternada en la cual la tensión varía de acuerdo a la forma sinusoidal e indicada en la figura 366 con trazo lleno. (En dicha figura se han dejado las líneas de construcción a fin de facilitar el desarrollo de las curvas).

Si en el mismo circuito actuara otra energía de corriente alternada pero cuya frecuencia sea exactamente el doble de la frecuencia fundamental, resultará que la energía que en resumen actuaría en el circuito sería de una forma compuesta, es decir, que la tensión ya no variará de acuerdo a la forma sinusoidal de trazo lleno sino que variará de una manera distinta y tanto más cuanto más importante sea la energía de la frecuencia armónica.

Supongamos que en nuestro caso la energía de corriente alternada de frecuencia armónica tenga una tensión que es exactamente el 30 por ciento de la tensión de la fundamental. Si representamos la curva de la segunda armónica a escala, tendremos una curva sinusoidal tal como se puede ver en la misma figura 366 en trazo de punto y raya. Como consecuencia de las dos energías de corriente alternada de forma sinusoidal, pero de distintas frecuencias, se desarrolla una energía de forma compuesta y cuya tensión tendrá la forma indicada en la misma figura 366 pero con trazo de dos puntos y raya.

El lector se preguntará ahora: ¿cómo se ha obtenido la curva indicada como resultante entre la frecuencia fundamental y su segunda armónica? Pues si siguen con cuidado el proceso gráfico verán lo simple que resulta; veamos cómo: Tomemos por ejemplo la amplitud máxima de la segunda armónica en el sentido positivo y sea ésta la indicada en la figura 366 con las letras "A B". Si ésta es la amplitud de la tensión en ese instante, para la segunda armónica resultará que para la frecuencia fundamental corresponderá para ese mismo instante una amplitud "B C" y en el mismo sentido de la armónica. Esto quiere decir que si las amplitudes mencionadas representan las tensiones del circuito y como actúan en el mismo sentido, se sumarán de la misma manera que si fuesen dos pilas conectadas en serie y por lo tanto si a la amplitud "A B" le agregamos la amplitud de ese mismo instante "B C" obtendremos la amplitud "B D", o sea que la tensión en ese instante es mayor que a la que correspondería si en el circuito actuase solamente la energía de frecuencia fundamental. Si el lector desea ver más claramente la forma cómo se suman magnitudes de la manera que empleamos en esta lección, podrá hacer lo siguiente: Tomar una recta. Medir la longitud

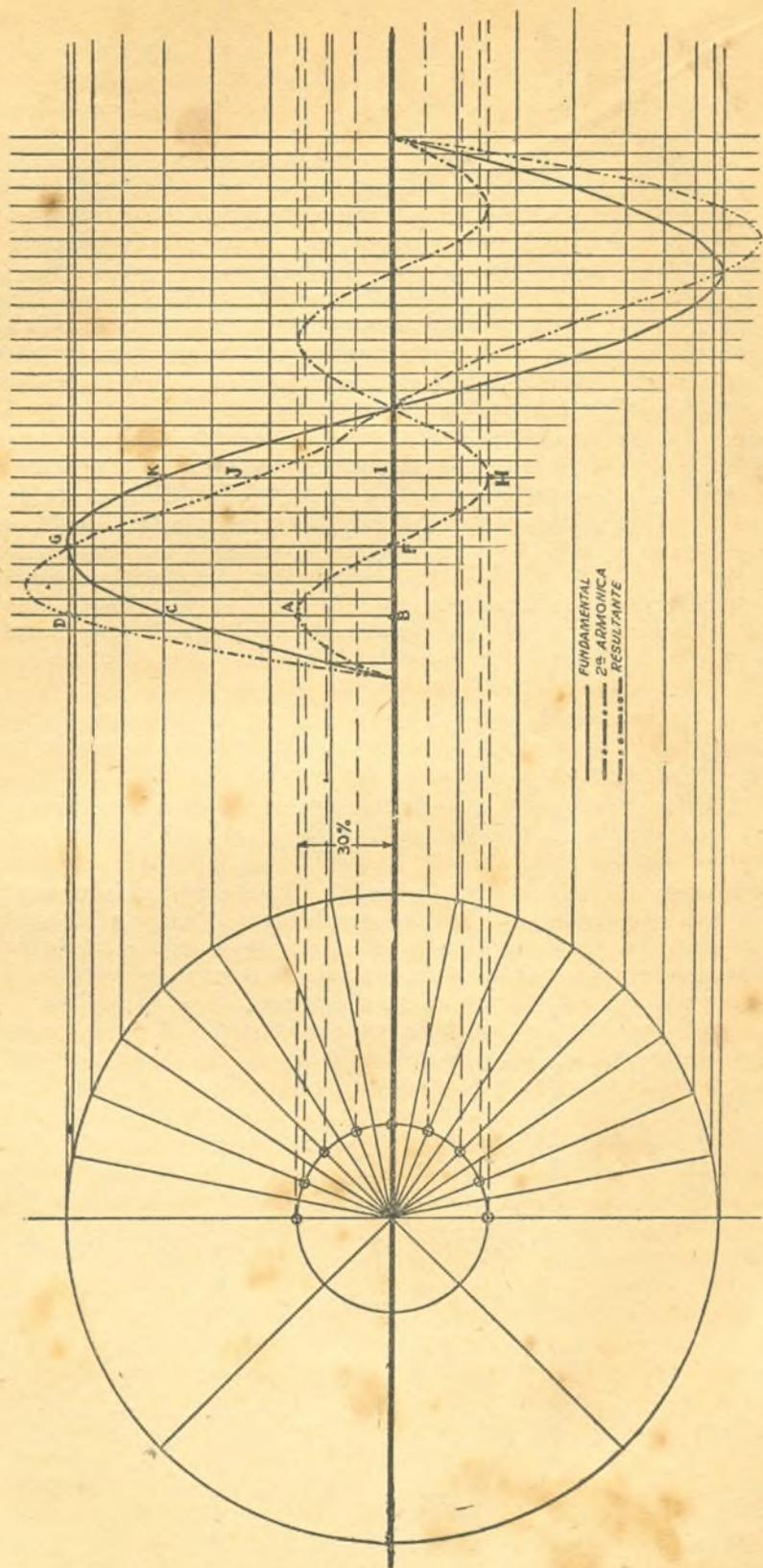


Fig. 366

de la amplitud "A B" y transportarla sobre dicha recta. Luego se toma la medida de la amplitud "B C" y transportarla sobre la misma recta, pero a continuación de la medida de la amplitud "A B". Si ahora se midiera la distancia ocupada por las dos amplitudes colocadas una a continuación de la otra, se obtendrá una medida igual a la "B C" indicada en la figura 366. Si se observa con cuidado la curva resultante, se verá que ésta ha sido trazada de la manera que acabamos de indicar. Por ejemplo, veamos el punto F. En ese instante la amplitud de la segunda armónica es igual a cero, mientras que la amplitud de la frecuencia fundamental es igual a "F G", que en este caso es máxima. Entonces resulta que a la amplitud de la frecuencia fundamental no se suma ninguna tensión puesto que la tensión de la frecuencia armónica es igual a cero y por lo tanto se ve claramente que la magnitud de la tensión es la misma como si en ese instante actuase solamente la energía de la frecuencia fundamental.

Tomemos ahora la amplitud "I H" y que corresponde a la amplitud máxima negativa de la energía de la segunda armónica. En ese instante la amplitud de la fundamental alcanza el valor de "I K". Como se ve, las dos amplitudes son de sentido contrario, o sea que cuando la tensión de una de las energías es negativo, el otro es positivo, de manera que los efectos son contrarios y por lo tanto tienden a anularse. Pero como las dos magnitudes no son iguales, predomina la mayor, o sea la amplitud positiva de la fundamental y por lo tanto la amplitud resultante será la "I K" menos la "I H", lo que da por resultado una amplitud igual a la indicada en el gráfico con "I J".

De la misma manera se procede y con la misma lógica se van marcando los puntos correspondientes a la curva resultante y llegándose a la conclusión indicada con la curva de trazo de dos puntos y raya.

Por lo tanto, se ve claramente que la curva resultante no es sinusoidal, a pesar de que la longitud de onda y la frecuencia es igual a la de la fundamental.

Si en el caso de un amplificador de baja frecuencia y en el cual está amplificando energías de frecuencia variables de forma determinada, supongamos sinusoidales, y si el circuito queda excitado de manera que se produce en el circuito amplificador una energía correspondiente a las segundas armónicas de las fundamentales amplificadas, resultará que la señal resultante amplificada dejará de ser la original debido a que en el amplificador se ha introducido una energía "parásita", dando como resultado que la forma de onda de la energía amplificada no tiene la misma forma de la señal de entrada. A este fenómeno se le conoce con el nombre de "DISTORSION" y que son muy frecuentes en los amplificadores de baja frecuencia. En la práctica, la distorsión se permite en cierto grado y que corresponde a un nivel que el oído no puede percibirlo. Esto lo veremos en próximas lecciones con toda la extensión que el tema se merece.

Volviendo al gráfico de la figura 366. Si tenemos en un circuito una tensión determinada de forma sinusoidal y en el mismo circuito se hace actuar una tensión cuya frecuencia es la segunda armónica de la fundamental y de un valor igual a un 30 olo de la primera, se tiene como resultado una distorsión de la forma de onda, como puede apreciarse en la figura de referencia.

Si en las mismas condiciones del ejemplo expuesto se hace actuar una tensión también de una frecuencia que sea la segunda armónica de la fundamental, pero que la tensión sea un 50 olo de la energía principal, llegaríamos a una distorsión tal como se puede ver en la figura 367.

Como puede apreciarse en la figura 367, que la distorsión que se introduce en el circuito es muy grande al extremo que cambia la longitud de onda de la fundamental, introduciéndose en el circuito frecuencias pará-

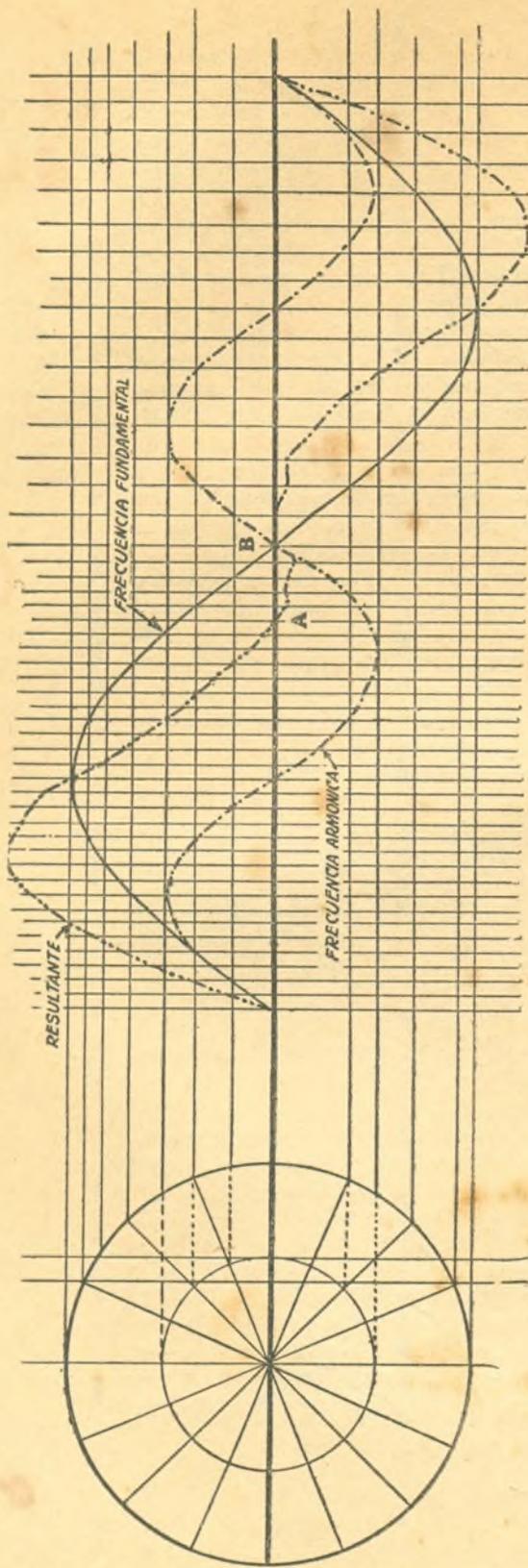


Fig. 368

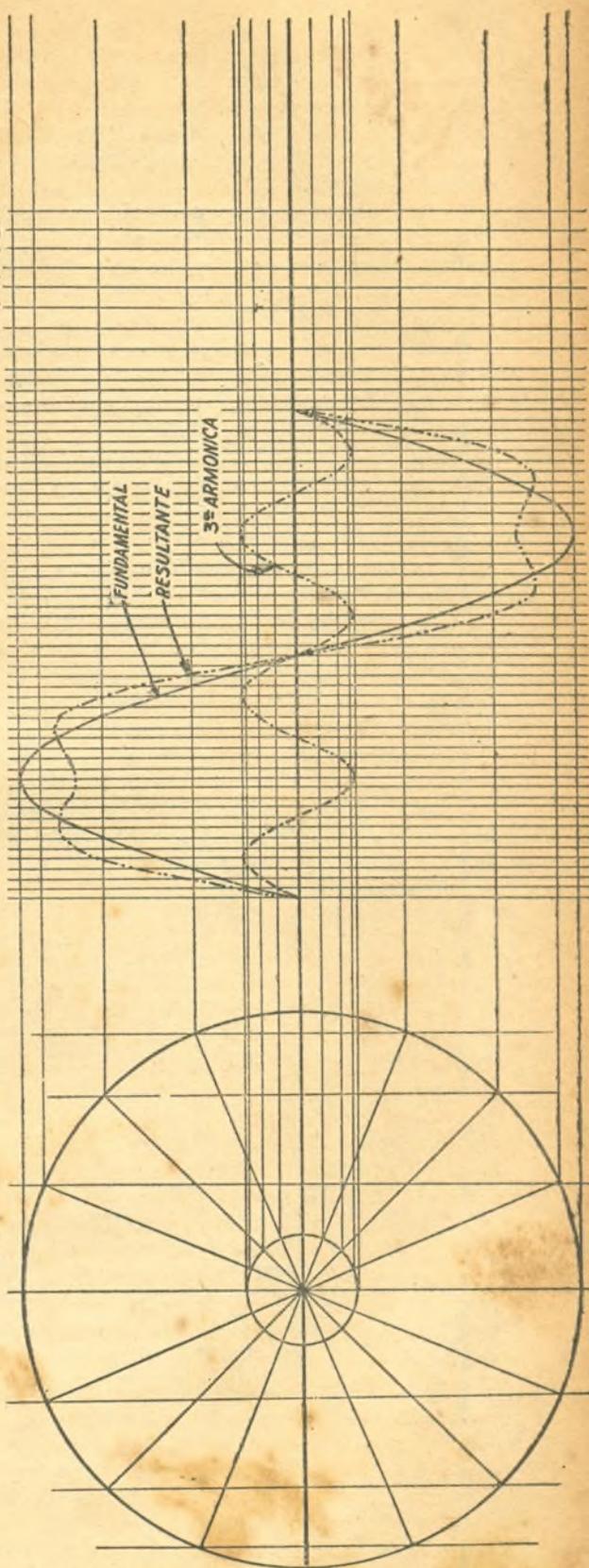


Fig. 367

sitas por la acción del intervalo "A B" de la figura mencionada. Demas está decir que la forma de la curva resultante está lejos de ser una senoide y que aún en el caso de que tal fenómeno se presente en la práctica, el sonido que produciría un amplificador trabajando en estas condiciones sería "desesperante".

Si el lector observa con cuidado las formas de las curvas de las figuras 366 y 367, se verá que éstas no son sinusoidales y en general siempre que se hacen presentes en el circuito energías correspondientes a la segunda armónica, éstas cambian la forma original de la señal.

El lector puede trazar curvas resultantes entre una frecuencia fundamental de forma sinusoidal y su segunda armónica a diferentes porcentajes a fin de familiarizarse con el trazado de los mismos y además ver cómo varía la distorsión de la fundamental con el aumento o al disminución de los valores de la segunda armónica.

En la figura 368 indicamos la forma de una curva resultante de una tensión de una frecuencia dada (trazo lleno) y una tensión un poco inferior del 20 olo y de una frecuencia que corresponde a la tercera armónica de la primera (trazo punto y raya).

En este caso se repitió la misma construcción gráfica de los ejemplos anteriores y cuyas líneas de construcción se han dejado para guía del lector.

Como se ve, la forma de onda resultante es la indicada en la misma figura 368 en trazo interrumpido (dos puntos raya) y por lo tanto se ve que la amplitud máxima resultante es menor a la máxima de la tensión de la fundamental. En los casos de la segunda armónica se vió que la amplitud máxima era mayor que la correspondiente a la fundamental.

Además se observa la presencia de una doble amplitud máxima e igual para los dos semiciclos.

De cualquier manera, se ve claramente que un 20 olo de tercera armónica provoca una distorsión en la energía fundamental muy grande, dando origen, además, a una disminución en la tensión total.

Si el porcentaje de la tensión de la tercera armónica comparada al valor de la tensión de la fundamental es inferior al 10 olo, la deformación de la curva resultante es muy poco distinta de la forma de onda fundamental, notándose un pequeño aplanamiento en la amplitud máxima positiva y negativa, pero lo que no sucede nunca es que un exceso de tensión de la tercera armónica produzca lo que se llama deformación de frecuencia como en el caso de la segunda armónica, en la cual pueden introducirse frecuencias parásitas.

Como conclusión, podemos decir que la deformación de las frecuencias fundamentales son más serias cuando en los circuitos actúan energías correspondientes a la segunda armónica que las correspondientes a las terceras y por las razones expuestas y por la comparación que el lector puede hacer entre los gráficos de las figuras 366, 367 y 368.

En general, en la práctica y en la teoría se trata de eliminar de los circuitos amplificadores todas las frecuencias armónicas de orden par, pues como la segunda, cuarta, sexta, etc., producen la distorsión, como se ve en las figuras 366 y 367. En cambio, si la presencia de las frecuencias impares es de pequeña magnitud, el funcionamiento del amplificador prácticamente no queda afectado, como veremos en los estudios que haremos en próximas lecciones.

CURSO DE RADIO



77a. LECCION

Estudios sobre Antenas.- Distintos Tipos

(Continuación)

Como se había dicho en la lección anterior, se estudiarán los mismos tipos de antena para $1/4$ de onda, pero para el caso de usar una CONTRA-ANTENA o CONTRAPESO.

Una contraantena o contrapeso resultaría ser uno o varios conductores convenientemente aislados de tierra y próximos a ésta y que actúa como si fuera una toma de tierra. Esto último no es exactamente lo mismo, pero para el caso de recepción y transmisión de señales de Radio actúa como la segunda armadura del condensador.

La contraantena se coloca debajo de la antena y paralela a ésta, y, como se dijo, puede estar formada por un conductor o varios. Estos pueden distribuirse en forma de abanico o bien en forma de rayos de un paraguas más o menos.

En la figura 369 se indican algunos tipos de antena ya estudiados, pero con contraantenas en lugar de conexión de tierra.

Como puede apreciarse en A y B de la figura 369 que la contraantena

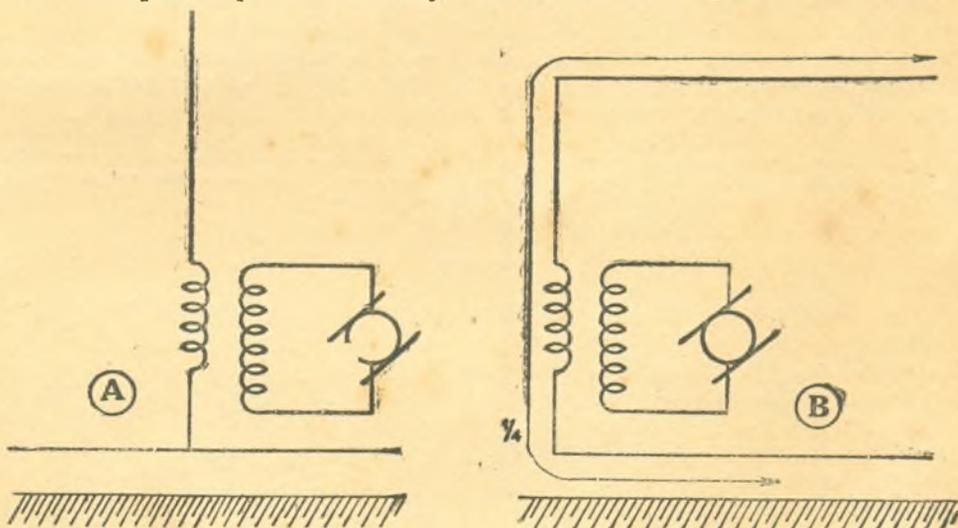


Fig. 369

forma una capacidad determinada con respecto a la contraantena mencionada y tierra. Como consecuencia de la capacidad entre la contraantena y tierra resulta que la longitud efectiva dada para la antena en caso de conexiones de tierra no es válida para estos casos puesto que parte de la contraantena actúa como antena. No precisamente como parte integrante del sistema irradiante, sino simplemente como longitud adicional de la antena.

Si la capacidad de la contraantena con respecto a tierra, en la figura 369 A, es muy grande, resultará que la longitud efectiva de la antena no

difiere con respecto al caso de conexión de tierra, cosa que no sucede cuando la distancia entre la contraantena y tierra es grande.

En el caso de la antena de la figura 369 B la longitud efectiva de la antena es aproximadamente, la que corresponde a la medida tomada desde el punto aislado de la misma hasta la mitad de la contraantena. En este tipo de antena no podemos repetir la del caso anterior por ser muy distinta la capacidad de la antena con respecto a tierra en cualquiera de los casos. Respecto a la antena del tipo "T", se puede repetir el caso de la figura 369 B de antena "L" invertida".

Los tipos de antenas descriptos corresponden a las conocidas por antenas tipo ANTENAS MARCONI y que se caracterizan por trabajar en un cuarto de onda con respecto a su longitud y tomando en cuenta la longitud total de ésta, según se ha visto durante el estudio de las mismas.

Estos tipos de antenas descriptos pueden, además de trabajar en una longitud de onda fundamental igual a $1/4$ de longitud de la antena, en una igual a un número impar de cuartos, es decir, que la longitud de la antena

puede ser además de $\frac{1}{4}$; $\frac{3}{4}$; $\frac{5}{4}$; etc. Siendo en todos los casos más

eficiente el sistema de la antena cuando trabaja en $\frac{1}{4}$ de su longitud correspondiente a la longitud fundamental de onda.

ANTENAS TIPO HERTZ

Este tipo de antena empleado especialmente para la transmisión de señales de radio y en especial para ondas cortas, es muy empleado, por lo general por los experimentadores y por estaciones de broadcasting de poca potencia.

Veremos enseguida cómo funciona, pero antes daremos a conocer una característica inconfundible de este tipo de antena y es que no necesitan conexión a tierra.

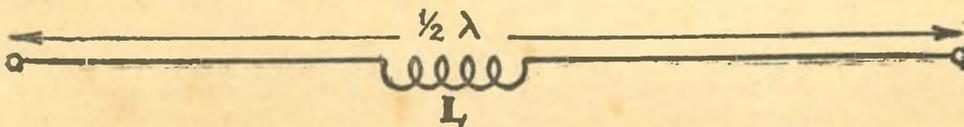


Fig. 370

Supongamos la figura 370, en la cual tenemos una antena alimentada en el centro y de una manera similar que para el caso del ejemplo dado en la figura 356 de la Lección 73a. Por lo tanto la antena resonará a una frecuencia cuya longitud de onda sea igual a la mitad de la longitud de la antena. Pero resulta que, para alimentar este tipo de antena, se hace necesario el empleo de una línea doble que termine en una inductancia tal que pueda inducir una energía en la inductancia "L" a fin de poderse irradiar por medio de la antena.

Por lo visto, se llega a la conclusión que la antena de la figura 370 resulta un poco incómoda para acoplarla al transmisor y por esta razón, en la práctica no se emplea, pero en cambio nos sirve perfectamente para el estudio de las antenas derivadas de ésta.

Sea la figura 371, tenemos una antena del mismo tipo de la anterior

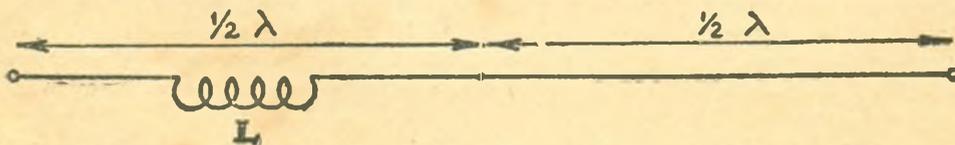


Fig. 371

con la sola diferencia que se ha agregado una sección de antena igual a la mitad de la longitud de onda de resonancia de la figura 370. Este tipo de antena solamente lo mencionamos para los fines que veremos enseguida.

Tomemos la antena de la figura 371 y doblemos la primera sección de la antena, o sea sobre la sección donde se halla la inductancia de antena L . De esta manera obtendremos la antena de la figura 372. En esta figura veremos que tenemos entonces una antena de media onda y una bajada doble cuya longitud será igual a un cuarto de onda o sea la mitad de la longitud de la antena misma. Por lo tanto este tipo de antena estará en condiciones de resonar en una frecuencia cuya longitud de onda sea el doble de la longitud de antena, o sea que si la antena (la parte horizontal) mide 20 metros, la longitud de onda de resonancia de la misma se encontraría en los cuarenta metros.

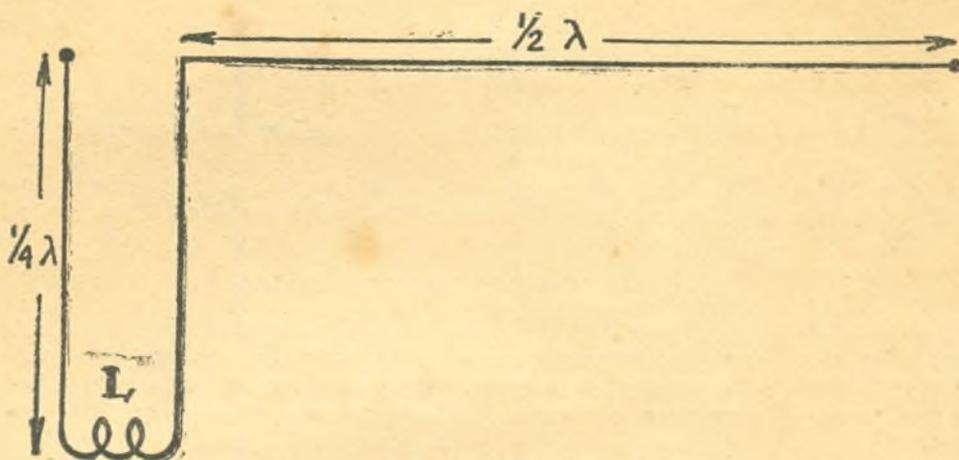


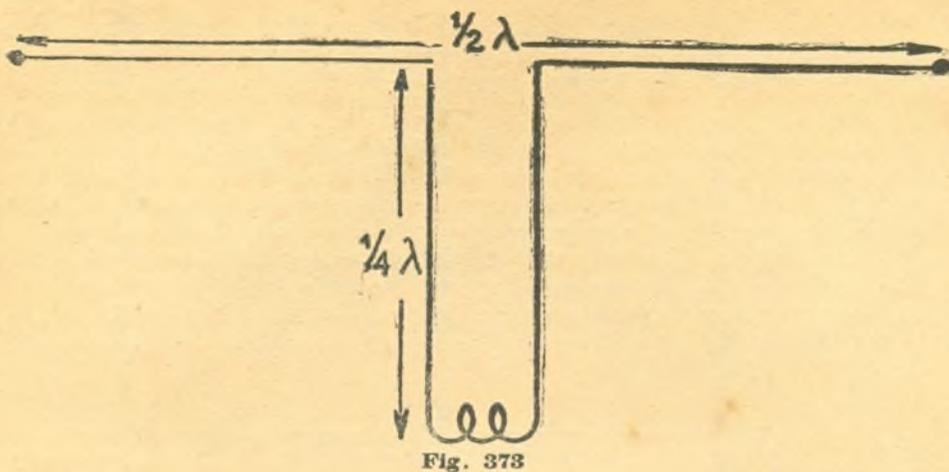
Fig. 372

Lo más interesante de este sistema es que la parte vertical de la antena no irradia energía alguna porque cada mitad genera campos magnéticos de sentidos contrarios y de igual magnitud y por lo tanto se anularán mutuamente. De esta manera se consigue diseñar una antena conocida como tipo HERTZ y que en todos los casos la longitud de la antena debe ser de una longitud igual a la mitad de la longitud de onda de resonancia. Por otra parte, la longitud de la bajada, incluida la longitud efectiva de la inductancia L deberá ser igual a un cuarto de la longitud de onda o bien en un número impar de cuartos. Esto se debe al hecho de evitar que la bajada irradie dando origen a que la longitud de onda de resonancia de la antena quede alterada.

Como se ve además, el acoplamiento entre la antena y el transmisor se puede realizar fácilmente, ya que la inductancia L se encuentra en el extremo de la bajada y por consiguiente ésta se llevará directamente al receptor o transmisor para el acoplamiento correcto con el circuito sintonizado. Más tarde veremos la forma cómo se acoplan estas antenas y también cómo se corrigen los defectos y la falta de longitud de las mismas, etc.

Existe una antena del tipo de la figura 372, pero con la alimentación en el centro como en la antena tipo "T". Veamos la figura 373; en ésta tenemos todos los datos referentes a este tipo y como se verá, que todas las medidas son exactamente iguales a las de la figura 372.

Referente a la bajada de la antena, ésta deberá tener los dos conductores de las mismas separados exactamente a la misma distancia para toda su longitud.



A los conductores llamados de bajada se denominan comúnmente "alimentadores" o, en inglés, "feeders".

Todos estos tipos de antena dados son especialmente empleados para la transmisión y particularmente para ondas cortas, mientras que para frecuencia de ondas largas se emplean del tipo Marconi con conexión a tierra.

ANTENAS DE RECEPCION DE RADIO

Para recepciones de señales de radio se emplean antenas especiales que por lo general no son realmente las que corresponde usar, ya que éstas son instaladas por personas que creen que una antena de recepción es algo simple y que basta tomar un conductor y aislarlo en cada extremo resulta suficiente.

En la recepción de señales intervienen a veces problemas muy serios como ser, frecuencias de recepción, posición de la estación receptora, horas de recepción y épocas.

Todas las antenas, como ya lo hemos visto, tienen una frecuencia propia de resonancia y por lo tanto cuando se sintonizan estaciones dentro de esas frecuencias y próximas a ésta, la recepción será de máxima intensidad, siendo la recepción para frecuencias alejadas de la resonancia propia de la antena, mucho más débil. Esto solo crea un problema un tanto engorroso cuando se trata de diseñar una antena que pueda ser de buenos resultados en varias bandas de recepción como en los casos de los receptores modernos, en los cuales las bandas de sintonía son diversas.

La posición donde se encuentra ubicada la estación receptora tiene su importancia, sobre todo en lo que a absorción se refiere. Los lectores imaginarán que cuando una antena está ubicada en una zona donde existen masas metálicas conectadas a tierra, como ser, edificios muy altos, techos con chapas de zinc., etc., absorben parte del campo magnético variable descargando la energía inducida por dicho campo, a tierra. Por lo tanto el campo magnético variable útil es menor a la que correspondería a esa misma zona en condiciones tales en que no existiesen absorciones. Esto es muy común en las ciudades, en barcos, etc.

Veremos en lecciones subsiguientes que la posición del sol influye notablemente en la recepción al extremo que ciertas bandas de frecuencia no pueden emplearse a determinadas horas mientras que otras son muy propicias. Por razones análogas la recepción en invierno no se realiza de la misma manera que en verano para las mismas frecuencias de recepción, tanto que las ondas cortas pueden captarse más fácilmente en invierno que en verano, época en la cual el sol desarrolla la máxima actividad.

Estos fenómenos los veremos muy pronto porque es de enorme importancia tenerlos en cuenta, sobre todo cuando se trata de realizar diseños para recepciones en ondas cortas.

En lecciones próximas veremos cómo se diseña una antena para recepciones de bandas múltiples y también efectos direccionales de las antenas.

78a. LECCION

Estudio sobre Amplificadores de Potencia Amplificadores de Clase "A"

(Continuación)

Ya se definió en las lecciones anteriores lo que se entendía por un amplificador de la clase "A"; por lo tanto podremos entrar de lleno al estudio del mismo.

Cuando se estudiaron amplificadores de baja y alta frecuencia, en la Lección 32a., se indicó la manera de operar con las curvas características de las válvulas a fin de ubicar el punto correcto de funcionamiento de las mismas. En dicha lección se estudiaron los amplificadores de clase "A" sin mencionar la clasificación de la misma por razones pedagógicas; por lo tanto el lector podrá repasar dichos conocimientos en la seguridad que éstos serán aplicados inmediatamente.

Además, en la Lección 36a. se estudiaron distintos tipos de amplificadores, acoplamientos entre etapas de los mismos y por último se estudió la forma de diseñar un amplificador de tensión. Por esta razón nos dedicaremos a estudiar especialmente los amplificadores de potencia y del tipo de clase "A".

Veamos primeramente cómo se diseña un amplificador de potencia empleando válvulas del tipo triodo, para lo cual tendremos que empezar por conocer las características estáticas de la misma. Sea, por ejemplo, un amplificador cuya válvula final sea una válvula tipo triodo 45 y cuyas curvas características están dadas en figuras 374 y 375: Las características dadas por los fabricantes son las siguientes:

CARACTERISTICAS DE LA VALVULA TIPO 45

Tensión de filamento	2,5	2,5	2,5 Volts
Corriente de filamento	1,5	1,5	1,5 Amperes
Tensión de placa	180	250	275 Volts
Tensión de grilla	-31,5	-50	-50 Volts
Corriente de placa	31	34	36 Miliamp.
Resistencia de placa	1650	1610	1700 Ohms
Coefficiente de amplificación	3,5	3,5	3,5
Trasconductancia	2125	2175	2050 Micromhos
Resistencia de carga	2700	3900	4600 Ohms
Resistencia de autopolarización	1020	1470	1550 Ohms
Potencia de salida sin deformación.	0,825	1,6	2 Watts

Como se ve, estas características dadas por la fábrica de válvulas es de lo más completa, pues éstas son suficientes para calcular el amplificador si es que las tensiones de trabajo están de acuerdo con las condiciones de voltajes del receptor. Si tal cosa no aconteciera, tendríamos que buscar los valores de tensión negativa en las curvas características de grilla, para la

tensión de trabajo, en las curvas de la figura 374. Si tal curva no hubiese sido trazada se podría tomar una curva de un valor medio entre las ya trazadas.

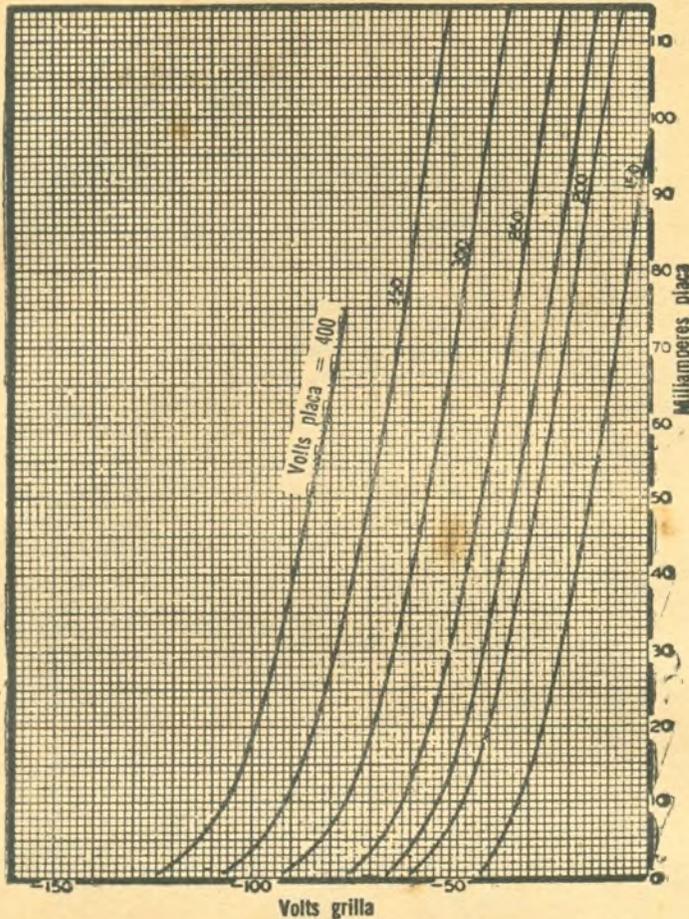


Fig. 374

Supongamos que tal cosa suceda en la realidad y queremos fijar el valor de la tensión negativa a las condiciones de trabajo de la tensión de placa; por lo tanto, tendríamos que calcular el valor de la carga de placa correcta, ya que el valor de la resistencia de placa varía cuando varían las condiciones de trabajo.

Supongamos que la tensión negativa que corresponderá a la polarización de la válvula para una tensión de placa de 200 V. sea de -34 Volts para cuando la corriente de placa resulta de 33 M. A.

Seguramente el lector se preguntará de dónde se obtuvieron estos valores, pero si se analizan con cuidado las curvas de la figura 374 se verá que para la curva correspondiente a una tensión de placa de 200 Volts el punto más conveniente resulta el elegido como veremos cuando calculemos la carga de placa óptima. Luego indicaremos un método que permite ubicar el punto de funcionamiento indicado.

CALCULO DE LA CARGA DE PLACA DE UNA VALVULA TRIODO

Cuando se diseña un amplificador, una de las partes más delicadas es la elección de la carga de placa. Si ésta es una resistencia el problema no es tan crítico y por lo tanto se puede seguir las reglas dadas en la Lección

36a. Pero como se trata de una etapa de amplificación de baja frecuencia de potencia y que va a entregar su energía al altoparlante, resulta de suma importancia calcular cuidadosamente la carga de placa óptima para un porcentaje de deformación por armónicas lo más reducido posible.

Los cálculos a que hacemos referencia se realizan gráficamente y de una manera aproximada. Además, deben hacerse varios tanteos hasta dar con la resistencia de carga óptima o sea para la cual la deformación por armónicas sea muy baja o sea prácticamente despreciable. La más importante de las deformaciones, de la forma de la curva de la tensión aplicada al circuito de la grilla, se produce por la aparición de la segunda armónica de ésta en el circuito de la placa; por lo tanto tendremos en cuenta este detalle importante durante los cálculos que indicamos a continuación.

Sea la figura 375 en la cual tenemos la "familia" de curvas de placa de la válvula 45. Como no conocemos la carga de placa óptima, recurriremos a fijar un valor arbitrario que dentro de la lógica podría hallarse el valor deseado. Vimos que para distintas tensiones de placa la válvula, que estamos estudiando, tiene cargas de placa que oscilan entre 2700 y 4600 Ohms; por lo tanto elegiremos un valor de 3000 Ohms para poder iniciar el primer tanteo.

Antes de comenzar con el desarrollo gráfico para hallar la carga de placa daremos las fórmulas que intervendrán en el cálculo y que son las indicadas por los fabricantes de las válvulas y las empleadas en los cálculos por todos los técnicos de Radio.

$$P = \frac{(E_{max.} - E_{min.}) (I_{max.} - I_{min.})}{8} \dots\dots\dots (87)$$

Esta fórmula (87) nos servirá para calcular, en base de la carga de placa elegida, la potencia de salida que la válvula podrá entregar.

$$D_s = \frac{\frac{I_{max} + I_{min}}{2} - I_0}{I_{max} - I_{min}} \dots\dots\dots (88)$$

Esta segunda fórmula nos permitirá, en base a la resistencia de carga de placa elegida, calcular la deformación que se producirá por la segunda armónica.

Sea entonces la figura 375 en la cual tenemos la familia de las curvas de placa y sobre las cuales calcularemos la carga de placa que nos ocupa.

Para empezar, debemos trazar una recta que corresponda a una carga de 3000 Ohms que, como las que se pueden ver en la misma figura 375 como cargas de 2700 a 3900 Ohms.

Para trazar una recta que corresponda a una carga de 3000 Ohms se procederá a trazar una recta cualquiera pero que resultará paralela a la recta que queremos hallar. Veamos cómo. Si la tensión de trabajo es de 200 V. y la carga elegida es de 3000 Ohms, resultará que, según la Ley de Ohms, la intensidad de la corriente será:

$$I = \frac{E}{R} = \frac{200}{3000} = 0,0666 \text{ Amperes, o sean } 66,6 \text{ Miliamperes.}$$

Si llevamos a las curvas de la figura 375 los valores hallados podremos fijar el punto "A" que corresponde a la intensidad de la corriente hallada y "B" al valor de la tensión de placa de trabajo (200 Volts). Si unimos "A" con "B" tendremos una recta que corresponde exactamente a una carga de 3000 Ohms, por lo que nos indica la Ley de Ohm.

La recta que buscamos es paralela a la hallada, pero debe pasar por el punto "C" y que corresponde al punto de funcionamiento elegido para la válvula (—34 Volts de grilla y para una tensión de placa de 200 Volts y

una corriente de placa de 33 M.A.). Si trazamos una paralela a la recta "A R" por el punto "C" tendremos la recta que buscábamos. Dicha recta se verá que corta al eje de los voltajes de placa en los 300 Volts y sobre el eje de la corriente de placa más o menos por los 100 Miliamperes, es decir, que efectivamente la recta corresponde, según la ley de Ohm, a una carga de placa de 3000 Ohms.

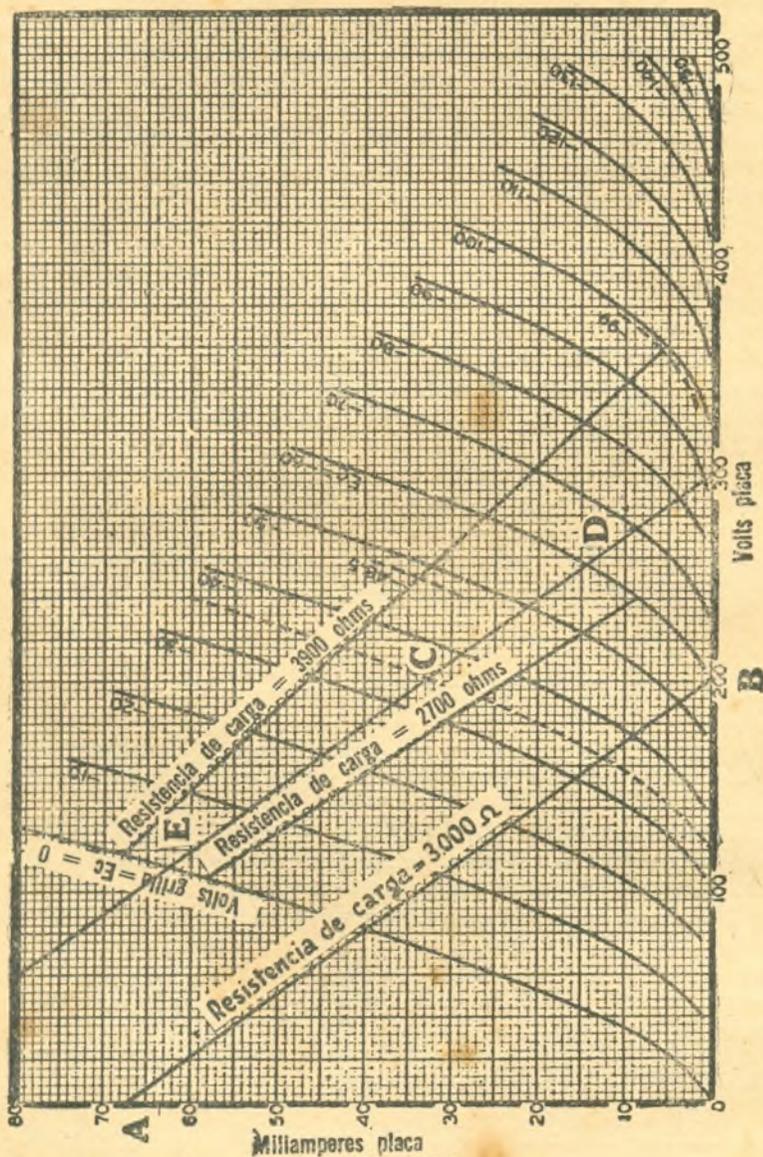


Fig. 375

Para ver si la válvula puede trabajar en estas condiciones, tendremos que cerciorarnos si la energía entregada al altoparlante por esta válvula y en las condiciones de carga elegida, no introduce mucha distorsión y para lo cual aplicaremos la fórmula 88.

Para poder calcular con esta fórmula tendremos que conocer la corriente máxima y mínima de placa por efecto de la variación de la tensión de polarización producida por la señal aplicada al circuito de grilla.

Si la corriente de placa sin señal es de 33 M. A., resultará, que cuando en el circuito de grilla actúe una señal de forma sinusoidal, dicha corriente oscilará entre ciertos límites que dependerán exclusivamente de la variación de tensión de la señal. Como nos interesa saber la deformación a máxima salida de la válvula, resultará que tendremos en cuenta una señal, aplicada al circuito de grilla, que pueda llevar la tensión de polarización a cero y al doble de la misma. Esto se consigue considerando una tensión de corriente alternada cuya amplitud máxima positiva o negativa sea igual a la tensión de polarización de la válvula, o sea de 34 Volts. Por lo tanto se comprenderá que si sobre el circuito de grilla actúa una tensión de corriente alternada de forma sinusoidal y cuya máxima amplitud sea 34 V., resultará que la corriente de placa, según la carga de placa elegida, variará entre 9 Miliamperes y 62,5 Miliamperes. Esto quiere decir que cuando el semiciclo positivo actúa sobre el circuito de grilla, la polarización de la válvula es igual a cero en su amplitud máxima y por lo tanto la corriente de placa será igual a 62,5 Miliamperes. Este punto se encuentra en la intersección de la recta que corresponde a la carga de placa elegida y la curva que corresponde a un potencial cero de polarización (E). Cuando sobre el circuito de grilla actúa la semionda negativa y cuando dicha grilla actúa la amplitud máxima negativa, la polarización será igual a dos veces a la aplicada al circuito cuando sobre éste no actúa ninguna señal. La corriente de placa en estas condiciones es igual a 9 Miliamperes y que puede verse claramente en la figura 375 que corresponde al punto en que la recta, que corresponde a la carga de placa elegida, corta a la curva correspondiente a una polarización de $2 \times 34 = 68$ Volt (D).

Estos dos puntos "D" y "E" ubicados a la mínima y a la máxima corriente de placa para las amplitudes máximas de la señal aplicada a la grilla de la válvula. Por lo tanto, si llamamos a la corriente mínima I_{\min} y a la corriente máxima I_{\max} , podremos calcular el porcentaje de distorsión que se producirá sobre la carga de placa de la válvula, empleando la fórmula (88). Veamos cómo: Si I_{\max} es igual a 62,5 M.A. e I_{\min} es igual a 9 M.A., resultará que sustituyendo los valores en la fórmula mencionada tendremos el valor que nos interesa conocer.

$$D_2 = \frac{\frac{I_{\max} + I_{\min}}{2} - I_0}{I_{\max} - I_{\min}} = \frac{\frac{62,5 + 9}{2} - 34}{62,5 - 9} = \frac{\frac{71,53}{2} - 34}{53,5} = \frac{35,75 - 34}{53,5} = \frac{1,75}{53,5} = 0,0327.$$

o sea que si se multiplica por 100 para conocer el porciento, tendremos que la deformación introducida por la segunda armónica en el circuito de placa en su carga será de 3,27 o/o. Como en la práctica se admite una deformación por segunda armónica del 5 o/o, resulta que el valor elegido es perfectamente satisfactorio.

Si el lector desea construir un amplificador cuya etapa de salida entregue en el circuito de placa la mayor energía posible, puesto que el altoparlante se conecta a dicho circuito, resultará que tendrá que repetir el tanteo hasta dar con una carga de placa tal que la potencia de salida sea la máxima para un porcentaje de deformación admisible en la práctica. Veamos cómo; primeramente veamos cómo se calcula la potencia de salida de la etapa de salida para el caso propuesto en el ejemplo que nos ocupó recién.

Para calcular la potencia de salida de acuerdo con la fórmula 87 tendremos que conocer los voltajes máximos y mínimos que se desarrollan sobre la placa de la válvula de potencia. Por lo tanto cuando la corriente de placa es mínima sobre la placa tendremos la tensión máxima que, como se verá en las curvas, corresponde a una tensión de 272 V. y que lo indicamos

en la fórmula por E_{\max} . Cuando la corriente de placa es máxima, la tensión de placa es mínima y que la denominamos en la fórmula por E_{\min} e igual a 112 Volts. Estas variaciones de las tensiones de placa se deben a que cuando las corrientes de placa varían, las caídas de tensión a través de la carga de placa serán mayores o menores según la magnitud de la intensidad de la corriente de placa. Por esta razón, cuando la corriente de placa es mínima, la caída de tensión entre los extremos de la carga de placa es muy pequeña, de manera que la tensión sobre la placa es mayor o, mejor dicho, máxima. Además, y siguiendo la misma lógica, tenemos que cuando la corriente de placa es máxima la caída de tensión entre los extremos de la carga de placa es muy grande, lo que hace que la tensión de placa queda muy reducida o mejor dicho, en este caso sería mínima. Veamos entonces qué potencia de salida nos entregará la válvula 45 trabajando con 200 Volts de placa y con una carga de 3000 Ohms.

Si sustituimos en la fórmula 87 los valores de tensiones máximas y mínimas y corrientes máximas y mínimas de placa, tendremos el valor que deseamos saber.

$$P = \frac{(E_{\max} - E_{\min}) \times (I_{\max} - I_{\min})}{8} = \frac{(372 - 112) \times (0,0625 + 0,009)}{8}$$

$$= \frac{260 \times 0,0535}{8} = \frac{13,9}{8} = 1,74 \text{ Watts.}$$

Como se ve, en las condiciones de deformación calculadas, la potencia de salida es de 1,74 Watts.

Si se deseara mayor potencia de salida sería necesario aumentar el valor de carga de placa tratando en lo posible de no excederse del 5 o/o de deformación por segunda armónica (D_2) repitiendo los cálculos dados. En secciones subsiguientes veremos estos cálculos con mayor cuidado y para todos los distintos tipos de amplificadores de potencia.

Además, debemos aclarar que todos estos cálculos son aproximados, ya que la carga de placa no es una resistencia, de manera que como en la práctica se emplean cargas inductivas, que por lo general son primarios de transformadores que están acoplados a los altoparlantes y por lo tanto dichos transformadores no se comportan de la misma manera para todas las frecuencias. Ya sabemos, por lo que vimos al estudiar la reactancia inductiva, que ésta variaba con la frecuencia, de manera que en el caso de cargas de placa inductiva éstas ofrecerán diferentes impedancias a distintas frecuencias de trabajo. Además, el mismo transformador, debido a sus pérdidas, introduce distorsión que depende su magnitud; de la forma, de la calidad de los materiales empleados y de la exactitud del diseño del mismo.

79a. LECCION

Diseño para un Receptor para dos Ondas (Ondas Largas y Ondas Cortas)

Uno de los problemas hasta hace muy pocos años difíciles de resolver, era el de poder recibir, con el mismo receptor, estaciones de frecuencias muy distintas sin tener que recurrir a cambios fundamentales en el receptor, como ser las bobinas o las secciones de los condensadores variables. En un principio se emplearon receptores con varias etapas de amplificación de alta frecuencia y que generalmente oscilaban entre las dos a cuatro etapas. Pero la

poca eficiencia de dichas etapas amplificadoras y los inconvenientes propios de la necesidad del ajuste de cada etapa, han hecho que este método fuese completamente desterrado de la práctica en nuestros días.

Por lo pronto presentamos un diseño de receptor del tipo superheterodino y similar al empleado en la Lección 67a., con la sola diferencia que el condensador variable en tándem será de la misma capacidad para los dos secciones. Por lo tanto, el lector imaginará que tratándose de un receptor superheterodino será necesario el empleo de un "padding" para la sección osciladora para el correcto "arrastre" entre el circuito del primer detector y el oscilador.

Veamos de calcular, en primer término, las inductancias que trabajarán en los circuitos sintonizados, pues es muy importante que cada lector sepa realizar estos cálculos en la práctica, además que estos conocimientos permiten familiarizarse rápidamente con todo lo que a diseño se refiere de los receptores superheterodinos.

Empecemos por fijar las características del tándem doble; deseamos emplear uno del tipo muy usado en los receptores modernos, o sea el que corresponda a una capacidad total de 0,00041 μf o sea 410 μmf conocido como el tipo de barra. Estos tipos de condensadores variables permiten reducir la capacidad residual al mínimo, con lo cual se consigue aumentar el rango de ondas a sintonizarse.

La frecuencia intermedia en lo que a frecuencia se refiere se empleará la de 465 Khz. y cuya elección dejaremos para otra lección el discutirla.

Los rangos de frecuencias que nos interesa cubrir serán las empleadas en la actualidad y que corresponden a las bandas de recepción de nuestro país. Por lo tanto, los límites de dichas bandas serán: para ondas largas entre 550 y 1550 Khz., y para las ondas cortas, entre 5.750 y 18.500 Khz.

Con los datos enunciados estamos en condiciones de diseñar las bobinas tanto para ondas largas como para ondas cortas.

Empecemos por calcular las inductancias para los dos circuitos sintonizados de ondas largas. Veamos la figura 376 y fijemos en ella todos los valores conocidos para calcular L_1 y L_2 . Respecto a la forma de calcular L , la veremos en una lección próxima, pues en su diseño intervienen una serie de

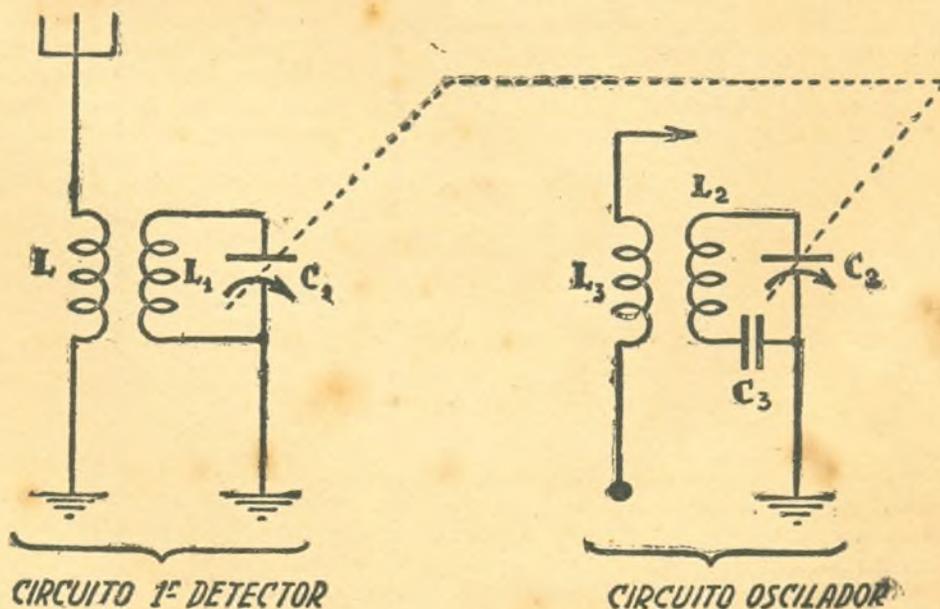


Fig. 376

factores que deben estudiarse cuidadosamente. Respecto al valor de L_2 se halla según se indica en esta misma lección.

Veamos qué inductancia será necesaria para cubrir en un circuito resonante variable frecuencias entre 550 y 1550 KHz., en el cual la capacidad máxima del condensador es de 0,00041 μf y la mínima, incluidas capacidades propias del circuito (cables del tándem, llaves de cambio, capacidad de grilla de la válvula, etc.); de 40 μf , o sean 0,00004 μf .

Veamos primeramente de asegurar la resonancia a 550 KHz.; por lo tanto para una capacidad 0,00041 más los que se agregan por las razones dadas para la mínima tendremos unos 0,00044 μf aproximadamente.

Aplicando la fórmula tendremos:

$$L = \frac{159^2}{f^2 \times C} = \frac{159 \times 159}{550 \times 550 \times 0,00044} = \frac{25.281}{133,3} = 190 \mu h \text{ aprox.}$$

Este valor no es el que corresponderá exactamente en la práctica, sino que deberá ser un poco más elevado por la influencia de la inductancia L y por lo tanto en la práctica esta inductancia tendrá un valor aproximadamente un 5 olo más elevado.

Veamos ahora si el valor de la inductancia calculada está en condiciones de sintonizar o, mejor dicho, resonar en la frecuencia límite de 1.550 KHz., y para ello aplicaremos la fórmula 41 como sigue:

$$f = \frac{159}{\sqrt{L \times C}} = \frac{159}{\sqrt{190 \times 0,000044}} = \frac{159}{0,091} = 1750 \text{ KHz.}^*$$

Por lo tanto la inductancia calculada podrá emplearse para el diseño de la bobina para ondas largas y para la sección del circuito de grilla del primer detector.

El valor calculado de 1750 en la práctica seguramente no se alcanzará con la mínima del condensador variable, dado que las capacidades adicionales previstas son siempre mayores que las indicadas por el cálculo de manera que difícilmente el rango de frecuencias pase de 1600 KHz.

Recordemos ahora lo visto en la Lección 65a. a fin de poderlo aplicar en el cálculo que nos ocupa. Calculemos el valor de la inductancia que deberá tener la bobina L del circuito oscilador mediante la fórmula 77 y en la cual tendremos que despejar el valor de L_1 de la fórmula mencionada. Recordando que f es el valor de la frecuencia mayor, f_1 de la frecuencia menor, L_1 la inductancia del circuito oscilador y L la inductancia del circuito del primer detector, podremos sustituir los valores conocidos antes de despejar el valor de L_1 que nos interesa conocer. Recordemos también que las frecuencias que debemos tomar en cuenta son para cuando el receptor sintonice a mínima capacidad o también efectuando las operaciones;

$$\frac{f}{f_1} = \sqrt{\frac{L_1}{L}} = \frac{1550}{2015} = \sqrt{\frac{L_1}{190}}$$

$$0,77 = \sqrt{\frac{L_1}{190}}$$

y elevando al cuadrado toda la igualdad:

$$0,77^2 = \frac{L_1}{190}$$

* Se toma 0,00044 μf porque cuando el condensador está a máxima capacidad, solamente debe considerarse las capacidades residuales en unos 30 μf

pues nos interesa ir despejando L_1 y por último pasando al primer miembro el divisor 190, que pasa como factor, tendremos:

$$0,77^2 \times 190 = L_1 \text{ por lo tanto; } 0,77 \times 0,77 \times 190 = 112,5 \mu\text{h.}$$

Este valor, como el anterior, debemos cerciorarnos si, empleando dicha inductancia del circuito oscilador, estará en condiciones de lograr resonancia a una frecuencia de $550 + 465 = 1015$ Khz., o sea cuando el circuito de antena está en resonancia a la frecuencia de 550 Khz. Pero para ello tendremos que conocer el valor de la capacidad del condensador a esa frecuencia. No debemos olvidar que en el circuito actuará un padding de manera que éste quedará conectado en serie con el condensador variable C_2 . Por lo tanto, más fácil nos será realizar el trabajo inverso tratando de fijar el valor de capacidad para la frecuencia requerida en función de la inductancia calculada para el circuito que nos ocupa. Por lo tanto podremos aplicar la fórmula 39 de la manera siguiente:

$$C = \frac{159^2}{f^2 \times L} = \frac{159 \times 159}{1015 \times 1015 \times 112,5} = 0,000193 \mu\text{f, o sean } 193 \mu\mu\text{f.}$$

Para poder lograr dicha capacidad sería necesario que el valor del condensador C_3 tenga un valor tal en serie con C_2 que tiene una capacidad máxima de $440 \mu\mu\text{f}$ nos dé un valor igual al calculado. Para hallar dicho valor tendremos que aplicar la fórmula 81 y sustituyendo los valores conocidos tendremos:

$$C_3 = \frac{C_2 \cdot C_0}{C_2 - C_0} = \frac{440 \cdot 193}{440 - 193} = \frac{85000}{247} = 344 \mu\mu\text{f, que es precisa-$$

mente el valor empleado en la práctica.

Comprobemos si dicha capacidad trabajará correctamente cuando la capacidad de C_2 se halle en la mínima capacidad, o sea cuando tendremos el circuito de la antena en resonancia en 1750 Khz., que fué el valor hallado en el cálculo para dicho circuito.

Si la mínima de la sección C_2 es igual que para C_1 , ya que son exactamente iguales ambos, resultará que tendremos C_2 en serie con el padding cuyo valor calculamos de manera que si C_2 vale $44 \mu\mu\text{f}$, para su mínima capacidad tendremos que los dos condensadores mencionados en serie tendrán un valor igual a:

$$C = \frac{C_p \times C_{\min}}{C_p - C_{\min}} = \frac{344 \times 44}{344 - 44} = \frac{14740}{291} = 50 \mu\mu\text{f aprox.}$$

Por lo tanto, la frecuencia de resonancia de dicho circuito será igual a

$$f = \frac{159}{\sqrt{L_0 \times C_0}} = \frac{159}{\sqrt{193 \cdot 0,00005}} = \frac{159}{0,098} = 1620 \text{ Khz}$$

En realidad, el valor que nos debería dar el cálculo es de 2200 Khz., pero como los decimales que hemos despreciado durante el cálculo se han ido acumulando, la frecuencia resulta baja, ya que la capacidad del circuito es realmente más pequeña.

Pero de cualquier manera podemos tolerar el error, ya que en ningún momento se llegará a sintonizar dichas frecuencias y por lo que dijimos antes, las constantes del circuito que no se han previsto en el cálculo, no permitirán al circuito sintonizado a abarcar un rango de onda indicada por el cálculo. Por otra parte, las frecuencias que permiten buscar el valor correcto entre los circuitos se toman siempre las de 1400, 1000 y 600 Khz.; por lo tanto, logrado un perfecto "acuerdo" entre los dos circuitos sintoniza-

dos de manera de obtener una frecuencia de 465 Khz. de diferencia, aseguran el buen arrastre del resto de las frecuencias a sintonizar. *

Ahora sólo nos queda fijar los valores o, mejor dicho, las medidas de las inductancias para poder calcular definitivamente las bobinas que trabajarán en el circuito de sintonía del primer detector y de la sección osciladora.

Supongamos que emplearemos en los circuitos mencionados tubos de material aislante de 2,5 cms. de diámetro.

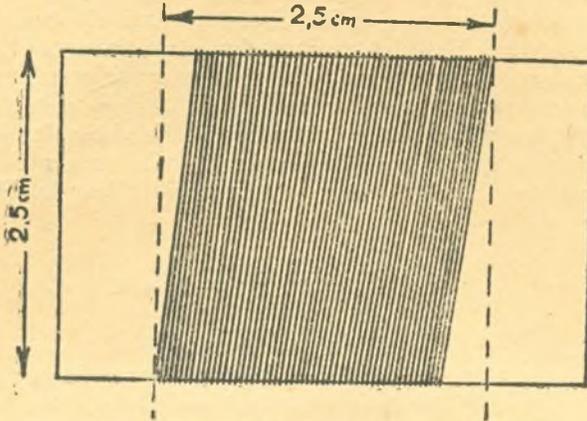


Fig. 377

Las medidas físicas de la inductancia L_1 están dadas en la figura 377. La práctica enseña que una inductancia permite obtenerse su mejor factor "Q" cuando el diámetro y el largo de la inductancia son exactamente iguales; por esta razón fijamos la longitud del bobinado en 2,5 cms. Veamos qué número de espiras necesitamos para la inductancia L_1 y cuál sería el diámetro del conductor con el cual se arrollará la misma.

Según la fórmula 20, tenemos:

$$N = \frac{L \times l}{0,00987 \times d^2 \times K}$$

pero tratemos de calcular de acuerdo al Abaco N.º 5 y que nos da finalmente un número de espiras igual a 110. No insistiré en la exactitud de este valor, pero dejo al lector el comprobarlo con la fórmula que recordamos un poco más arriba. El diámetro del alambre que por supuesto será del tipo es-

maltado, tendrá que ser de: $\frac{2,5}{110} = 0,0227$ cms., o sean 0,227 milímetros

de diámetro incluyendo el espesor del esmalte. Según la tabla XIV, tenemos que el alambre cuyo diámetro es el más aproximado es el indicado con 0,22 mms.; por lo tanto, si se rectifica el cálculo para el empleo de dicho conductor, la diferencia de la inductancia es prácticamente inferior al 1,5 o/o.

Más tarde calcularemos con más cuidado y entonces emplearemos los Abacos Nros. 18 y 19 a fin de calcular los diámetros óptimos de los conductores.

La inductancia de L_2 se calculará de una manera similar y que por tratarse de una inductancia en la cual el factor "Q" no tiene mucha importancia. Por lo tanto podríamos calcularla sin tener en cuenta estricta-

* Veremos durante el ajuste de las inductancias en el receptor que los cálculos empleados son aproximados y que el retoque final se hace después del cálculo.

mente lo que dijimos para la inductancia L_1 que trabaja en circuitos de grilla del primer detector.

Seguramente a los lectores llamará la atención que no hayamos indicado el uso del alambre tipo Litz y bobinado tipo "choque", pero se trata de que los mismos lectores deberán realizar las inductancias del proyecto, y por cuya razón difícilmente podrán adquirir los elementos necesarios para construir tal cosa.

Supongamos que el largo de la inductancia de la sección osciladora o sea la L_2 , tenga un largo de 2 cm.; entonces, según el Abaco N.º 5, para lograr una inductancia de 112,5 μh debemos tener un número de espiras de

$$86 \text{ y por lo tanto el conductor deberá tener un diámetro de } \frac{2}{86} = 0,0233, \text{ o}$$

sea un diámetro de 0,233 milímetros de alambre esmaltado.

De una manera similar empleada para el cálculo de las inductancias para la banda de ondas largas calcularemos las correspondientes a ondas cortas empleando los métodos correspondientes a la forma de calcular el número de espiras necesarias para su realización.

CALCULO DE LAS INDUCTANCIAS PARA ONDAS CORTAS

Teniendo en cuenta que las inductancias a emplearse en ondas cortas trabajarán con los mismos condensadores variables que en ondas largas, podremos fijar las constantes del circuito sintonizado del primer detector y del circuito oscilador.

Si los condensadores variables tienen una capacidad máxima de 410 μf y una mínima de 40 μf , siendo el rango de frecuencias de 5,75 Megahertz a 18,5 Megahertz, resultará que la inductancia deberá tener un valor de: *

$$L = \frac{159^2}{f^2 \times C} = \frac{159 \times 159}{5750 \times 5750 \times 0,00041} = \frac{25281}{13555} = 1,86 \mu\text{h.}$$

Veamos si esta inductancia puede emplearse para la mínima capacidad con el fin de sintonizar frecuencias del orden de los 18,5 Megahertz. Por lo tanto, si la capacidad mínima es de 40 μf , tendremos:

$$f = \frac{159}{\sqrt{L \times C}} = \frac{159}{\sqrt{1,86 \times 0,00004}} = \frac{159}{\sqrt{0,000074}} = \frac{159}{0,0086} = 18.500 \text{ Khz}$$

Por lo que se ve, el rango de frecuencias deseado se cumple en el cálculo, de manera que la inductancia del circuito de grilla del primer detector deberá ser de 1,86 μh .

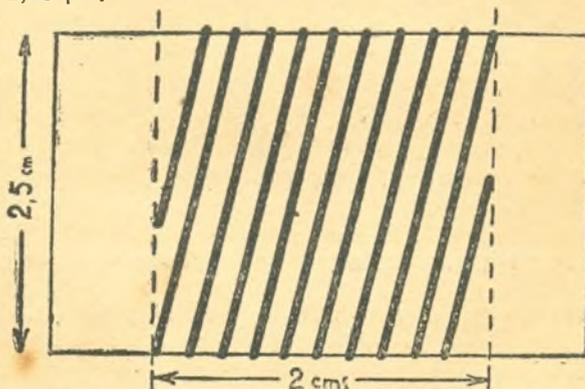


Fig. 378

* El lector hará las correcciones del caso, pues debe agregar a la capacidad máxima unos 30 μf o sea un total de 440 μf

Veamos la Lección 71a. y recordemos la forma de calcular una inductancia para ondas cortas. Supongamos que las dimensiones de las inductancias de referencia tengan las dadas en la figura 378.

Supongamos que queremos emplear un alambre para el bobinado del tipo esmaltado de 0,6 milímetros de diámetro; por lo tanto en el espacio de

20 milímetros (2 cm.) cabrán, $\frac{20}{0,6} = 33$ espiras aproximadamente. Si

empleamos la fórmula 19 para averiguar qué valor le corresponde a la inductancia en las condiciones indicadas a fin de poder calcular con la fórmula 84 para realizar el primer tanteo de la inductancia que buscamos.

Veamos qué valor tendrá la inductancia de las medidas estipuladas en la figura 378 y con el número de espiras calculado de acuerdo al tipo de alambre elegido.

Llamemos L_1 a la inductancia que nos servirá de referencia; por lo tanto:

$$L_1 = \frac{0,00987 \times d^2 \times n^2 \times K}{l} = \frac{0,00987 \times 2,5 \times 2,5 \times 33 \times 33 \times 0,735}{2} =$$

$= 23,7 \mu\text{h}$, de manera que podremos ampliar la fórmula 84. Por lo tanto:

$$n = n_1 \times \sqrt{\frac{L}{L_1}} = 33 \times \sqrt{\frac{1,86}{23,7}} = 33 \times \sqrt{0,0785} = 33 \times 0,28 = 9,24 \text{ espiras}$$

Apliquemos ahora la fórmula 19 nuevamente para verificar si con el número de espiras calculado resulta posible realizar una inductancia de 1.86 μh . Como el valor de K es el mismo del caso anterior, tendremos:

$$L = \frac{0,00987 \times 2,5 \times 2,5 \times 9,24 \times 9,24 \times 0,735}{2} = 1,93 \mu\text{h}.$$

Por lo tanto, el lector verá que la inductancia que se logra en el primer tanteo es un poco superior a la necesaria de manera que será menester un nuevo tanteo a fin de lograr la inductancia del valor que buscamos.

Para realizar tal cosa es necesario emplear un conductor un poco más grueso, por ejemplo, 0,65 milímetros de diámetro y ver si con ese alambre es posible obtener el valor deseado. Este cálculo lo dejamos para el lector a fin de que tenga oportunidad de ir aplicando los conocimientos que se están dando en estas páginas.

Pero es muy posible que el valor calculado, en la práctica, resulte correcto, dado que la inductancia estará expuesta a absorciones propias del chasis, etc.

Respecto a la sección osciladora, se realizarán los cálculos de la misma manera que en el caso anterior para ondas largas.

En la próxima lección haremos este cálculo, al cual damos preferencia, dada la importancia que dichos cálculos revisten.

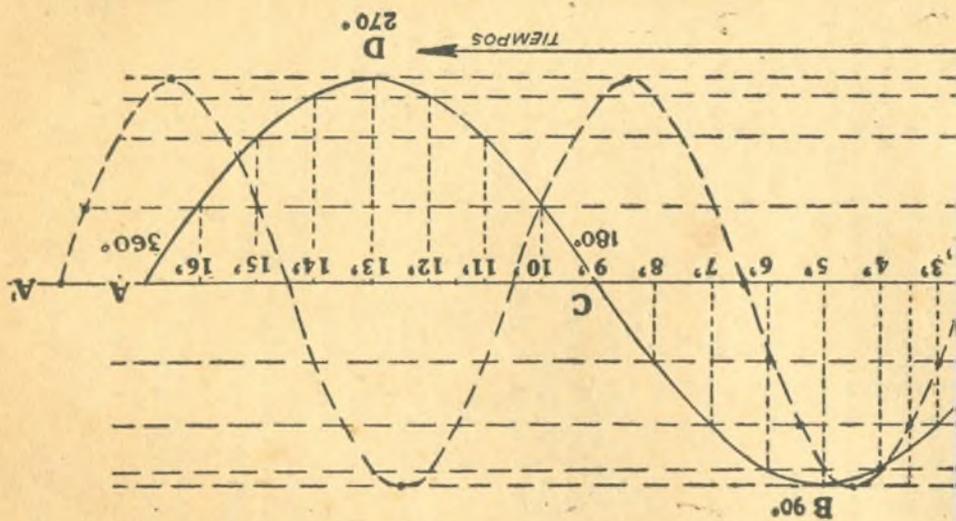
80a. LECCION

Frecuencias Fundamentales y Armónicas.- Defasaje

(Conclusión)

En lecciones anteriores vimos con bastante extensión todo lo referente a las frecuencias fundamentales y armónicas y la forma que toma la frecuencia fundamental cuando queda afectada por una armónica, suponiendo que ambas actúen en un mismo circuito.

Fig. 379



Veremos ahora qué sucede en un circuito cuando además de actuar sobre él una energía de corriente alternada de frecuencia fundamental, pero que además en ese circuito actúa una armónica, y de una manera no vista hasta ahora.

Supongamos la figura 379 en la cual tenemos desarrollada una senoide y que corresponde al desarrollo de una corriente alternada de frecuencia fundamental.

Supongamos por un momento que en el circuito donde actúa la corriente alternada mencionada se genera una pequeña energía y cuya frecuencia corresponde a la segunda armónica. Pero resulta que las variaciones de energía de dicha corriente no comienzan cuando la energía de corriente alternada fundamental es igual a cero, sino que comienzan después que la energía principal actúa en el circuito.

Para ser más claros, veamos la figura 379 y supongamos que como en los casos anteriores que un móvil M gira en una trayectoria circular con velocidad uniforme y cuyo punto de partida es el punto en donde el ángulo de arco recorrido es igual a cero.

Supongamos ahora que cuando el móvil M llega a la altura H, o sea entre los puntos 2 y 3 del mismo punto de partida del móvil M comienzan a girar otro móvil M_1 , pero con una velocidad exactamente igual a dos veces de la del móvil M y sobre la misma trayectoria. El móvil M considerado bajo el punto de vista de las alturas con respecto al tiempo, y referidas al eje C A, describirá una senoide como la indicada en la figura mencionada 379 e indicada en trazo lleno.

Hemos dicho que cuando el móvil M se encontraba a una altura H entre los puntos 2 y 3, partía del punto O un móvil M_1 con velocidad igual al doble del anterior; por lo tanto, para un tiempo igual a la senoide trazada en primera instancia, el móvil M_1 describirá dos sinusoides completas y de iguales amplitudes a la de la primera.

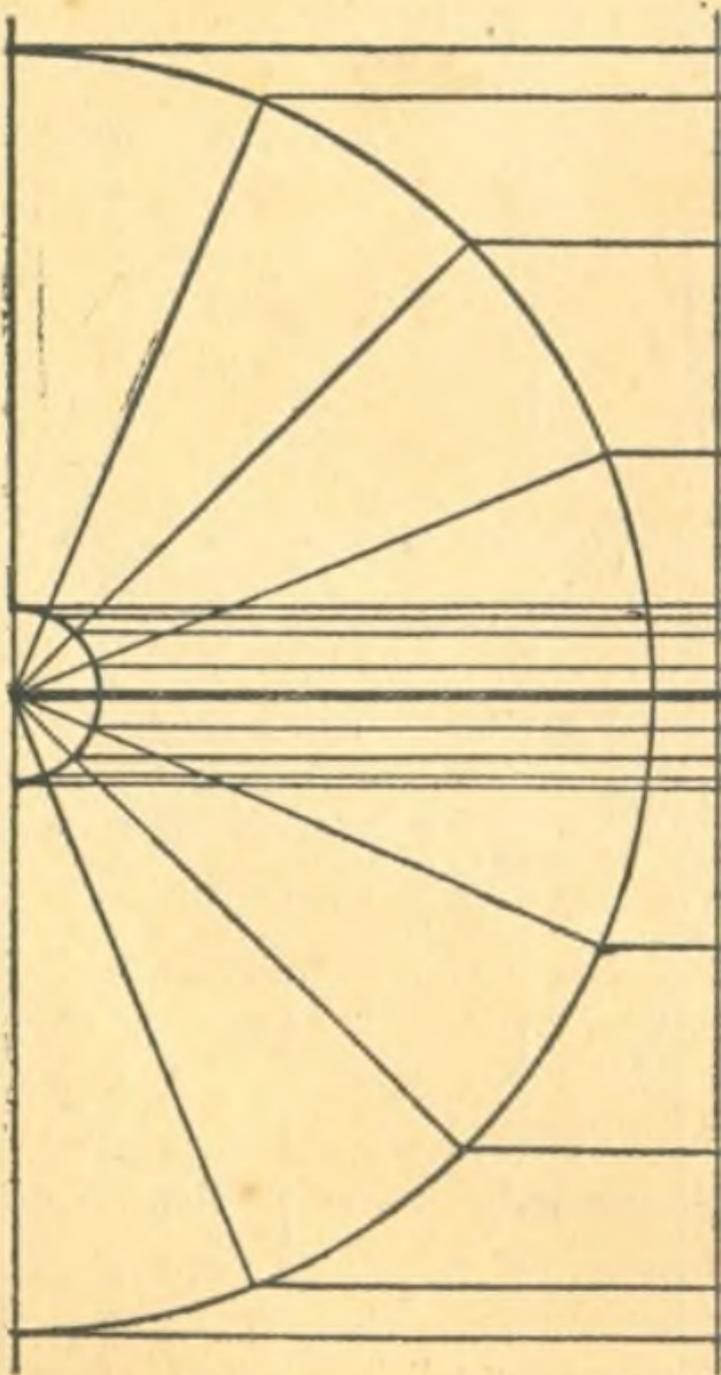
Pero como en el momento que comenzó el movimiento del móvil M_1 el móvil M se encontraba a cierta distancia del punto de origen, resultará entonces que el móvil M_1 ha comenzado su movimiento con retraso. Es decir, que la senoide descripta por el móvil M_1 tendrá su origen por una diferencia igual a una altura H: es decir, que la senoide comenzará en el punto indicado en la figura 379 como M' y a partir del cual comienza a describirse la senoide correspondiente al movimiento del móvil en cuestión. Por lo tanto, la senoide descripta por M_1 es la indicada en trazo interrumpido, como pueden ver fácilmente los lectores.

Volviendo a la figura 379 y observando el eje de los tiempos, vemos que el punto 1' que corresponde al comienzo del móvil M con respecto al punto M' y que corresponde al comienzo del movimiento del móvil M_1 se encuentran a una diferencia de un tiempo equivalente a la distancia 1' M' que podríamos llamarle como tiempo de atraso o diferencia de los móviles en cuestión con respecto al momento de partida.

La diferencia de los dos móviles podría determinarse también como diferencia en el ángulo de partida y por esta razón, llevados al terreno de la ELECTROTECNICA, se la conoce con el nombre de DIFERENCIA DE FASE o más propiamente, DEFASAJE.

En la práctica, el fenómeno de DEFASAJE se presenta en todos los circuitos en los cuales circula corriente alternada.

Tal es así, que la intensidad de la corriente con respecto a la tensión existente en el circuito no tienen la misma fase, vale decir, que la intensidad de la corriente no comienza a circular por el circuito en el mismo instante en que se aplica la f.e.m., sino que una vez que ésta ha sido aplicada al circuito, las caídas de voltaje en el mismo se hacen presentes en algunos casos antes y en otros después en que la corriente ha circulado por el circuito, dependiendo esto solamente de las características del circuito, ya sea éste del tipo capacitativo o inductivo.



RADIO—197

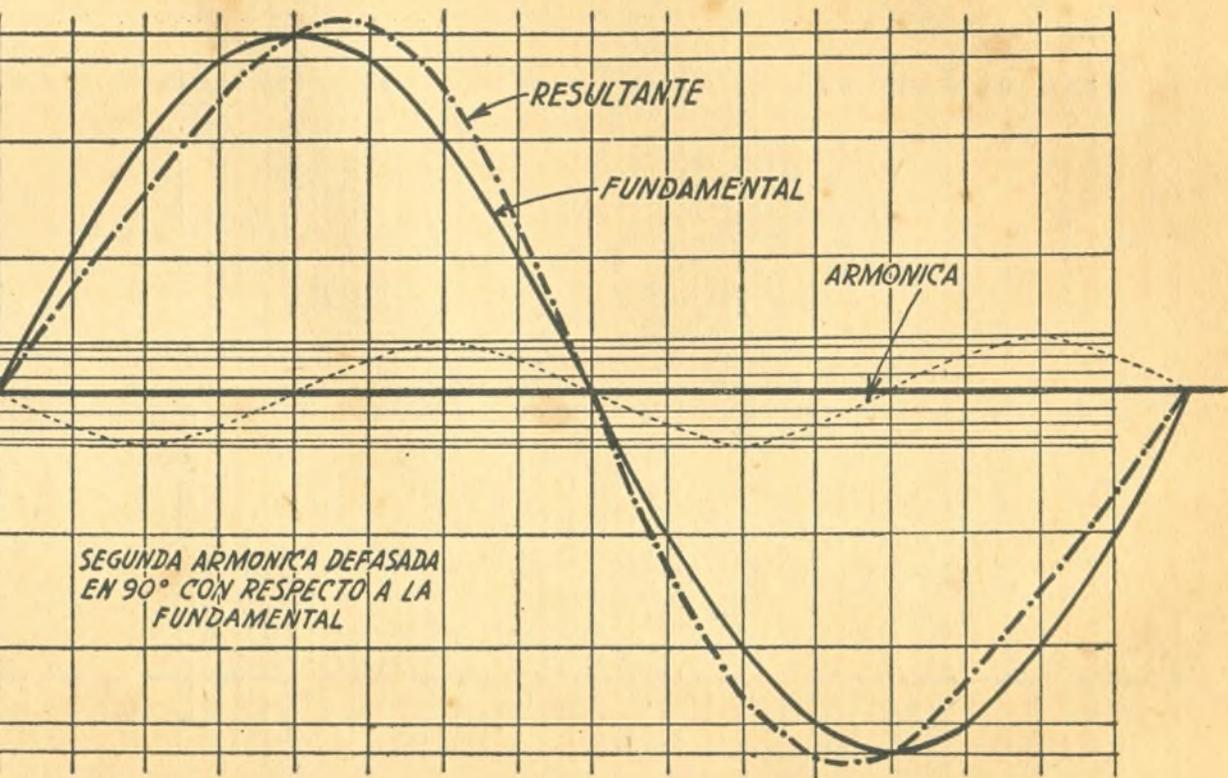
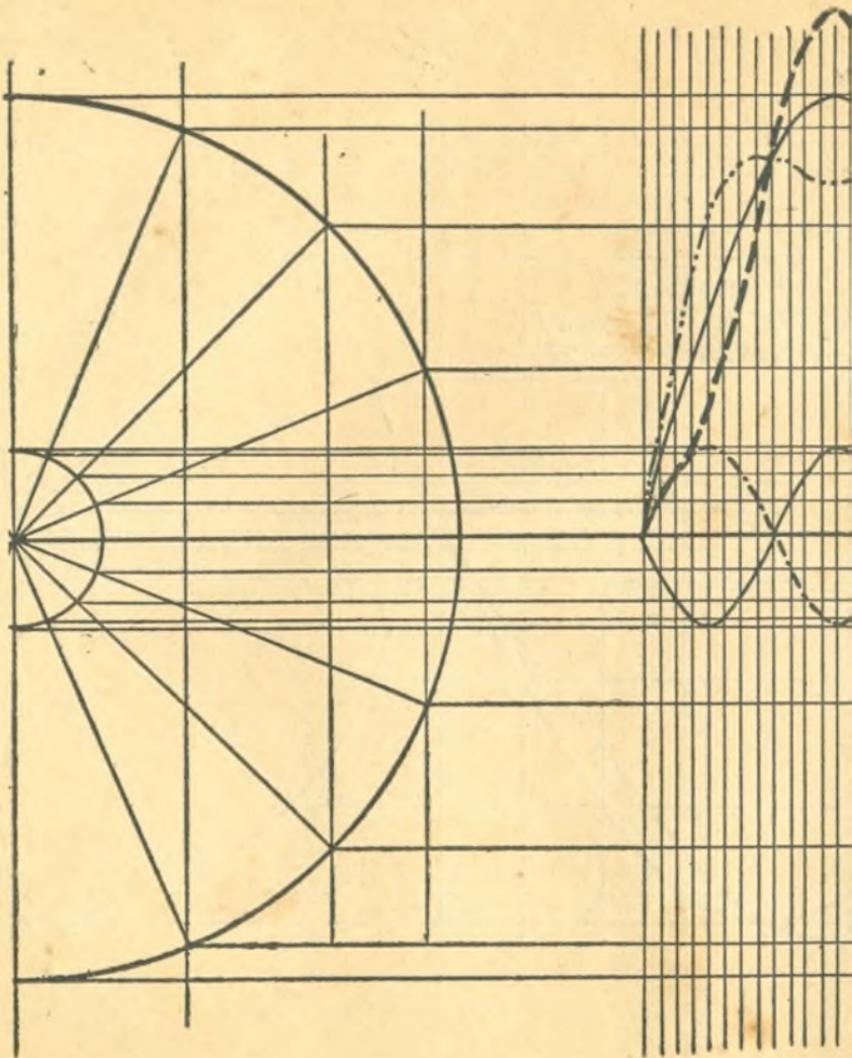
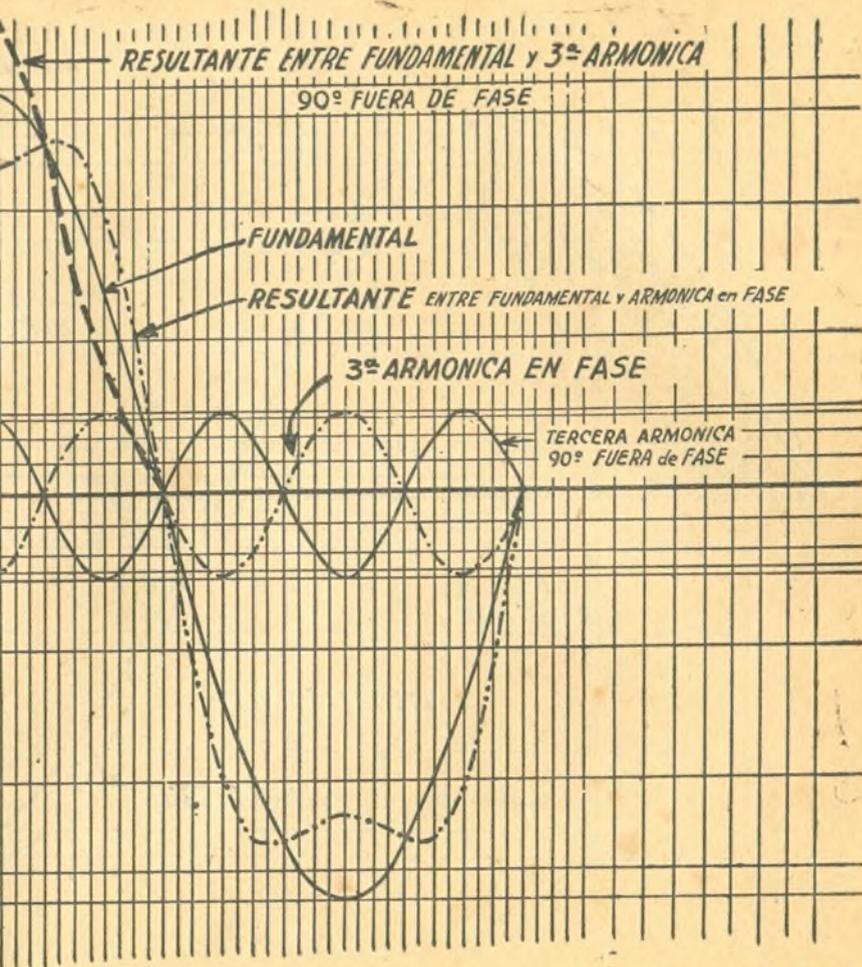


Fig. 380





RESULTANTE ENTRE FUNDAMENTAL y 3ª ARMONICA

90° FUERA DE FASE

FUNDAMENTAL

RESULTANTE ENTRE FUNDAMENTAL y ARMONICA en FASE

3ª ARMONICA EN FASE

TERCERA ARMONICA
90° FUERA de FASE

Solamente en circuitos puramente resistivos, es decir, en los cuales no existen ni capacidad ni inductancia, la corriente está en fase con la f.e.m.

Estos fenómenos de defasaje que mencionamos, los veremos oportunamente con la extensión que el tema se merece; por lo tanto, veamos en esta lección los casos de defasaje en circuitos donde la frecuencia de la energía fundamental y la frecuencia armónica de la energía que actúa en ese circuito, son distintas.

Veamos la figura 380 y tracemos una senoide de la manera general y que supondremos corresponda a una alternancia de la energía de frecuencia fundamental. Luego de realizada la senoide de la frecuencia fundamental, supondremos que en el circuito actúa una tensión correspondiente a la segunda armónica de dicha frecuencia pero defasada en 90° con respecto a la fundamental.

La frecuencia armónica se indica en la figura 380 en trazo punteado y la resultante de las dos curvas se indica en la misma figura con trozos de puntos y rayas.

En el trazado de las curvas se considera que la energía de la segunda armónica es igual al 15% de la energía principal.

La línea punto y raya y que corresponde a la curva resultante indica cómo llega a deformarse la senoide cuando el defasaje es igual a 90° y por lo tanto, si se compara con las curvas trazadas en la figura 366 se verá que la deformación de la senoide se produce en sentido inverso en la figura 350 y, por lo tanto, la deformación dependerá también de la fase.

De la misma manera si construyéramos la curva resultante en donde se hace presente la tercera armónica en el circuito de la fundamental, en la cual el primero está fuera de fase, se obtendrían deformaciones más serias que las producidos en los casos de las curvas en fase.

Veamos la figura 381 y la cual es una repetición de la 368 y en la que se puede apreciar la tercera armónica 90° fuera de fase y la deformación introducida por ésta en la fundamental. Dicha resultante se indica con el trazo grueso interrumpido.

La deformación que introduce el defasaje de la energía de frecuencia armónica, se realiza en sentido inverso que en el caso de estar en fase las energías en juego. Por lo tanto la deformación se hace presente en una reducción del ancho de la senoide fundamental y un aumento en su amplitud.

En la figura 387 solamente se ha trazado el semiciclo positivo de la resultante entre la fundamental y la armónica fuera de fase.

Para terminar, diremos que la importancia del conocimiento de las deformaciones de las frecuencias fundamentales sinusoidales, es muy grande, dado que solamente de esta manera podríamos saber cuándo un amplificador o un detector introducen deformaciones a la curva fundamental, como así también permite conocer la fase de la frecuencia armónica, con respecto a la frecuencia fundamental y además es posible saber hasta qué grado es posible tolerar la deformación por armónica y cuya aplicación inmediata la tenemos en los diseños y puesta a punto de los amplificadores en general.

El lector podría ejercitarse en el manejo de las curvas indicadas más arriba, para distintos valores de defasaje y para diferentes porcentajes de energías de frecuencias armónicas.

CURSO DE RADIO



81a. LECCION

Estudio sobre antenas

(Conclusión)

Hemos visto, en lecciones anteriores, distintos tipos de antenas más comunes aptos para el empleo en recepciones de señales de Radio, como en transmisiones de señales de alta frecuencia. Veamos, antes de indicar algunos tipos de antena especiales para recepciones de diferentes frecuencias, cómo se comporta una antena transmisora en lo que a campo magnético y su distribución en el espacio se refiere.

EFFECTO DIRECCIONAL DE LAS ANTENAS TRANSMISORAS DISTRIBUCION DEL CAMPO MAGNETICO EN EL ESPACIO

Cuando un sistema irradiante (antena) está irradiando energía de alta frecuencia en forma de campo magnético, ésta se efectúa en todas direcciones, pero no con las mismas intensidades.

Lo que acabamos de decir es cierto para todos los casos y para todos los tipos de antenas, a excepción del tipo vertical, pero esto se debe a que la distribución de todos los tipos de antena no se produce de la misma manera.

Los diagramas en los cuales se indica la distribución del campo magnético de una antena se les denomina con el nombre de DIAGRAMA POLAR y en el cual se indican por medio de líneas de igual intensidad de campo, la distribución del mismo y de una manera similar a la empleada para indicar los niveles del terreno en los mapas geográficos.

En la figura 382 se muestra uno de los diagramas mencionados para el caso de una antena horizontal.

Como el lector puede imaginar, el campo magnético variable generado por una antena transmisora, se efectúa en todas direcciones, pero para una dirección determinada, el campo magnético mencionado se propaga a mayor distancia, con una intensidad mayor que para otras direcciones. Para ser más claros, podremos decir que si observamos el diagrama polar de la figura 382, tendremos una idea más clara de lo que acabamos de decir; tal es así, que se verá que para distintos ángulos y para una misma intensidad de campo, las distancias con respecto a la antena son distintas. Esto se comprenderá más fácilmente si se supone que una antena si está irradiando podrá generar un campo magnético de la misma intensidad a una distancia dada de ésta, pero que en la práctica esta distancia no es la misma para todas las direcciones.

Veamos entonces el ejemplo de la figura 382 en la cual se indica la distribución del campo magnético inductor de una antena en todas las direcciones y tomadas en un plano horizontal. La curva ha sido tomada para una distancia igual con respecto al centro de la antena y en puntos de una circunferencia de manera tal, que las distancias de donde se toman las mediciones sean las mismas. De esta manera se obtiene un diagrama de intensidad de campo provocado por una antena transmisora. Por lo tanto, el lector podrá ver inmediatamente cómo se comporta una antena del tipo cuyo diagrama presentamos en la figura 382 y también podrá verse claramente en qué direcciones el campo magnético es más intenso y en qué dirección el campo magnético se anula.

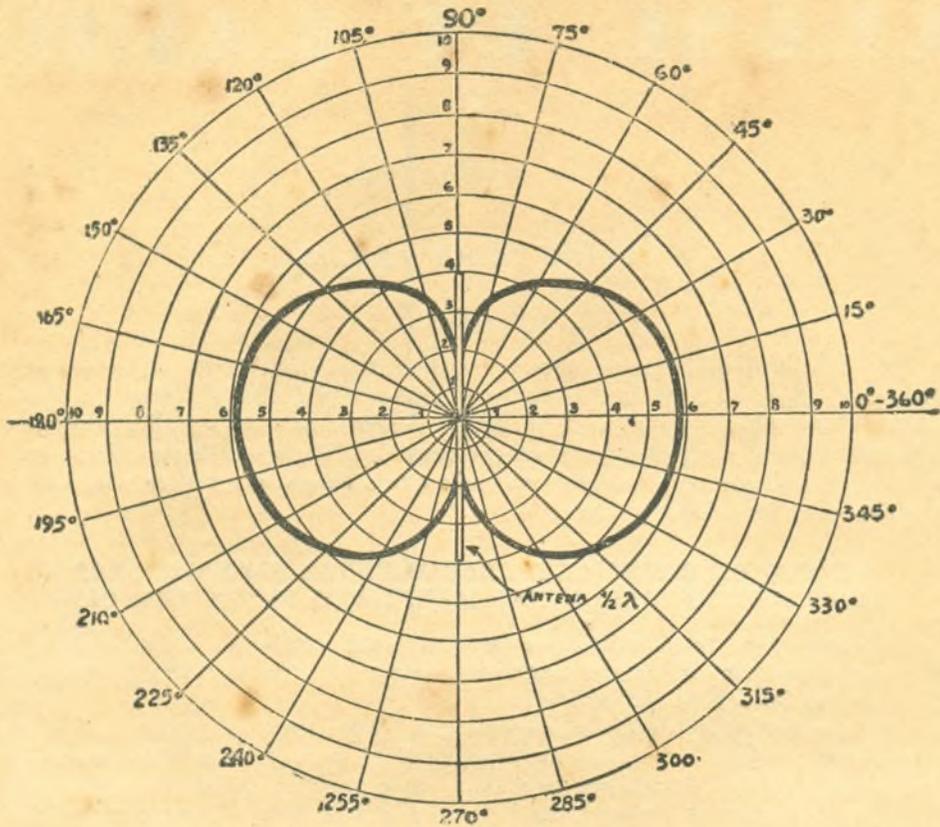


Fig. 382

Pero debemos recordar que la radiación de una antena no se produce en un plano horizontal, como es lógico, sino que se produce ocupando un volumen determinado. Esto explicará con lujo de detalles en una lección dedicada a la reflexión de las ondas hertzianas. Para que se vea de una manera gráfica lo que acabamos de insinuar, se muestra en la figura 383 y en la cual se ve cla-

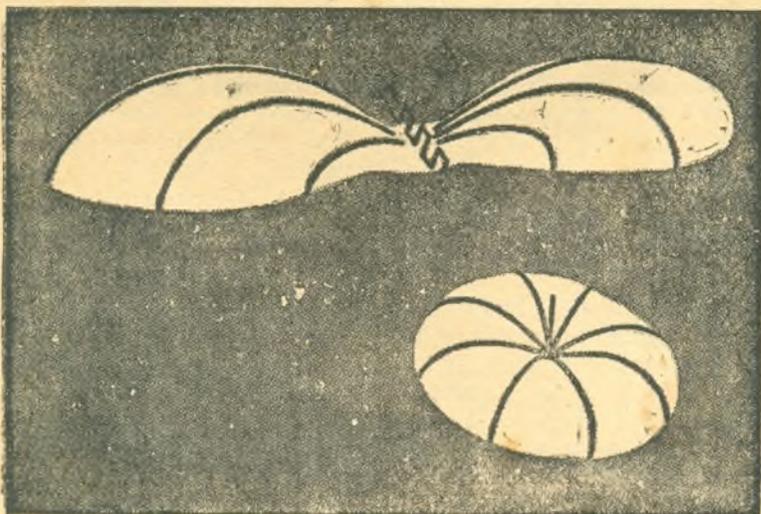


Fig. 383 1

* Figura tomada del "The RADIO Antena Handbook".

ramente la forma que el campo magnético generado por una antena transmisora presentaría en el espacio.

En dicha figura se ve con claridad la forma del campo magnético para el caso de dos antenas, una del tipo vertical, en primer término, y una antena de un tipo especial.

En nuestros tiempos el empleo de una antena vertical se ha popularizado enormemente y la causa la pueden ver los lectores en la figura 383, en la cual el espectro de radiación nos indica que la antena provoca el campo magnético variable en todas las direcciones y con la misma intensidad para distancias iguales.

Creemos que estos breves conocimientos serán suficiente para que el lector tenga una idea de la forma en que una antena transmisora irradia su energía, y al mismo tiempo la importancia en el conocimiento de la dirección de radiación.

Cuando se trata de diseñar una antena transmisora para ondas cortas, en la que se desea enviar señales a mucha distancia y en una dirección dada, se emplean algunos tipos especiales con sistemas reflectores de formas similares a los empleados para la iluminación o simplemente un alambre o un haz de alambres aislados y colocados paralelos a la antena transmisora. Estos alambres evitan de que el campo magnético se propague en la dirección de la antena hacia el alambre mencionado y por lo tanto toda la energía se irradia en la dirección del conductor "reflector" o la antena, o sea en un solo sentido.

Más tarde, en un curso de especialización, se tratará cada tipo de antena por separado y en la cual se tendrá en cuenta todas las ventajas y características de todas las antenas conocidas hasta nuestros días.

ANTENA ESPECIAL PARA RECEPCION DE ONDAS MULTIPLES

Como habíamos insinuado en lecciones anteriores, existen antenas especiales para recepciones para diferentes frecuencias, dado que las longitudes de onda en las cuales las estaciones de radio transmiten sus programas son muy diversas y por lo tanto no sería posible aprovechar la resonancia propia de la antena.

Para que una antena receptora sea utilizable en distintas frecuencias es necesario emplear circuitos resonantes de manera tal que dichas frecuencias coincidan con las frecuencias de recepción. Por ejemplo, en la práctica se emplean antenas capaces de resonar en distintas frecuencias comprendidas entre los 550 y 30.000 KHz. Con lo cual se consigue una gran eficiencia en

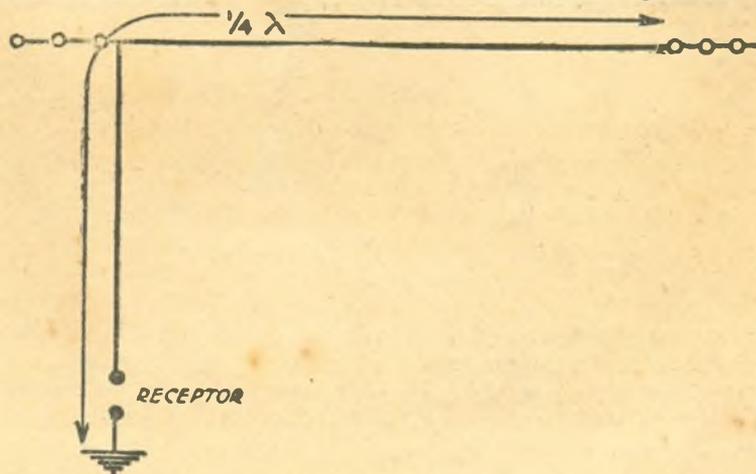


Fig. 384

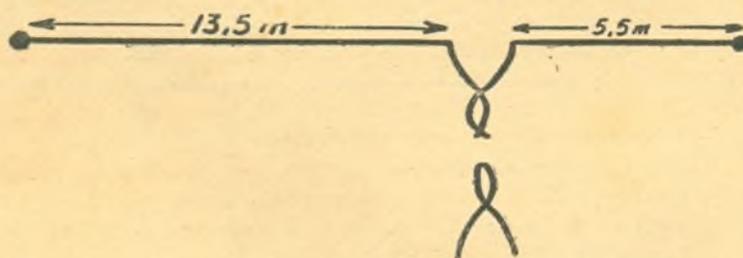
la recepción de señales; y pensar que para ello sólo se emplea una antena de una longitud de onda de resonancia propia muy distante a las frecuencias de sintonía.

Supongamos, en primera instancia, una antena del tipo Marconi, o sea del tipo de media onda y por lo tanto la tensión máxima que se inducirá en dicha antena cuando se la emplea como una antena receptora, se producirá cuando la frecuencia de recepción coincida con la resonancia propia de la antena. Por lo tanto esto quiere decir que para las frecuencias alejadas de la resonancia la tensión inducida es muy pequeña. Esto sólo es cierto cuando la frecuencia de recepción está muy alejada de la frecuencia propia de la antena. En las proximidades de la frecuencia propia de la antena la tensión inducida es bastante elevada. Esto se parece en mucho, y que nos sirve como ejemplo, el caso de una inductancia cuyo "Q" es muy pequeño, y por lo tanto podríamos decir que no es muy "selectiva". De cualquier manera, debemos dejar bien sentado que la tensión inducida en la antena será mayor para el caso en que la frecuencia de la señal coincida con la frecuencia de resonancia propia de la antena.

Veamos un caso concreto, a fin de que el lector vea un caso práctico: Sea la antena de la figura 384, que es del tipo Marconi. Se trata de realizar el diseño de una antena capaz de permitir inducciones en distintas frecuencias de recepción.

Supongamos tener interés en realizar recepciones en frecuencias tales, que la longitud de onda sea de resonancia propia de la antena, esté por los 30 metros, que es la banda de recepción más escuchada por los radioescuchas. Por lo tanto, si la antena trabaja en un cuarto de onda, deberá tener una longitud de 7.5 metros.

Como se ve, resultaría fácil construir una antena como la indicada en la figura 384 y que nos permitirá realizar recepciones muy "cómodas" en la banda mencionada más arriba. Además, podremos recibir con bastante intensidad estaciones que trabajan en frecuencias armónicas y en sus proximidades. Pero resulta que, en la práctica, las estaciones de radio no transmiten en ondas que coinciden en valores armónicos de otras; por lo tanto, el problema resulta sumamente complicado y merece que se le dé preferencia en los estudios que estamos realizando. Por esta razón es necesario elegir cuidadosamente el largo propio de la antena y luego calcular convenientemente circuitos sintonizados que permitan aumentar la intensidad de las señales en base a transformadores resonantes a las frecuencias deseadas.



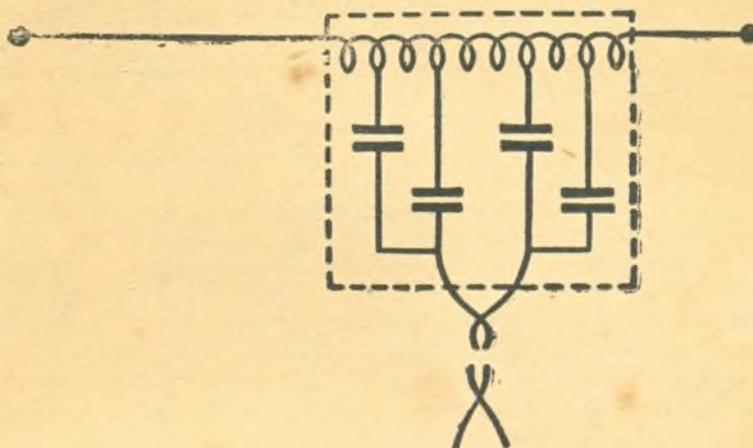
AL RECEPTOR

Fig. 385

Supongamos la antena de la figura 385 en la cual se dan todas las medidas de la misma. Como puede verse, la antena está formada en realidad por dos del mismo tipo, pero de frecuencias fundamentales de resonancia distintas. La bajada de la antena está construída de tal manera que ésta no tiene resonancia propia y por lo tanto podemos decir que es "aperiódica", pero cada sección de dicha bajada interviene en lo que a longitud total de la antena se refiere. Dando medidas convenientes a cada rama horizontal de la antena,

podremos variar la frecuencia fundamental de la misma, de tal manera que puedan realizarse por medio de ésta, recepciones a frecuencias distintas y distantes, si se quiere, una de otra. Se observará, finalmente, que la bajada de antena lo forman dos cables retorcidos.

De la antena propuesta en la figura 385 sacamos como conclusión que si conectamos la bajada a un transformador tal que pueda sintonizarse a una frecuencia determinada, podremos agregar al sistema una tercera frecuencia de resonancia que permitirá reforzar la recepción en dicha banda de recepción. Veamos lo que acabamos de decir en la figura 386.



AL RECEPTOR

Fig. 386

En dicha figura puede verse un transformador que permite, a la vez de conectar la bajada de la antena a un valor de impedancia correcta, sintonizar partes del bobinado a frecuencias determinadas.

Como puede verse en dicha fig. 386, se puede construir un transformador tal que permita obtener resonancias en cuatro frecuencias distintas, que agregadas a las dos frecuencias de resonancias propias de la antena resultarían ser seis frecuencias para bandas de recepción determinada. Con sólo fijar las frecuencias de resonancias que se desea, se calculan los valores de L y C correspondientes.

El tipo de transformador que acabamos de explicar permite llegar al diseño que nos proponemos pero en cambio, hay cierta pérdida de eficiencia (atenuación) provocada por la desigualdad de las impedancias y por esta razón, se recurre a soluciones más complejas.

Primeramente en los diseños de antena debe tenerse en cuenta la eficiencia o rendimiento de la misma y es por esta razón que en la práctica se emplean casi invariablemente antenas de tipo simétrico y que se conocen con el nombre de antenas "DOUBLET".

Estos dos sistemas de antena son en realidad dos antenas del tipo "L".

A dicho sistema de antena "Doublet" se le agregan dos transformadores cuyas características analizaremos. Esquemáticamente están dados en la fig. 387, en la cual se puede ver en "A" un transformador cuyo primario se conecta a la antena y el secundario a la bajada doble de alambre retorcido. En la figura 387 "B" se muestra el transformador que se conectaría al extremo de la bajada y que acopla a su vez el receptor. En este último bobinado, puede observarse que varias secciones de éste quedan sintonizadas por medio de condensadores. Lo más interesante de esta disposición, o sea el empleo de dos transformadores, es la de equilibrar exactamente las impe-

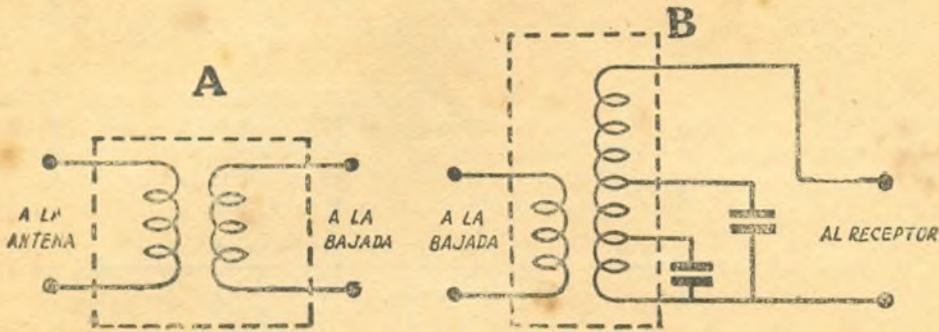


Fig. 387

dancias, punto éste muy importante para el correcto funcionamiento de la antena, y veamos entonces por qué.

La antena propiamente dicha presenta una impedancia determinada y que por lo tanto, para distintas bandas de recepción no podrá tener, salvo casos especiales, la impedancia en los circuitos de entrada del receptor y sobre todo si se conectase la bajada de antena directamente a éste.

Por lo tanto, es necesario construir un transformador cuyo primario correspondiera a la impedancia que en este caso, sería la impedancia media de la antena y como secundario una impedancia tal que correspondiera a la impedancia propia de la bajada. Por lo dicho anteriormente, debemos construir un transformador de acoplamiento que permita conectar la antena con el receptor; por lo tanto, el primario de dicho transformador deberá tener una impedancia igual a la bajada de la antena y el secundario una impedancia adecuada para acoplar al receptor.

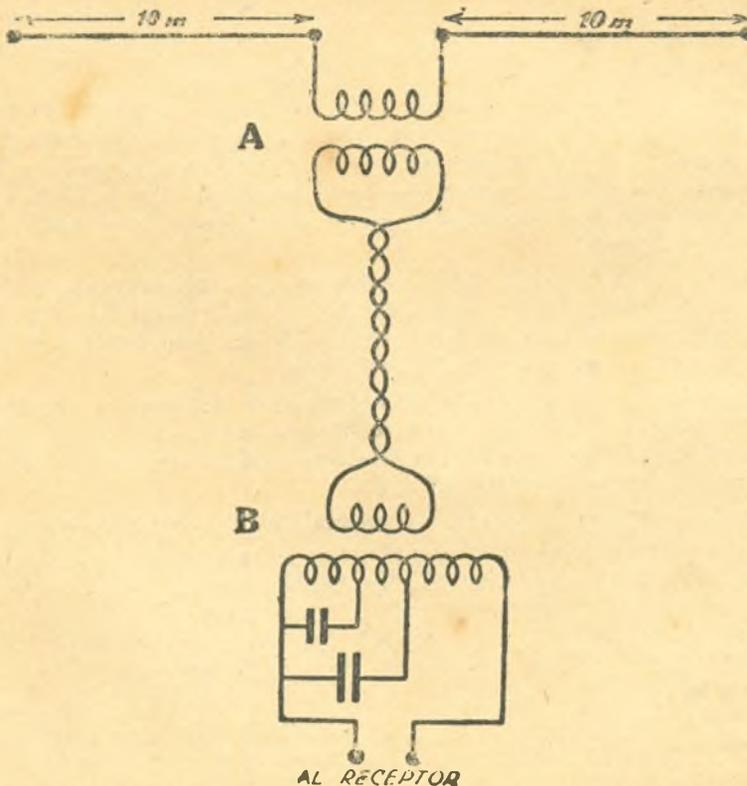


Fig. 388

Por lo general, los circuitos sintonizados se realizan sobre el bobinado que acopla al receptor, pero hay algunos modelos comerciales en los cuales éstos se realizan sobre el primario de los mismos y en otros tanto en el primario como en el secundario y de una manera simétrica.

En la fig. 388, se muestra una antena "Doublet" en la cual se emplean los transformadores de la fig. 387. Por las medidas dadas en la misma figura, se puede ver que por la resonancia propia de la antena, que trabaja en media onda, tenemos que las señales se reforzarán a frecuencias de 20 metros, 40 metros, 80 metros, 160 metros, 320 metros, etc., y que corresponden más o menos al centro del rango de sintonía de las frecuencias de las distintas bandas de recepción. Por ejemplo, las de 20 y 40 metros corresponde exactamente a la banda de recepción de ondas cortas y a dos puntos equidistantes del centro de la banda mencionada. La de 80 metros corresponde a una banda intermedia entre un extremo de la banda anterior y a la que se aproxima a la de 160 metros. La de 160 metros corresponde a la banda de policía, y por último la de 320 metros corresponde exactamente al centro de la banda de recepción de ondas largas de broadcastings.

Pero resulta que esto no es suficiente para obtener una buena eficiencia en el circuito de la antena, pues quedarán zonas en las cuales la resonancia propia de la antena y sus armónicas no serán suficientes para reforzar las señales de esas frecuencias y por lo tanto se deberá recurrir a los circuitos resonantes a que hemos hecho referencia y que resonarán en frecuencias intermedias entre las propias de resonancia de la antena y sus armónicos.

El tipo de antena que acabamos de describir, en la práctica, no es exactamente igual al indicado sinó la que se da en la fig. 389 que se diferencia

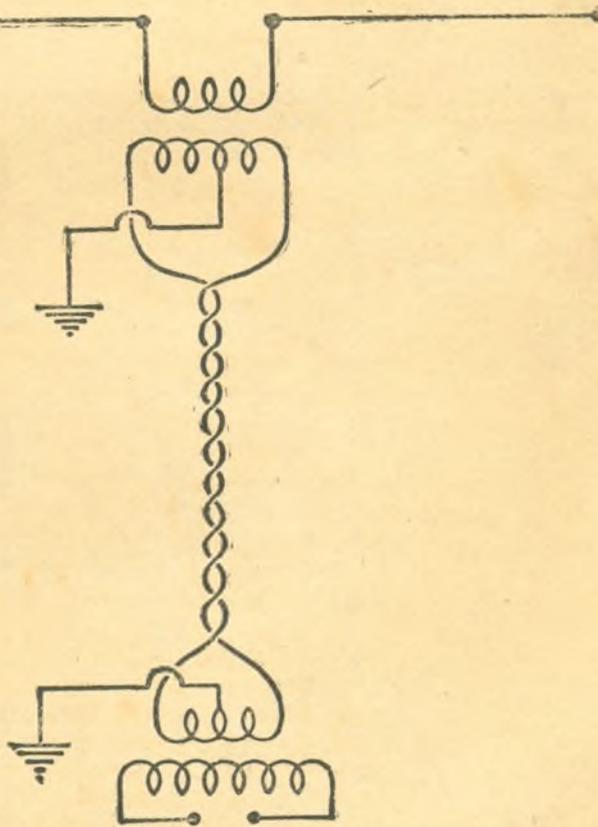


Fig. 389

de la anterior en que los bobinados correspondientes a la bajada de la antena se conectan a tierra en sus puntos medios. Esto se realiza para obtener un mejor equilibrio en el sistema y a la vez "immunizar" la bajada de inducciones indebidas productoras de ruidos parásitos y que vienen con la señal.

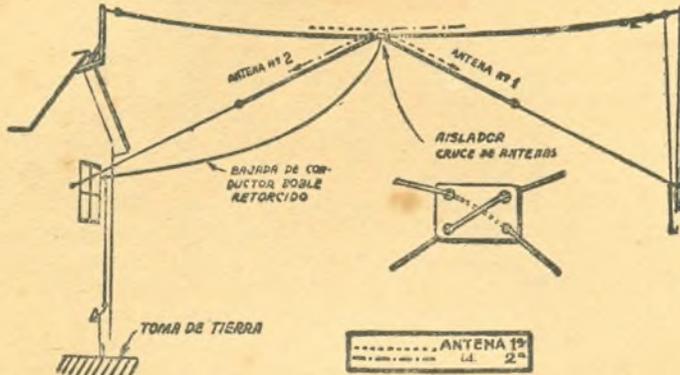


Fig. 390

En general, todos los distintos tipos de antenas especiales para la recepción derivan de las propuestas en estas lección y bajos los mismos principios. Solamente se ha logrado mayor eficiencia en la antena misma, estudiándola convenientemente a fin de ponerla en condiciones que las tensiones inducidas en la misma sean las mayores posibles y lo más antiparásitas posibles. Para estos "refinamientos" se han dedicado los laboratorios de R.C.A. de Norte América, dando a conocer antenas que se las conocen una como DOUBLET y otra SPYDER WEB. La primera significa antena doble Doublet y la segunda tipo tela de araña y que, como puede verse en las figuras 390 y 391, respectivamente, éstas han sido bautizadas acertadamente. Además existen otros tipos de antenas del mismo tipo y construídas por otras compañías del país del Norte y cuyas eficiencias son más o menos buenas.

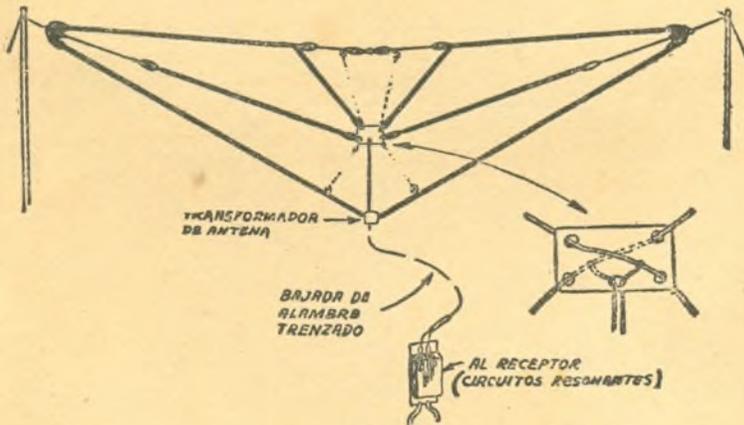


Fig. 391

Debemos recordar que cuando se trate de instalar una antena de cualquiera de los tipos descritos, deberá tenerse en cuenta la preferencia de las estaciones que se sintonizarán a fin de orientar convenientemente a dicha antena. La dirección de la antena deberá ser tal que las líneas de fuerza del campo magnético de la estación a recibir, y la antena sean perpendiculares entre sí.

No damos más detalles con respecto a las antenas en general, porque

sería necesario un número considerable de lecciones para explicar todo lo que a antenas se refiere y lo que constituye por sí solo una especialidad dentro del campo de la Radiotécnica.

En su oportunidad agregaremos a uno de los diseños de receptores una antena de alguno de los tipos explicados y entonces calcularemos todas sus partes.

Hacemos la salvedad en esta lección que no hemos tratado el tema de antenas direccionales porque su uso es puramente comercial, salvo en el caso de las frecuencias ultracortas y que en el momento que tratemos este tema daremos los detalles correspondientes a antenas especiales para la transmisión y recepción de señales de frecuencias de ondas ultracortas.

82.a LECCION

Inductancias reflejadas.- Impedancias reflejadas y cargas reflejadas

En la práctica, el conocimiento de tanto las inductancias, como las impedancias y cargas reflejadas en los circuitos del primario del transformador, resulta de un inapreciable valor, sobre todo cuando se trata de diseñar transformadores tanto de baja frecuencia como de alta frecuencia. Estos conocimientos nos permiten conocer perfectamente las características de los transformadores y se evita de esta manera el empleo de cargas incorrectas que dan por resultado desequilibrios de los circuitos, deformaciones y por lo general falta de rendimiento de los mismos.

Veamos un ejemplo muy claro de lo que significa carga óptima de una red de canalización, por ejemplo, en la cual tenemos un generador que entrega energía eléctrica a un circuito determinado (fig. 392). En dicha figura se ve claramente que sobre la resistencia R se produce la caída total de tensión y de un valor igual a la f. e. m. del generador, siempre que la resistencia de los conductores puedan despreciarse.

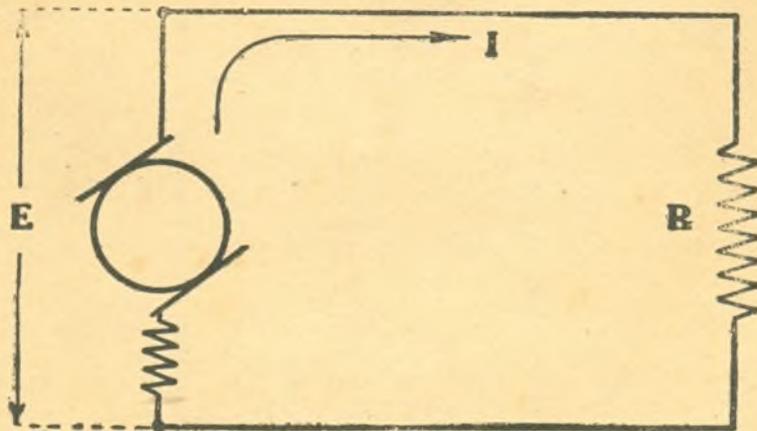


Fig. 392

Pero veamos hasta que punto esto es cierto. Veamos este ejemplo con valores numéricos a fin de que pueda verse lo que nos proponemos demostrar con más claridad.

Supongamos que la tensión que suministra el generador sea de 220 V., y la resistencia interna del generador es igual a 10 Ohms y supongamos que la intensidad de la corriente que puede entregar el generador es de 2,2 Amperes, es decir, que la potencia máxima del generador será de unos $220 \times 2,2 = 484$ Watts.

Supongamos por un momento que el valor de la resistencia R sea de 300 Ohms, entonces la intensidad del circuito será igual a $\frac{220}{300} = 0,73$ Amperes.

Quizás llamará la atención del lector que no tengamos en cuenta la resistencia interna de la máquina, pues como se puede imaginar, la tensión entre sus bornas será algo mayor que 220 Volts. Esto se debe al hecho de que la tensión de 220 V. está medida para cuando la corriente del circuito es máxima para el generador y por lo tanto se ha calculado la máquina en condiciones máximas.

Si la corriente en el circuito fuese máxima, la caída de tensión entre los extremos del generador sería igual a $2,2 \times 10 = 22$ Volts, de manera que en el circuito exterior, o sea sobre la resistencia R se producirá una caída de tensión de 220 V y entonces el generador deberá dar una tensión de $220 + 22 = 242$ Volts.

Es decir, que cuando el generador trabaja sin ninguna carga en el circuito exterior o cuando la resistencia R tenga un valor infinitamente grande, la tensión entre los bordes del generador será igual a 242 V.

Volviendo al tema, consideremos el caso en que la resistencia R, en lugar de 300 Ohms, tenga 200 Ohms y por lo tanto la intensidad de la corriente tendrá un valor de: $\frac{242}{200} = 1,1$ Amperes, pero, por lo que dijimos au-

tes, en el circuito existe además la resistencia interna del generador que queda en serie con el circuito exterior, de manera que tendremos que considerar la tensión de 242 V. y sumar el valor de la resistencia de 200 Ohms la de 10 Ohms de la máquina y por lo tanto la corriente real del circuito será

de: $\frac{242}{200 + 10} = \frac{242}{210} = 1,15$ Amperes aproximadamente. Como ven

los lectores, en realidad la intensidad de la corriente es mayor que la calculada en primer término y esto sucede en cada caso en la práctica.

Supongamos ahora que la resistencia R tenga un valor igual a 80 Ohms; entonces la corriente del circuito será de $\frac{242}{90} = 2,5$ Amperes

Y supongamos, por último, que la resistencia R adquiere un valor igual a 60 Ohms; entonces la intensidad de la corriente del circuito será de $\frac{242}{70} = 3,2$ Amperes.

Veamos ahora qué caídas de tensión se producen en los distintos casos entre los extremos de la resistencia del circuito R.

Para 300 Ohms	$\frac{242}{310}$	= 0,78 Amperes, o sea	$0,78 \times 300 = 234$ Volts
" 200 "	1,15	" " "	$1,15 \times 200 = 230$ "
" 100 "	2,2	" " "	$2,2 \times 100 = 220$ "
" 80 "	2,5	" " "	$2,5 \times 80 = 200$ "
" 60 "	3,2	" " "	$3,2 \times 60 = 192$ "

Si el lector analizase con cuidado todos estos cálculos y especialmente los valores obtenidos de las distintas caídas de tensión, podrá descubrir sin mayor esfuerzo que la caída de tensión de 220 Volts se obtiene efectivamente cuando el valor de la resistencia del circuito exterior es igual a 100 Ohms y la intensidad de la corriente es de 2,2 Amperes.

Por lo tanto, se verá que el generador entrega a dicho circuito exterior una energía de 484 Watts.

Si se disminuye el valor de la resistencia del circuito exterior, resulta que la intensidad de la corriente aumenta y por lo tanto la caída de tensión entre los extremos de la resistencia exterior va disminuyendo a medida que dicha resistencia también disminuye. ¿Dónde se producirá la caída de tensión que no cae sobre la resistencia exterior y que por lógica debe ser la diferencia entre 242 V. y la caída de tensión entre los extremos de la resistencia R? Se verá inmediatamente que la otra caída de tensión se produce entre los extremos de la resistencia interna de la máquina y que dicha caída de tensión será mayor cuando mayor sea la intensidad de la corriente del circuito. Y por lo tanto se verá que en el circuito exterior no podrá conseguirse la tensión que determinan las características de la máquina y que por lo tanto el rendimiento en el circuito exterior disminuirá con las consecuencias que es de imaginar.

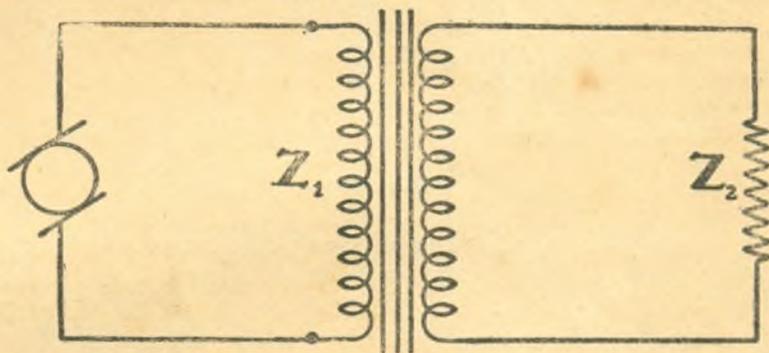


Fig. 393

Como solución de lo explicado, vemos que el circuito exterior debe tener una carga óptima para que el rendimiento del generador sea la máxima, siendo dicho valor, para el caso particular del ejemplo, de unos 100 Ohms.

Consideremos el caso de un transformador de alimentación como en el caso de la figura 383, y cuyo primario de impedancia Z_1 está conectado a un generador de corriente alterna. El secundario de dicho transformador está conectado a una carga que la denominamos Z_2 .

Supongamos que variamos el valor de Z_2 , en cuyo caso lógicamente variará la intensidad de la corriente sobre la carga Z_1 . Si la carga Z_2 es muy grande, la corriente en Z_1 será reducida, mientras que si los valores de Z_2 disminuyen la intensidad de la corriente, en Z_1 aumentarán. Lógicamente este fenómeno se repite entre los extremos de Z_1 , por lo que sabemos respecto a la ley de Ohm.

Veamos ahora, cuando la carga Z_2 aumenta de valor. Dijimos que la corriente en Z_1 disminuye; por lo tanto podríamos decir, sin posibilidades de error, que la carga Z_1 también aumenta de valor, ya que la corriente que la atraviesa también disminuye. Cuando el valor de la carga Z_2 disminuye, el valor de la corriente en Z_1 aumenta de intensidad a lo que sería igual decir que el valor de Z_1 disminuye.

Con lo que acabamos de decir, se ve claramente que las variaciones de carga del secundario se reflejan en el primario.

Tal es cierto lo que acabamos de decir, que basta recordar la Ley de Ohm para verificar la certeza del raciocinio.

Como la carga Z_1 varía con respecto a las variaciones de Z_2 , resulta que podemos suponer, por analogía, que las dos cargas están conectadas en paralelo.

Esto último también es cierto, porque conectar dos resistencias en paralelo es algo similar como disminuir la resistencia del circuito y por lo tanto la corriente de la misma aumenta. En nuestro caso si disminuye el valor de la carga de Z_2 disminuye el valor de la carga Z_1 puesto que la corriente en Z_1 aumenta.

Para proseguir, veamos el circuito de la figura 394 que resulta ser el circuito de la figura 393 pero completo y de acuerdo a lo dicho con respecto a la figura 392 y en la cual no se puede, evidentemente, despreciar el valor de la carga de la f.e.m. que queda en serie con la carga total del sistema de alimentación.

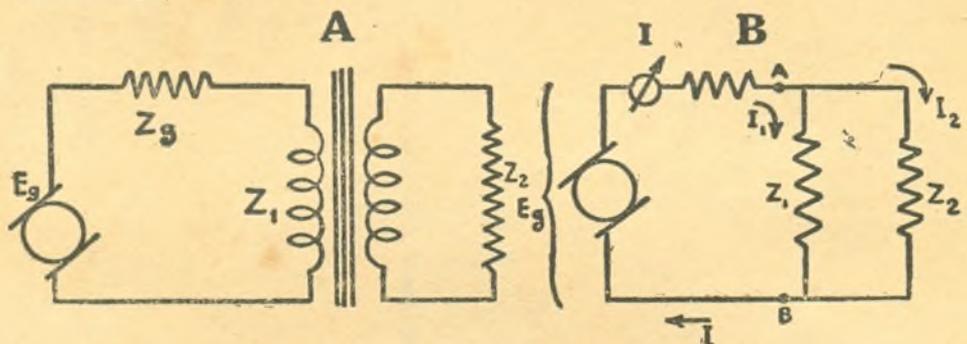


Fig. 394

En la figura 394 A puede verse el circuito del transformador de una manera esquemática si se quiere, pero en la misma figura a la derecha (figura 394 B) puede verse la forma del circuito tal como trabaja en la práctica y en la cual puede verse cómo las dos cargas Z_1 y Z_2 están en paralelo entre sí y también se indica la carga propia del generador que queda conectado en cualquier momento en serie con éste y la carga total. Por lo tanto si las dos cargas están en paralelo podríamos decir que entre los extremos de la carga Z_1 queda reflejada la otra que corresponde a la Z_2 , de manera que entre los puntos A y B tendremos una resultante que sería el valor de la carga total del circuito exterior. Por lo tanto, llamando Z_t a dicha carga tendremos que:

$$Z_t = \frac{Z_1 \times Z_2}{Z_1 + Z_2} \text{ como para el caso de resistencias en paralelo.}$$

En la práctica siempre se necesita conocer el valor de la tensión que se desarrolla entre los extremos de la carga Z_2 porque de esta manera podríamos conocer las características del transformador y a la vez la amplificación de tensión que éste es capaz de desarrollar. Lo mismo que decimos para estos casos podríamos decirlo para los casos en que los transformadores que se consideran son para trabajar en frecuencias variables. Por razones de mejor comprensión hemos elegido el caso de un transformador de alimentación, pero en realidad nos referimos para el caso de transformadores empleados en la radiotécnica y en la cual, por lo general, la carga Z_g sería la resistencia interna de la válvula y el generador E_g sería la tensión desarrollada entre los extremos de la carga Z_g considerada la resistencia interna del generador.

Por lo tanto se ve con bastante claridad lo que queremos decir: por lo tanto continuemos con el desarrollo del tema y averigüemos la tensión que se desarrolla entre los extremos de la carga Z_2 y que sería la tensión que se aplicaría al circuito de grilla, por ejemplo, de una válvula amplificadora.

Empecemos por averiguar cuál es la intensidad de la corriente para el caso de considerar todas las cargas del circuito. Según la ley de Ohm tenemos que:

$$I_g = \frac{E_g}{Z_t + Z_g} \quad (89)$$

Por lo tanto, si sustituimos en esta fórmula el valor de Z_t , tenemos:

$$I = \frac{E_g}{\frac{Z_1 \times Z_2}{Z_1 + Z_2} + Z_g}$$

Simplifiquemos el denominador a fin de tener una fórmula sencilla de emplear.

Por lo tanto, si queremos reducir el denominador bajo un "común denominador, podríamos escribir (ver Curso de Matemáticas).

$$\frac{Z_1 \times Z_2}{Z_1 + Z_2} + Z_g = \frac{Z_1 \times Z_2}{Z_1 + Z_2} + Z_g \times \left(\frac{Z_1 + Z_2}{Z_1 + Z_2} \right) = \frac{Z_1 \times Z_2 + Z_g \times Z_1 + Z_g \times Z_2}{Z_1 + Z_2}$$

Sustituyendo este último valor en la fórmula hallada de la intensidad I_g tenemos:

$$I_g = \frac{E_g}{\frac{Z_1 \times Z_2 + Z_g \times Z_1 + Z_g \times Z_2}{Z_1 + Z_2}} = \frac{E_g \times (Z_1 + Z_2)}{Z_1 \times Z_2 + Z_g \times Z_1 + Z_g \times Z_2}$$

$$I_g = \frac{E_g \times Z_1 + E_g \times Z_2}{Z_1 \times Z_2 + Z_g \times Z_1 + Z_g \times Z_2} \quad (90)$$

Finalmente encontramos la fórmula que nos da la intensidad de la corriente que atraviesa al generador, o sea también a toda la carga del circuito.

Para no cansar al lector con desarrollos matemáticos, daremos a conocer las fórmulas con las cuales se podrán calcular las intensidades de la corriente parcial en las cargas Z_1 y Z_2 y que damos a continuación: la intensidad de la corriente por la carga Z_1 es:

$$I_1 = \frac{E_g \times Z_2}{Z_1 \times Z_2 + Z_g \times Z_1 + Z_g \times Z_2} \quad (91)$$

Y la intensidad de la corriente por la carga Z_2 es:

$$I_2 = \frac{E_g \times Z_1}{Z_1 \times Z_2 + Z_g \times Z_1 + Z_g \times Z_2} \quad (92)$$

Finalmente, si conocemos el valor de la corriente por la carga Z_2 y el valor de la tensión E_g de dicha carga nos resultará muy fácil calcular la tensión E_2 que se desarrolla sobre dicha carga y que nos interesa determinar, por cuya razón podremos aplicar la fórmula que damos a continuación:

$$E_2 = \frac{E_g \times Z_1 \times Z_g}{Z_1 \times Z_2 + Z_g \times Z_1 + Z_g \times Z_2} \quad (93)$$

Estas nociones son puramente generales y sirven al lector como guía de lo que sucede en el circuito como el presentado en la figura B*.

* En esta figura no se fijó la letra E_g sobre la resistencia correspondiente para simplificar la misma.

Veamos cómo se comportan los circuitos acoplados entre dos inductancias y en la cual el factor k de acoplamiento es pequeño y mucho más pequeño que la unidad. Sea, entonces, la figura 395.

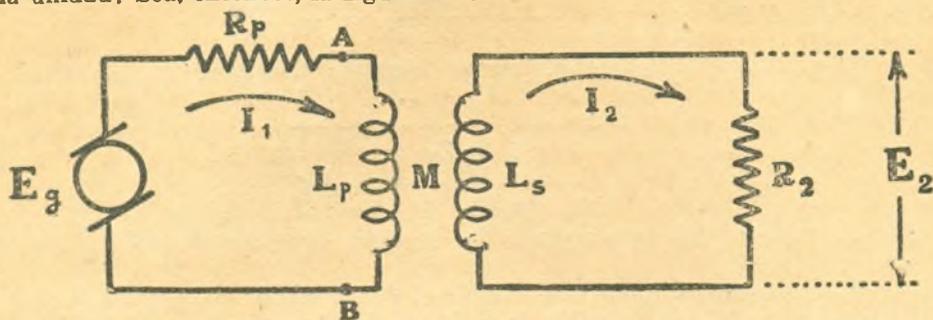


Fig. 395

En los casos considerados anteriormente se había supuesto que entre la carga Z_1 y Z_2 no existía ninguna pérdida y por lo tanto pudimos suponer las dos cargas conectadas estrictamente en paralelo. En el caso que estudiaremos, refiriéndonos a la fig. 395, tendremos en cuenta factores como la inductancia mutua, la frecuencia, etc., tal como se emplean en los circuitos de frecuencias variables.

En estos casos daremos a conocer directamente las fórmulas, pues la forma de llegar a ellas son similares a los casos considerados anteriormente.

La carga reflejada del secundario sobre el primario entre los puntos A y B, puede conocerse mediante la siguiente fórmula:

$$R_{AB} = \frac{4 \times \pi^2 \times f^2 \times M^2}{R_2} \dots\dots\dots (94)$$

Por lo tanto, la intensidad de la corriente en el circuito primario estará dada por la siguiente fórmula, según la ley de Ohms:

$$I_p = \frac{E_g}{R_p + R_{AB}} \dots\dots\dots (95)$$

que, como en el caso de la fórmula 89, en la cual se ve claramente que la carga del primario, o sea la carga reflejada, o sea la equivalente de todo el circuito útil queda en serie con la resistencia interna del generador. Por esta razón, la fórmula 95 se transforma en la 96 con solo substituir el valor de R_{AB}

$$I_p = \frac{E_g}{R_p + \frac{4 \times \pi^2 \times f^2 \times M^2}{R_2}} \dots\dots\dots (96)$$

Si en la fórmula 96 multiplicamos todos sus términos por R_2 llegamos a la fórmula final 97, cuyo valor nos dará la intensidad de la corriente del circuito primario.

$$I_p = \frac{E_g \times R_2}{R_p \times R_2 + 4 \times \pi^2 \times f^2 \times M^2} \dots\dots\dots (97)$$

Repetiendo el caso anterior, debemos recordar que el generador de la figura 395 que nos suministra una energía cuya tensión es E_g y que en realidad es la tensión que se desarrolla en el circuito de placa de una válvula determinada y cuya resistencia interna es R_p . Con respecto a la carga R_2 , corresponde a la carga del circuito secundario y que podría ser el circuito de grilla de una válvula detectora o amplificadora. Sería interesante, antes

de proseguir, y como ilustración del lector, realizar un ejemplo práctico a fin de averiguar el valor de la carga reflejada del circuito secundario sobre el primario para luego poder conocer, según las fórmulas que se darán después, la tensión que se desarrolla sobre la carga R_2 .

Supongamos entonces que L_1 (L_p) sea igual a 20 Hy; L_2 (L_s) sea de 60 Hy; el factor de acoplamiento k , igual a 0,8; la frecuencia, 460 Hz; R_2 , igual a 150.000 Ohms; por lo tanto, antes de calcular con la forma 94 tendremos que conocer el valor de las inductancias mutuas, de manera que si explicamos la fórmula 83, dada en la Lección 68a., tendríamos despejado el valor de M que:

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 \times L_2}} \therefore M = k \times \sqrt{L_1 \times L_2} = 0,8 \times \sqrt{20 \times 60} = 0,8 \times \sqrt{1200} =$$

$$0,8 \times 34,6 = 29,3 \text{ Hy}$$

por lo tanto, sustituyendo este valor como los otros conocidos en la fórmula 94, calcularemos teniendo en cuenta que la frecuencia estará dada en Hertz; la inductancia en Henrys y la resistencia en Ohms, por lo tanto:

$$R_{AB} = \frac{4 \times \pi^2 \times f^2 \times M^2}{R_2} = \frac{4 \times 3,14^2 \times 400^2 \times 29,3^2}{150.000}$$

$$\frac{4 \times 3,14 \times 3,14 \times 400 \times 400 \times 29,3 \times 29,3}{150.000} = \frac{5.504.000.000}{150.000} = 36.700 \text{ Ohms aprox.}$$

Como se ve, el cálculo de la carga reflejada sobre el primario tiene mucha importancia, pues nos permite conocer la tensión y la corriente que se desarrolla en los circuitos, y por esta razón, como se dijo antes, nos permitirá calcular las posibilidades y aumentar eficiencias de los circuitos acoplados. Además, nos permitirá calcular con mucha aproximación las cargas óptimas de los circuitos de placa y los correspondientes a los de grilla.

Uno de los casos más importantes de la Radiotécnica es el conocimiento de la carga reflejada del secundario sobre el primario en circuitos acoplados en los cuales uno de ellos es un circuito sintonizado, porque en base a este valor es posible conocer la tensión que se desarrolla entre los extremos del condensador de sintonía.

En la práctica tenemos en todos los receptores circuitos de antena acoplados a circuitos de sintonía cuyas tensiones que se desarrollan excitan el circuito de grilla de una válvula amplificadora o detectora. También estos casos se presentan cuando se acopla un circuito de placa de una válvula amplificadora con el circuito de grilla de la válvula amplificadora o detectora.

Veamos, entonces, la figura 396, en la cual podemos considerar la inductancia L_1 como la inductancia que podría ser la conectada en un sistema de an-

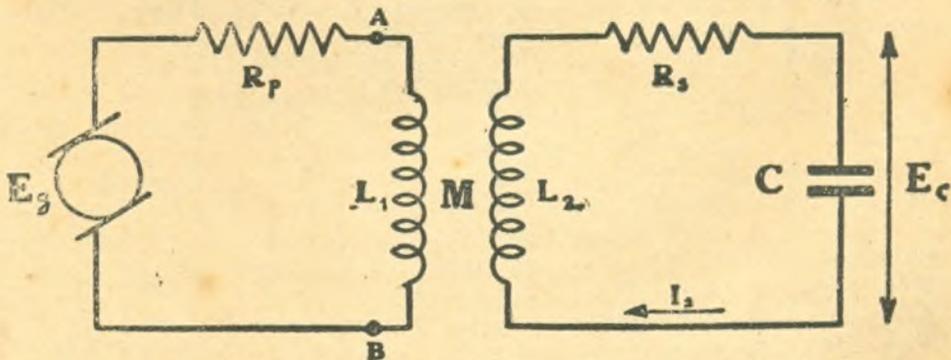


Fig. 396

tena-tierra o bien en serie o como carga de un circuito de placa de una válvula amplificadora de alta frecuencia. Por lo tanto, Rp sería, como en los casos anteriores, la resistencia propia del generador (resistencia interna de placa o resistencia del sistema de antena).

El secundario, o sea L_2 de la figura 396, es la inductancia del circuito de sintonía, siendo C el condensador del circuito resonante; R_s es la resistencia en alta frecuencia de la inductancia L_2 . La resistencia de la inductancia L_1 no se toma en cuenta si está conectada al circuito de placa de la válvula, porque en todos los casos siempre se emplean pentodos como amplificadores de alta frecuencia; la resistencia de placa es muy elevada comparada a la resistencia de alta frecuencia de la inductancia L_1 mencionada.

La carga, o sea la impedancia del circuito secundario reflejada en el circuito primario se expresa de una manera similar al caso de la figura 395. de manera que podemos escribir la fórmula de una manera similar a la 94.

$$R_{AB} = \frac{4 \times \pi^2 \times f^2 \times M^2}{R_s}$$

Y la tensión que se desarrolla entre los extremos de C y que es precisamente la tensión aplicada al circuito de grilla, se calcula mediante la fórmula 9b. y es la que sigue:

$$E_C = \frac{4 \times \pi^2 \times f^2 \times M \times L_2 \times E_g}{R_p \times R_s + 4 \times \pi^2 \times f^2 \times M^2} \dots\dots\dots (98)$$

Por lo tanto, se puede ver que es posible calcular la tensión E_c de un circuito resonante con bastante facilidad.

Como conclusión de lo explicado, vemos que en cuanto se acoplan dos circuitos inmediatamente aparece el fenómeno de la carga reflejada de manera que si dichos circuitos son inductancias podríamos hablar de inductancias reflejadas.

83.a LECCION

Diseño y construcción de un receptor superheterodino para ondas largas y cortas

(Conclusión)

Quedamos en calcular el circuito oscilador de ondas cortas y por lo tanto emplearemos el procedimiento similar como en el caso de ondas largas.

Se habían fijado los límites de frecuencias de sintonía, o sea el rango a cubrir, de 5.750 Khz. a 18.500 Khz. La inductancia que hemos calculado para el circuito detector era de 1,86 μ h, de manera que veamos qué inductancia le corresponderá a la inductancia del oscilador.

Con ayuda de la fórmula 77 llegamos a obtener el valor de la inductancia deseada; por lo tanto fijemos los valores de las frecuencias, ya que el valor de la inductancia de entrada la conocemos. Si la frecuencia más elevada a sintonizar es 18.500 Khz., resultará que el oscilador, para asegurar una frecuencia intermedia de 465 Khz. deberá resonar a una frecuencia de 18.965 Khz., de manera que estamos en condiciones de aplicar la fórmula mencionada. Recordamos que dicha sintonía se hallará con la capacidad mínima del condensador variable. Por lo tanto:

$$\frac{f}{f_1} = \sqrt{\frac{L_1}{L}} = \frac{18.500}{18.965} = \sqrt{\frac{L_1}{1,86}} = 0,94 \times \sqrt{\frac{L_1}{1,86}} \text{ y elevando al cuadrado}$$

ambos miembros, a fin de poder hacer desaparecer el radical del segundo miembro, tenemos: $0,94^2 = \frac{L_1}{1,86}$ y despejando el valor L_1 tenemos:

$$L_1 = 0,94^2 \times 1,86 = 0,94 \times 0,94 \times 1,86 = 1,65 \mu\text{h}$$

Como se ve, el valor de la inductancia del oscilador resulta ser de 1,65 μh . Veamos ahora qué padding sería necesario emplear para que exista arrastre entre los dos circuitos, oscilador y primer detector.

Con el valor de la inductancia calculada y a máxima capacidad del condensador variable C_2 , tendremos que calcular el valor de la capacidad a una frecuencia de resonancia de $5.750 + 465 = 6.215 \text{ Khz.}$ para luego poder calcular el valor correspondiente al padding.

La capacidad se puede calcular de acuerdo a la fórmula 39; por lo tanto,

$$C = \frac{159^2}{f^2 \times L} = \frac{159 \times 159}{6215 \times 6215 \times 1,65} = \frac{25281}{63531471} = 0,0004 \mu\text{f}$$

Por lo tanto, conociendo el valor de la capacidad correspondiente al condensador variable a máxima capacidad en serie con el padding, fácil nos será calcular el valor de éste con sólo realizar las operaciones como sigue (fórmula 81).

$$C_2 = \frac{C \times C_1}{C - C_1} = \frac{440 \times 400}{440 - 400} = \frac{176000}{40} = 4400 \mu\text{f}$$

es decir, que el valor del padding es igual al 4.400 μf , o sea 0,0044 μf , y es el que precisamente se emplea en la práctica.

Veremos, si se desea comprobar la mínima capacidad del circuito oscilador, que la frecuencia es un poco mayor a la prevista como límite o sea de 18.965 Khz. pero en la práctica es muy próximo al deseado pues no es posible tener en cuenta durante el cálculo todas las capacidades distribuidas; tal es eso cierto que basta mencionar que el aumento de capacidad en el bobinado llegaría perfectamente a reducir la frecuencia de resonancia.

El lector se encargará de calcular el número de espiras del diseño, ya que se hizo en otras oportunidades.

De esta manera podríamos dedicarnos a terminar el circuito a fin de ver la forma de conectar las bobinas.

Sabemos, por lo explicado y por haberlo visto en lecciones anteriores, que un circuito superheterodino para que pueda funcionar correctamente deberá tener los circuitos de compensación (trimmer o simplemente pequeños condensadorcitos de ajuste) que permitan el ajuste de manera tal que todos los circuitos funcionen acordados de acuerdo al cálculo, es decir, que para cada posición del condensador del circuito de sintonía o sea del primer detector para frecuencias determinadas de resonancias, existe siempre otra frecuencia de resonancia del circuito oscilador con una diferencia de frecuencia igual al valor de la frecuencia intermedia, con respecto al primer detector. Por esta razón es que mencionamos el empleo de trimmers a fin de poder acordar los dos circuitos sintonizados para un correcto arrastre en todas las bandas.

Por esta razón debemos tener en cuenta, al realizar el circuito final, de agregar en paralelo con cada circuito de grilla, un pequeño condensador llamado trimmer de una capacidad aproximada de unos 20 μf de capacidad máxima a fin de evitar que la capacidad residual, para los casos de sintonías de frecuencias elevadas, sea la menor posible, con lo cual se consigue aumentar el rango de frecuencias.

De acuerdo a lo dicho, se podría realizar una disposición previa de los

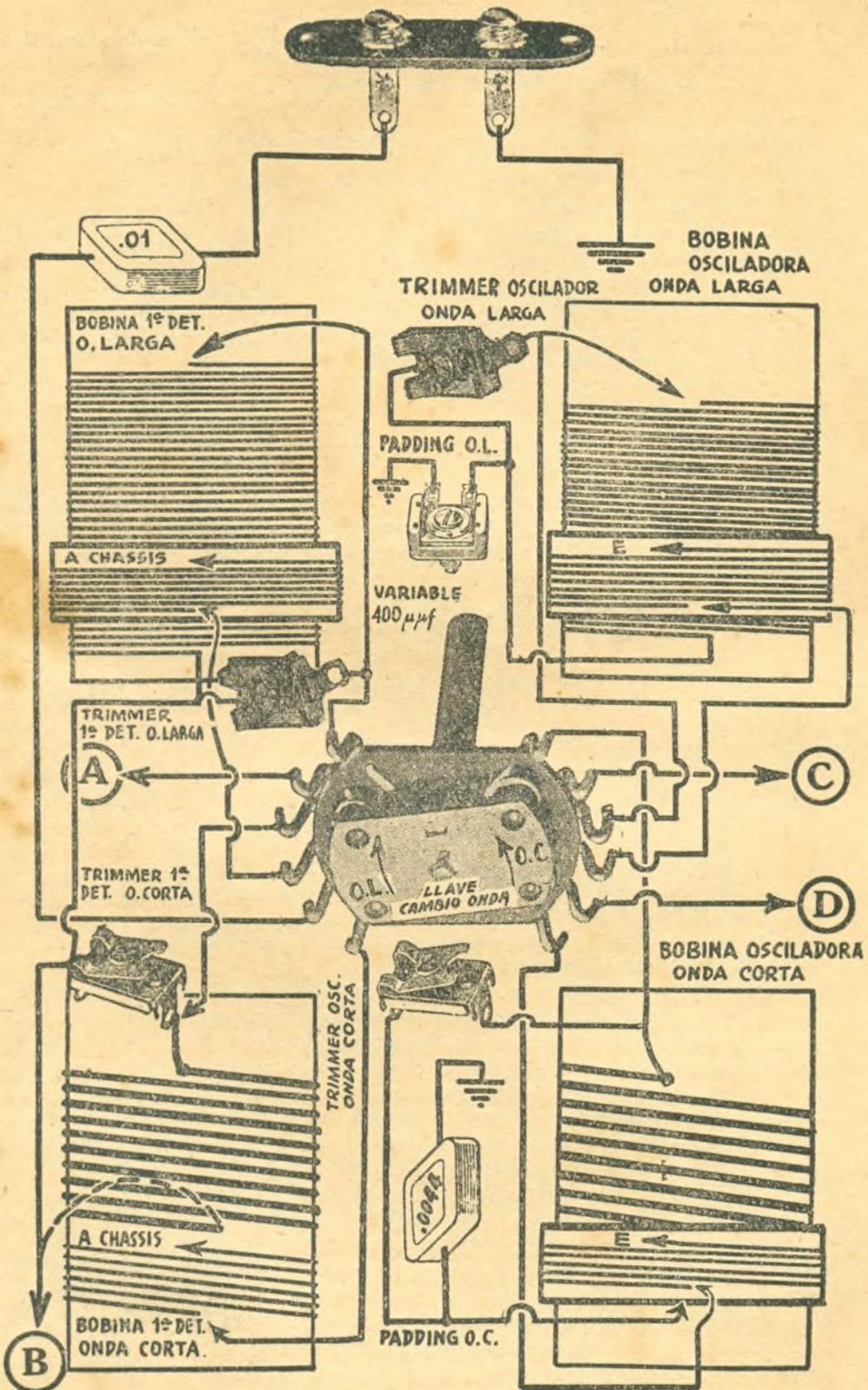


Fig. 397

elementos; por lo tanto veamos la figura 397. En esta figura tenemos todas las cuatro bobinas calculadas durante esta lección. Pero lo que no hemos calculado son las inductancias de la sección osciladora y que corresponde al circuito de placa de la misma y a través de los cuales circulará la corriente de placa de dicha sección. Además, no debemos olvidar que dicho bobinado es el que se empleará para producir el acoplamiento entre el circuito de placa con el de grilla de la sección osciladora de la válvula 6A7 y por lo tanto debemos dar la forma de diseñar la dicha sección, ya que la sección del circuito de grilla se ha calculado y es una constante que depende del rango de frecuencia a generar. Según las características de la válvula 6A7, el fabricante aconseja una corriente media de grilla de unos 200 Microamperes, por cuya razón fácil nos será buscar el valor más propicio de acoplamiento entre el circuito de grilla y el de placa en función del número de espiras que esta última llevará.

En la práctica es cuando se fijan las constantes de acoplamiento del circuito oscilador, pues éste cambia con el tipo de válvula, de manera que si por cualquier causa se cambia ésta, ya no podremos emplear el mismo acoplamiento y por lo tanto tendremos que volver a realizar las experiencias que daremos a continuación para determinar el acoplamiento óptimo de la válvula elegida, salvo el caso que el cambio de válvula se hiciese por otra de un tipo similar.

El acoplamiento del circuito oscilador se realiza de la siguiente manera: Guiándose por las constantes dadas por los fabricantes de las válvulas en unos 200 Microamperes, podríamos empezar por agregarle tantas espiras a dicho bobinado hasta obtener una corriente media del circuito de grilla del oscilador hasta el valor aconsejado. Pero este procedimiento sería muy largo y por lo tanto habría que guiarse un poco por la experiencia acumulada. Por lo tanto, tratándose de una inductancia que se acoplara a un circuito de sintonía de ondas largas, se podría elegir un valor de inductancia para el acoplamiento de una cuarta parte del de grilla tratando de reducir en lo posible el acoplamiento capacitativo, es decir, que la superficie ocupada por el bobinado del circuito de placa del oscilador debe ocupar muy poco espacio, como podrá observarse en la figura 397 arriba y a la derecha, la cual representa la bobina del circuito oscilador. Por lo tanto habrá que emplearse un alambre muy delgado a fin de reducir el volumen de la bobina de placa. Si el lector posee algún instrumento de medición del tipo desarrollado en este Curso u otro tipo similar, fácil resultaría, una vez montada la bobina en el receptor, calibrarla convenientemente con sólo medir la corriente del circuito de grilla. En caso de no poseer ningún instrumental, bastará seguir las instrucciones dadas anteriormente, es decir, emplear un acoplamiento de placa de un valor igual a un cuarto de la inductancia del circuito de grilla, por ejemplo: si el circuito de grilla del oscilador tiene una inductancia de 112 μ h, la inductancia del circuito de placa tendrá 28 μ h, de manera con sólo calcular la inductancia de acuerdo a las fórmulas conocidas para determinar la cantidad de espiras necesarias.

Para el caso de ondas cortas podría emplearse una cantidad de espiras para el acoplamiento, cuya inductancia sea muy próxima al valor de la bobina de sintonía, pero rara vez es inferior a $3/4$ del valor de la inductancia de esta última. Una vez realizado el receptor, resulta fácil efectuar los retoques pertinentes y, tal como indicaremos en esta misma lección.

En la figura 397 indicamos las cuatro bobinas de tal manera que el lector pueda tener una idea de su aspecto exterior una vez terminadas éstas. Además se indica la posición aproximada de las inductancias y la forma cómo deberán conectarse los terminales de cada una de éstas, a fin de que trabajen correctamente en sus respectivos circuitos. La forma de conectar las bobinas a la llave, al tándem y a la válvula 6A7 se indican muy claramente en dicha figura, de manera que no es necesario ningún comentario. Como puede

verse, la llave de cambio de onda está formada por cuatro llaves inversoras montadas sobre el mismo eje y distribuidas simétricamente de manera que la parte central de cada sección conecta de un lado o en el otro una banda de recepción. Con el tiempo el lector se familiarizará con este tipo de llave, ya que se emplea en todos los receptores para ondas cortas y largas.

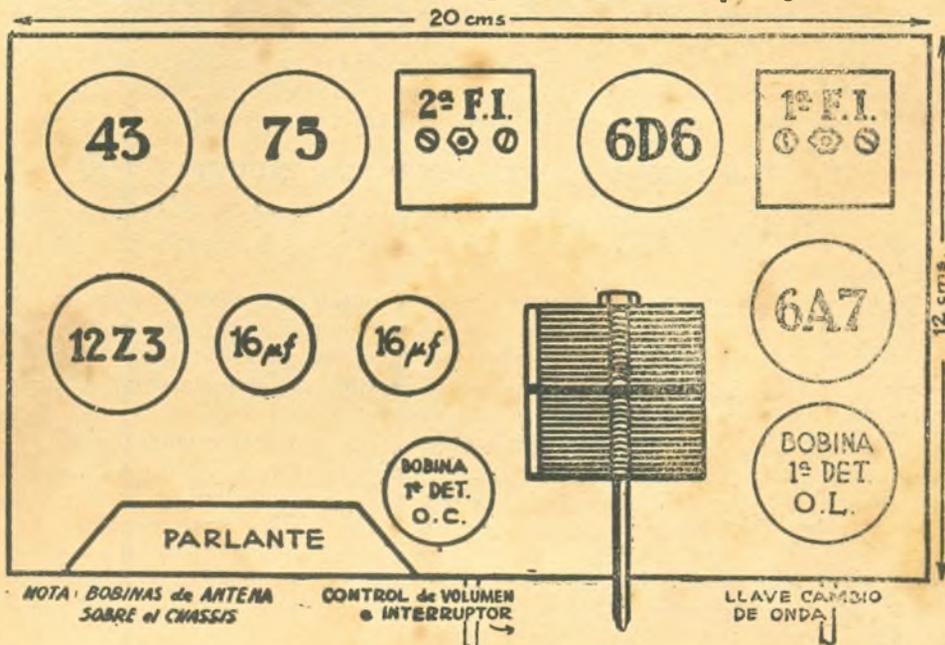
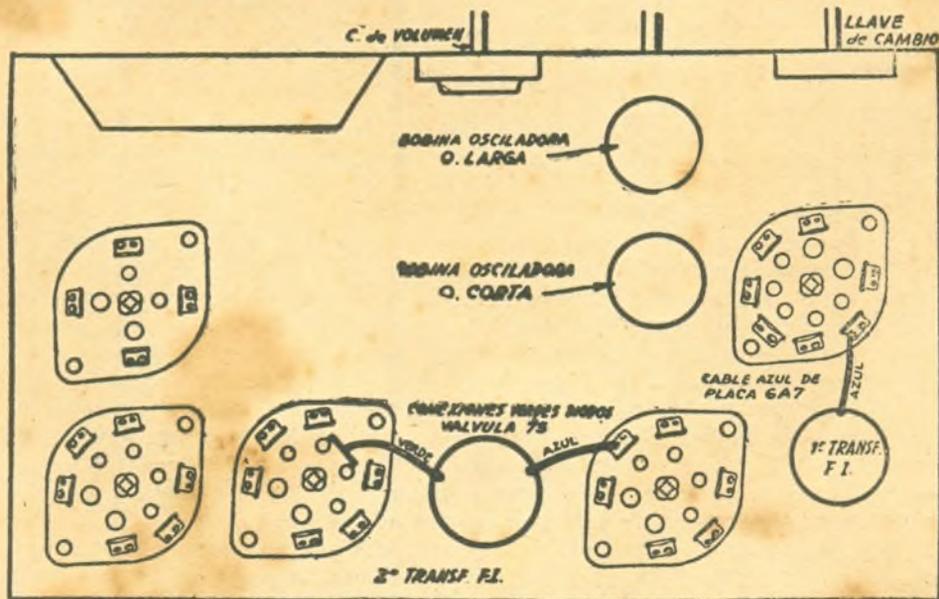


Fig. 399

La razón de emplear una llave de este tipo reside en que debemos invertir el circuito de antena; el circuito de grilla del primer detector; el circuito de la grilla osciladora y el circuito de la placa de esta misma sección. Es decir,



NOTA: BOBINAS OSCILADORAS DEBAJO el CHASSIS

Fig. 400

cuatro circuitos que se conectarán por vez en ondas cortas u ondas largas, como se verá en la figura correspondiente si se observa el circuito con cuidado.

Respecto al resto del circuito, debemos repetir que es exactamente igual al circuito publicado en la Lección 67a.

El circuito general está dado en la figura 398, de manera que el lector podrá apreciar el conjunto y además podrá; obtener la lista de material correspondiente.

El detalle del chasis y dimensiones están dados en las figuras 399 y 400 como así también la distribución de las partes del receptor.

El desarrollo general está dado en la Lámina figura 401.

CONSTRUCCION Y AJUSTE GENERAL E INDUCTANCIAS

Una vez distribuídos todos los materiales de acuerdo a las figuras 399 y 400, se realizarán las conexiones lo más cortas posible y según se detalla a continuación:

Los circuitos de placa deben realizarse directamente a los zócalos de las válvulas evitando en todo momento que pasen cerca de circuitos de grilla.

Los positivos de alta tensión deben ser tomados, para todos los circuitos de placa, desde un mismo punto y en dicho punto debe conectarse el condensador de 0.5 μ f tal como se indica en el circuito.

Los circuitos de grilla deben conectarse lo más directamente posible, mismo como en los circuitos de placa, deben realizarse lo más cortos posible.

Las soldaduras en general deben cuidarse, sobre todo las de la llave de cambio de onda evitando de emplear ácidos, como se dijo oportunamente.

Evitar el empleo de elementos de dudosa procedencia y construcción y sobre todo cerciorarse primeramente si el elemento a emplearse (condensadores fijos, resistencias, etc.) están realmente en condiciones de fijarse en el receptor.

Cuando se pruebe el receptor debe tenerse en cuenta que un polo de la red de canalización está conectado al chasis; por lo tanto no se hará ninguna experiencia con él sin antes, la persona que trabaje con éste, no esté convenientemente aislada de tierra, es decir, que es necesario que el lector trabaje siempre sobre piso de madera seca o sobre una tarima o sobre una 'alfombra' de material aislante. Este inconveniente se podría evitar, pero la realización resulta complicada y se necesita mucha experiencia.

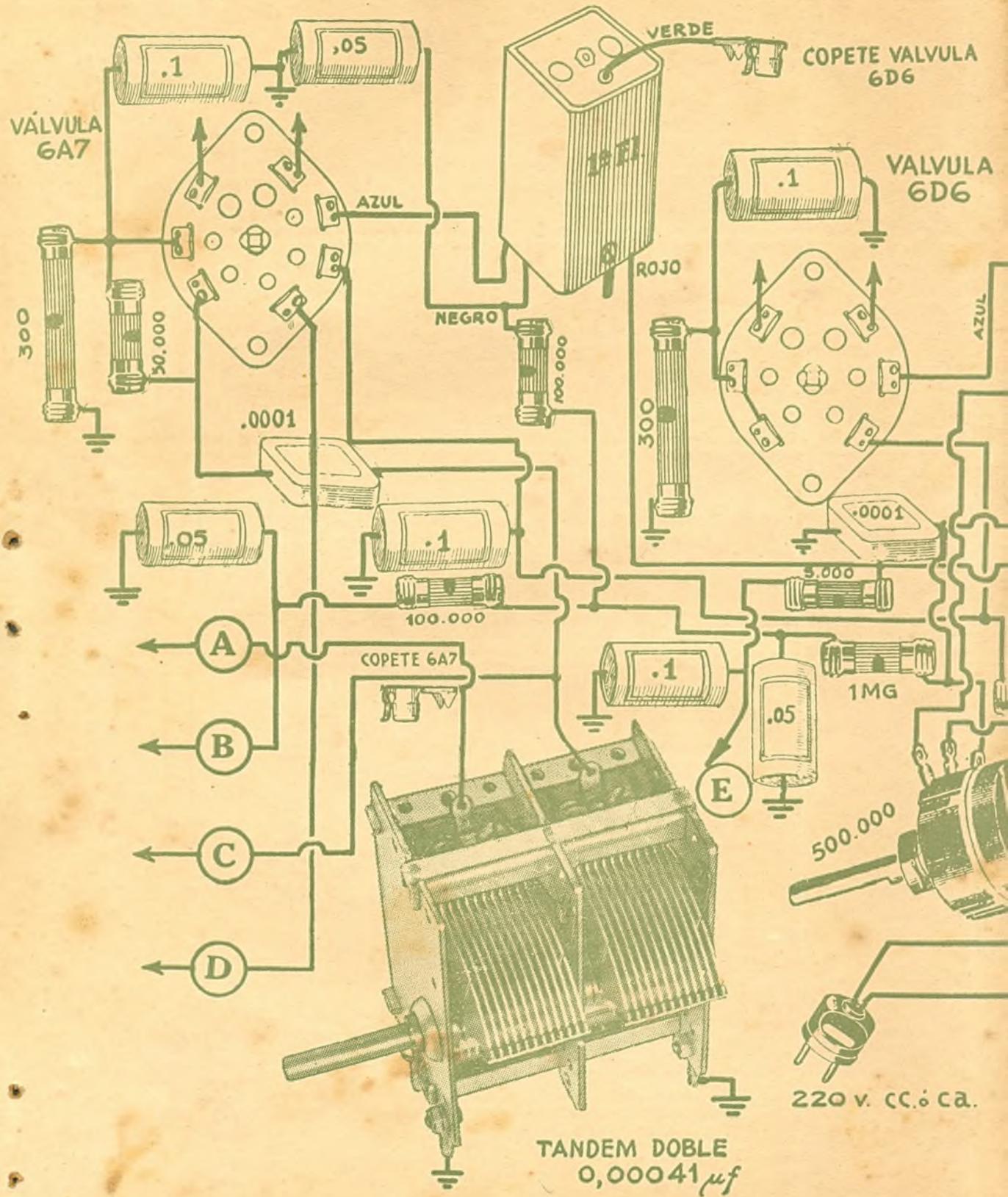
Además, en la figura 400 se da la posición de los zócalos que deben respetarse en cualquier momento.

La forma de revisación y verificación del funcionamiento de cada parte del circuito se realiza de la misma manera que para el proyecto del receptor de la Lección 67a.; por lo tanto nos dedicaremos a explicar la manera de efectuar el ajuste final a las bobinas.

Antes de comenzar debemos recordar al alumno que si el condensador variable en tándem doble tiene trimmers fijados en la parte superior del mismo, éstos deben ser retirados de su lugar, teniendo en cuenta que en ningún momento queden flojos parte alguna del tándem.

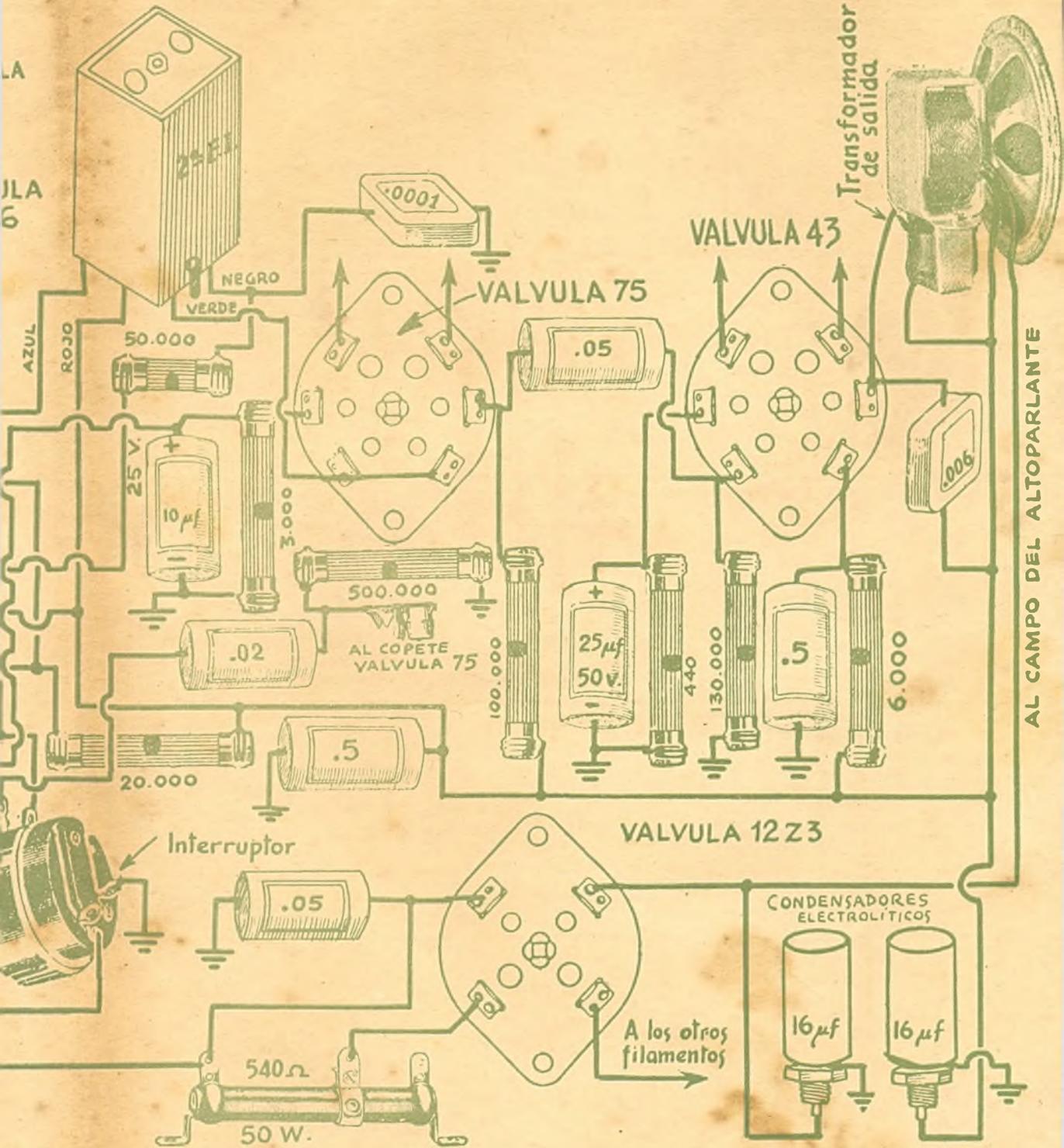
Colocado el receptor en ondas largas, se tratará de sintonizar alguna estación en las cercanías, de 1.400 Khz. que debe encontrarse casi con todo el condensador variable abierto. Si no se lograra sintonizarse, por ejemplo, la estación Radio del Pueblo (LS6), se recurre a hacer girar el trimmer del oscilador O. L. hasta lograr colocar dicha estación en la posición deseada. Logrado esto se trata de hacer girar el trimmer det. O.L. hasta que dicha estación se escuche con la máxima intensidad.

Luego se pasa a cerrar todo el tándem hasta una posición casi máxima y se trata de sintonizar la estación Radio Callao (LS10); se hace girar el tornillo del condensador padding O. L. hasta que dicha estación se escuche a máxima intensidad. Sucede que cuando el padding mencionado se hace variar de capacidad la frecuencia el oscilador varía y por lo tanto



LAMINA

Fig. 401



a.

se correrá la sintonía del receptor y por lo tanto a medida que se mueva el tornillo del padding, en busca de un punto de mayor intensidad, se irá corrigiendo la sintonía con el condensador tándem.

Si dicha estación Radio Callao no se escuchase en la posición indicada se la buscará manteniendo el tándem todo cerrado y moviendo el tornillo del padding hasta que se consiga escuchar la estación, en cuyo caso se realiza la calibración de la manera indicada.

Debemos recordar que estos ajustes deben hacerse con antena exterior y con un mínimo de volumen en el altoparlante o con un mínimo de antena y un máximo de volumen. Esto último es preferible, dado que permite apreciar fácilmente variaciones de sensibilidad dado lo escaso del "colector".

Volviendo a la calibración, se vuelve el condensador variable a la posición de Radio del Pueblo, debiéndose a escuchar en el mismo punto dejado anteriormente; de lo contrario, deberá hacerse girar nuevamente el tornillo del trimmer del oscilador O.L. hasta volver la estación en el punto anterior. Logrado esto se retoca nuevamente el trimmer 1er. Det. O.L. del circuito de antena al máximo de volumen. Lugo se vuelve a Radio Callao nuevamente y se retoca con el padding hasta máxima intensidad. Generalmente, si el tracking es correcto no son necesarios más ajustes, pero es necesario verificarlo.

Si existiese arrastre entre los extremos de sintonía considerados para la máxima intensidad lograda con el padding, correspondería el mismo punto en la sintonía del trimmer del 1er. Det. O. L. sobre Radio Callao; por lo tanto se lleva el destornillador sobre dicho trimmer y se lo hace girar: si haciéndolo girar hacia un sentido hacia otro la intensidad de la señal es máxima para el punto primitivo, quiere decir que existe arrastre entre los extremos; si cuando se aprieta el trimmer mencionado del 1er. Det. O.L. aumenta de intensidad la señal de la estación, esto quiere decir que la inductancia del circuito de grilla de O. L. es chica y por lo tanto habrá que aumentar el valor de esa inductancia; si la máxima intensidad se consigue para cuando el trimmer se afloja, quiere decir que dicha bobina es más grande de lo necesario; por lo tanto habrá que reducir la inductancia de ésta, quitando una espira por vez. Si la grande o chica, deberá repetirse el ajuste de nuevo, según se explicó antes hasta conseguir que la máxima intensidad se consiga, en los dos extremos en las señales de las estaciones mencionadas, para una misma posición del trimmer del 1er. Det. O.L.

Realizada dicha operación, es necesario verificar si el tracking es correcto en toda la banda, para lo cual se sintonizará una estación por los 1000 Khz.

Supongamos que dicha estación es Radio Splendid. Si el tracking es correcto, una vez sintonizada dicha estación, y moviendo el trimmer del primer Det. O.L. debe escucharse la estación a máxima intensidad en el mismo punto en que fué ajustado para las estaciones de los extremos. Si no fuese así, y en cambio aumenta de intensidad cuando se aprieta el trimmer mencionado, significará que la inductancia del circuito oscilador O.L. es más grande de lo necesario, es decir, que debemos reducir el número de espiras; si en cambio la máxima intensidad se encuentra cuando el trimmer se afloja, resulta que la inductancia L_3 es más chica que lo necesario, de manera que habrá que aumentarse el número de espiras de la misma.

De esta manera y con un poco de paciencia se puede conseguir un arrastre perfecto entre el circuito del primer detector y el circuito oscilador.

Respecto a ondas cortas, el procedimiento es exactamente el mismo pero resulta un poco más difícil, dado que difícilmente podremos tener durante las horas de ajustes estaciones con bastante intensidad y trabajando en tres puntos "estratégicos en el dial". Pero tratándose de que se empleará un

padding fijo, que es lo más aconsejable en todo sentido, resulta fácil fijar el rango de sintonía con sólo tratar de sintonizar una estación conocida con el tándem casi completamente abierto y que nos permitiría por lo menos ubicarse la zona de los 18.500 Khz.

Respecto al ajuste de bobinas, se podría tratar de producir ruidos parásitos por medio del funcionamiento de una campanilla eléctrica, dado que las chispas de alta frecuencia que produce se irradian en un espectro ancho y sobre todo que cubre el que necesitamos. Por lo tanto con fijar tres puntos como en el caso de ondas largas, fácil será calibrar las bobinas tomando la intensidad del ruido como si fuera la señal de una estación.

Luego de realizados estos ajustes, que en un principio resultará un poco difícil, y que luego de realizados varias veces resulta muy sencillo, pone al lector en condiciones de diseñar inductancias para cualquier tipo de receptor que de por sí constituye, en el campo de la Radiotécnica, una especialidad.

Respecto a las inductancias L_1 y L_2 que corresponden a los circuitos de antenas de O.L y O.C., deben elegirse de manera de evitar resonancia de los mismos dentro de las bandas de recepción y para lo cual debe tenerse en cuenta que la capacidad de una antena exterior equivale a una capacidad de unos 200 μmf y a una inductancia de unas 20 μh que en serie con la inductancia L_1 ó L_2 formarían un circuito resonante pernicioso y por lo tanto conviene buscar un valor para que dichas inductancias resuenen en frecuencias más bajas que la banda a sintonizar.

Más tarde daremos datos teóricos y prácticos que nos permitan calcular con bastante aproximación el valor conveniente de dichas inductancias.

Respecto a la inductancia mutua que deberán tener L_1 con respecto a L_2 , y L_2 con respecto a L_3 , deberá tomarse experimentalmente de acuerdo al grado de selectividad que las necesidades lo requieran, recordando que se obtiene mayor selectividad cuando más alejadas estén cada par entre sí o, mejor dicho, cuando menos sea la "mutua".

84a. LECCION

Amplificadores de Potencia

(Continuación)

Creemos que no habrá quedado ninguna duda de la manera de hallar la carga óptima de placa de una válvula amplificadora de potencia y lo que más nos interesa recalcar es la diferencia de las características estáticas dadas hasta ahora de las válvulas y las que corresponden en realidad cuando estas mismas trabajan en la práctica o sea cuando tenemos que conocer las características DINAMICAS de dichas válvulas.

Otra cosa que debemos recordar al alumno, es que en cualquier momento debe tenerse en cuenta que la carga óptima hallada en la Lección 78a. era el caso de una carga puramente resistiva o por lo menos el valor medio correspondiente a las variaciones de carga inductiva. Esto último quiere decir que si se emplea una impedancia o un primerio de transformador y suponiendo que la resistencia óhmica de los mismos sea despreciable con respecto al valor de la reactancia inductiva, tendremos que el valor de la impedancia variará de acuerdo a las variaciones de frecuencia de la señal del circuito de grilla. En la práctica, cuando se calculan las cargas de placa se tienen en cuenta las frecuencias a 400 ó 1000 Hertz, según el criterio práctico que se elije de acuerdo a la experiencia. Pero por lo general la impedancia en la Radiotécnica se toma como frecuencia media la 1000 Hertz, salvo en los casos

en los cuales se trabaja con redes telefónicas, en los cuales se toma como base la frecuencia de 400 Hertz.

Volviendo al ejemplo de la figura 375 y que nos sirvió de base para el cálculo de la carga óptima, veremos, en combinación con la figura 374, cómo se comporta el circuito de grilla para una carga determinada en el circuito de placa. Si colocamos las figuras mencionadas de manera que coincidan los ejes de intensidades de corrientes en lo que respecta a valores, tendremos la figura 402, que nos permitirá estudiar lo que nos proponemos.

Si el punto de funcionamiento sin señal en el circuito de grilla es el indicado con la letra C, resultará que dicho punto sobre las curvas características de grilla tendremos el punto C' que se obtiene para los mismos valores de tensión de placa, polarización y corriente de placa coincidentes con el punto de funcionamiento hallado sobre las curvas características de placa. Estos puntos mencionados estarán en el mismo eje, ya que dicha "altura" está dada por el valor de la corriente de placa.

Supongamos que en un momento determinado se hace presente sobre el circuito de grilla de la válvula, una señal de corriente alternada de manera tal que los potenciales de dicho circuito varían en 15 Volts en más o en menos alrededor del punto de funcionamiento de la válvula; es decir, que el potencial de grilla de la válvula variará, teniendo en cuenta que la polarización fija es de -34 Volts, de -49 V. a -19 V., pero cuando la polarización de la válvula sea de -49 V., la tensión de placa ya no será 200 V., si no que, siguiendo la recta que corresponde a la carga de placa obtenida, la tensión en el circuito mencionado es de 234 V. y cuando la tensión de la grilla alcance un valor de -19 V., la tensión de placa es de 164 V.

Si los valores de placa hallados los trasladamos a las curvas características de grilla, veremos cómo se comporta el circuito de grilla en estas condiciones.

Si trazáramos la curva característica de grilla para las tensiones de 234 y 164 V. para distintos potenciales de grilla y anotando las intensidades de las corrientes de grilla para cuando se desean conocer las características estáticas de la válvula, para esa tensión de placa, tendríamos curvas que nos permitirán fijar los puntos hallados en el ejemplo elegido. Pero como tal cosa no podemos realizarla en el papel, lo haremos por aproximación, sin peligro de estar muy lejos de la realidad, como verán los alumnos inmediatamente.

La curva característica de la válvula para una tensión de 234 V. pasará más o menos por donde se indica con línea de puntos, por lo tanto, podremos fijar un punto que corresponde a la tensión negativa de -49 V. y una corriente de 22 M.A., o sea la corriente de placa en el instante en que la tensión de placa es de 234 V. y la polarización la recién fijada. Sea F el punto que nos ocupa en las curvas características de placa, y F', el punto de las curvas características de grilla.

El otro punto se hallaría para cuando sobre la recta correspondiente a la carga de placa de la válvula, la tensión de grilla es de -19 V. y la tensión es de 164 V., de manera que podemos fijar el punto G y G' de una manera similar a la indicada para F y F'.

Si el lector une los puntos fijados C', F' y G', podrá notar que éstos se podrán unir por medio de una recta que corresponde a las características propias del circuito de grilla. Si al unir los puntos mencionados esto no pudiera hacerse por medio de una línea recta, significaría que la válvula no podrá trabajar en el punto de funcionamiento elegido. Veamos entonces, y aprovechando este nuevo conocimiento, si el punto fijado está en condiciones de trabajar para variaciones de tensión provocadas por una señal de corriente alternada de amplitud máxima de 34 V., o sea un valor igual al de polarización. Pero debemos indicar que la recta hallada nos da la característica dinámica de grilla.

De esta manera el potencial de la grilla oscilará entre cero y -68 V.

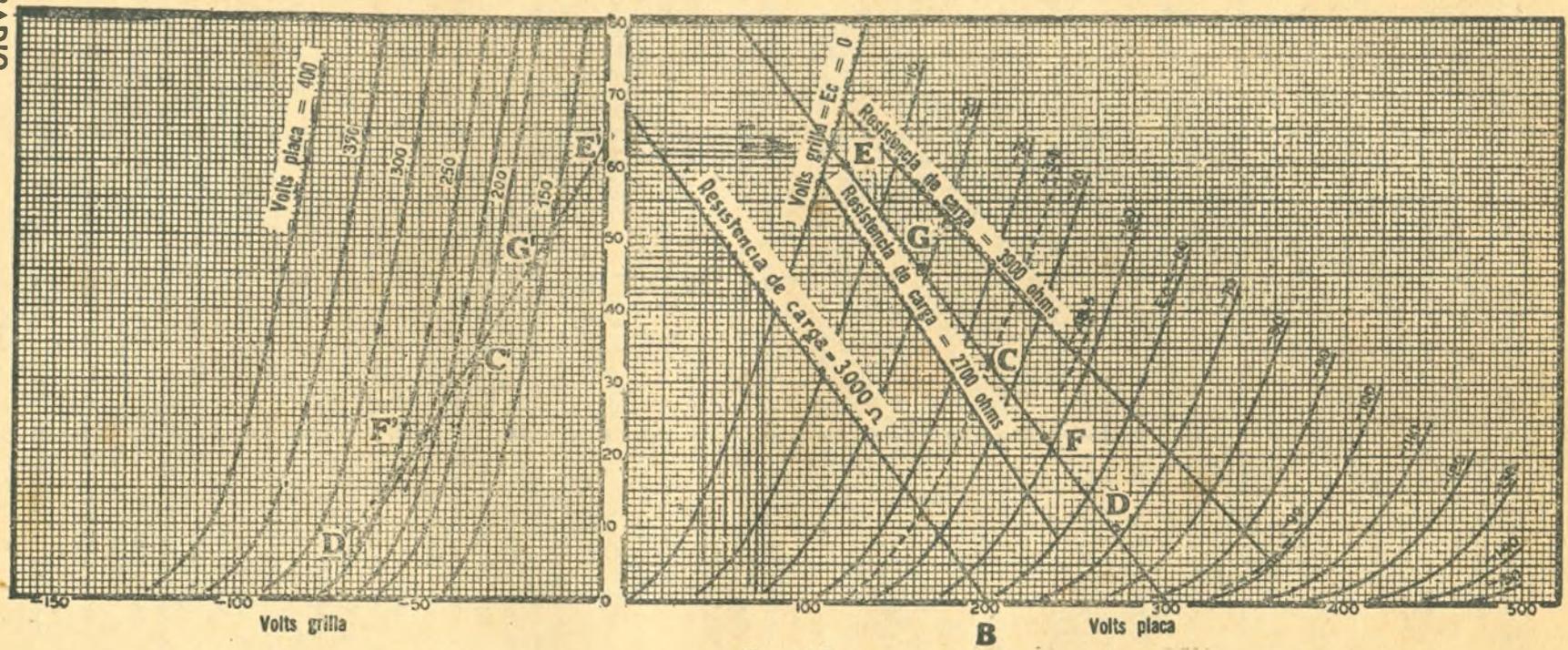


Fig. 402

El eje vertical corresponde a las intensidades de las corrientes de placa.

Fijemos los puntos correspondientes para la carga de placa elegidos y tendremos que cuando la amplitud positiva de la señal se hace presente en el circuito de grilla, la tensión de polarización es igual a cero y la corriente de placa llegará a tomar un valor igual a 65 M.A. y la tensión de placa tomará un valor igual a 112 V.

Cuando la señal de grilla alcanza un valor igual a la amplitud máxima negativa, la polarización tiene un valor de -68 V. y por lo tanto la corriente de placa será de unos 10 M. A. y la tensión de placa alcanza un valor de 272 V. aproximadamente.

Por lo tanto, a los dos puntos hallados le corresponden los puntos E' y D' respectivamente entre las curvas características de grilla y por lo tanto conocemos tres puntos que podremos unir: C', que corresponde al punto de funcionamiento de la válvula; E', que corresponde al punto cuando la válvula alcanza un valor de polarización igual a cero, y el punto D', cuando el circuito de grilla alcanza el valor de -64 Volts. Uniendo dichos puntos podremos ver que entre los puntos E' y C' se confunden con la recta trazada anteriormente mientras que el trazo C' a D' se aleja un poquito de la recta que nosotros habíamos elegido como óptima; por lo tanto esto quiere decir que la válvula amplificadora a máxima señal en el circuito de grilla empezará a deformar la forma de la curva de la señal de entrada y cuyo porcentaje lo atestigua el cálculo.

Se recordará que el cálculo arrojó un valor 3.27 olo de deformación por segunda armónica, lo que significa que el amplificador deformará muy poco y que en la práctica se podrá tolerar. Pero de cualquier manera el alumno verá que la recta hallada recién se aproxima mucho al ideal indicado por nosotros.

Si se deseara reducir la deformación, podríamos ver inmediatamente el camino a seguir, pues veremos, consultando la figura 402, que si hacemos más vertical la recta que corresponde al valor de carga elegido, que la distorsión aumentaría o la que significa que si disminuimos el valor de la resistencia de carga de placa la deformación por armónicas aumentaría y por lo tanto si el lector tomara un valor, por ejemplo, de 2.700 Ohms indicado en la figura 402 y haciéndolo pasar por el punto C paralelamente se podrá constatar inmediatamente que la distorsión ha aumentado.

Por lo tanto, en nuestro caso podremos ver claramente que si aumentamos la carga reduciremos el porcentaje de deformación por armónicas y esto lo podríamos comprobar con sólo hacer pasar por el punto C la recta que corresponde a un valor de resistencia de carga de 3.900 Ohms.

Como podrá apreciarse en esta Lección y en la 78a., que el cálculo de las constantes de un circuito amplificador se realiza gráficamente y de una manera sumamente sencilla y sin tener que recurrir a cálculos complicados. El lector verá ahora de qué manera se llega al punto de funcionamiento de la válvula.

En la lección próxima de Amplificadores de Potencia explicaremos el empleo de los pentodos en este mismo tipo Clase "A".

CURSO DE RADIO

85a. LECCION

Algunos tipos especiales de válvulas empleadas en Radio

CONTROLES DE SINTONIA DE LAS VALVULAS PARA EL CONTROL VISUAL DE SINTONIA

La necesidad de una sintonización correcta de los circuitos resonantes de los receptores de radio, dió origen a una serie de patentes que resolvían tal objeto, pero ninguno de ellos había logrado satisfacer tanto en sensibilidad, exactitud como en economía al Control Visual de Sintonía a Rayos Catódicos.

Entre las patentes existían algunos dispositivos electro-mecánicos, como ser un miliamperímetro, para conectar en los circuitos de placa de amplificación de alta frecuencia o en el circuito de placa del circuito detector. Este método resultaba por demás costoso y bajo la faz comercial resultaba "un estético".

Poco antes de la aparición del control de sintonía por "rayos catódicos" se empleaba un método que, si bien era cierto que presentaba algunas fallas como ser la inercia del sistema móvil, no por ello dejaba de llenar una necesidad a un precio relativamente bajo.

El dispositivo del cual hacemos mención se indica más o menos en la figura 403.

Como puede observarse en dicha figura, el control de sintonía, en esencia, es un miliamperímetro en el cual se ha sustituido la clásica aguja por una pantalla que trabaja en combinación con una fuente de luz de forma tal que la pantalla intercepta parte de los rayos luminosos proyectando una sombra sobre un paneleito esmerilado y transparente convenientemente dispuesto.

Según puede verse en la figura 403, que si la posición de la pantalla móvil (muy delgada y colocada paralela a los haces luminosos) es la indicada en ella, resultará que sobre la pantalla esmerilada aparecerá una línea vertical que corresponde a una posición de reposo; es decir, que por el circuito de placa de la válvula a la cual fué conectado el dispositivo, no hay ninguna señal. En cuanto la corriente de placa de la válvula amplificadora varíe por efecto de

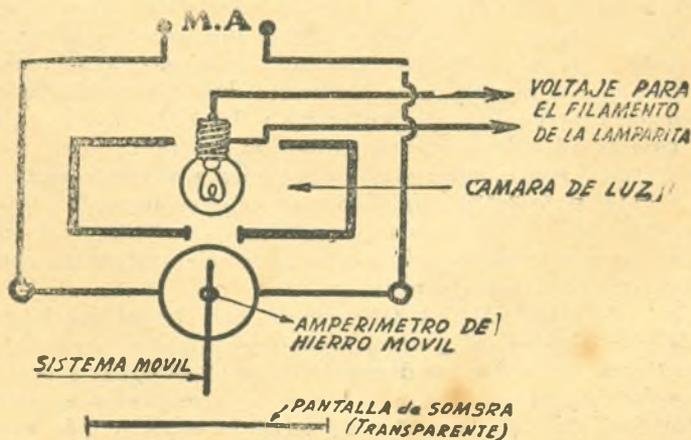


fig. 403

una señal que se sintoniza, la pantalla girará sobre su eje interceptando mayor cantidad de haces luminosos, resultando en la pantalla transparente una sombra más ancha que cuando no había ninguna señal.

Por lo tanto, se verá claramente que cuando la estación quedaba perfectamente sintonizada la sombra proyectada alcanzaría a su ancho máximo.

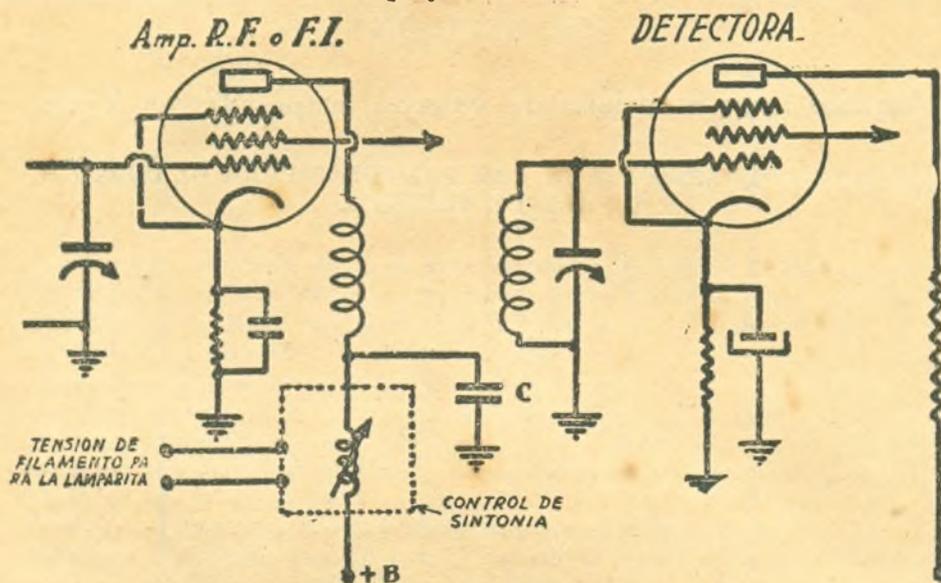


Fig. 404

Si el control de volumen del receptor no actuase sobre la señal de alta frecuencia, como en los casos del empleo de C.A.V. y detección por diodo de los proyectos de receptores estudiados, podría sintonizarse cualquier señal captada por la antena sin necesidad de escucharla en el altoparlante, teléfonos, etc. Este refinamiento de por sí ha provocado un éxito comercial y que dió como resultado que en distintos laboratorios se trabajase con ahinco por perfeccionar los métodos de control de sintonía.

En la figura 404, se indica la forma como se conecta el control de sintonía descripto. Podrá verse, además, que éste se conecta en serie con el circuito de placa, como si fuera un milamperímetro, pero para evitar que corrientes de alta frecuencia afecten al "Control", se conecta un condensador "C" con el fin de desviar dichas corrientes indeseables a tierra (chassis o potencial cero). Para ello, como es natural, el valor de "C" debe ser de una capacidad bastante elevada a fin de presentar una reactancia mucho menor que el "Control". Además, debe tenerse en cuenta que para iluminar el sistema que estudiamos se necesita una lamparita del tipo empleado en los diales y cuya tensión de trabajo oscila entre 2,5 y 6,3 Volt. El tipo a emplearse depende del tipo de válvulas con que trabaja el receptor.

Como es natural, son muchos más los métodos y sistemas empleados para control de sintonía, pero resulta que no tiene mayor importancia su conocimiento en nuestro "Curso", pues éstos ya no se emplean más, y además nuestro objeto es dejar espacio a los conocimientos de los elementos que emplearemos y que se usan actualmente en la práctica.

La aparición del "OJO MAGICO", nombre con el cual bautizó la R.C.A. Victor, de Estados Unidos, al control visual de sintonía por "rayos catódicos", dió por tierra con todos los dispositivos empleados hasta esa fecha, primero: porque éste no presentaba ninguna inercia mecánica ni eléctrica; segundo: mayor facilidad en la sintonía; tercero: aspecto más agradable, y cuarto: un costo muy reducido.

El principio de funcionamiento se basa en aprovechar el fenómeno luminoso que se produce al chocar los electrones sobre una pantalla fluorescente.

En la figura 405 se muestra el corte de la válvula que nos proponemos estudiar *.

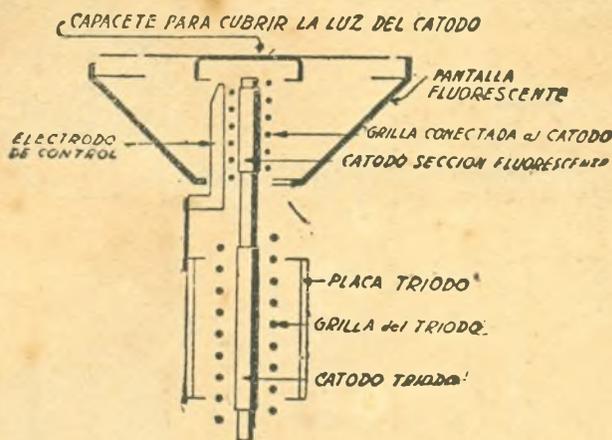


Fig. 405

En la figura 406, se muestra la disposición de los elementos de la lámpara en perspectiva y una fotografía de la misma sin la ampolla de vidrio **.

Veamos cómo está construida la válvula que se emplea para control visual de sintonía y cómo funciona.

Si se observa la parte inferior de la figura 405 se verá que se trata de un triodo amplificador de un tipo común y ya conocido por nuestros lectores. Es, pues, un triodo de calentamiento indirecto; por lo tanto, se puede considerar el circuito de entrada como de impedancia infinita.

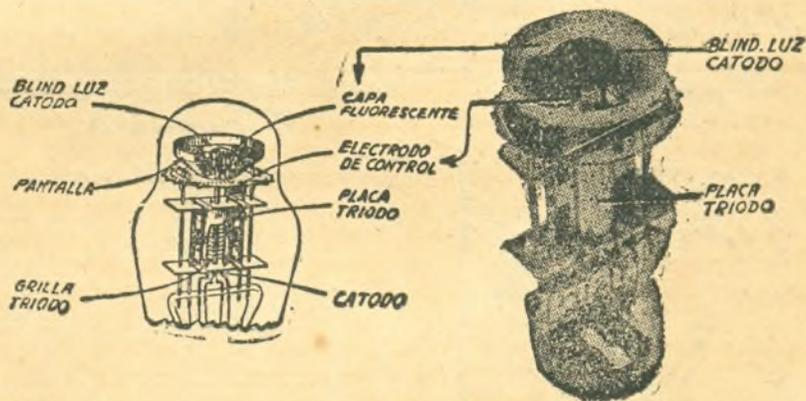


Fig. 406

El cátodo ha sido continuado hacia arriba de manera tal que cae exactamente en el centro de una pantalla en forma de embudo.

Dicha pantalla está recubierta por una capa de material fosforescente a los impactos de los electrones que provienen del cátodo.

Para que tal cosa suceda es necesario que la pantalla en forma de embudo se halle conectado a un potencial positivo con respecto al cátodo. Esto se consigue fácilmente, como se verá enseguida.

En la figura 407, se indica el circuito y disposición de los electrodos sobre las patitas de la base de la válvula. Se verá en dicha figura, que se aplica

* De "Revista Telegráfica".
 ** Del "Manual de Válvulas Radiotrón".

directamente a la pantalla fluorescente el polo positivo de alta tensión y a través de una resistencia R se aplica el voltaje a la placa del triodo. La caída de tensión que se produce entre los extremos de la resistencia R es la que se aprovecha para que la válvula funcione de la manera que es de desear.

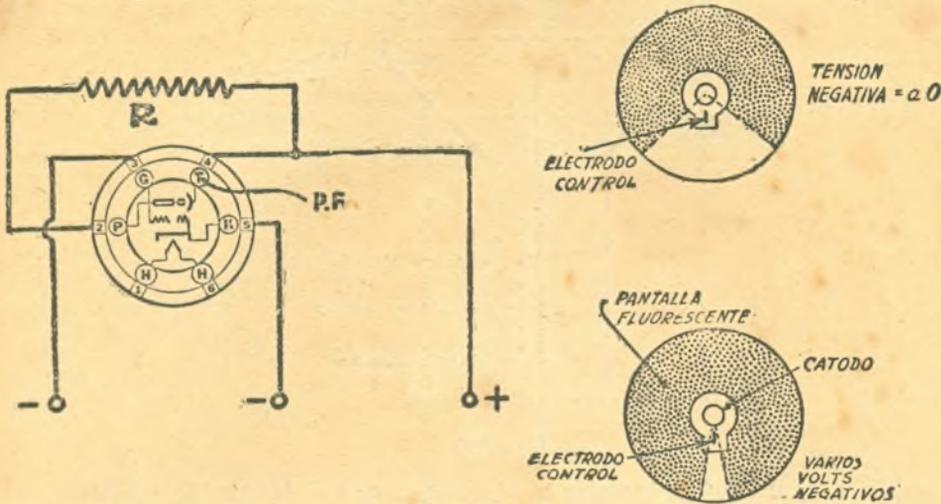


Fig. 407

El cátodo de la válvula se conecta al polo negativo de la fuente de alimentación, salvo en casos especiales. La grilla de la sección triodo se conecta a una fuente de potenciales negativos con respecto al cátodo de la válvula.

Si se observan las figuras 405, 406, etc., se verá indicado un "Electrodo Control" y que está conectado a la placa del triodo y colocado entre el cátodo y la parte fluorescente. Dicho elemento de control lo forma una lámina

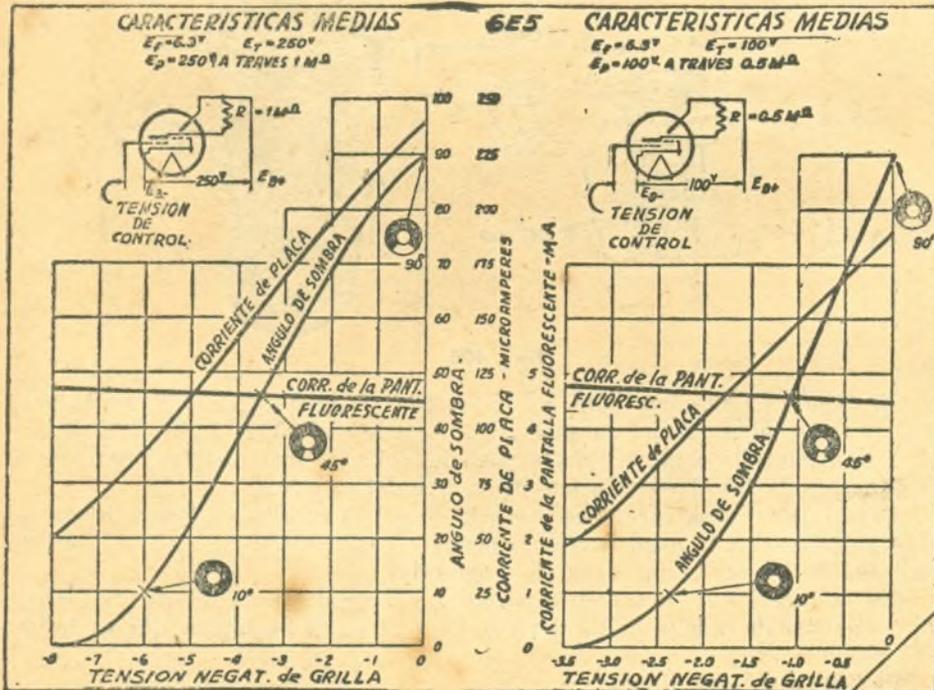


Fig. 408

yecta es menor y llegará a cero cuando la tensión negativa sea muy elevada.

En el caso de la válvula tipo 6E5 y cuyas curvas se dan en la figura 408 para valores de $R = 1.000.000 \Omega$ y $R = 500.000 \Omega$ respectivamente. Se ve que para el primer caso el ángulo de sombra será igual a cero cuando la tensión negativa sea igual a unos $-7,5 \text{ V.}$ y en el segundo cuando la tensión negativa sea de uno $-3,5 \text{ V.}$ para cuando la tensión aplicada a un extremo de la resistencia R y pantalla fluorescente sea a 250 V. para el primer caso y 100 para el segundo.

De aquí, el lector podrá sacar como conclusión de que dicha válvula es ideal para conectarse en el control automático de volumen de cualquier receptor pues, como sabemos, éste está controlado por la tensión negativa que se produce con la rectificación de la misma señal y por lo tanto nos permitirá sintonizar a ésta.

Cuando no hay señal en el circuito la tensión negativa del C.A.V. es igual a cero y por lo tanto el ángulo de sombra será igual a un máximo. Cuando se esté sintonizando una señal, la tensión negativa del C.A.V. aumentará (hasta un máximo cuando ésta esté sintonizada exactamente) y por lo tanto la sombra que se proyectaría sería la mínima para esa señal. De esta manera se verá que la señal de la estación está sintonizada cuando el ángulo de sombra sea el mínimo.

Para que el lector pueda hacer uso de una lámpara del tipo estudiado, damos en la figura 409 la forma de conectarlo como para el caso del proyecto de receptor de la Lección 83a.

En la práctica se pueden conseguir válvulas de distintas sensibilidades según la práctica lo requiera y que llevan denominación en tipos americanos como sigue: 6E5; 6G5; 6N5; 6AB5; 6V5 en la serie de 6.3 Volts en filamento y 2R5 y 2G5 en la serie de 2,5 Volts en filamento. Más tarde veremos diseños de instrumentos de medición en combinación con este tipo de válvulas.

86a. LECCION

Cálculo de transformadores de acoplamiento de baja frecuencia

En la Lección 82a. habíamos estudiado la influencia que tenían los secundarios de los transformadores en general sobre la impedancia del circuito primario; por lo tanto, aplicaremos estos conocimientos para los casos de transformadores de baja frecuencia, de frecuencias variables y en los cuales la energía desarrollada en el primario del mismo es absorbida totalmente por la carga del circuito secundario. Como en estos casos se emplean núcleos de hierro especial laminado, podremos considerar que el acoplamiento k entre bobinados es igual a 1, de manera que la carga reflejada en el primario está dada por la fórmula 99 y que es la siguiente:

$$R_{AB} = \frac{R_s}{T_r^2} \dots\dots\dots (99)$$

Siendo R_s la carga del circuito secundario y T_r es la relación de vueltas entre el secundario y el primario (fig. 410), o sea que

$$T_r = \frac{N_s}{N_p} \dots\dots\dots (100)$$

Podríamos llamar a T_r como la relación de transformación, y es por esta razón que se acostumbra decir: tal o cual transformador tiene una relación de 1 a 2, de 2 a 3, ó de 1 a 0,5, etc., según los casos, teniendo en cuenta el número de espiras de los bobinados, secundario y primario.

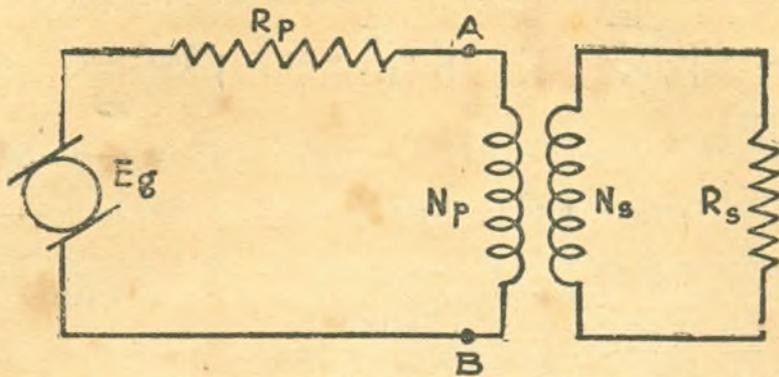


Fig. 410

Sustituyamos en la fórmula 99 la 100; entonces tendremos que:

$$R_{AB} = \frac{R_s \times N_p^2}{N_s^2} \dots\dots\dots(101)$$

Veamos qué sucede si en un miembro tenemos los términos correspondientes a las cargas (R_p y R_s) y en el otro miembro los números de espiras de los bobinados (N_p y N_s). Pasando R_s al primer miembro que pasa como divisor, tenemos:

$$\frac{R_{AB}}{R_s} = \frac{N_p^2}{N_s^2} \dots\dots\dots(102)$$

Esta fórmula 102 no indica que la relación de cargas o impedancias del secundario y está reflejada en el primario, están en razón directa al cuadrado de la relación de espiras de los bobinados correspondientes.

Esta definición, si bien nuestros alumnos no la verán tan claramente como es de desear, la podrán verificar si hacemos un ejemplo práctico.

Supongamos que se desee saber qué carga o qué impedancia corresponderá al primario de un transformador, en el cual la carga del secundario es de 5 Ohms y la relación de espiras entre el secundario y el primario es de 40 a 1, es decir, que el primario tendrá 40 veces más espiras que el secundario. Por lo tanto, aplicando la fórmula 99 y 100, tendremos:

$$R_{AB} = \frac{R_s}{\frac{1}{\left(\frac{N_p^2}{N_s^2}\right)}} = \frac{R_s}{\frac{1^2}{40^2}} = \frac{5}{\frac{1 \times 1}{40 \times 40}} = \frac{5}{\frac{1}{1600}} = \frac{5 \times 1600}{1} = 5 \times 1600 = 8000 \Omega$$

Esto quiere decir que si sobre el bobinado secundario existe una carga cuya impedancia es igual a 5 Ω , sobre el primario se refleja una carga de 8000 Ω cuando la relación de espiras es de 40 a 1; por lo tanto, si el bobinado secundario tiene 50 espiras, el bobinado primario deberá tener una cantidad cuyo valor deduciremos de la fórmula 102 con sólo dejar a N_s tenemos:

$$\frac{R_{AB}}{R_s} = \frac{N_p^2}{N_s^2} \therefore N_p^2 = N_s^2 \times \frac{R_{AB}}{R_s}$$

y extrayendo la raíz cuadrada de ambos miembros para poder tener el valor de N_p solamente resulta:

$$N_p = N_s \times \sqrt{\frac{R_{AB}}{R_s}} \dots\dots\dots(103)$$

y sustituyendo los valores hallados y conocidos en esta fórmula 103 tenemos:

$$N_p = N_s \times \sqrt{\frac{R_{AB}}{R_s}} = 50 \times \sqrt{\frac{000}{5}} = 50 \times \sqrt{1600} = 50 \times 40 =$$

2000 espiras.

Si los lectores observan esta última expresión verán que puede obtenerse con sólo multiplicar el número de espiras por la relación de espiras ($\frac{40}{1}$)

pero es conveniente en todos los casos seguir un orden matemático lógico mientras sea posible, pues esto permitirá asentar los conocimientos matemáticos que estamos empleando en la Radiotécnica.

Pero como siempre y siguiendo el plan trazado al principio, damos al Abaco N.º 22 que nos permitirá realizar todas estas operaciones de una manera más simple y más rápida. Veamos entonces como se emplea el Abaco de referencia. Por lo pronto, ésta nos servirá para calcular en la base de los valores de R_p ; R_s o T_r ; uno de éstos conociendo las otras dos, es decir, que podremos calcular la relación de transformación cuando conozcamos la impedancia o carga del secundario y la carga reflejada en el primario o cuando es necesario conocer la carga del primario o secundario cuando se conoce el valor de la relación de transformación y uno de los valores de carga mencionados.

Para el caso del ejemplo numérico realizado podemos verificar los valores de la siguiente manera: sobre la escala de impedancia del secundario fijamos el valor de 5 Ohms y sobre la escala de impedancia reflejada "Impedancia del primario", el valor de 8000 Ohms y al unir los dos puntos mencionados por una línea recta veremos que está cortada al eje de relación de transformación T_r en el valor 40, que es precisamente el que habíamos indicado en el cálculo. Como se ve, podríamos realizar el caso inverso y con los mismos resultados.

Veamos ahora un diseño completo de transformador que acopla el circuito de placa de una válvula amplificadora de potencia con la bobina móvil de un alto-parlante. Este caso práctico lo tendríamos aplicado en todos los proyectos de receptores vistos hasta ahora y también el que se presenta en la lección siguiente.

Veamos este ejemplo aplicado al caso del receptor estudiado en la Lección 83a. y en el cual el transformador de acoplamiento deberá tener un primario cuya impedancia debe ser igual al valor de la carga óptima de placa de la válvula 43 trabajando con una tensión de placa de 180 Volts. Supongamos que en estas condiciones se cumplan para el caso de que la bobina móvil del altoparlante tenga una impedancia de 6 ohms.

Para ser más claro veamos la figura 411 y en la cual fijamos los valores conocidos. Algunos de ellos se tomaron de las características de la válvula 43 en la Lección 46a. (pág. 46), en la cual se ve que para 180 Volts en placa la corriente en dicho circuito es de 38 M.A. y la carga de placa óptima de 5000 Ω . Conviene retener el valor de la potencia de salida para cuando calentemos la sección del alambre del bobinado secundario, o sea $W_p = 2.75$ Watts.

Fijemos los valores de carga del primario y del secundario de manera que nos resulte sencillo, con la ayuda del Abaco N.º 22, conocer la relación de transformación bajo cuyas únicas condiciones la relación de impedancia sería correcta y con la cual el sistema trabajará perfectamente. Esto quiere decir que la impedancia reflejada del secundario será exactamente del valor que corresponde a la carga de la válvula amplificadora.

* Si se observa el Abaco N.º 22 se verá que en las escalas se indicó la palabra "secundario"; "primario"; pero pueden emplearse indistintamente.

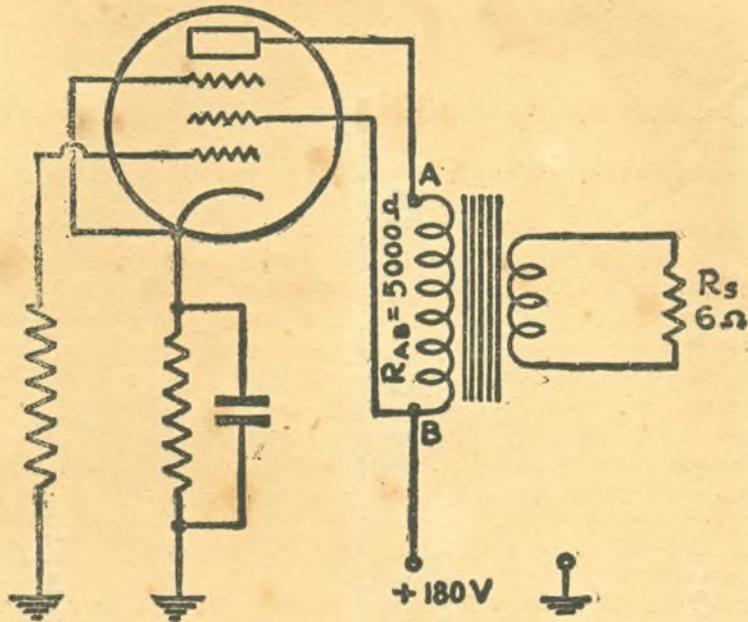


Fig. 411

Según el Abaco mencionado, el valor de $T_r = 29$ y que podríamos hallar mediante la fórmula 99 si despejamos dicho valor; a saber:

$R_{AB} = \frac{R_s}{T_r^2} \therefore T_r^2 = \frac{R_s}{R_{AB}}$ y extrayendo la raíz cuadrada a ambos miembros tendremos:

$$T_r = \sqrt{\frac{R_s}{R_{AB}}} \dots\dots\dots(104)$$

y sustituyendo valores tendremos:

$$T_r = \sqrt{\frac{R_s}{R_{AB}}} = \sqrt{\frac{6}{5000}} = \sqrt{0.0012} = 0,0346 \text{ o sea que}$$

$T_r = 0,0346$ lo que nos da la relación del secundario con respecto al primario, pero por razones prácticas no se toma este valor con el fin de no trabajar con decimales, pero en cambio se toma la relación entre el primario o secundario, o sea en la inversa de este valor, lo que significa dividir la unidad

por el valor hallado, es decir: que: $\frac{1}{0,0346} = 29$ aproximadamente, que

es el valor hallado por medio del Abaco N.º 22.

Veamos como fijaremos el número de espiras de ambos bobinados. Si seguimos por lo que se dijo antes, bastaría con fijar el número de espiras totales de uno de los bobinados para conocer el número de espiras que corresponderá al otro, pero sería incorrecto, puesto que se correría riesgo de deformaciones cuyo origen no estudiaremos en este capítulo, a pesar de que la impedancia reflejada R_{AB} sea correcta. Pero lógicamente se verá que si se fija correctamente la impedancia del primario al valor de la carga óptima, dicho valor se conservará si la relación de transformación es tal que

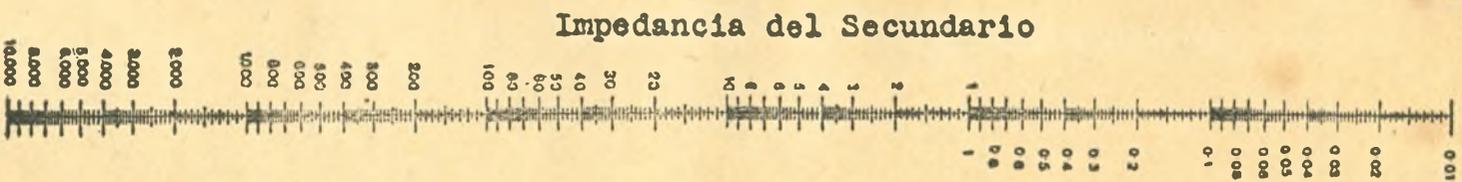
ABACO N.º 22



Impedancia del Primario



Relación de Transformación



Impedancia del Secundario

la impedancia reflejada del secundario sea igual al valor previsto. Por lo tanto veamos de dar un valor correcto al primario.

Dijimos, y según figura 411, que la impedancia del primario del transformador era de 5000 Ohms. Para averiguar cuál es la inductancia del mismo debemos conocer el valor de la frecuencia. Si tomamos una frecuencia de 400 ó 1000 Hertz, la inductancia resultará muy baja y la reproducción de las frecuencias bajas quedarán reducidas, por lo tanto, es preferible calcular la inductancia para una frecuencia de 50 Hertz que sería la frecuencia más baja que nos interesa escuchar en el alto-parlante, pues, fácilmente podemos cortar parte del exceso de tensión de las frecuencias más elevadas. Veamos entonces que inductancia necesitamos para obtener una impedancia (despreñando resistencias ohmica) 5000 Ohms o una frecuencia de 50 Hertz.

Según el Abaco N.º 6 tenemos que la inductancia del primario del transformador debe ser de 16 Henrys.

Para calcular una inductancia de 16 Henrys y por cuyo bobinado circulara una corriente de 38 M.A., tendremos que recurrir a la Lección 58a. y sus gráficos.

Para comenzar el cálculo de la inductancia tendremos que conocer un valor de $\frac{L \times I^2}{V}$ y por lo tanto tendremos que elegir una laminación y más

tarde verificar si es posible su empleo cuando conozcamos la cantidad de espiras de cada bobinado y secciones de alambres de cada uno de ellos.

Veamos la Tabla XI dada en la Lección 47a. y elijamos una laminación. Supongamos que emplearemos la indicada con la letra "R" y cuyo volumen V será de 40 cm³ para una sección cuadrada de la rama central. Por lo tanto:

$$\frac{L \times I^2}{V} = \frac{16 \times 0,038 \times 0,038}{40} = \frac{0,0231}{40} = 0,00058 \text{ aproximadamente.}$$

Consultando el gráfico de la fig. 296, tenemos que para un valor de $\frac{L \times I^2}{V} = 0,00058$, tenemos un valor de $\frac{e}{l} = 0,0015$ y un valor de

$\frac{N \times l}{I} = 11$. De esta última expresión podemos calcular el valor del número de espiras N, ya que $I = 0,038$ Amp. y l , según la Tabla XI, es igual a 12,8 cm. por lo tanto, si despejamos N tendremos que:

$$N = \frac{11 \times l}{I} = \frac{11 \times 12,8}{0,038} = \frac{141}{0,038} = 3700 \text{ espiras aproximadamente.}$$

Veamos ahora de calcular el número de espiras que le corresponderán al secundario y también cuáles serán las secciones de alambre de cada bobinado a fin de verificar si el transformador puede construirse con la laminación adoptada como primera aproximación.

Habíamos llegado a calcular el valor de $Tr = 0,0346$, por lo tanto mediante la fórmula 100 podremos saber cuántas espiras le corresponden a N_s con solo pasar N_p al primer miembro, o sea:

$$Tr = \frac{N_s}{N_p} \text{ o sea que } 0,0346 = \frac{N_s}{N_p} \text{ de donde } N_s = 0,0346 \times N_p = 0,0346 \times 3700 = 128 \text{ espiras, a este mismo valor llegamos de una manera}$$

directa si dividimos el número de espiras del primario por el número que nos dá la relación de transformación, en efecto:

$$\frac{3700}{29} = 128 \text{ espiras aproximadamente.}$$

Veamos ahora qué secciones de alambre le corresponderán a cada bobinado.

Si el primario permite un pasaje de 0,038 Amp. la sección (tomando 3 Amp. / mm²) será de:

$$\frac{0,038}{3} = 0,0126 \text{ mm. y según la Tabla II la sección hallada oscila en-}$$

tre 0,12 y 0,14 mm. de diámetro, pero tomaremos un diámetro de 0,12 mm. que con esmalte alcanzará un diámetro (según Tabla XIV) de 0,14 mm.

El bobinado secundario llevará una sección de alambre que dependerá también como en todos los casos, de la intensidad de la corriente y como no lo conocemos habrá que calcularla. Sabemos que la válvula desarrolla al máximo volumen una energía de 2,75 Watts; por lo tanto, si la eficiencia del transformador es de un 80 o/o, la energía desarrollada en el bobinado secundario será de:

$$4 \times 2,75$$

$$\frac{11}{5} = 2,2 \text{ Watts.}$$

Como los 2,2 Watts se desarrollan sobre una impedancia de 6 Ω. resulta que tendremos que averiguar cuál es la intensidad de la corriente que la atraviesa; por lo tanto, según la fórmula 12, tendremos que $W = I^2 \times R$ conociendo R y W podemos despejar I² y por lo tanto,

$$I^2 = \frac{W}{R} \text{ o también } I = \sqrt{\frac{W}{R}} \text{(105)}$$

$$I = \sqrt{\frac{W}{R}} = \sqrt{\frac{2,2}{6}} = \sqrt{0,367} = 0,6 \text{ Amp. aproximadamente y por lo tan-}$$

$$\text{to, la sección de alambre será de } \frac{0,6}{3} = 0,2 \text{ mm.}^2 \text{ y que le correspon-}$$

derá (según Tabla II), un diámetro de 0,5 mm. y con esmalte (según Tabla XIV), 0,53 mm. Ahora estamos en condiciones de verificar si el bobinado calculado cabe en la laminación elegida.

Según Tabla XI, el ancho máximo que se puede bobinar por capa es de 2,4 cm., o sea de 24 mm., de manera que:

$$\text{primario: } \frac{24}{0,14} = 171 \text{ esp/cap. aproximadamente.}$$

$$\text{secundario: } \frac{24}{0,53} = 45 \text{ esp/cap. aproximadamente.}$$

$$\text{Capas primario: } \frac{3700}{171} = 22 \text{ capas}$$

$$\text{" secundario: } \frac{128}{45} = 3 \text{ capas}$$

Altura primario: $22 \times 0,14 = 3,08$ mm.
 " secundario: $3 \times 0,53 = 0,59$ mm.

Altura total sin aislación, 4,67

Suponiendo que para cada capa del bobinado se emplea papel aislante:

	Primario: 22 capas	0,1 mm.	= 2,2 mm.	
	Secundario: 3 "	0,2 "	= 0,6 "	
	Carrete: 1 "	0,5 "	= 0,5 "	
Ais. ent. Prim. y Sec.:	2 "	0,2 "	= 0,4 "	
" para Terminado:	2 "	0,2 "	= 0,4 "	
Total aislación			4,1 mm.	

La altura efectiva del bobinado resulta ser:

Total bobinado solo:	4,67 mm.			
" aislación "	4,1 mm.			
Altura efectiva			8,77 mm.	

Por lo tanto, el porcentaje de ventanilla empleada es de $\frac{8,77}{10} = 0,877$

o sea 87,7 o/o, lo que significa que el transformador puede construirse exactamente para la laminación elegida. Por lo tanto fijemos el entre-hierro correspondiente para evitar que la corriente magnetizante sature el núcleo y reduzca la inductancia que deseamos obtener; por lo tanto, vimos que para el caso que estudiamos tenemos que:

$$\frac{e}{l} = 0,0015, \text{ de donde } e = 0,0015 \times l = 0,0015 \times 12,8 = 0,0192, \text{ o } l$$

sean aproximadamente 0,02 mm.

Esto quiere decir que las "E" de la laminación con respecto a la "I" de las mismas deberán estar separadas por una distancia de 0,02 mm. y que podría asegurarse por medio de un cartón o papel de dicho espesor.

Como ven los lectores, el cálculo de los transformadores de acoplamiento es sumamente sencillo y puede realizarse en cortados minutos después de una pequeña práctica.

Pero debemos recordar a los alumnos que su conocimiento tiene una inmensa importancia porque se evita, en el caso de usar un transformador ya fabricado, acoplar las cargas de los circuitos de una manera incorrecta.

En próximas lecciones, y en especial cuando se trate el cálculo de los amplificadores, estos cálculos se aplicarán en cada momento.

Finalmente veremos más tarde la importancia que tiene la resistencia óhmica del primario sobre los resultados.

87a. LECCION

Receptor superheterodino alimentado por medio de la corriente alternada de canalización de 110 y 220 v.

En todos los proyectos anteriores hemos visto que la fuente de alimentación empleada estaba preparada para trabajar tanto con una fuente de energía eléctrica de corriente continua o de corriente alternada con fines de no complicar los diseños con cálculos de transformadores y cambios en los circuitos de alimentación de filamentos, etc., y que no presenta mucha diferencia para el caso particular de corriente continua y que en su momento tendremos en cuenta la alimentación directa con este tipo de energía eléctrica de canalización.

Sabemos que no nos sería posible emplear corriente alternada en los circuitos de placa de las válvulas, de manera que tendríamos que rectificar y filtrar convenientemente de una manera familiar para nuestros lectores.

Como veremos enseguida, y por lo visto en la Lección 47a., que puede calcularse un transformador que permita elevar la tensión en el rectificador y que nos permitirá obtener mayor rendimiento de todas las etapas y en especial en el amplificador de potencia.

Veamos entonces un circuito completo y luego iremos fijando los valores o modificando el original (figura 412), pero como se verá, y para no complicar el circuito, hemos eliminado las conexiones de las bobinas que suponemos iguales a las empleadas en la Lección 83a. y por lo tanto, adoptaremos una forma de circuito similar. Como se ve en la figura 412. se ha simplificado al máximo a fin de mostrar los circuitos que necesitaremos para el cálculo.

La válvula 1er. Det.-Osc., es la ya conocida 6A7, lo mismo que la amplificadora de frecuencia intermedia, la 6D6 y la segunda detectora y amplificadora de baja frecuencia 75. Respecto a la válvula amplificadora de potencia se empleará un pentodo del tipo 42, cuyas características daremos enseguida, y como válvula rectificadora emplearemos la 80, cuyas características y curvas se dieron en la Lección 47a.

Las patitas de la base de la válvula 42, se conectan de la misma manera que la 43.

Sus características son las siguientes:

Tensión de Filamento	6.3 Volts
Corriente de filamento	0.7 Amperes
Tensión de Placa	250 Volts
Tensión de Pantalla	250 Volts
Tensión de Grilla	16.5 Volts
Corriente de Placa	34 Miliamperes
Corriente de Pantalla	6.5 Miliamperes
Factor de Amplificación	220 Ohms
Resistencia Interna	80.000 Ohms
Conductancia Mutua	200 Microhoms
Resistencia de Carga	70.000 Ohms
Potencia de salida	3 Watts
Distorsión total por Armónicas	7 o/o

En la figura 413, se van a conocer las curvas características de Placa de la misma válvula. Las mismas características dadas para la válvula 42 sirven exactamente para la válvula conocida con la denominación de 2A5 con

que todos los filamentos de las válvulas se conectarían directamente y en paralelo al secundario del transformador de alimentación que suministraba 6,3 Volts y 1,9 Amp. Además, en esa oportunidad el secundario en cuestión alimentaba, además de la válvula 42, cuatro válvulas de 6,3 Volts; 0,3 Amp., y en este ejemplo sólo es necesario alimentar 3 válvulas de 6,3 Volts; 0,3 Amperes; de manera que dicho bobinado sólo entregará al circuito de filamento 1.6 Amp. a 6,3 Volts. La reducción en el consumo de $6,3 \times 0,3 = 1,89$ Watts y que no llega en ningún momento a notarse dicha diferencia.



Fig. 413

Lo que posiblemente se note es la disminución en la corriente total de placa, pues como en aquella ocasión empleamos tres válvulas 6D6 que por sí solas absorbían 30.6 M. A. y en el caso que estamos considerando la corriente de placa entre la 6D6 (F. I.) y 6A7 (convertora) trabajando con tensión de placa entre 250 Volts toman unos $10,2 + 10,4 = 20,6$ M. A., o sea una diferencia de unos 10 M. A. que influirán en los valores del filtro, sobre todo en las capacidades (1).

Como emplearemos un campo (electroimán) del altoparlante como impedancia o choke de filtro, resultará que la inductancia del mismo es muy elevada y por lo tanto con aumentar la capacidad de los condensadores que en el caso del proyecto del transformador se había considerado $4 \mu f$, a un valor de $8 \mu f$ y teniendo en cuenta que el costo entre las mencionadas resulta aproximadamente igual en la práctica.

Por esta razón fijamos en la fig. 412 el valor que hemos resuelto usar.

En la figura 141, puede verse que el primario de transformador puede trabajar con una fuente de alimentación de 220 Volts de corriente alterna, pero cuando se calcule el transformador se tendrá en cuenta la tensión de entrada y solamente en el caso de disyuntiva entre que el receptor trabaje en 110 ó 220 V. se diseñará como indica la figura 414, en cuyo caso deberá tenerse en cuenta que trabajando en 110 V. la sección de primario que se emplee debe tener una sección de alambre doble que para el caso de 220 V. Por lo tanto, al calcularse el primario se tendrá en cuenta que una mitad deberá calcularse para una corriente de mayor intensidad y la otra sección deberá tener la sección de alambre que corresponde como para el caso de trabajar en 220 V.

Como podrán ver los lectores, los bobinados secundarios son exactamente los mismos para cualquier tensión.

Veamos entonces todos los valores que intervienen en el circuito y deja-

(1) Una solución podría ser el empleo de una resistencia conectada entre el + B y negativo, de un valor tal que permita el pasaje de 10,2 M.A. equivalentes a la corriente de placa de la válvula que no se emplea.

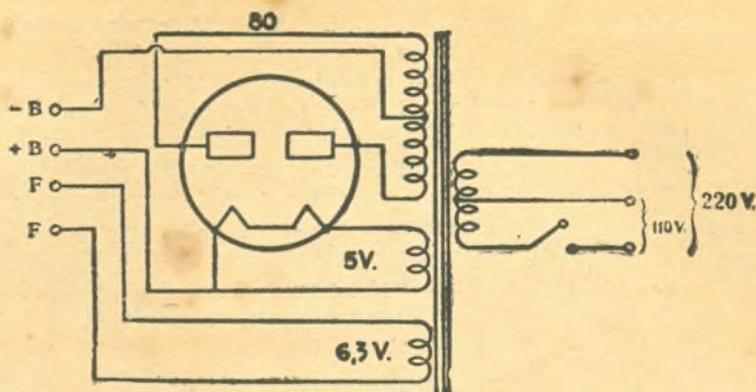


Fig. 414

remos para la próxima lección el circuito total y el desarrollo completo del mismo.

Empecemos por los circuitos de cátodo. Según las características de la válvula 6A7, dados en la Lección 63a., la corriente de cátodo alcanza a un valor de 10,4 M. A. cuando la tensión de placa es de 250 Volts; pantalla 100 Volts y placa osciladora 200 Volts. Como la tensión de polarización

debe ser de -3 V.; la resistencia será:
$$\frac{3}{0,0104} = 290 \Omega$$
 aproximada-

mente. o sea en la práctica, 300 Ohms. El condensador que trabajará en paralelo podrá ser de $0,1 \mu f$

La resistencia de cátodo de la válvula 6D6 será de
$$\frac{3}{0,0102} = 295 \Omega,$$

o sea prácticamente 300Ω : entonces le corresponderá también un condensador de $0,1 \mu f$. Respecto a la resistencia y condensador de cátodo de la válvula 75, serán los mismos que en los proyectos anteriores y que difícilmente la corriente variará.

Respecto a la resistencia de cátodo de la válvula 42, será de
$$\frac{16,5}{0,0405} = 407 \Omega$$
 o sea prácticamente 400Ω , y la capacidad en paralelo podrá ser de $25 \mu f$ ó más.

La resistencia a través de la cual se alimentan los circuitos de pantallas de las válvulas 6A7 y 6D6, deben provocar una caída de tensión de unos 176 Volts, ya que la tensión suministrada por la sección rectificadora después del filtro es de unos 276 Volts.

Por lo tanto, si la corriente de cada una de las pantallas es de 2,2 M. A. y de la otra 2 M. A.; el valor de la resistencia mencionada será
$$\frac{176}{0,0042} = 42.000 \Omega,$$
 o sea prácticamente 40.000Ω . El condensador "desacoplador", tendrá un valor como mínimo de $0,1 \mu f$.

Según las características de la válvula 6A7, la grilla de la sección osciladora deberá tener una resistencia de escape de 50.000Ω y la capacidad de acoplamiento de $0,0001 \mu f$. Como la tensión de trabajo de placa osciladora no puede ser superior a 200 Volts, tendremos que reducir la tensión de la f.e.m. en 76 V. Por lo tanto, si la corriente de esta sección es de 4 M. A., el valor

de la resistencia será de: $\frac{76}{0,004} = 19.000 \Omega$, es decir, prácticamente

20.000 Ω . El condensador de desacoplamiento podrá tener un valor pequeño ya que de por sí la resistencia evita que la corriente de alta frecuencia del oscilador pase a la fuente de alimentación, de manera que en realidad el condensador actuará de manera tal, que evita que la resistencia de 20.000 Ohms forme parte del circuito de la placa de dicha sección o sencillamente como una resistencia de carga. Esto se evita desviando la corriente de alta frecuencia a chassis, o sea negativo (retorno general), porque de otra manera, la sección osciladora trabajaría en muy malas condiciones, o no trabajará del todo. Una capacidad de 0,05 μf es bastante indicada para este caso. Si se calculara ésta llegaría a un valor menor.

Respecto al C.A.V. emplearemos los mismos valores de los proyectos anteriores, ya que su acción es la misma; por lo tanto, dejaremos dicho circuito con los valores que habíamos calculado hace un tiempo.

Entre el positivo de alta tensión y chassis (negativo) se conectará un condensador de 0,5 μf que, como sabemos, evitará que algún circuito de placa se acople a través de la fuente de alimentación.

Si la resistencia de "escape" de la grilla de la válvula 75 (sección triodo) es de 250.000 Ω , el condensador de acoplamiento deberá tener un valor, según la Lección 30a. de 0,02 μf .

Como la resistencia interna de placa de la válvula 75, es de un tipo cuyo valor es de 91.000 Ω , podremos fijar como óptima una resistencia de carga de 200.000 Ω , o sea prácticamente igual a dos veces la resistencia interna de la válvula.

Respecto a la resistencia de escape de grilla de la válvula 42, y condensador de acoplamiento, podemos emplear los valores de los proyectos anteriores, o sea 130.000 Ω y 0,05 μf respectivamente.

El condensador "amortiguador" de placa del pentodo amplificador será de un valor aconsejado por la fábrica, de 0,006 μf . En su oportunidad veremos el rol que desempeña éste. Referente al primario del transformador de acoplamiento del altoparlante, deberá tener una impedancia de 7.000 Ω , según lo indican las características de las válvulas y si se prefiere verificar este valor podría hacerse por medio de las curvas de la figura 413.

Algo que agregaremos a esta parte del proyecto, es el conocimiento de la disipación del campo del altoparlante.

Sabido es que si por el bobinado del campo circula una intensidad de corriente, ésta desarrollará calor (efecto Joule) de manera que, si el altoparlante a usar no fuese calculado para el proyecto que nos proponemos realizar, correría riesgo de calentarse excesivamente, de manera que la resistencia óhmica del mismo aumentaría enormemente (ver Lec. 12a.), y por lo tanto la caída de tensión sobre el mismo también aumentaría reduciendo la tensión útil del receptor y además el campo podría quemarse. Por lo tanto, si la corriente total que atraviesa el campo, es de unos 62 a 65 M. A., y la resistencia del campo es de 1.000 Ω , la potencia que se disipará es de:

$$W_j = I^2 \times R = 0.035 \times 1.000 = 4,2 \text{ Watts.}$$

Esto nos indica que el altoparlante a emplear debe tener un campo que esté calculado para la disipación mencionada.

Estudio sobre amplificadores de potencia

(Continuación)

RENDIMIENTO Y "SENSIBILIDAD DE POTENCIA" DE LAS VALVULAS

Antes de comenzar el estudio de las válvulas pentodos amplificadores de potencia, daremos a conocer algunas fórmulas sencillas que nos servirán para comparación en el rendimiento y "Power sensivity", o sensibilidad de potencia.

Veamos primeramente la fórmula que nos da el valor del rendimiento de un circuito de placa de una válvula amplificadora. Llamemos η a la eficiencia resultante:

$$\eta = \frac{P_o}{E_p \times I_p} \times 100 \quad (16)$$

P_o , es la potencia de salida de la válvula, o sea la potencia desarrollada en el primario del transformador de de acoplamiento. E_p e I_p son la tensión y la corriente media de placa.

Supongamos que tenemos una válvula de 45 trabajando con 250 Volts en placa y la corriente de placa de 34 M. A. En estas condiciones entrega al circuito de placa (carga de placa) 1,5 Watts. Veamos entonces cuál es el rendimiento de la válvula triodo.

$$\eta = \frac{P_o}{E_p \times I_p} \times 100 = \frac{1,6}{250 \times 0,034} \times 100 = \frac{1,6}{8,5} \times 100 = 0,187 \times 100 = 18,8 \%$$

Esto quiere decir que el rendimiento de la válvula es de 18,8 o/o. En general, en rendimiento de los triodos oscila entre el 15 y el 25 o/o.

Respecto a la fórmula que da el valor de la "sensibilidad de potencia" es la siguiente:

$$P_s = \frac{P_o}{E_g^2} \quad (107)$$

Donde P_s es la "sensibilidad de potencia"; P_o , es la energía entregada por la válvula a la carga de placa, y E_g es la tensión de la señal del circuito de grilla de a misma válvula y que ha provocado el desarrollo de una energía de un valor determinado sobre la carga de placa.

Por lo que se ve, se podría definir la "Sensibilidad de potencia" como la relación que existe entre la energía desarrollada sobre la carga de placa y el cuadrado de la tensión de la señal que ha hecho desarrollar la energía mencionada.

Supongamos el caso anterior en la cual aplicamos la fórmula 106. La energía desarrollada era de 1,6 Watts sobre la carga de placa y la tensión de la señal 50 Volts. De manera que:

$$P_s = \frac{P_o}{E_g^2} = \frac{1,6}{50 \times 50} = \frac{1,6}{2500} = 0,00064$$

Que como se puede ver, la relación es bastante pequeña y tanto más nos parecerá pequeña cuando estudiemos los casos similares para los pentodos y tetrodos.

EMPLEO DE LOS TETRODOS Y PENTODOS

En general, el empleo de los pentodos ha sido una solución en lo que a rendimiento se refiere, resolviendo un problema de economía en los equipos de Radio.

Los primeros tetrodos que aparecieron, o sea antes que se llegara al diseño de los pentodos, permitían desarrollar un rendimiento superior a los triodos, pero la distorsión que introducían era muy notable, de manera tal que si se trataba de disminuir la deformación el rendimiento llegaba hasta los límites de los triodos, y de ahí que su uso no se hizo general. Esto mismo no podemos decir respecto a los tetrodos modernos de "haces dirigidos", que en realidad son pentodos con grillas supresora ficticia, siendo además su comportamiento superior a los de los propios pentodos.

Referente al cálculo de la carga de placa, ésta se realiza de una manera similar que para el caso de los triodos, pero empleándose fórmulas, aunque similares, distintas.

La fórmula que nos da la potencia de salida de una válvula tetrodo o pentodo es la siguiente:

$$P = \frac{[I_{\max} - I_{\min} + 1.41 \times (I_x - I_y)]^2 \times R_p}{32} \dots\dots\dots(108)$$

Para poder emplear dicha fórmula 108, debemos observar la figura 415, en la cual se muestra la misma curva de la figura 413, pero con las indicaciones necesarias para realizar los cálculos que nos proponemos:

En caso que no conociéramos el valor de R_p , o sea la que corresponde a la carga de placa, como en el caso que estamos buscando, una carga óptima, el valor de R_p puede calcularse una vez conocida la recta cuya carga representa sobre las curvas características de placa, mediante la siguiente fórmula:

$$R_p = \frac{E_{\max} - E_{\min}}{i_{\max} - i_{\min}} \dots\dots\dots(109)$$

El valor de I_{\max} se obtiene cuando la tensión de grilla es cero, o sea el punto A (fig. 415).

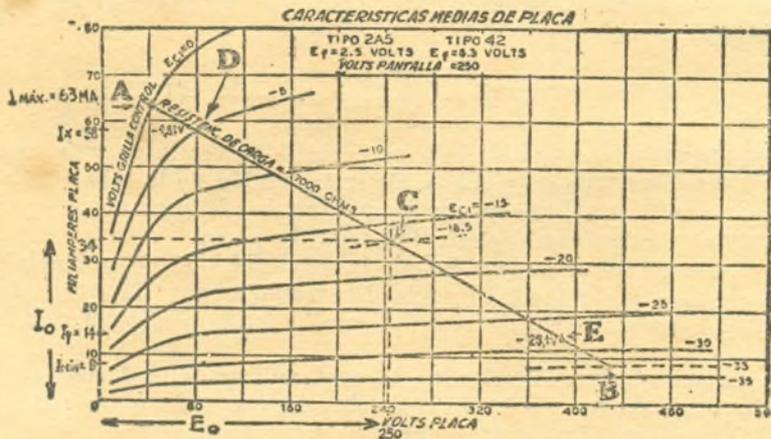


Fig. 415

El valor de I_{\min} se obtiene cuando la tensión de grilla es dos veces el valor de polarización. En el caso de la válvula 42 (cuya polarización a la tensión de trabajo elegida es de -16.5 V.), corresponde al punto B (figura 415).

El punto de funcionamiento de la válvula es el punto C.

El valor de I_x corresponde al punto D en que la tensión de grilla es 0,293 del valor de polarización fija (E_g) de la válvula, o sea:

$$E_x = 0,293 \times E_g \dots (110)$$

Por lo tanto, para nuestro caso, si la tensión de polarización es de -16,5, el punto E_x tendrá por valor:

$$E_x = 0,293 \times E_g = 0,293 \times 16,5 = 4,83 \text{ Volts, y por lo tanto } I_x = 58 \text{ M.A.}$$

El valor de I_y corresponde al punto E en que la tensión de grilla es de 1,707, el valor de la tensión de polarización E_g , o sea:

$$E_y = 1,707 \times E_g \dots (111)$$

en nuestro caso.

$$E_y = 1,707 \times 16,5 = 28,1 \text{ Volts y por lo tanto } I_y = 14 \text{ M.A.}$$

Como conocemos el valor de R_g , podemos calcular inmediatamente el valor de la potencia que desarrolla la válvula en el circuito de placa: por lo tanto, como $R_g = 7000 \Omega$ tendremos:

$$P = \frac{[I_{\max.} - I_{\min.} \times 1,41 \times (I_x - I_y)]^2 \times R_p}{32} =$$

$$\frac{[0,063 - 0,008 + 1,41 \times (0,058 - 0,014)]^2 \times 7000}{32} =$$

$$\frac{[0,055 + 1,41 \times (0,044)]^2 \times 7000}{32} = \frac{(0,055 + 0,062)^2 \times 7000}{32} =$$

$$\frac{0,117^2 \times 7000}{32} = \frac{0,117 \times 0,117 \times 7000}{32} = \frac{95,8}{32} = \frac{96}{32} = 3 \text{ watts}$$

Si se observan las características dadas en la lección anterior, verán inmediatamente que el valor calculado es correcto.

Creo que no es necesario comentario alguno, pues los cálculos son sumamente sencillos.

Veamos ahora cómo calcular la deformación provocada por la segunda armónica.

Esto se calcula por la siguiente fórmula:

$$\% 2^a = \frac{I_{\max.} + I_{\min.} - 2 \times I_0}{I_{\max.} - I_{\min.} + 1,41 \times (I_x - I_y)} \times 100 \dots (112)$$

Conocemos todos los valores, de manera que podemos emplear la fórmula inmediatamente.

$$\% 2^a = \frac{I_{\max.} + I_{\min.} - 2 \times I_0}{I_{\max.} - I_{\min.} + 1,41 \times (I_x - I_g)} \times 100 =$$

$$\frac{0,063 + 0,008 - 2 \times 0,034}{0,063 - 0,008 + 1,41 \times 0,058 - 0,014} \times 100 = \frac{0,071 - 0,068}{0,055 + 1,41 \times 0,044} \times 100 =$$

$$\frac{0,003}{0,055 + 0,062} \times 100 = \frac{0,003}{0,117} \times 100 = 0,0256 \times 100 = 2,56 \%$$

es decir, que la deformación por 2.^a armónica es de 2,56 o/o.

Como, tanto los tetrodos, como pentodos refuerzan enormemente las frecuencias armónicas impares, resulta siempre conveniente conocer la magnitud que dichas armónicas introducen en la energía que se desarrolla en el circuito de placa.

En una próxima oportunidad estudiaremos la forma de calcular la deformación por frecuencias armónicas impares.

Cuando interesa conocer el porcentaje de deformación total por 2a., 3a., 5a., etc. armónica, se realiza de la siguiente manera:

$$\% 2^{\circ} + 3^{\circ} + \dots = \sqrt{2^2 + 3^2 + \dots} \dots\dots\dots(114)$$

o sea, se suman los cuadrados de los porcentajes de cada deformación por armónica y el resultado se lo extrae la raíz cuadrada.

Veamos, por último, qué rendimiento tiene el pentodo 42 en el circuito de placa.

Empleando la fórmula 106 tenemos:

$$\eta = \frac{P_o}{E_p \times I_p} \times 100 = \frac{3}{250 \times 0,034} \times 100 = \frac{3}{8,5} \times 100 =$$

$$7,353 \times 1,6 = 35,3 \%$$

Como se ve, este rendimiento es casi el doble que para el caso de la válvula 45 para una misma potencia absorbida en el circuito de placa.

La sensibilidad de potencia de la misma válvula es de:

$$P_s = \frac{P_o}{E_g^2} = \frac{3}{20 \times 20} = \frac{3}{400} = 0,0075$$

Vemos que la sensibilidad de potencia es unas 15,5 mayor, lo que equivale decir que la válvula 42 es 11,5 veces más sensible en potencia que la válvula 45. En otras palabras, esto quiere decir que, trabajando cada válvula en sus características para la misma señal de entrada, la potencia de salida de la válvula 42, será 11,5 veces mayor.

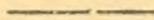
Por ejemplo, la válvula 42 con 250 Volts en placa y para una señal de corriente alternada de 20 Volts entregará 3 Watts en su circuito de placa.

La válvula 45 para una señal de 20 Volts en su circuito de grilla trabajando con 250 Volts en placa y una polarización de — 50 Volts disipará 0,24

solamente en su circuito de placa 0,24 Watts, o sea que $\frac{0,24}{3} = 12,5$, de-

cimos 11,5, pues los lectores verán que los valores se obtienen gráficamente y de ahí las diferencias.

Además, pueden ver con mucha claridad la importancia de los empleos de las válvulas tetrodos y pentodos.



CURSO DE RADIO



89a. LECCION

Algunos tipos de válvulas empleadas en Radio

(Continuación)

Uno de los descubrimientos más notables de este siglo ha sido el fenómeno FOTOELECTRICO y de una aplicación inmensa en el campo de la Radio, sobre todo en Televisión y cinematografía sonora. Además, este fenómeno se está generalizando en aplicaciones industriales, señales, aparatos de alarma, etc.

El elemento fotoeléctrico empleado, se lo conoce con el nombre de CELULA FOTOELECTRICA, y al cual nos dedicaremos en esta lección.

El fenómeno fotoeléctrico se basa en que ciertos cuerpos expuestos a la luz cambian de resistencia eléctrica. Si el lector pensara un instante sobre lo que acabamos de exponer, inmediatamente verá, en dicho fenómeno, un descubrimiento que beneficia enormemente a la humanidad.

El fenómeno fotoeléctrico se conoce desde hace unos 70 años y de una manera casual, puesto que, en una ocasión en la cual se estaba instalando una red telegráfica subterránea, W. Smith había empleado el selenio como cuerpo resistente de un instrumento de medición de cables y notó con sorpresa que obtenía distintas mediciones, según la luz existente, para un mismo cable.

Las variaciones a que hemos hecho referencia eran bastante considerables, ya que este fenómeno había preocupado enormemente y que además las mediciones no se realizaban de la manera prevista.

Años más tarde, el físico Hallwachs descubrió que una placa metálica polarizada negativamente perdía su carga cuando se la exponía a la acción de los rayos ultravioleta y luego tomaba inmediatamente una carga positiva.

Este fenómeno descrito no se producía para cualquier material y mientras en algunos dicho fenómeno se producía de una manera notable, en otros, prácticamente no se producía ningún fenómeno.

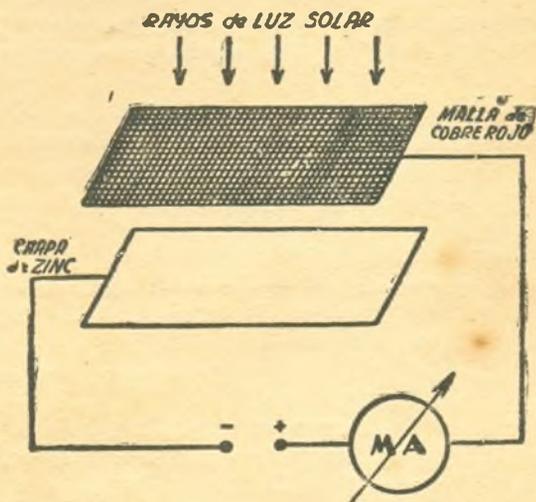


Fig. 416

Si los lectores quisieran repetir el experimento realizado por el físico Hallwacks, podrían hacerlo de la manera siguiente y según lo indica la figura 416: Para dicha experiencia hace falta una malla de cobre rojo y una chapa de zinc más o menos de las mismas medidas, tratando de que ninguna de ellas esté oxidada. Colocar la malla y la chapa una próxima de la otra sin que se toquen entre sí y conectando una batería y un instrumento muy sensible de acuerdo a la figura 416. Empleando una fuente emisora de rayos ultravioletas, como ser la luz solar y enfrentando la malla de cobre a la acción de la luz, veremos inmediatamente que el instrumento de medición nos acusa un pasaje de corriente a través del circuito de la misma manera como si la malla hiciera contacto eléctrico con la chapa de zinc.

En la práctica las fotocélulas pueden clasificarse en tres grupos que dependen exclusivamente de su principio de funcionamiento y siempre aprovechando el fenómeno de la excitación de los átomos de ciertos cuerpos cuando son expuestos a las radiaciones luminosas o ultravioletas.

Los tres grupos que hemos mencionado son los siguientes:

Fotocélula a capa semiconductor.

” a capa conductora.

” foto emisora.

Al primer grupo, como hemos dicho, corresponden las fotocélulas de capa semiconductor y cuyo principio de funcionamiento es la de ciertos cuerpos que disminuyen la resistencia óhmica cuando son expuestos a la luz.

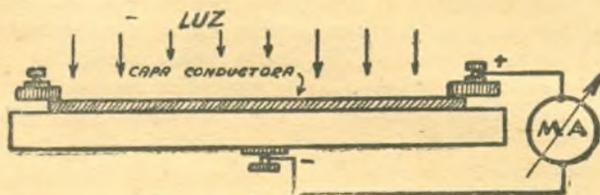


Fig. 417

El fenómeno fotoeléctrico a que hacemos referencia fué observado por primera vez por el físico francés Becquerel, cuando sometida a la acción de la luz los electrodos metálicos sumergidos en un electrolítico, se notaba una diferencia de potencial entre éstos. Dicha diferencia de potencial desaparecía cuando, al mismo electrolito, se lo mantenía en la oscuridad.

Estos tipos de fotocélulas fueron muy empleados primitivamente, pero actualmente, se encuentran desplazadas por una del mismo tipo pero con un electrolito seco. Este tipo de fotocélula puede verse esquemáticamente en la figura 417.

Por lo que se ve, no hace falta ninguna fuente de energía para excitar el sistema. Por el contrario, se observa que ésta genera una f.e.m. entre los extremos de la fotocélula cuando es excitada por una fuente de luz. Por esta razón, cuando se cierra el circuito, por medio de un instrumento de medición sensible, se nota que éste acusa una corriente tan pronto como los haces luminosos inciden sobre la superficie "sensible". Es el único tipo de fotocélula que no necesita una f.e.m. para su funcionamiento y aún más conviene evitar el uso de ésta, pues se comprueba que la capa "conductora" se descompone fácilmente.

Veamos ahora de estudiar el tipo de fotocélula a capa "conductora" o también llamada Foto-Resistente.

Estas fotocélulas se construyen de dos tipos, uno a base de Selenio y otro a base de Talio y es necesario una f.e.m. de excitación para su funcionamiento. Cuando este tipo de fotocélula es excitada por una luz, en su superficie sensible, se nota la presencia de una corriente que aumenta cuando aumenta la intensidad de dicha luz.

Se ha podido comprobar que estas fotocélulas disminuyen considerablemente de resistencia bajo la influencia luminosa, llegando a veces, en el tipo de selenio, a reducirse hasta la quinta parte de su valor con respecto a la resistencia de la misma en la obscuridad.

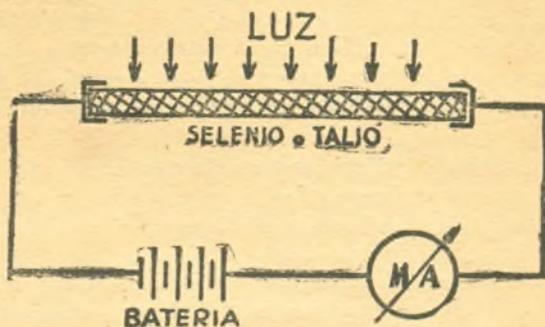


Fig. 418

Además, se nota un pasaje de corriente a través de la fotocélula aún en una completa obscuridad, dado que la resistencia de ellas no es infinita. Una forma del circuito para este tipo de célula fotoeléctrica, puede verse en la figura 418.

Después daremos algunas ideas sobre sensibilidades de distintas "células".

Ahora tenemos el tipo de "célula" fotoemisora que trabaja de una manera similar a un diodo empleado en radio, con la diferencia que el "cátodo" es excitado por medio de haces luminosos.

Estas células se construyen en ampollas a las cuales se les ha hecho el vacío y en la cual parte de la superficie interior se la recubre con una capa de un material sensible. Entre la capa mencionada y la parte opuesta de la ampolla se coloca un alambre en forma de anillo o bien una grilla que ac-

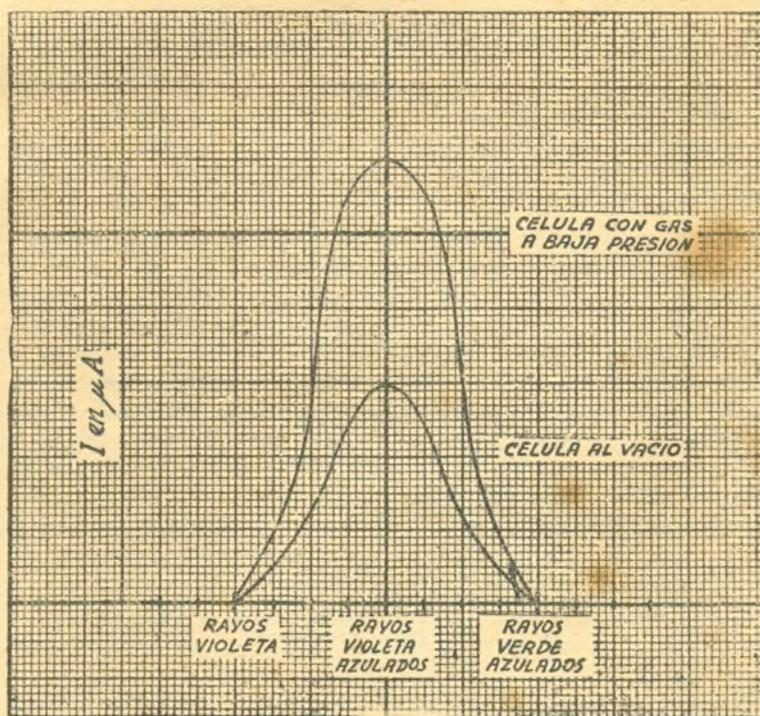


Fig. 419

tuará como ánodo y a la cual se aplica el potencial positivo. Si el potencial negativo de la batería se conecta a la capa sensible (cátodo), y excitando a ésta por medio de haces luminosos (luz), dicha capa desprenderá electrones que serán atraídos por el ánodo o placa positiva.

De la misma manera que algunas válvulas de radio, se acostumbra inyectar gas dentro de la ampolla a fin de provocar "emisión" secundaria y con lo cual se consigue un aumento en el flujo electrónico que se traduce en una mayor intensidad de corriente en el circuito exterior, o sea una mayor sensibilidad.

En la figura 419 se indican curvas ilustrativas a fin de que el lector vea con claridad lo que acabamos de decir. Además, puede verse claramente cómo varia la sensibilidad de las fotocélulas con el cambio de "color" de los rayos de luz (frecuencia de los haces luminosos).

En la figura 420 se indica esquemáticamente el circuito y "célula" de tipo foto emisora. Estos se emplean en televisores, cine sonoro, en circuitos automáticos, detectores de humos de incendio, etc.

Veamos algunos conceptos respecto a la luz para que el lector pueda tener una idea respecto a ésta y pueda asimilar algunos conocimientos que puede necesitarlos en alguna oportunidad.

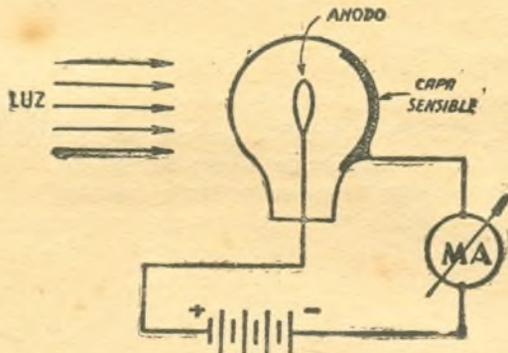


Fig. 420

La luz solar se considera como una radiación electromagnética y por lo tanto ésta se propaga en todas direcciones a una frecuencia determinada y a una velocidad de 300.000 kilómetros por segundo.

La luz solar es lo que se llama "luz blanca"; es en realidad una composición de otras radiaciones que corresponden a los ya conocidos colores del arco iris. Cada color corresponde a una frecuencia distinta. Esta comprobación es fácil de realizar con sólo hacer incidir en una prisma un haz de luz blanca (fig. 421); inmediatamente se verán reflejados los colores mencionados (del arco iris) y la combinación entre ellos. Se ve claramente que a cada color corresponde un "ángulo de refracción" distinto y por esta razón es que se proyecta sobre una pantalla una franja bastante ancha y como consecuencia de la descomposición de la luz blanca que pasa a través de un orificio muy pequeño.

En la figura 421 pueden verse con bastante claridad curvas trazadas en base a la sensibilidad, a los distintos colores, del "ojo humano" y algunos tipos usuales de fotocélulas y referidos al "espectro luminoso" y en las unidades en que se miden las longitudes de onda de las radiaciones que estamos estudiando. Dicha Unidad es el "ANGSTROM" y que corresponde a una

1

longitud de $\frac{1}{10.000.000}$ de milímetro, o sea un diez milonésimo de milímetro; por lo tanto, el lector comprenderá por qué se emplea el "ANGS-

TROM" en lugar del Metro, como se emplea en la radio-técnica para indicar longitudes de onda. Por ejemplo: la radiación violeta corresponde a una longitud de onda de 4000 "ANGSTROM" (se indica para abreviar Å,)

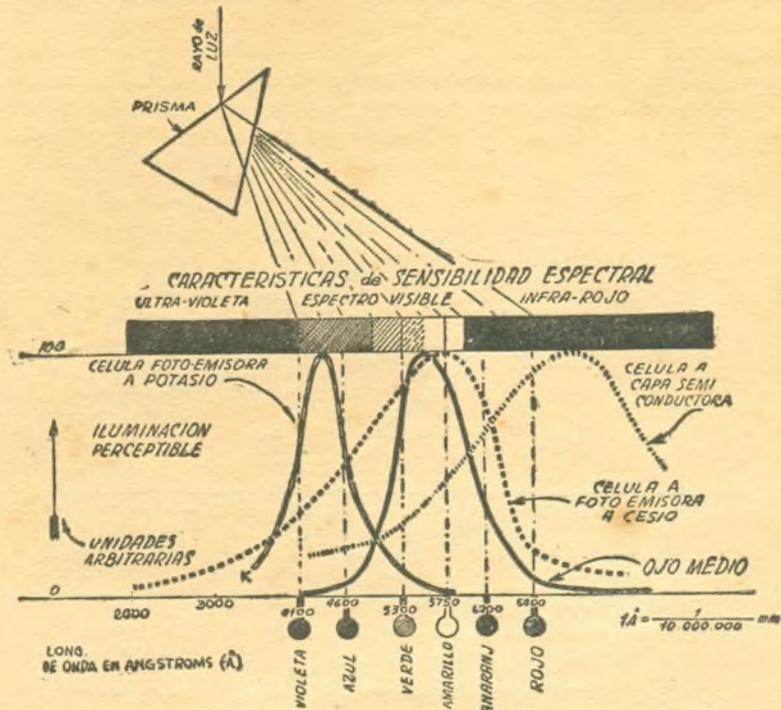


Fig. 421

lo que en milímetros significa $\frac{1}{10.000.000} \times 4000$, o sea

$$\frac{4000}{10.000.000} = \frac{4}{10.000} = 0,0004 \text{ mm. y referido a metros, teniendo en cuenta que un metro tiene 1000 milímetros, resultaría que la radiación violeta correspondería a una longitud de onda de } \frac{0,0004}{1.000} = 0,000.000.4 \text{ metros,}$$

o sea una cantidad sumamente pequeña, de donde resulta más simple hablar de 4000 "ANGSTROMS" y no de 4 diez millonésimos de metro y además empleando la unidad Å sabremos que nos referimos a radiaciones del "espectro solar".

En la figura 421 se observarán algunas zonas del "espectro" que dice "Espectro visible" y que corresponde a las radiaciones visibles por el ojo humano, y si se sigue la curva correspondiente o sensibilidades se notará que la máxima corresponde entre las radiaciones verdes y amarillas, o sea para 5750 y 5300 Å. De paso se podrá observar que la sensibilidad de la fotocélula del tipo foto emisora, empleando el Cesio como capa sensible llega a excitarse con radiaciones que oscilan entre 2000 y 7000 Å y con lo cual se comprueba que este tipo de célula es muy superior en sensibilidad a la del ojo humano que sólo abarca entre 4000 y 7000 Å escasamente.

Otra parte del espectro indica "Ultra Violeta" e Infra-Rojo y que corresponde respectivamente a las frecuencias más elevadas y más bajas del

espectro. La primera de estas radiaciones es la que actúa como "germinadora" y que tanto bien hace a la salud, y la segunda corresponde a radiaciones de calor.

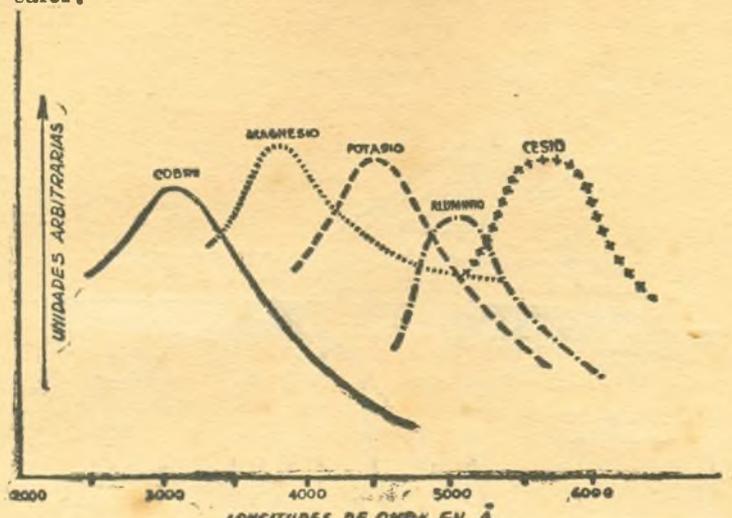


Fig. 422

Además, los rayos ultra-violeta o rayos invisibles son los que se emplean en combinación con una fotocélula para indicar el paso de un objeto en la obscuridad, y si ese objeto resulta ser un "ladrón", es de imaginarse que inmediatamente la alarma cundirá... De aquí una gran aplicación de las células fotoeléctricas.

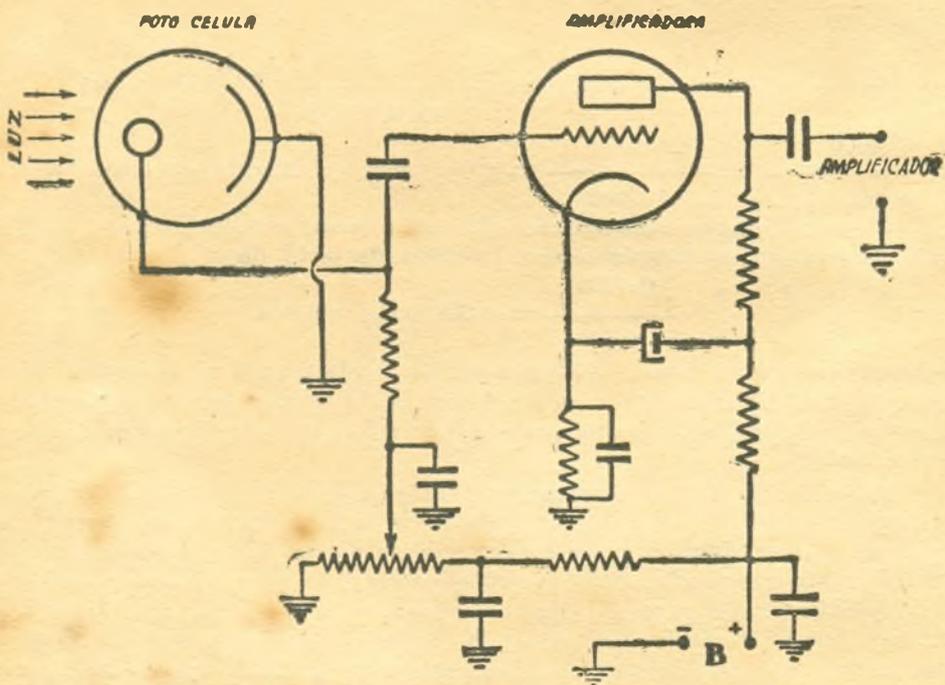


Fig. 423

Otro gráfico interesante resulta el de la figura 422 y que nos indicará las diferentes sensibilidades a distintas frecuencias de radiación de los materiales más empleados en las fotocélulas. Al mismo tiempo el lector, en base

a la figura 422 mencionada, podrá advertir a qué color cada elemento tiene la sensibilidad máxima de donde podrá, por lo tanto, elegir la fotocélula adecuada por el tipo material empleado.

Por último, indicamos en la figura 423, un circuito en el cual puede apreciarse la forma de cómo se conecta una fotocélula en un circuito de cine sonoro, por ejemplo.

90a. LECCION

Algo sobre reflexión de las Ondas Hertzianas Algunos conocimientos sobre óptica

Muchas veces nuestros lectores se habrán preguntado respecto a cuál sería la forma cómo se propagan las ondas Hertzianas (de Radio), teniendo en cuenta la curvatura de la tierra.

Todos sabemos, desde la niñez, cuál es la forma del planeta que habitamos, de manera que si suponemos, como en la figura 424, un punto A sobre la superficie terrestre en la cual tenemos una estación emitiendo señales radiofrecuentes, resultará que éstas solamente podrían ser captadas por receptores cuyas antenas se encuentren ubicadas muy próximas.

Esto podría ser cierto con el caso en que el campo magnético variable generado por A tuviese una dirección tal como lo indican las flechas H y H' y por lo tanto se perdería en el espacio.

Afortunadamente no sucede así, salvo para el caso de ondas ultra cortas cuyas teorías de propagación se aceptan como ciertas en el caso de la figura 424.

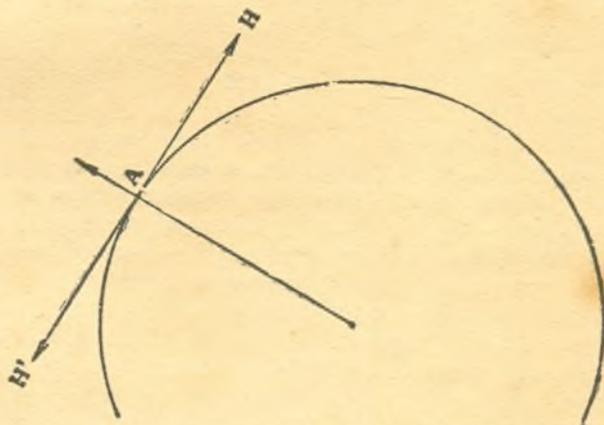


Fig. 42

En los principios de la Radio se creía que el campo electromagnético generado por una estación transmisora, se propagaba siguiendo la curvatura terrestre y en forma de ondas que "viajaban" sobre la superficie misma, pero pronto se demostró lo erróneo de esta concepción sentando nuevas teorías y nuevas luces para la Radio.

Simultáneamente, Kennelly, en Estados Unidos de Norte América, y Heveside, en Inglaterra, sugirieron la idea de que las ondas Hertzianas se reflejaban en una capa reflectora a una determinada altura del suelo y de una manera similar a los rayos de luz.

Las posibilidades de esta teoría fueron estudiadas en todo el mundo llegando a la conclusión de que podía aceptarse como cierta, ya que ésta explicaba una serie de fenómenos cuyas causas eran desconocidas hasta entonces. Por esta razón a la capa reflectora de las ondas hertzianas se la bautizó con el nombre de capas Kennelly-Heaveside en U.S.A. y de Heaveside-Kennelly en Inglaterra.

La teoría mencionada explica tres fenómenos importantes:

- 1.º—La propagación de las ondas hertzianas a distancia.
- 2.º—El fenómeno del Fading.
- 3.º—Zona de "silencio".

Si se observa la figura 425, podemos demostrar la forma cómo se propagan las ondas hertzianas.

En dicha figura puede verse una estación transmisora "A" radiando señales en todas direcciones sobre la corteza terrestre. Veamos indicadas por flechas distintas direcciones de campo. Por ejemplo, tenemos una de las direcciones del campo que se dirige con un cierto ángulo hacia el espacio hasta que encuentra la capa reflectora. Esta capa se conoce también con el nombre de ionósfera, además del nombre dado anteriormente.

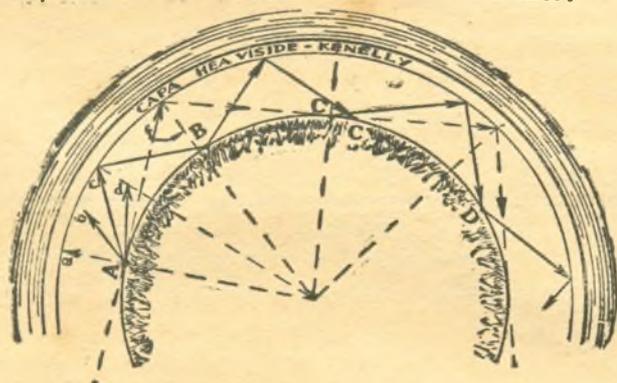


Fig 425

La dirección del campo magnético mencionada, después de reflejarse en la ionósfera, vuelve a la tierra en el punto B para reflejarse nuevamente hacia la ionósfera; después de reflejarse nuevamente sobre esta capa, volverá a la tierra en el punto C, y así sucesivamente. Como se observa, que si el campo magnético de la estación continúa sus reflexiones sucesivas, parte de dicho campo podrá inducir tensiones en la misma antena transmisora, lo que significaría que podría escucharse la estación en el mismo punto de transmisión, pero a través de una "onda" reflejada de ella. La dirección de campo que indicamos es una de las infinitas direcciones en que se irradia el campo magnético variable de la estación.

Para que se aprecie con más claridad el fenómeno de reflexión, indicamos en la figura 426 un gráfico en el cual se puede notar que se han colocado dos espejos planos y paralelamente entre sí. Iluminando un espejo con una linterna, por ejemplo, y en un ángulo determinado, desultará que los haces lumínicos, al incidir sobre la superficie del espejo, se reflejarán. El ángulo de reflexión es igual al ángulo de incidencia. Si el ángulo de incidencia es igual a α el ángulo de reflexión será igual también. Estos ángulos se toman con referencia a la perpendicular (h) en el punto de incidencia A. Si el lector observara la figura no tendría inconveniente en verificar que los rayos luminosos, después de una serie de reflexiones sucesivas, saldrán del espacio comprendido en los espejos planos.

Si estos espejos, en lugar de ser planos, fuesen del tipo esférico, como en el caso del globo terrestre y la ionósfera que lo circunda, se podrá

imaginar que lo que habíamos dicho antes para la figura 425, que la propagación de las ondas hertzianas se basaba en el mismo principio de la reflexión de la luz y cuyas leyes pueden aplicarse para el caso que nos ocupa en la Radio.

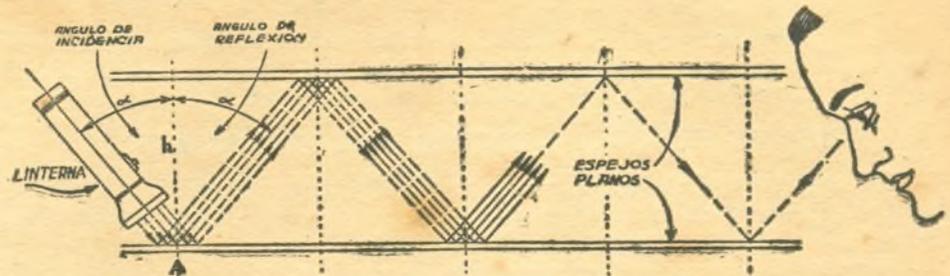


Fig. 426

No explicaremos circunstancias en que el campo magnético se propaga en distintos medios y en cuyos casos interviene el fenómeno de la refracción que desvía la dirección del haz luminoso en un ángulo que depende del medio o medios que atraviesa, pero solo indicaremos el fenómeno.

La antena transmisora, al provocar el campo magnético inductor, lo hace también perpendicularmente (figura 424) a la tangente HH' hacia la ionósfera, y por lo tanto, al incidir en ésta resultará perpendicular a la parte inferior de la capa. Si suponemos a ésta paralela a la corteza terrestre, resultará que la reflexión se producirá en el sentido contrario al "rayo" incidente y por lo tanto volverá a la misma antena.

LA IONOSFERA

Según experiencias realizadas por iniciativa de Kennelly, se llegó a una conclusión que demostraba que la ionósfera está formada a su vez por una serie de capas superpuestas y de distintas densidades.

La ionósfera se encuentra sobre la estratósfera y, según mediciones realizadas durante las experiencias mencionadas y otras posteriores, oscila entre unos 100 y unos 300 kilómetros.

Se han podido fijar unas tres capas superpuestas: una denominada capa "E", que se encuentra a una altura media de 110 kilómetros, una segunda capa denominada F_1 y cuya altura media es de 200 kilómetros, y además, una tercera capa llamada F_2 a una altura de 300 kilómetros de la corteza terrestre.

Estas capas son las principales, pues existen algunas intermedias y aún una inferior a la de 100 kms. y otra sobre la de 300 kms. que no se han podido precisar todavía. A esta última se la denomina capa H.

En la capa "E" se reflejan todos los campos magnéticos cuyas frecuencias son bajas, o sea que corresponden a longitudes de onda larga.

En la capa F_1 se reflejan los campos magnéticos de estaciones que transmiten en frecuencias medias, y en la capa F_2 se reflejan las de frecuencias elevadas o sean las ondas cortas.

En la figura 427 se muestra esquemáticamente lo que acabamos de decir y a esta misma nos referiremos para explicar algunos fenómenos muy comunes en la radio recepción, pero antes diremos algunas palabras más sobre las capas y en especial la influencia que sobre ellas tiene el Sol.

Dijimos en la lección anterior, que el Sol irradiaba energía en forma de luz y calor y que se propagan de una manera similar al campo magnético de alta frecuencia.

Como las capas reflectoras antes mencionadas están formadas por átomos, éstos quedarán alterados por el "bombardeo" efectuado por el Sol por partículas similares, llegando a provocar en las capas verdaderas ionizaciones, de

manera que éstas pierden toda conductividad. Es por esta razón que a las capas reflectoras se las llamó ionósfera.

En cuanto a la acción del Sol, se anula, cosa que sucede durante la noche: las capas reflectoras vuelven a su estado normal.

Pero parece ser que la ionización no se produce por igual en todas las capas reflectoras, pero es evidente que a dicho fenómeno acompaña el de la variación de altura de las capas, como veremos enseguida.

ZONA DE SILENCIO. — FADING. — FADING SELECTIVO

Llámase **Zona de Silencio**, a una región de recepción próxima a la estación y en la que resulta, en la mayoría de los casos, imposible captar las señales de ésta.

Este fenómeno se produce solamente de una manera muy notable en las proximidades de la estación y hasta una distancia que depende de la frecuencia de irradiación de la misma.

Si se observa en la figura 427, se verá que una estación en A emite señales de ondas largas; éstas se escucharán en B, debido a la reflexión, y no por ondas directas terrestres, ya que la curvatura no lo permite; por lo tanto, es muy posible que entre la zona A y B exista una zona de silencio si la onda reflejada de la figura es la "primera" o de ángulo muy pequeño.

Si esa misma estación A emite señales a una frecuencia de longitudes de ondas medias, resultará que la primer "onda reflejada" incidirá en C y se producirá una zona de silencio entre O' y C. Se observará que para este caso la onda no se refleja solamente, sino que se refracta al atravesar

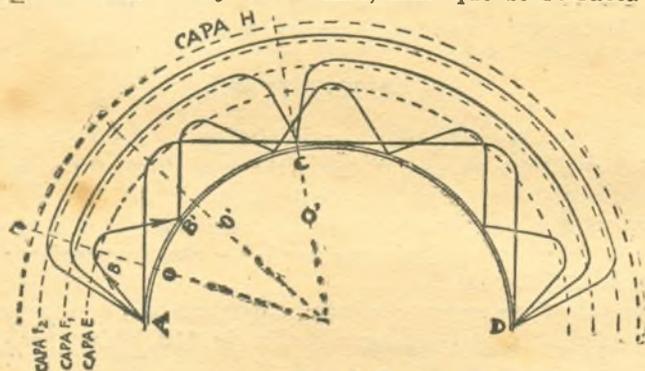


Fig. 427

la capa E y tampoco al chocar con la F₁, se refleja de la manera conocida, sino que sigue un trecho la curvatura de la tierra. Este fenómeno es un poco complicado de explicar y que dejaremos para mejor oportunidad el hacerlo, ya que consideramos no ser éste un curso superior.

Si la estación A emite señales en ondas cortas, resultará que la primer "onda" se reflejará en el punto D, de manera que se producirá una zona de silencio entre O' y D, y así sucesivamente.

Se ha podido comprobar que para señales de 7000 Khz., o sean aproximadamente unos 42 metros de longitud de onda, se produce una zona de silencio en los 160 y 350 Km. de la estación transmisora.

Estas zonas de silencio se repiten a lo largo del recorrido del campo magnético, siendo éstas menos frecuentes con la distancia.

Llámase **Fading** al fenómeno que aparece con la señal captada por el receptor, de forma tal que ésta varíe de intensidad, es decir, que una estación determinada es afectada durante su recepción por un "vaivén" en la intensidad.

Este fenómeno se presenta en las recepciones a distancia, o sea cuando la recepción se efectúa con las señales reflejadas de la estación emisora.

La explicación de este fenómeno es simple si tenemos en cuenta que si una estación en A (figura 427) emitiendo señales que son captadas en D y si la capa reflectora varía de altura, resultará que la onda que se sintoniza no incidirá en D, sino antes o después de dicho punto, sea que la capa está más arriba o muy abajo de lo normal. Como consecuencia de lo dicho se desprende que si la señal incide en D exactamente, la señal inducida en el receptor será máxima y, en caso contrario, la señal captada será de menor intensidad.

Las variaciones de la capa o capas reflectoras varían constantemente tanto en periodicidad como en conductividad y por lo tanto, a ciertas horas en que la actividad del sol es máxima (al mediodía), las recepciones a distancia son completamente nulas.

El **Fading Selectivo** es un fenómeno aún no bien conocido y en el cual la señal, además de estar acompañada de variaciones de intensidad, varía la frecuencia de la señal de la estación provocando deformaciones, a veces muy desagradables, de las bandas laterales, o sea que la música y la palabra pierden por momentos toda naturalidad.

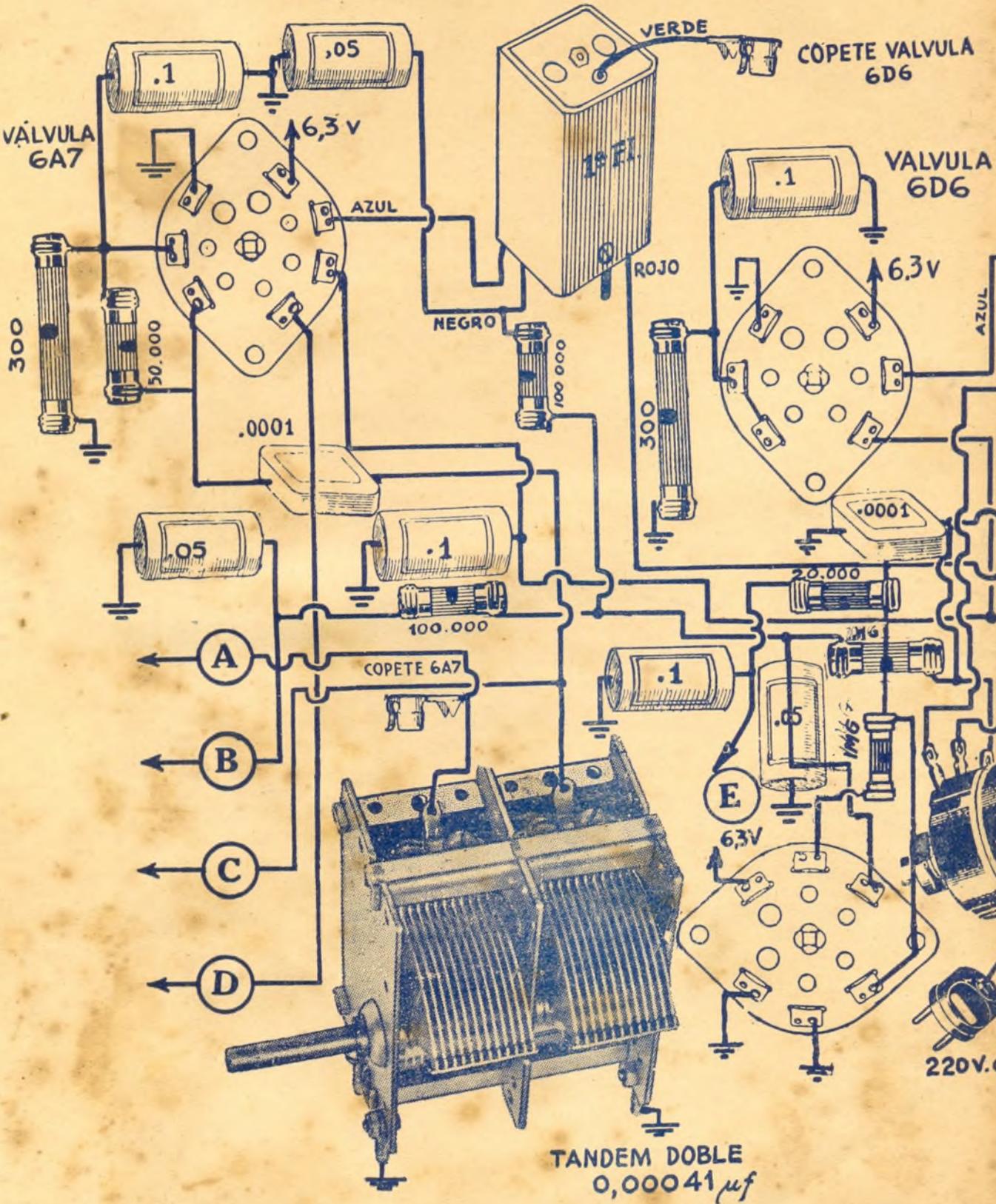
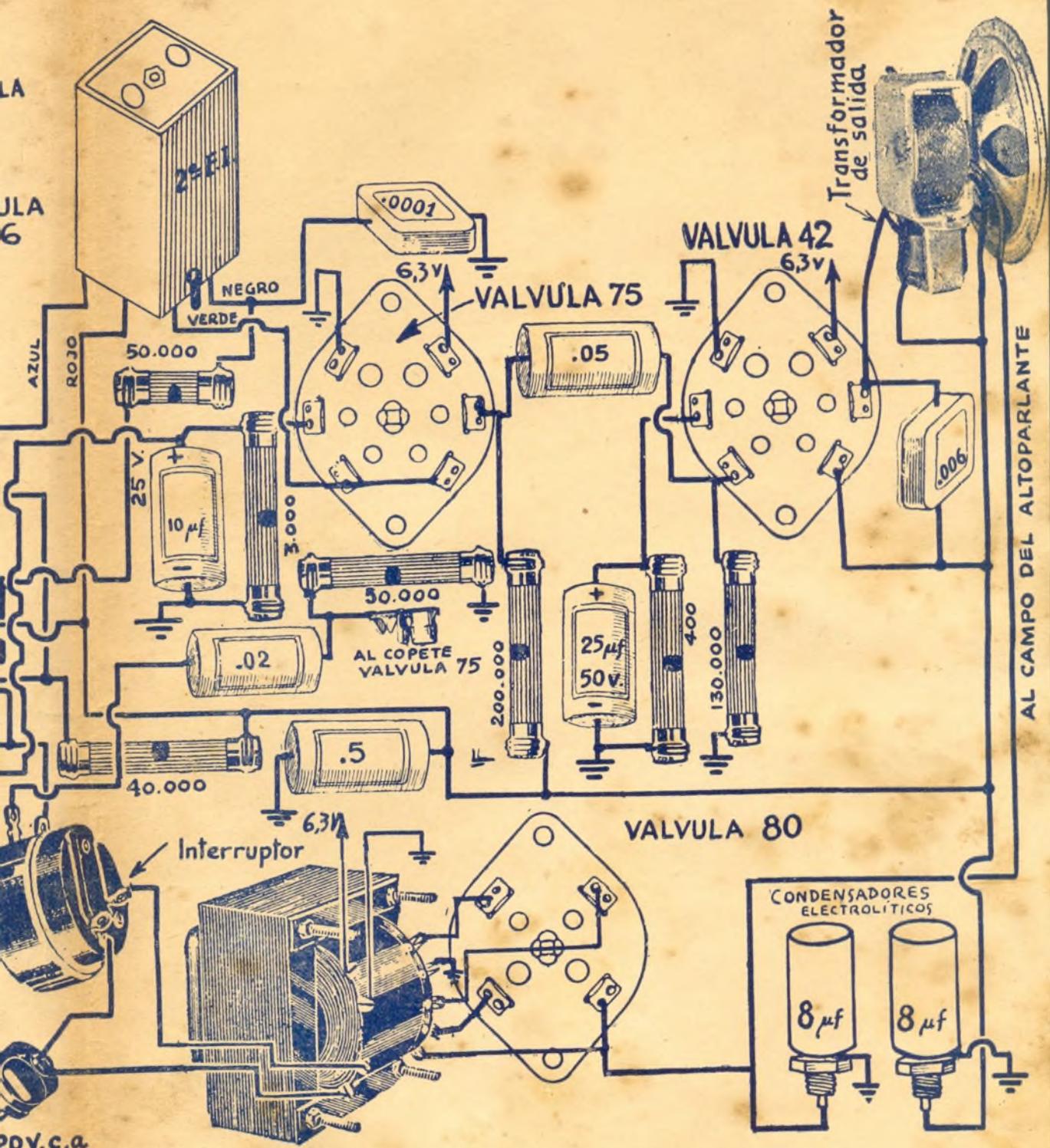


Fig. 429 EL CO



EL CONTROL DE VOLUMEN ES COMO EN PROYECTOS ANTERIORES DE 500.000 Ω

91.a LECCION

Diseño de un receptor para fuente de alimentación de corriente alternada y el empleo del control visual de sintonía.- Lámina

(Continuación)

En la Lección 87a. habíamos visto el desarrollo completo del circuito, en las distintas partes, indicando, separadamente, la fuente de alimentación y circuito. De manera que resulta fácil, ahora, juntar todos los "restos" para obtener el diseño final. Veamos, entonces, cómo; dimos a conocer, en

CHASSIS VISTO DE ARRIBA

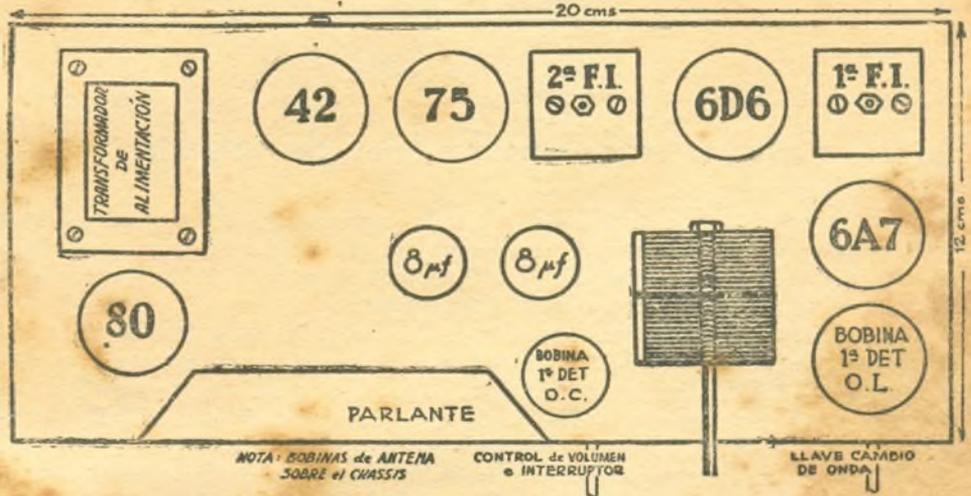


Fig. 430

lecciones anteriores. las figuras 397; 398; 409; 412 y 414 que nos servirán de guía para realizar el circuito definitivo, o sea el indicado en la figura 428, con todos sus valores.

En la lámina Fig. 429 se indica, como de costumbre, el desarrollo del circuito, tal como lo tenemos en la práctica. En las Fig. 430 y 431, respectivamente

CHASSIS VISTO DE ABAJO

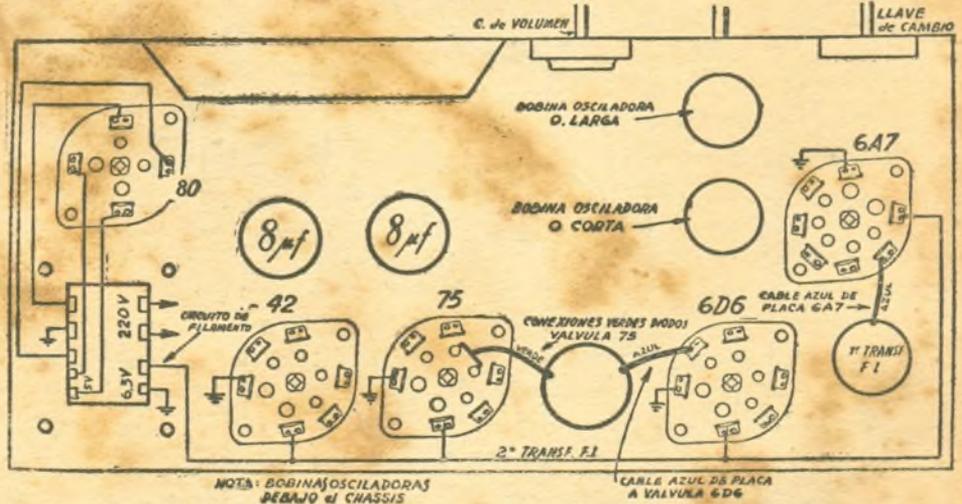


Fig. 431

te, están indicadas la distribución de los materiales sobre el chasis y las medidas aproximadas del mismo y, una vista de abajo, a fin de que se observe el orden correcto de las conexiones más delicadas.

Respecto a la calibración y funcionamiento, es exactamente igual al proyecto de las Lecciones 79a. y 83a., con la sola diferencia de la fuente de alimentación de canalización y el agregado del ojo eléctrico o control visual de sintonía.

Si el lector quisiera emplear un juego de bobinas como los que se emplean en la práctica, deberá adquirir uno de las características indicadas en las lecciones dadas, o sea, para circuito superheterodino, tándem doble de 0.0041 μf , dos ondas y transformadores de frecuencia intermedia par 3465 KHz.

Las conexiones y detalles de las bobinas puede verse en la Lección 93a.

92a. LECCION

Estudios sobre amplificadores de potencia

En la Lección 36a. habíamos indicado algunos tipos de acoplamientos de amplificadores, sin tener en cuenta la potencia audiofrecuente. Pero nos interesa en estos casos obtener, además de amplificación, potencia, a fin de poder alimentar uno o más altoparlantes.

En general, una manera muy simple de aumentar la potencia de salida resulta ser la indicada en la figura 432, que, como se ve, no es otra cosa que la conexión de dos válvulas en paralelo, o, en otras palabras, que se han conectado entre sí grilla con grilla, placa con placa, cátodo con cátodo, (pantalla con pantalla si fuese un tetrodo o un pentodo), etc.

Este tipo de conexión permite trabajar a ambas válvulas en las mismas condiciones en el circuito de grilla como si fuese una sola, pero en cambio la potencia de salida es el doble de una de ellas. Como se observará, la resistencia de placa de la válvula se reducirá a la mitad, como si fuesen exactamente dos resistencias conectadas en paralelo.

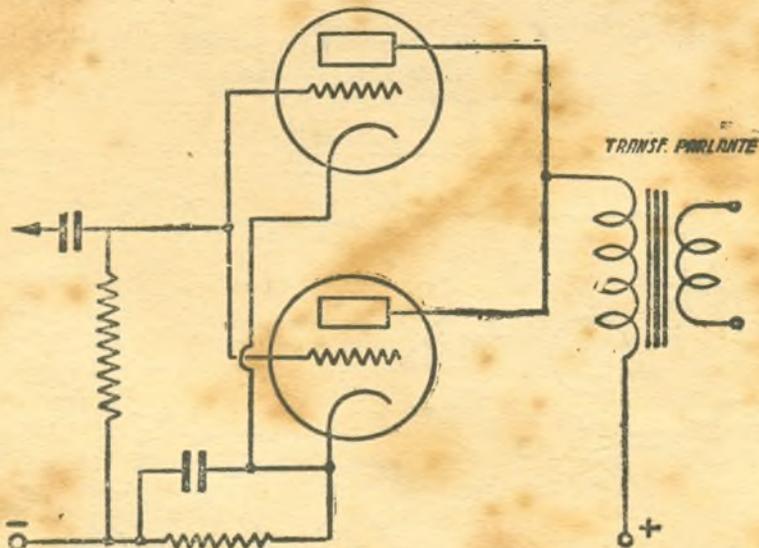


Fig. 432

Por esta razón, la carga de placa del conjunto deberá tener también un valor de $\frac{1}{2}$ a la indicada para una sola válvula. Este sistema aumenta

la sensibilidad de potencia, ya que para una misma variación de tensión en el circuito de grilla, provocada por la señal, la potencia de salida es el doble.

Creo que fácilmente el lector verá las ventajas que este sistema reporta, pero hay que tener en cuenta que el consumo del circuito de placa es el doble y el rendimiento igual que para el caso de una válvula.

Esto mismo que acabamos de decir, sirve tanto para el caso de triodos como de tetrodos y pentodos.

ACOPLAMIENTOS SIMETRICOS DE VALVULAS AMPLIFICADORAS. — PUSH-PULL

Este sistema es conocido desde los comienzos del empleo de las válvulas termo-iónicas, y su aplicación ha permitido aumentar enormemente la calidad, en lo que a fidelidad se refiere, de los amplificadores de audio-frecuencia.

La ventaja de este sistema sobre los anteriores es que, además de reducir enormemente la deformación por armónicas, permite aumentar la potencia de salida de la válvula a más del doble en algunos casos.

En la figura 433, puede verse la disposición generalizada del sistema push pull, que, como puede apreciarse, es bastante distinta a las conocidas hasta ahora. Los circuitos de grilla son excitados por medio de un transformador cuyo primario se conecta al circuito de placa de un sistema amplificador de tensión (que estudiaremos más tarde), y el secundario, formado por dos secciones simétricas y cuyos extremos se conectan a las grillas de cada una de las válvulas y la unión central la tensión negativa de polarización.

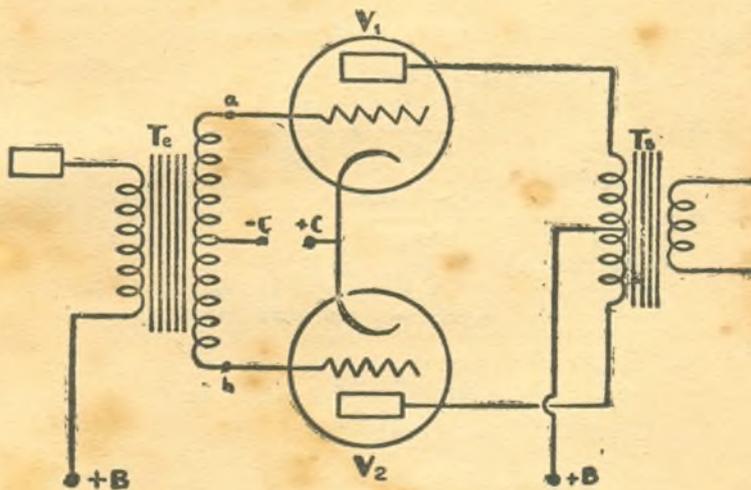


Fig. 433

Las válvulas se conectan a través de un primario de transformador simétrico, como puede apreciarse en la figura 433 y cuya tensión se suministra desde la derivación central del primario mencionado.

Si suponemos que en el primario del transformador, que llamaremos de entrada, o sea, el indicado en la figura con al letra T_c , se desarrolla una energía de corriente alternada de frecuencia variable, ésta inducirá otra energía en el secundario del mismo transformador y cuyas tensiones se harán presentes en los extremos a y b. Por lo tanto, si "a" es positivo en un instante determinado, b será negativo para ese mismo instante y por lo tanto, la corriente de placa de la válvula V_1 aumentará la corriente de placa y en V_2 disminuirá.

Por lo que se acaba de decir, se verá que cuando la grilla de la válvula

V_1 esté a un potencial positivo máximo, la grilla de la válvula V_2 estará a un potencial negativo máximo y por lo tanto la corriente de placa V_1 será máxima y la de V_2 será mínima. Por lo tanto podemos considerar que el primario del transformador T_s , como la carga correspondiente a las dos válvulas, es decir, que si la impedancia de carga de la válvula V_1 es igual a Z , la total podría ser dos veces Z .

Conviene que el lector repase todas las lecciones que corresponden a amplificadores, como así, también, todo lo relacionado con representación gráfica de senoide, armónicas, etc., etc., pues entraremos en la próxima lección a tratar el tema, de cómo funcionan los sistemas simétricos y a demostrar, gráficamente, las enormes ventajas de estos tipos de amplificadores.

Es por esta razón que no damos ahora, todos los conocimientos sobre circuitos simétricos, ya que es necesario la exposición previa de los conocimientos elementales.

Fe de erratas del N.º 22 de CURSOS

Se han deslizado algunos errores de imprenta que nos apresuramos a aclarar a fin de facilitar al lector la interpretación de algunos párrafos.

—En la página RADIO—235, debajo de la fórmula 101, donde existe una expresión entre paréntesis que dice: (R y R_s), debe ser: (R_{AB} y R_s).

—En la página RADIO—236 y en la parte superior, donde dice:

$$\sqrt{\frac{000}{5}} = 50 \times \sqrt{1600} = 50 \times 40 = 2000 \text{ espiras, debe decir:}$$

$$\sqrt{\frac{8000}{5}} = 50 \times \sqrt{1600} = 50 \times 40 = 2000 \text{ espiras.}$$

—En la página RADIO—239, donde dice:

$$N = \frac{11 \times l}{I} = \frac{11 \times 12,8}{0,038} = \frac{141}{0,038} = 3700 \text{ espiras}$$

debe decir:

$$N = \frac{11 \times l}{I} = \frac{11, \times 12,8}{0,038} \dots \dots \dots \text{ etc.}$$

—En la página RADIO—240, donde dice:

$$I = \sqrt{\frac{W}{R}} = \sqrt{\frac{2,2}{6}} = \sqrt{0,367} = 6 \text{ Amp. aprox.}$$

debe decir:

$$I = \sqrt{\frac{W}{R}} = \sqrt{\frac{2,2}{6}} = \sqrt{0,367} = 0,6 \text{ Amp. aprox.}$$

—En la página RADIO—241, donde dice:

$$\frac{e}{l} = 0,0013, \text{ de donde } C = \text{ etc.,}$$

debe decir:

$$\frac{e}{l} = 0,0015, \text{ de donde } e = \text{ etc.,}$$

—En la página RADIO—247, donde dice:

$$\eta = \frac{P_o}{E_p \times I_p} \times 100 \dots \dots \dots (16) \text{ debe ser: } \eta = \frac{P_o}{E_p \times I_p} \times 100 \dots \dots \dots (106)$$

—En la misma página, donde dice:

$$P_s = \frac{P_o}{E_g} \dots \dots \dots (107) \text{ debe decir: } P_s = \frac{P_o}{E'g}$$

—En la página RADIO—249, donde dice:

$$\% 2_s = \frac{I_{\max} + I_{\min} - 2 \times I_o}{I_{\max} - I_{\min} + 1,41 \times (I_x - I_g)} \times 100 =$$

—donde dice — I_g debe ser — I_y .

CURSO DE RADIO

93.a LECCION

Osciladores de Radio frecuencia y algunos circuitos simples.- Transmisores Elementales

Desde los comienzos de la Radiotransmisión se han estudiado diversos sistemas que permitan producir oscilaciones de alta frecuencia con fines de poderse irradiar por algún sistema de antena conocido.

En la Lección 20a. se ha dado a conocer la causa por la cual se emplean oscilaciones de frecuencias elevadas para la transmisión radiotelefónica y telegráfica. En la Lección 17a. se dió a conocer la razón matemática de las ventajas de las frecuencias elevadas para provocar inducciones más intensas y en la cual se explicó, también, la importancia que la frecuencia tenía para provocar un mismo efecto magnético. En la Lección 50a. se explicó la manera de producir oscilaciones de radio frecuencia y se indicaron diversos circuitos por medio de los cuales era posible la generación de energías de frecuencia elevadas.

En esta lección explicaremos algunas particularidades de los osciladores y después aprovecharemos estos antecedentes como una introducción para nuevos conocimientos para su aplicación en los transmisores radiotelefónicos y telegráficos, sean del tipo de aficionados o del tipo comercial.

Uno de los circuitos más difundidos es el indicado en la figura 434, y muy flexible. Esto quiere decir que dicho oscilador que puede trabajar entre límites más o menos amplios en lo que a frecuencias de oscilación se refiere y sin tener más que variar la inductancia o la capacidad, pudiendo los demás valores mantenerse constantes y con buen rendimiento.

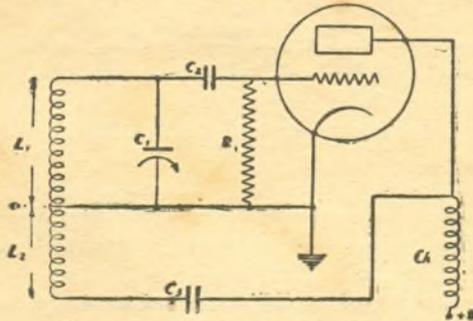


Fig. 434

Los lectores habían visto, en lecciones anteriores, cómo se emplea este circuito que habíamos dado a conocer como "circuito Hartley" y que habíamos empleado también como detector de señales cuando se reduce la regeneración, etc.

Más tarde veremos cómo se calculan los valores de L y C de resonancia, claro está, para obtener el mayor rendimiento de dicho circuito, pues de la otra manera resulta muy fácil fijar uno de los valores para calcular el otro cuando se conoce el valor de la frecuencia de resonancia que se desea.

Si el circuito de la figura 434 lo ponemos en funcionamiento, y si todo

está en condiciones. resultaría que, entre los extremos de la inductancia L_1 , L_2 , se hace presente una tensión de radio frecuencia, cuya frecuencia depende de los valores de L_1 y C_1 aproximadamente.

Si existe una tensión de radio frecuencia entre los extremos L_1 y L_2 , fácil es de imaginar que existe también dentro y alrededor de ella, un campo magnético variable y que puede propagarse a una distancia determinada.

Se dijo, en lecciones anteriores, que en radio comunicaciones se emplean los sistemas de antenas a fin de permitir una irradiación efectiva de la energía de alta frecuencia generados por los transmisores de radio. En nuestro caso estamos en condiciones similares, vale decir, que si a la inductancia L_1 , L_2 le acoplamos otra L_3 , y en cuyos extremos se conectan de un lado la antena y del otro la conexión de la tierra o contra-antena, resultaría que sobre L_3 se induciría una tensión provocada por el campo magnético de la energía oscilante del circuito L_1 , L_2 , C_1 (fig. 435).

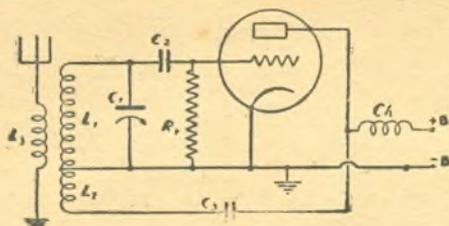


Fig. 435

Si el circuito de antena se ha calculado correctamente, resultará que casi toda la energía generada en el circuito oscilante se hará presente en aquél y por lo tanto se irradiará parte de esta energía, dado que, ésta dependerá exclusivamente de la eficiencia del sistema antena y tierra.

En resumen, toda la radio transmisión se basa en estos principios, o sea la de acoplar a un generador de energía de alta frecuencia un sistema de antena y tierra y por intermedio de éste, provocar un intenso campo magnético variable que será suficiente para inducir tensiones de la misma frecuencia en las antenas receptoras.

Si se tratara de transmitir señales telegráficas con sólo interrumpir la oscilación del generador al compás que cada signo telegráfico requiera, quedaría resuelto el problema. Esto puede conseguirse de una manera simple, conectando un manipulador en serie con la alimentación de la tensión de placa, o en serie con el cátodo de la válvula osciladora.

Como resulta complicado el funcionamiento de un transmisor de radiotelefonía, diseñaremos algunos tipos a fin de poder dar al alumno los conocimientos primordiales.

En los primeros tiempos de la radio se conseguían señales telegráficas de una manera muy simple, aprovechando principios elementales, como ser, por ejemplo: el empleo de un generador de corriente alternada de una construcción especial con un gran número de piezas polares y cuyo inducido giraba a una gran velocidad y que era una manera de obtener energías de alta frecuencia, aunque no muy elevada, pero fueron más comunes las transmisiones por medio de chispas muy similar al transmisor empleado por Hertz en sus primeros ensayos, o también, aprovechando el arco voltaico.

Claro está que todos estos sistemas dejaron de emplearse ni bien hizo su aparición la válvula de tres electrodos.

Una manera simple de poder transmitir radiotelefonía resulta ser la indicada en la figura 436, que, como se verá, se ha intercalado un micrófono en serie con la antena del circuito de la figura 435.

Vimos en lecciones anteriores que, modular una energía de alta frecuencia era superponer a ésta otra energía de baja frecuencia, y por lo tanto resultará fácil imaginar que si por el micrófono circula la corriente del sistema

de antena y al hablar frente a éste, hará variar la resistencia interna del mismo y por lo tanto la corriente de alta frecuencia variará en intensidad de acuerdo a las variaciones de resistencia del micrófono.

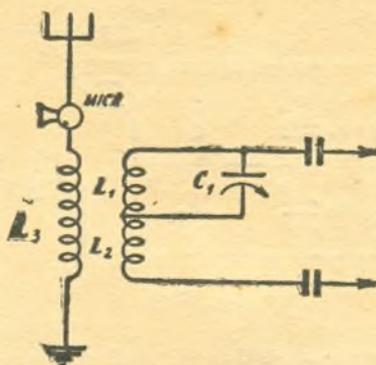


Fig. 436

Como las variaciones impresas sobre la corriente de alta frecuencia son muy lentas, resultará que habremos modulado la energía que se desarrolla en el circuito y de una manera exactamente igual a las variaciones sonoras impresas por la voz al micrófono.

En la lección siguiente haremos un estudio sobre micrófonos que permitirá aclarar el concepto de éste al ejemplo dado.

Este sistema de modulación se lo conoce con el nombre de modulación por ABSORCION, dado que tanto la energía de audio frecuencia como la energía de radio frecuencia se obtiene por inducción del circuito oscilante $L_1 C_1$.

Lo que acabamos de explicar es solamente con fines ilustrativos, puesto que tenemos que ir dando a conocer conocimientos que emplearemos muy pronto.

Por lo tanto, veamos algunos tipos de osciladores, a fin de que el lector vaya conociendo los más comunes, ya no en el campo de la transmisión, sino también en la aplicación de este tema en los superheterodinos.

En la figura 250 se había dado a conocer un tipo de oscilador cuando se hizo el estudio de los receptores regenerativos y se indicó la forma de cómo este mismo actuaba como un oscilador, o sea un generador de señales. Además, vimos, efectivamente, cómo se empleó este mismo circuito como heterodino en los receptores superheterodinos, por lo cual queda ampliamente demostrada la posibilidad de emplear el circuito oscilador Shnell como generador de señales para la transmisión radiotelegráfica a radiotelefonía.

Por razones de comodidad, reproduciremos nuevamente la figura 250 que corresponde a la figura 437.

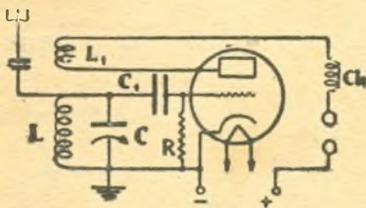


Fig. 437

En la figura 438 se indica un tipo de circuito muy conocido y bastante empleado en la radiotransmisión. El circuito fué desarrollado por COLPITTS. No nos detendremos al estudio de los osciladores que damos a continua-

ción, pues de lo contrario nos haría falta mucho espacio para explicar los distintos tipos. Solamente y con fines de dar a conocer fenómenos nuevos, se explicará el fenómeno piezo eléctrico, por ser de mucha importancia para nuestros conocimientos.

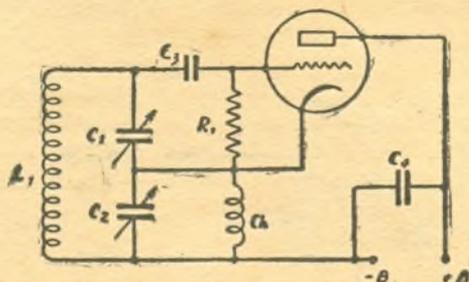


Fig. 438

Por último indicaremos otro tipo de oscilador que es algo distinto a los demás en el funcionamiento, pues tiene, tanto el circuito de placa como el de grilla, sintonizado por medio de constantes aproximadamente iguales. Su funcionamiento solamente se debe a la realimentación que se provoca entre la capacidad grilla-placa que actúa como condensador de acoplamiento de la energía generada en el circuito de placa y la envía nuevamente al circuito de grilla por dicha capacidad.

Este circuito está dado en la figura 439.

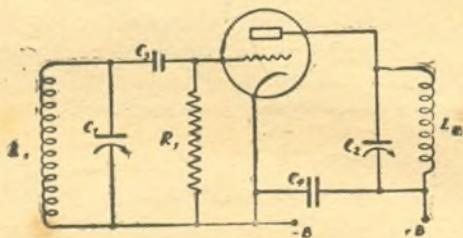


Fig. 439

Además, existen varios tipos de osciladores que funcionan bajo distintos principios y que solamente los enunciaremos, dado que los estudiaremos en la ocasión de su aplicación; éstos son los que siguen: Oscilador DINATRON, de diversas aplicaciones. Osciladores DOW, y, finalmente, algunos tipos cuya aplicación sólo reside en las ondas ultra cortas y son: BARKHAUSEN-KURZ, GILL-MORELL y el MAGNETRON.

94a. LECCION

Micrófonos - Estudio General

La misión de los micrófonos es la de transformar energía sonora o acústica en energía eléctrica.

La energía eléctrica a que nos referimos nos permite, por medio de amplificadores, elevarla a un nivel tal que resulta posible no solamente modular transmisores de gran potencia, sino también con fines públicos, ya sea para la retransmisión de programas, discursos en salones o al aire libre.

En general, la energía suministrada por los micrófonos es sumamente pequeña, siendo más todavía en los del tipo moderno, y por esta razón se

hace necesario el empleo de amplificadores de tensión cuidadosamente diseñados.

En la lección anterior habíamos indicado, de una manera muy rápida, como se conecta un micrófono en serie con la antena, pero esto sólo es posible en una estación de transmisión de muy poca potencia, sino, de lo contrario, dicho micrófono correría inminente peligro de quemarse por efecto de la corriente radiofrecuente que se induce en el circuito de la antena.

Por esta razón, en los primeros ensayos de transmisión de radio se encontraron con un problema a resolver, y era la necesidad de diseñar un micrófono que permitiera la solución anterior, ya que aquéllos empleaban, para su funcionamiento, gránulos de carbón.

El micrófono más primitivo empleado en las primeras transmisiones radiotelefónicas, y que describiremos brevemente, se indica en la figura 440, construido de acuerdo a las indicaciones de Majorana y empleado por Poulsen en el año 1912 en sus ensayos.

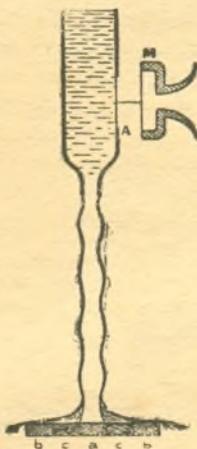


Fig. 440

Transcribiremos las palabras de C. CUTTON cuando describe este tipo de micrófono en su libro *RADIOTECNICA GENERAL*. En estos tipos de micrófonos se empleaba un líquido conductor que circulaba por un tubo y en cuya pared se ha practicado una abertura que se cierra por medio de una membrana elástica A unida a una membrana M, que es la que recibe las variaciones sonoras. Cuando la membrana vibra, la sección del tubo líquido experimenta contracciones y dilataciones que siguen las vibraciones sonoras a la membrana M. Como el tubo líquido descansa sobre una base circular formada por una parte metálica central "a" rodeado de un anillo aislante "c" "c" y de otro anillo metálico "b" "b", resulta que la corriente que circula desde "a" hacia "b" a través del líquido conductor sufrirá variaciones de acuerdo a las presiones que experimente el líquido, ya que éste variará de resistencia y por lo tanto hará variar la intensidad de la corriente que atravesase el circuito líquido.

Demás está decir que este tipo de micrófono no se generalizó, pero no por eso dejó de prestar servicios incalculables.

Vamos de clasificar los tipos de micrófonos en distintos grupos y además de estudiar cada uno de ellos, indicaremos la aplicación de los mismos.

Antes de comenzar el estudio a fondo de los micrófonos, veamos un ejemplo que nos permite mostrar con claridad qué función eléctrica este implemento desempeña.

Supongamos la figura 441, en la cual se indica una resistencia común por la cual circula una corriente continua de una intensidad determinada.

Entre los extremos se ha conectado un par de teléfonos a través de sendos condensadores.

Si la corriente que atraviesa la resistencia es del tipo de corriente continua, en los teléfonos no escucharemos sonido alguno, pero en cambio, si

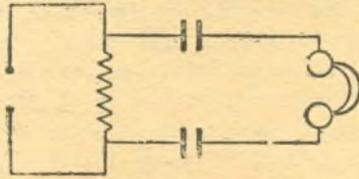


Fig. 441

por dicha resistencia circula corriente alternada, se escucharán en los teléfonos mencionados un sonido que corresponde a una frecuencia igual a las variaciones de la corriente.

Si por dicho circuito circulara una corriente de frecuencia variable en los teléfonos, se escucharía dicha variación.

Si en lugar de una resistencia por donde circula una corriente de frecuencia variable cualquiera, fuese una corriente que varíe de acuerdo a la voz, la música o la palabra, en los teléfonos podríamos escuchar diversos sonidos que se producen por la transformación de las variaciones de la energía eléctrica en energía electromagnética en los teléfonos y ésta por medio de su membrana en energía acústica o sonora. Debemos suponer que originariamente la corriente de frecuencia variable que circula por la resistencia ha sido obtenida por medio de un micrófono que ha hecho el trabajo inverso al expuesto, o sea la de transformar la energía acústica en eléctrica y que ha sido recogida en la resistencia mencionada. Pues veamos de qué manera se produce la transformación de energías que hemos mencionado y de cuántas formas es esto posible.

TIPOS DE MICROFONOS

- A carbón — simple o doble botón.
- Electromagnéticos.
- A bobina móvil o electrodinámicos.
- A cinta o velocidad.
- A condensador.
- A cristal.

MICROFONOS A CARBON

Uno de los tipos que primeramente fueron usados en la radiotelefonía han sido los del tipo de carbón que fueron empleados en las líneas telefónicas y que más tarde se perfeccionaron, ya que las necesidades de la Radiotelefonía en lo que a fidelidad respecta debe ser la máxima. Los micró-

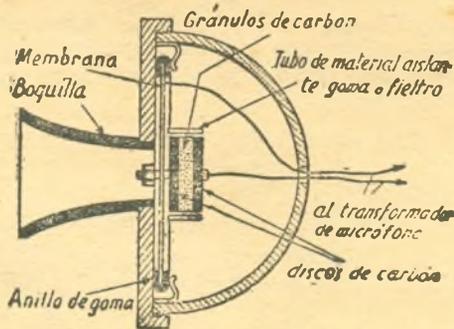


Fig. 442

fonos a carbón primitivos y los que actualmente se emplean en la telefonía por hilos solamente debían registrar frecuencias equivalentes a la voz humana, mientras que en el "broadcasting" las necesidades se extienden a la música también, lo que significa que éstos deben ser cuidadosamente estudiados y ajustados para tales fines.

En la figura 442 se muestra en corte un micrófono a carbón de simple botón. Puede verse con claridad de cómo está compuesto el botón microfónico o cápsula microfónica. La membrana es de metal delgado y muy elástico, sujeto en todos sus bordes por medio de una arandela de goma a fin de quitar a éste la resonancia propia del mismo o llevando ésta fuera del rango que interesa a sus funciones. Más tarde nos ocuparemos de la resonancia propia de los micrófonos. La membrana está conectada mecánicamente y eléctricamente a un disco de carbón que está en contacto con los gránulos de carbón, siendo éstos comprimidos por otro disco de carbón que cierra el circuito eléctrico del micrófono según se indica en la figura 443. Se ve entonces que cuando la membrana vibra bajo la acción de un sonido (palabra o música), ésta comprimirá en mayor o menor grado a los gránulos de carbón, dando por resultado de que la corriente que lo atraviesa y suministrada por una batería a través de un primario de transformador, varíe de intensidad de acuerdo a las variaciones de la membrana.

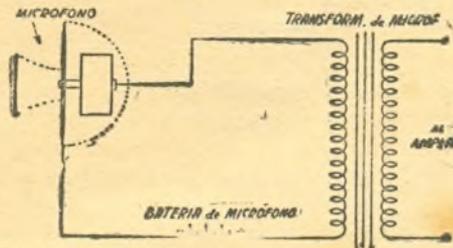


Fig. 443

Por lo tanto, entre los extremos del primario del transformador de acoplamiento del micrófono se produce un campo inductivo variable de acuerdo a las variaciones impresas a la corriente por las variaciones del sonido sobre la membrana del micrófono. Si se midiera la corriente a través del micrófono cuando sobre su membrana no actúa la misma energía sonora, resultaría ésta constante.

Como este micrófono absorbe una energía eléctrica determinada, resulta que ésta se disipará en calor, parte en el micrófono mismo y otra parte de en el primario del transformador del micrófono. Como la mayor parte de ésta se gasta sobre el micrófono, habrá que tener cuidado de no exceder la intensidad de la corriente a través del mismo para no quemar los gránulos de carbón por exceso de temperatura.

A continuación indicamos los detalles necesarios a fin de que el lector pueda construir su propio micrófono a carbón, a pesar de que se puede adquirirse, para usos hasta comerciales, por unos cuatro pesos moneda nacional.

En la figura 444 se dan los detalles mencionados y que si se construyen con cuidado todas sus partes no habrá inconveniente en que el micrófono trabaje correctamente. La cubierta empleada es una caja de betún de unos cuatro a cinco centímetros de diámetro. Lo que en el caso de la figura 442 son los discos de carbón, en nuestro ejemplo práctico resulta ser dos tornillos de bronce a los cuales se les ha limado la cabeza como indica la figura. La cápsula queda encerrada por medio de un trozo de goma como las empleadas en los irrigadores. Los gránulos de carbón pueden adquirirse en cualquier casa de teléfonos que venden cantidades mínimas de un peso y que alcanzan para realizar unos diez micrófonos. El tipo de carbón que

conviene emplear es el de unos 200 Ohms y éste no debe tener humedad. Además, no conviene que los gránulos estén apostados entre sí, sino más bien flojos. El soporte de la membrana lo dejo al criterio del lector, ya

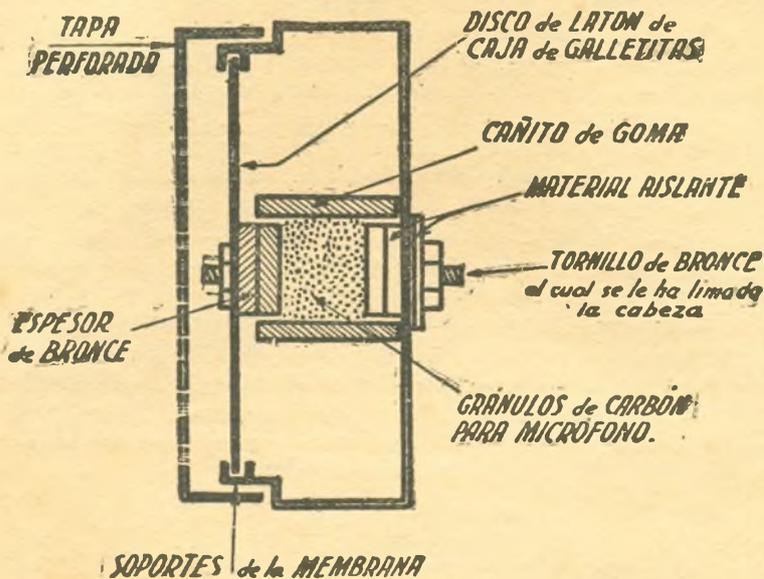


Fig. 444

que ésto es muy sencillo: sólo basta recordarles que la membrana debe estar apretada en todos sus bordes sin que ésta flexione por efecto de dicha presión.

La batería que excitará el sistema del botón microfónico podría ser una del tipo de 4 1/2 V. El transformador de acoplamiento podría ser uno como los empleados en las instalaciones de timbres. Con la diferencia de que el primario se empleará como secundario y el secundario como primario, o sea la que queda acoplada al micrófono. Este transformador permitirá realizar los ensayos satisfactoriamente sin mayores gastos y de paso se consigue una buena experiencia en el empleo, construcción y puesta a punto de un micrófono a carbón. Una vez que todos los ensayos queden agotados sería conveniente calcular y construir un transformador de la siguiente manera: se mide la corriente que atraviesa el micrófono sin señal, y como la tensión del circuito se conoce y despreciando la resistencia del primario del transformador, resultaría que dividiendo la tensión de la batería del micrófono por la corriente medida, nos daría el valor de la resistencia del micrófono que podríamos llamar media, ya que cuando la membrana del micrófono presiona los gránulos de carbón la resistencia del mismo baja; en cambio, si la membrana toma el sentido inverso, la resistencia de la cápsula aumenta. Pero en la práctica es muy posible que la resistencia media sea un poco menor a la medida.

De cualquier manera, para calcular el transformador se puede tomar como impedancia del primario un valor igual a la resistencia calculada del micrófono, y el secundario, como se conectará a la grilla de una válvula amplificadora, resultará que su valor deberá ser de unos 100.000 Ohms y por lo tanto el resto del cálculo resulta muy simple si se siguen los conocimientos dados en la Lección 81a.

El esquema a emplearse debe ser de acuerdo a la figura 443.

En la figura 445 se muestra una fotografía de una cápsula microfónica empleada en usos comerciales como ser, en las líneas telefónicas, además de

estaciones de aficionados y algunos equipos de poca potencia para audiciones al aire libre.

Respecto al tipo de micrófono llamado de candelero y otros similares, no se describe, dado que son sumamente conocidos por nuestros lectores, por

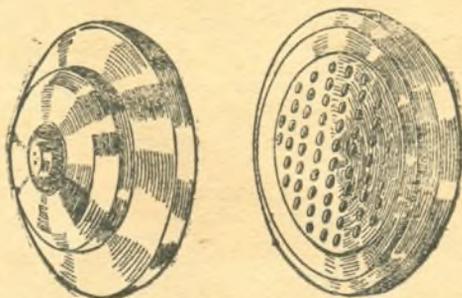


Fig. 445

lo menos respecto a su aspecto exterior. Respecto a la parte de funcionamiento de las mismas, está dada en este mismo capítulo.

En la próxima lección estudiaremos los micrófonos de carbón de doble botón, etc.

95a. LECCION

Receptor superheterodino con etapa de alta frecuencia sinonizada

Hemos visto, más o menos, lo más importante sobre super-heterodinos; veamos ahora entonces de mejorar los proyectos anteriores en lo que a selectividad se refiere y también en sensibilidad.

Supongamos que con los proyectos anteriores, la selectividad necesaria para una buena recepción no fuese suficiente. Alguien podría decir, que habría que tratar de aumentar la selectividad en los transformadores de frecuencia intermedia, pero resulta que en la práctica, al diseñarse dichos transformadores, se tiene muy en cuenta el factor selectividad y por esta razón, muy poco se puede ganar ya en éstos.

El agregado de una tapa de radio frecuencia sintonizada siempre resulta muy conveniente, sobre todo si las recepciones se realizan en zonas lejanas de las estaciones transmisoras, y a la vez es posible recibir una enorme cantidad de señales de distintos países por el aumento de sensibilidad.

Cuando hicimos el estudio de los transformadores de frecuencia intermedia, habíamos visto que las estaciones consideradas estaban separadas entre sí en unos 40 Khz., pero en la práctica no sucede tal cosa, sino que existen estaciones separadas solamente de unos 10 Khz. y por lo tanto, si las recepciones se realizan con antenas de grandes dimensiones, todas estas señales inducirán en ésta tensiones bastante grandes como para que puedan escucharse con facilidad. Si el problema, como en este caso, es solamente de selectividad, podría emplearse una etapa de amplificación, de alta frecuencia y también utilizar dos etapas de amplificación de frecuencia intermedia, pero esto último, aunque más efectivo, tiene sus inconvenientes como por ejemplo en el "ruido de fondo" y además necesita, y esto es lo más grave, mucha experiencia de parte del armador o diseñador del re-

ceptor, para evitar que haya realimentación en dichas etapas de amplificación, con lo cual se anularía totalmente la amplificación y toda posibilidad de recepción. Por lo tanto, como consecuencia, se ve que resulta más sencillo el empleo de una etapa de amplificación de alta frecuencia que además que aumentamos la selectividad total del receptor, nos rinde una cierta amplificación que se transforma en mayor sensibilidad del receptor.

Esto no quiere decir que debe desecharse la idea del empleo de una etapa suplementaria de amplificación de frecuencia intermedia, pues como veremos más adelante, los inconvenientes antes apuntados tienen su solución y por lo tanto tendremos oportunidad de emplear más de una vez dichos métodos, sobre todo si se trata de recepciones en ondas cortas y en donde la eficiencia de los amplificadores de alta frecuencia es muy pobre.

En la figura 446 se ha desarrollado el esquema que por lo simple no hace falta explicaciones previas, siendo además conocido por nuestros lectores los diversos cálculos tanto de la resistencia de cátodo como el valor de la resistencia que alimenta las tres pantallas del circuito de radio frecuencia convertora y amplificadora de frecuencia intermedia.

El cálculo de la inductancia del circuito de grilla no es necesario porque éste es exactamente igual al empleado en el receptor del proyecto anterior. Lo que queda por calcular es el circuito de acoplamiento entre el circuito de placa de la válvula amplificadora de alta frecuencia y el circuito de grilla de la válvula convertora. Este se realiza de una manera en cierto modo similar a la explicada en más de una oportunidad, pero cuando calculemos la inductancia de acoplamiento de placa de la válvula amplificadora debemos tener en cuenta que éste no deberá resonar dentro de la frecuencia de trabajo, o sea dentro del rango de frecuencia a sintonizar. Esto se puede hacer con ayuda de la Lección 40a.

El transformador de alimentación será igual al empleado en la lección anterior, ya que éste suministrará todas las tensiones necesarias. Demás está decir, entonces, que la alimentación del receptor se realizará solamente en corrientes alternadas, pues esto facilitará un poco el trabajo en general,

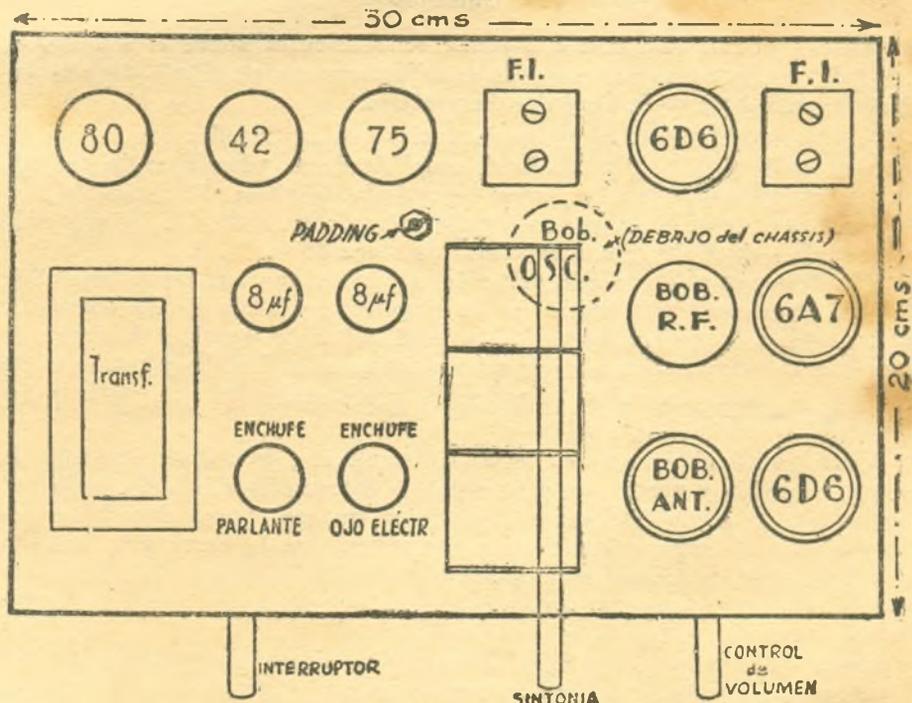


Fig. 447.

La distribución de los materiales y las dimensiones del chasis sobre el cual se fijarán aquéllos está dado en la figura 447. Respecto a las conexiones y demás cuidados que habrá de tenerse en cuenta, es la misma a las lecciones anteriores; sólo debe cuidarse en seguirse las indicaciones de la figura 447.

La calibración y el ajuste de las bobinas se realiza de la manera conocida y explicada varias veces, de manera que no cansaremos al lector con repeticiones.

No se diseña este receptor para ondas cortas, porque el raciccinio y la distribución es la misma en todos los casos, pero resulta un poco dificultosa la adquisición de llaves de cambios para receptores con etapa de amplificación de alta frecuencia, por lo cual lo dejamos al criterio del lector.

En la próxima lección daremos en este mismo lugar una tabla lo más completa posible de todas las válvulas y todos los tipos empleados en la recepción, a fin de que el alumno vaya conociendo cada uno de ellos y pueda, en base a sus características, diseñar receptores completos como los vistos durante este Curso.

Por lo tanto, aconsejo repasar todos los diseños a fin de no quedar retrasados en los conocimientos que se vayan dando.

96a. LECCION

Amplificador de Potencia

(Continuación)

SISTEMA DE AMPLIFICACION SIMETRICO O PUSH-PULL

(Continuación)

En la Lección 92a. dimos algunos conocimientos sobre el sistema en push-pull, y es por esta razón que lo estudiaremos con amplitud, dada la importancia que estos tipos tienen en la práctica.

Supongamos la figura 448, en la cual tenemos trazadas las curvas características de grillas de una válvula amplificadora. Además, se ha trazado la recta correspondiente a la carga de trabajo de placa. El punto de funcionamiento es el A, o sea para un voltaje de placa de 300 V.; una tensión negativa de -60 Volts y una corriente de placa de 40 M. A.

Si suponemos aplicada a la grilla de la válvula una tensión sinusoidal de 60 Volts (la senoide indicada a la izquierda y abajo de las curvas de grillas, resultará que las intensidades de la corriente de placa variarán de acuerdo a la curva indicada en la misma figura a la derecha y por lo tanto los voltajes generados sobre la carga de placa serán proporcionales a las variaciones de dichas corrientes.

Como podrá observarse en la curva resultante, ésta dista bastante de ser una senoide y por lo tanto, la señal de entrada ha sido deformada por la aparición de algún fenómeno. Si el lector tuviera alguna experiencia en interpretación de curvas, inmediatamente notará que la curva resultante es consecuencia de haberse superpuesto sobre la onda fundamental de forma sinusoidal otra de la misma forma pero segunda armónica de aquélla y cuyas fases difieren en 180°.

En la figura 449 se explica gráficamente lo que acabamos de decir y por lo tanto se ve que la línea llena es realmente muy parecida a la hallada en la fig. 448. Por lo tanto tratemos de hallar la segunda armónica de esta curva resultante a fin de poder estar seguros de lo que acabamos de decir. Debemos

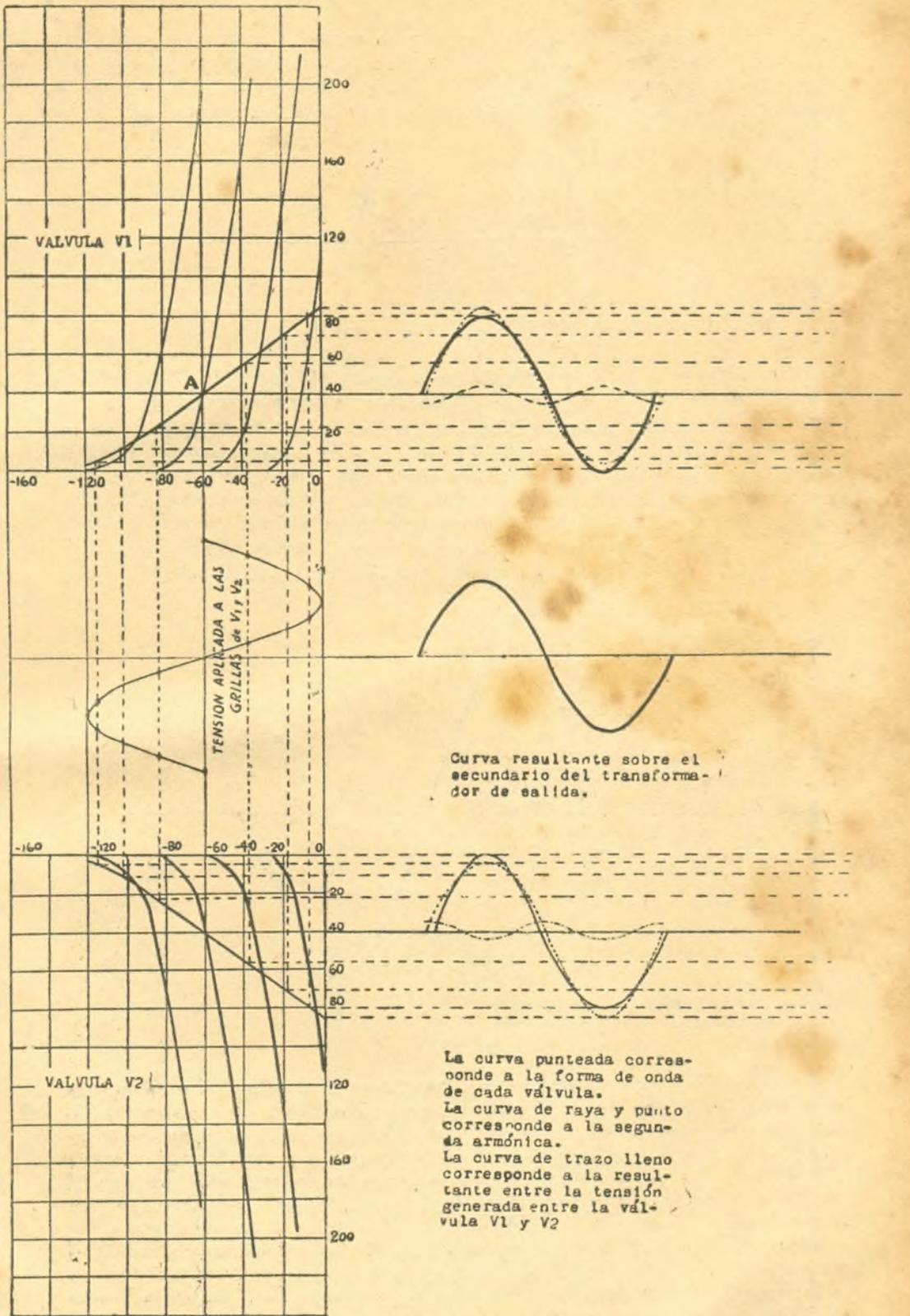


Fig. 448

aclarar que, además, en la curva resultante están presentes las armónicas siguientes como la 3a., 4a., etc., pero que no tomaremos en cuenta para no complicar la demostración que nos proponemos hacer y además porque la deformación de la segunda armónica es mucho más importante que todas las otras.

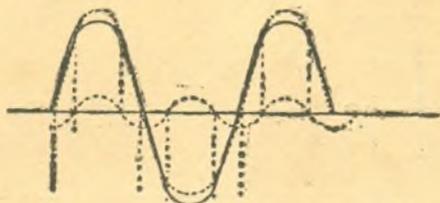
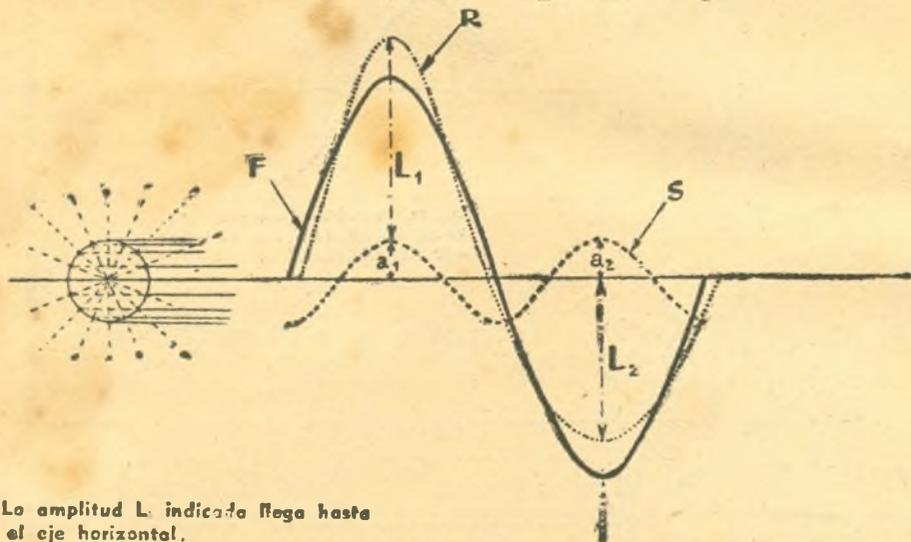


Fig. 449

Traslademos la curva resultante de la figura 448 fuera de dicho gráfico a fin de poder realizar el análisis gráfico de la segunda armónica.

Veamos entonces la figura 450. Las amplitudes máximas de la segunda armónica resultan muy fáciles de hallar, pues como las amplitudes " L_1 " (positiva) y L_2 (negativa) tienen una diferencia que corresponden exactamente a la mitad de la amplitud máxima de la segunda armónica. En efecto. Si por ejemplo, $L_1 - L_2 = 10$ milímetros (léase Volts o Amperes), resultará que la amplitud máxima positiva de la segunda armónica será de 5 milímetros y la amplitud máxima negativa también de 5 milímetros.



Lo amplitud L_1 indicada llega hasta el eje horizontal.

Fig. 450

Ahora, si los lectores realizaron las curvas de las lecciones en que se estudiaron las ondas, fundamentales y armónicas, fácil les resultará aplicar dichos conocimientos a los de la figura 450 y poder de esta manera componer las curvas R y S. Pero debe recordarse que queremos hallar la curva fundamental que en combinación con la curva de la segunda armónica S nos dió la resultante R y por lo tanto, debemos realizar el trabajo inverso al empleado en aquellas oportunidades; por ejemplo: si se considera cómo se obtuvo L_1 , se verá que fué consecuencia de haber sumado la amplitud máxima de la fundamental, que queremos hallar la amplitud máxima a_1 de la segunda armónica; vale decir, que en este caso, para hallar la amplitud de la fundamental, debemos restar $L_1 - a_1$. Por lo tanto, si se obtuvo L_2 como consecuencia de restar la amplitud máxima negativa de la funda-

mental con la amplitud máxima (a_2) positiva de la segunda armónica, resultará que ahora tendremos que hacer el trabajo inverso, o sea sumar, o sea $L_2 + a_2$. El mismo raciocinio, si se aplica a toda la curva, se llegará a obtener la curva fundamental que resulta efectivamente una senoide. Por lo tanto, es evidente que la curva resultante obtenida en el gráfico como variación de la corriente de placa está afectada por la segunda armónica y he allí la causa de su deformación (*).

Si volvemos nuevamente a la figura 448, donde damos el esquema de una disposición simétrica de dos válvulas, fácil nos resultará demostrar las ventajas de este sisema.

Supongamos que la curva característica de una de las válvulas sea la indicada arriba a la izquierda y la de abajo a la izquierda la otra, se notará que estas últimas se han dibujado invertidas, ya que si el funcionamiento de una válvula con respecto a la otra es inverso, o sea que cuando sobre la grilla de una válvula actúa la amplitud máxima positiva sobre la otra, la máxima negativa, es decir, que hay una diferencia de fase de 180° .

Si repetimos sobre la parte inferior de la figura 448 lo que hicimos con la de arriba, obtendríamos una curva resultante exactamente igual a la anterior, pero invertida, o sea con una diferencia de fase de 180° .

Construyamos, como en el caso anterior, la curva fundamental que en combinación con la segunda armónica nos da la curva que sigue las variaciones de la corriente o tensión de placa de dicha válvula. Si comparamos la fase de la segunda armónica de esta válvula con la correspondiente a la anterior, veríamos que las fases son de direcciones opuestas, o sea exactamente 180° , lo que vale decir, que simultáneamente cuando la válvula V_1 la amplitud máxima de la segunda armónica es positiva, en la válvula V_2 es negativa, y como éstas son de la misma amplitud, resulta que sus efectos se anulan.

Es decir, que cuando disponemos dos válvulas de las mismas características y en disposición simétrica o push-pull, la acción de la segunda armónica desaparece del circuito.

Esto significa que la forma de la curva de las variaciones de la corriente y tensión en el circuito de placa son "prácticamente sinusoidales".

Se ha dicho "prácticamente sinusoidales", porque la misma suerte de la segunda armónica corren todas las armónicas de orden par (4a., 6a., 8a., etcétera), pero no las de orden impar, o sean, 3a., 5a., 7a., etc. La más importante de estas últimas es la 3a. y que si se calcula convenientemente el amplificador, la deformación, debida a dicha armónica, resulta desapercibida.

(*) Las pequeñas diferencias que se hallan entre la curva fundamental con una verdadera senoide, se deben a la deformación de las armónicas impares que actúan en el circuito, pero se verá que ésta es de poca importancia.

AUTO-EXAMEN DE RADIO

1—¿Qué mediciones serían posibles con el instrumento universal, cuyo diseño completo se da en la Lección 49.^a?

2—¿Cuál es la causa que provoca la oscilación de una válvula de radio?

3—¿Qué diferencia existe entre un detector por característica de grilla, y uno que trabaja por característica de placa?

4—¿Cómo se consigue regeneración en un circuito detector?

5—¿Qué ventajas reporta el detector por reacción sobre los otros tipos?

6—¿Cómo se calcularía la capacidad de un condensador que debe trabajar en paralelo con una resistencia de polarización de baja frecuencia?

7—¿Idem de alta frecuencia?

COMPROBACION DEL AUTO-EXAMEN DE RADIO DEL NUMERO ANTERIOR

- 1—Una fuente de alimentación de corriente alternada es la que nos permite la rectificación y filtrado de la corriente industrial de la red. Una rectificación de las dos semiondas nos permite un mejor aprovechamiento de la energía de c. a., gracias al empleo de una válvula compuesta de dos diodos.
- 2—Las capacidades de los filtros de los rectificadores de corriente alternada actúan de tal manera que restituyen energía al circuito cada vez que la tensión tiende a disminuir de valor, evitando de esta manera que las fluctuaciones de la tensión pulsante pierda parte de las características de tal. Las inductancias actúan de una manera similar, pero para la intensidad de la corriente. Como la intensidad de la corriente pulsante atraviesa la inductancia, ésta produce una corriente inducida en el bobinado, pero de sentido contrario al de la corriente principal (ley de Lenz). Esta corriente se induce precisamente para evitar que la corriente varíe, dando por resultado una corriente cuyas variaciones de amplitud quedan disminuídas.
- 3—Los rectificadores de corriente alternada se emplean para la obtención de energía de las mismas características de la corriente continua para la alimentación de los diferentes circuitos que componen un aparato de radio.
- 4—Se emplea con el fin de poder elevar o disminuir la tensión de la red de canalización.
- 5—Para calcular el número de espiras que debe llevar cada secundario, se necesita saber la cantidad de espiras que le corresponden a cada Volt del primario, o sea la relación entre el número de espiras del primario y la tensión aplicada al mismo.
- 6—Para calcular la sección del núcleo del transformador de alimentación es necesario conocer la potencia eléctrica que absorbe el primario y sumado a ésta un 20 o/o por las pérdidas.
- 7—Como la tensión de 110 V. es la mitad de 220 V., y como la tensión es directamente proporcional al número de espiras, resultará que el número de espiras será la mitad para 110 V. con respecto a un primario de 220 V. y para la misma sección del núcleo.
- 8—Para que la construcción del transformador sea posible, el cálculo del espacio que ocupará la bobina en la ventanilla del transformador será como máximo un 90 o/o del espacio de la misma.
- 9—Para calcular el diámetro óptimo del conductor de una inductancia, se calcula como primer medida el valor de la inductancia: luego se calcula el valor de P^2 ; luego de conocido dicho valor, se calcula el diámetro óptimo por medio de los Abacos N.º 19 ó N.º 20. Si el tipo de conductor a emplear fuese del tipo Litzendraht, habrá que realizar la corrección del valor de P^2 antes de calcular el diámetro óptimo, empleando el Abaco N.º 21.

RECTIFICACION

La curva fig. 229 (Vol. 12) que dá la sección de los núcleos en función de la potencia consumida, se ha trazado erróneamente. El Abaco N.º 16 sufrirá una modificación en la escala correspondiente a los valores B x S. Ambas rectificaciones serán establecidas en el próximo Vol. 14.

AUTO-EXAMEN DE RADIO

1—¿Cómo se obtendría un sonido de cuatrocientos Htz. aprovechando los conocimientos sobre osciladores?

2—¿De qué manera se calcularía un transformador para trabajo permanente?

3—¿Cuál es la razón por la cual debe ser calentado el bobinado de un transformador antes de su impregnación?

4—¿Qué ventajas nos reportan los vibradores?

5—¿Qué diferencia existe entre un vibrador sincrónico y no sincrónico?

COMPROBACION DEL AUTO-EXAMEN DE RADIO DEL NUMERO ANTERIOR

- 1--El instrumento universal nos permite medir tensiones en corriente alternada y continua; intensidades y resistencias.
- 2—Se produce la oscilación en una válvula de radio por el hecho de acoplar el circuito de grilla y de placa de la misma, produciéndose por lo tanto realimentaciones periódicas y que dan por resultado la generación de una corriente alternada.
- 3—La diferencia que existe entre un detector que trabaja por característica de grilla y uno que trabaja por característica de placa, es que en el primero la polarización de la grilla es cero, mientras que en el segundo la polarización adquiere un valor tal que la corriente de placa es casi nula.
- 4—La regeneración en un circuito detector se obtiene de una manera similar al caso de los osciladores, con la diferencia que en los detectores la regeneración no es constante, sino que ésta debe ser controlada a fin de poder provocar dicha regeneración en los momentos necesarios. Por ejemplo: cuando se trata de sintonizar una estación.
- 5—Las ventajas que nos reporta un detector regenerativo, es la de interferir la señal recibida con la señal producida por el propio detector en oscilación. Por esta razón la señal, por débil que sea, se presenta en los teléfonos acompañada por un fuerte silbido. Después de haber localizado la estación, se reduce la regeneración hasta un punto en el cual ésta cesa, permitiendo de esta manera la recepción de la señal detectada.
- 6—Para calcular el valor de la capacidad de un condensador que deberá trabajar en paralelo con una resistencia de polarización de baja frecuencia, se toma como valor de reactancia capacitativa del condensador mencionado, como un décimo del valor de la resistencia de polarización. Por lo tanto, solamente habrá que hallar la capacidad correspondiente a la reactancia.
- 7—Para el caso de alta frecuencia, el cálculo es exactamente el mismo con la diferencia que, en vez de tomar un décimo del valor de la resistencia, se considera un centésimo.

AUTO-EXAMEN DE RADIO

1—¿Qué ventajas reporta el empleo de las válvulas rectificadoras a vapores de mercurio sobre las del tipo corriente?

2—¿Cómo calcularía un filtro por entrada a condensador y cuyo porcentaje de zumbido sea de 0,2 o/o?

3—¿Cuál es el método a seguir para el cálculo de las inductancias de baja frecuencia empleadas como choques de filtro en rectificadores de corriente alternada?

4—¿Será la inductancia de una impedancia con núcleo de hierro mayor o menor cuando será atravesado por una corriente continua con una componente de corriente alternada o cuando circule corriente alternada sola?

5—¿Por qué se emplea el control automático de volumen y qué beneficios reporta en la recepción?

COMPROBACION DEL AUTO-EXAMEN DE RADIO DEL NUMERO ANTERIOR

- 1—Si tuviésemos dos osciladores que generen energías a frecuencias distintas y dicha diferencia es de cuatrocientos Hertz, podríamos decir que tenemos un generador de señales de cuatrocientos Hertz, si es que se adaptan dichos osciladores convenientemente.
- 2—Si se tuviese que calcular un transformador de alimentación para trabajo permanente habría que calcular tanto la laminación de la misma manera conocida, pero referente a las secciones de los alambres habría que aumentarlos a fin de que el calentamiento de los mismos no llegue a temperaturas excesivas, por lo que correría riesgo de dañarse la aislación.

Pero como consecuencia del aumento de la sección resultará que difícilmente el bobinado calculado quepa, en la laminación hallada de primera intención, salvo el caso en que los bobinados sean solamente el primario y un secundario. Por lo tanto, la laminación que habría que emplear sería de mayor sección a la calculada de manera que aparentemente habría que calcular de nuevo el transformador. Pero no conviene tal cosa, sino que se deberá mantener todas las características de relación espiras por Volt, pues como el transformador deberá realizar un trabajo permanente, se calentará mucho si la inductancia del primario no es suficientemente elevada y esto sólo se consigue empleando una sección de núcleo grande y una cantidad elevada de espiras.

Por último, debemos recordar que la sección de alambre de los bobinados deben calcularse en base a 2 Amperes por milímetro cuadrado.

- 3—Una de las razones por la cual se debe calentar el bobinado del transformador una vez terminado y antes de impregnarse, es que debe evaporarse toda humedad que posea tanto el bobinado como las capas aislantes, pues de lo contrario al poco tiempo de trabajar dicho transformador la humedad del mismo formaría óxido de cobre dando por resultado que el alambre se corte. Otra de las causas es, que cuando el bobinado está caliente la impregnación es más efectiva, pues el elemento aislador penetra prácticamente en todas partes, evitando que pueda acumularse, con el tiempo, humedad y destruir la aislación de la manera ya conocida.
- 4—Las ventajas que se obtienen con el empleo de los vibradores es que podemos de una fuente de alimentación de corriente continua de baja tensión obtener otras también de corriente continua de alta tensión y apta para ser usada en los circuitos de alimentación de los circuitos de placa de los aparatos de radio.
- 5—La diferencia entre un vibrador sincrónico y uno no sincrónico estriba en que el primero de los nombrados rectifica por medio de contactos especiales en el mismo vibrador la tensión de corriente alternada y elevada por el transformador acoplado por su primario a los contactos que han provocado la generación de una tensión variable del primario. En cambio el segundo tipo, o sea el no sincrónico, o sea del tipo a válvula, solamente interrumpe la corriente continua de la fuente de alimentación para provocar el fenómeno de la inducción en el transformador que eleva la tensión para luego ser rectificada por medio de una válvula rectificadora del tipo de calentamiento indirecto.

AUTO-EXAMEN DE RADIO

1—¿Qué ventajas nos reportan las válvulas multielectrodos y dónde tienen aplicación?

2—¿Cuáles son las ventajas que nos reportan las válvulas del tipo de "ondas dirigidas"?

3—¿Cuál es el principio de funcionamiento del receptor autodino?

4—¿Cuál es el principio de funcionamiento del receptor superheterodino?

5—¿Qué es la frecuencia intermedia?

6—¿Dónde cree el lector que podríamos aplicar el cálculo de las impedancias por las cuales circula corriente alternada de baja frecuencia?

**COMPROBACION DEL AUTO-EXAMEN DE RADIO
CORRESPONDIENTE A LAS LECCIONES 57a., 58a., 59a. y 60a.**

- 1.—Las válvulas rectificadoras a vapores de mercurio, además de reportarnos la ventaja de que la caída de tensión es constante y de un valor de 15 V. nos permite una regulación casi perfecta de la fuente de alimentación.
- 2.—Si se tratara de calcular un filtro de corriente alternada rectificada, en la cual el nivel de zumbido no debe ser mayor que un 2 o/o, podríamos calcular en primer lugar el valor de la inductancia óptima del circuito mediante la fórmula 71, pero debemos conocer para ello el valor de R. Este valor se calcula conociendo el valor de la tensión de las placas del aparato de radio y la intensidad de la corriente que dicho aparato absorberá. Empleando la Ley de Ohm, se divide la tensión por la intensidad de la corriente. Una vez hallado el valor de la inductancia óptima a una frecuencia un poco inferior a la de trabajo, se busca en las curvas de la figura 293 la curva que dé el 2 por ciento de zumbido para la frecuencia de trabajo y después, conocido el producto de $L \times C$, se divide el valor de ese producto por el de la inductancia calculada en el primer término y se obtendrá el valor de la capacidad, y para conocer el valor de cada condensador se divide el valor hallado por dos.
- 3.—Si el valor de la inductancia y de la intensidad de la corriente continua que la atravesará, son conocidas, se busca en la Tabla XI una laminación casi por aproximación y se anota el valor del volumen y de la longitud de la línea magnética media. Luego se calcula con la fórmula $L \times I^2$
- $$\frac{V}{N \times I}$$
- la cual dará un valor determinado. Este valor se ubica en la curva de la figura 296 en la columna vertical. Por el punto así hallado se traza una línea horizontal hasta que corte la curva de los valores e
- $$\frac{e}{I}$$
- y del punto de corte con esta curva se traza una línea perpendicular hasta que corte el eje horizontal y que corresponde a los valores de $\frac{N \times I}{l}$ de donde se deduce que el número de espiras que tendrá la inductancia multiplicando el valor hallado en la escala horizontal por la longitud de la línea magnética media de la laminación elegida y dividiendo este producto por la intensidad de la corriente que atravesará la inductancia. El resultado nos dará la cantidad de espiras de la inductancia. Como sabemos cuál es la corriente que atraviesa la inductancia podremos calcular el diámetro del conductor y aislación y de esta manera averiguaremos si la cantidad de espiras calculadas tienen cabida en la laminación elegida. Si las espiras calculadas no tienen cabida en la laminación, deberá repetirse el cálculo pero eligiendo esta vez una laminación de mayor volumen. Pero si la cantidad de espiras calculadas tienen cabida en el núcleo, se tendrá en cuenta que si dicha bobina no llena totalmente la ventanilla de la laminación se correrá riesgo de que el valor de la inductancia no sea aproximada al valor previsto por el cálculo y por lo tanto si el espacio ocupado por la bobina es inferior al 80 o/o del espacio disponible con- vendrá volver a calcular en base a una laminación un poco menor. Una

vez calculadas la cantidad de espiras y demás detalles de la inductancia, se buscará el valor que corresponderá al espacio de aire o sea el valor del papel que se intercalará entre la laminación "E" y "I" a fin de asegurar el entrehierro óptimo y evitar de esta manera que se sature el núcleo por efecto de la corriente continua. Este valor se obtiene multiplicando el valor indicado en la curva por la intersección del valor

de $\frac{L \times I^2}{V}$ y $\frac{N \times I}{l}$, por la longitud de la línea magnética media.

- 4—Cuando una inductancia con núcleo de hierro es atravesada por una intensidad de corriente continua, el valor de dicha inductancia decrecerá de valor; por lo tanto, una inductancia tendrá un valor inferior cuando es atravesado por una corriente continua con respecto al que tendría cuando es atravesado por una corriente alternada y será tanto menor cuanto mayor sea la intensidad de la corriente continua.
- 5—El control automático de volumen nos reporta grandes beneficios en la radiorecepción, porque nos permite controlar la polarización de las válvulas amplificadoras de radio frecuencia por medio de una señal detectada por la misma señal amplificada. Por lo tanto el aumento de tensión detectada debido a un aumento de amplificación haría aumentar la polarización de las válvulas amplificadoras y de esta manera se consigue reducir la amplificación excesiva. Lo contrario sucedería si la señal detectada fuese débil, por lo cual disminuiría la polarización de las válvulas amplificadoras de alta frecuencia y por lo tanto la amplificación de dichas válvulas aumentaría. Las ventajas que nos reporta este fenómeno son muy grandes, porque su acción nos permite aumentar la amplificación del aparato receptor para las señales débiles y disminuirlas para las estaciones fuertes. Por esta razón el control automático de volumen se emplea en todos los receptores de radio modernos. Además, porque la acción descripta hace que actúe además de regulador antifading.

AUTO-EXAMEN DE RADIO

1—¿Cuál es el método a seguir para los cálculos de los "padding" en los circuitos superheterodinos?

2—¿Cuál es la causa por la cual se emplean "padding" en los circuitos superheterodinos?

3—¿Cuál sería el otro método que sustituiría al "padding"?

4—¿Qué efecto produce el blindaje sobre las inductancias?

5—¿Por qué es necesario buscar un valor determinado de frecuencia intermedia?

**COMPROBACION DEL AUTO-EXAMEN DE RADIO
CORRESPONDIENTE A LAS LECCIONES 61a., 62a., 63a. y 64a.**

- 1—Las ventajas que reportan las válvulas multielectrodas es la de permitirnos un trabajo múltiple para un aumento en la sencillez y eficiencia de los circuitos de radio y cuya aplicación inmediata la tenemos en los mezcladores de los receptores superheterodinos.
- 2—Las ventajas de las válvulas de “haces dirigidos” sobre los otros tipos en usos similares, es su gran sensibilidad, puesto que una tensión muy reducida de excitación en el circuito de grilla nos produce una variación muy grande de energías en el circuito de placa.
- 3—Los receptores autodinós producen la señal de frecuencia intermedia haciendo oscilar el primer detector, que es del tipo regenerativo, a la misma vez que sintonizan una estación determinada y cuya diferencia con los superheterodinos modernos estriba en que la oscilación para producir la señal de frecuencia intermedia se hace de una manera independiente.
- 4—La teoría de funcionamiento del receptor superheterodino es la de producir una señal de frecuencia intermedia de un valor constante para cualquier frecuencia de la estación sintonizada en el primer detector; para ello se vale de un circuito mezclador formado por un detector que detecta las señales de la antena y un oscilador variable que produce oscilaciones de alta frecuencia a una diferencia constante de la señal detectada, dando origen de esta manera a un valor de frecuencia intermedia que amplificada es nuevamente detectada por un segundo detector y luego amplificada dicha señal detectada por un amplificador de baja frecuencia.
- 5—La frecuencia intermedia es la consecuencia de hacer actuar en un mismo circuito dos energías de frecuencias distintas y cuyo principio tiene aplicación con ese nombre en los receptores superheterodinos.
- 6—El cálculo de las impedancias podría aplicarse en el caso de transformadores de amplificación de baja frecuencia, con impedancias en circuitos de placas o grillas también de amplificadores.

AUTO - EXAMEN DE RADIO

1—¿Cuál es el principio de funcionamiento de los condensadores electrolíticos?

2—¿Cuáles son las armaduras de los condensadores electrolíticos?

3—¿Cuál es la causa de la presencia de las bandas laterales en la transmisión radiotelefónica?

4—¿Cómo se calcula una inductancia para ondas cortas que tiene las espiras espaciadas?

5—¿Qué significa una onda o frecuencia fundamental?

6—¿Qué es un armónico?

**COMPROBACION DEL AUTO-EXAMEN DE RADIO
CORRESPONDIENTE A LAS LECCIONES 65a., 66a., 67a. y 68a.**

- 1—El método a seguir para calcular los “paddings” para los circuitos osciladores de los receptores superheterodinos es el siguiente: una vez conocidos los valores de inductancia y capacidad del circuito de antena, se calcula por medio de la fórmula 78, el valor que corresponderá a la inductancia del oscilador. Para ello es necesario conocer el valor de la frecuencia intermedia para saber cuál sería el valor de la frecuencia del oscilador cuando el circuito de antena sintoniza una señal de 1400 Khz. Una vez conocido el valor de la inductancia del oscilador, se calcula el valor de la capacidad que tiene el condensador del circuito de antena para una frecuencia de resonancia de 600 Khz. mediante la fórmula 39. Una vez conocido el valor de capacidad deseado y por medio de la fórmula 80, se calcula la capacidad que corresponde al condensador del circuito oscilador cuando se sintoniza una estación de 600 Khz. Como el valor calculado corresponde al valor de dos condensadores conectados en serie, bastaría fijar el valor de la capacidad del condensador variable para conocer el valor que debe tener de capacidad el condensador “padding”. Demás está decir que la capacidad del condensador del oscilador tiene el mismo valor que el de la antena puesto que los dos corresponden a un tándem de secciones idénticas. La fórmula que daría la capacidad final sería la 81.
 - 2—Los “paddings” se emplean para permitir el uso de condensadores de secciones idénticas y deducir la capacidad efectiva al valor deseado ya que dicho “padding” se conecta en serie con el variable del circuito sintonizado.
 - 3—El método que sustituirá al “padding” sería el uso de un condensador en tándem tal que la sección del condensador variable correspondiente al oscilador se ha reducido de acuerdo a las variaciones de frecuencia deseados.
 - 4—El efecto que produce el blindaje sobre las inductancias es la de reducir la inductancia efectiva de los mismos, debido a que el blindaje actúa como una espira en cortocircuito, lo que equivaldría a la reducción de la intensidad del campo magnético.
 - 5—Debe elegirse el valor de la frecuencia intermedia con mucho cuidado para evitar que las frecuencias imágenes coincidan en la frecuencia de las estaciones que se sintonizan, etc.
-

AUTO-EXAMEN DE RADIO

1—¿Qué fenómeno provoca la descarga de un condensador?

2—¿Cuál es la semejanza entre un condensador y una antena?

3—¿Se comporta una antena de la misma forma que un condensador?

4—¿Qué influencia tiene la grilla sobre el flujo electrónico para posiciones distintas de ésta con respecto a la placa y el cátodo?

5—¿Qué significa que en el circuito de placa circula corriente solamente en los primeros 180 grados del ciclo?

6—¿Qué función desempeña una válvula amplificadora de alta frecuencia en un receptor de ondas cortas?

7—¿Qué se produce en el circuito en el cual la f.e.m. tiene una variación perfectamente sinusoidal cuando en el mismo circuito se produce una f.e.m. cuya frecuencia es una armónica de la frecuencia fundamental?

**COMPROBACION DEL AUTO-EXAMEN DE RADIO
CORRESPONDIENTE A LAS LECCIONES 69a., 70a., 71a. y 72a.**

- 1 y 2—La teoría de funcionamiento de los condensadores electrolíticos se apoya en el fenómeno electroquímico que permite formar sobre la superficie de contacto con el electrolítico y durante el pasaje de una corriente continua, o sea sobre el anodo, una capa de óxido de aluminio que actúa de aislador y por lo tanto hace de que el anodo actúe como una armadura del condensador y el electrolítico como la otra armadura. el electrodo metálico que queda conectado al otro polo de la fuente de fuerza electromotriz, solamente actúa como conductor.
 - 3—Las bandas laterales se hacen presentes con la modulación de la estación y su anchura (en Khz.) depende de la frecuencia de la modulación, siendo ésta más ancha para las frecuencias de modulación más elevadas y más angosta para las frecuencias más bajas. Por esta razón, si un transmisor desea irradiar programas de música, deberá asegurar un ancho en las bandas laterales y a cada lado de la frecuencia fija del transmisor, 5 Khz. lo que en la práctica se considera satisfactorio. Pero si se trata de transmisiones de "alta fidelidad" el ancho de las bandas laterales deben ser más amplias a las especificadas, por cuya razón el transmisor deberá estar en condiciones de imprimir a su envolvente variaciones del orden de los 10 Khz. por lo menos, o vale decir, que las bandas laterales tendrán un ancho de 10 Khz. de cada lado de la frecuencia del transmisor.
 - 4—La base del cálculo de las inductancias para ondas cortas en la cual las espiras se bobinan espaciadas entre sí, estriba en suponer a la inductancia de las medidas físicas iguales a la prevista, pero para el caso en que las espiras se hubiesen bobinado una al lado de la otra. Supuesto este caso, lógicamente el valor de la inductancia deberá ser mayor al deseado y que puede ser calculado de la manera común empleada para el cálculo solenoide. Una vez conocido este valor de inductancia, se emplea la fórmula 83 y con la cual indica el número de espiras que deberá llevar la inductancia deseada. Una vez conocido el número de espiras de la inductancia se verifica si está en las condiciones calculadas y si tiene realmente el valor de la inductancia prevista por el cálculo previo, empleando la fórmula general por los solenoides.
 - 5—Una onda o frecuencia fundamental significa que un elemento físico determinado solamente puede provocar variaciones de una longitud de onda fija y solamente una.
 - 6—Una frecuencia armónica significa que el elemento físico determinado puede producir ondas cuyas longitudes son fracciones enteras de la fundamental.
-

AUTO - EXAMEN DE RADIO

1—¿Qué diferencia existe entre una antena tipo Marconi con una del tipo Hertz?

2—¿Qué características tiene una antena Hertz?

3—¿Qué características tiene una antena Marconi?

4—¿Cómo se calcula la carga de placa de una válvula amplificadora?

5—¿Cómo se calcula la potencia de salida de una válvula amplificadora?

6—¿Cómo se calcula el porcentaje por deformación debido a la presencia de la segunda armónica sobre la carga de placa de una válvula amplificadora?

7—¿Qué significa defasaje?

COMPROBACION DEL AUTO-EXAMEN DE RADIO
CORRESPONDIENTE A LAS LECCIONES 73a., 74a., 75a. y 76a.

- 1—La descarga de un condensador genera un campo magnético inductivo de alta frecuencia que se irradia por el espacio.
 - 2—La semejanza entre un condensador y una antena es perfecta en el sentido de que la antena actúa como una armadura del condensador y la tierra como otra armadura. Por lo tanto, si un sistema de antena y tierra están colocados dentro de un campo magnético variable, se inducirán en la antena, tensiones con respecto a tierra, es decir, que existirá diferencia de potencial entre ambos.
 - 3—La antena se comporta como un condensador tanto cuando trabaja como transmisora o ya sea como antena receptora, por las razones dadas en las preguntas 1 y 2.
 - 4—La influencia que tiene la grilla de una válvula sobre el flujo electrónico de la misma que se dirige hacia la placa, es muy grande para cada posición de ésta, dado que para una posición próxima al cátodo y para determinados potenciales negativos la corriente de placa ésta podría ser anulada, mientras que si la misma grilla al mismo potencial negativo pero colocado muy próximo a la placa, no podría evitar que la mayoría de los electrones provenientes del cátodo lleguen a ésta. Este principio ha permitido diseñar válvulas amplificadoras de altos factores de amplificación o bajos, según las necesidades requeridas en la práctica.
 - 5—Cuando la corriente de placa de una válvula circula solamente para 180° de la señal aplicada en el circuito de grilla, significa que, para el semiciclo negativo, de la señal los potenciales de grilla se hacen tan negativos que la corriente de placa queda anulada y esto solamente sucede cuando el punto de funcionamiento de una válvula se halla por debajo del codo de la curva característica de dicha válvula.
 - 6—La válvula amplificadora de alta frecuencia para frecuencias muy elevadas permite una amplificación relativamente baja debido a las pérdidas que en ésta se producen por capacidad entre electrodos, siendo el efecto de un cortocircuito interno; por lo tanto, la eficacia que la válvula amplificadora reside en el aumento en la selectividad que en algunos casos es de suma importancia.
 - 7—Cuando en un circuito actúa una energía de frecuencia fundamental y en el mismo se produce una energía parásita de frecuencia armónica y si la forma de onda de la frecuencia fundamental es sinusoidal, también lo será la forma de onda de la frecuencia armónica, pero la acción de ambas energías en el mismo circuito provoca la deformación de la energía resultante, siendo dicha deformación tanto más importante cuando mayor es la energía de la frecuencia armónica, siendo más importante todavía para frecuencias pares.
-

AUTO - EXAMEN DE RADIO

1—¿Qué valor tiene el conocimiento del espectro magnético de una antena transmisora?

2—¿Qué finalidad tienen las antenas de recepción con circuitos sintonizados en sus líneas de transmisión?

3—¿Qué importancia tiene el conocimiento de la impedancia o resistencia o inductancia reflejada en los circuitos de corriente alternada acoplados?

4—¿Qué efecto produce en el circuito primario el fenómeno mencionado en la pregunta anterior?

5—¿Cómo se verifica si la carga de placa óptima adoptada se comporta realmente de la manera prevista por el cálculo?

**COMPROBACION DEL AUTO-EXAMEN DE RADIO
CORRESPONDIENTE A LAS LECCIONES 77a., 78a. 79a. y 80a.**

- 1—La diferencia que existe entre los dos tipos de antena estriba en que en las de tipo Marconi la longitud de ésta es igual a un cuarto de la longitud de onda fundamental. Mientras que en la del tipo Hertz la longitud de la antena es igual a un medio de la longitud de onda fundamental.
- 2—La característica fundamental de la antena Hertz reside en que no está conectada a tierra y la alimentación de ésta se realiza por medio de dos conductores separados y paralelos entre sí y cuya longitud es igual a un número impar de cuartos. La bajada de la antena no interviene en determinar la longitud de onda fundamental, pero en cambio puede absorber parte de la energía a irradiarse si ésta no tiene las dimensiones previstas.
- 3—La antena Marconi puede conectarse a tierra o a un contrapeso (contraantena) y la bajada interviene en la fijación de la longitud de onda fundamental, no irradiando energía si ésta es corta y vertical, al suelo.
- 4—La carga de placa de una válvula amplificadora se calcula por tanteo tratando de hallar un punto que permita desarrollar el máximo de energía para un porcentaje de distorsión por segunda armónica inferior al 5 por ciento.
- 5—La potencia de salida de una válvula amplificadora se calcula mediante la fórmula 87 y la ayuda de un gráfico formado por las curvas características de placa de la válvula.
- 6—La deformación por segunda armónica en un amplificador clase "A" se calcula mediante la fórmula 88 y con ayuda del gráfico mencionado en la respuesta anterior.
- 7—Podría definirse como defasaje al fenómeno como, por ejemplo, en un circuito de corriente alternada en que la tensión aplicada y la corriente no actúan simultáneamente en el circuito, sino que existe una diferencia de tiempo entre ellas.

AUTO - EXAMEN DE RADIO

1—¿Qué aplicación tendría un control de sintonía y qué métodos emplearía?

2—¿Cómo se calcularía la relación de transformación?

3—¿Cómo se calcularía la relación de vueltas en un transformador de acoplamiento de baja frecuencia?

4—¿Cómo se calcula el primario de un transformador de baja frecuencia de frecuencias variables?

5—¿Cómo se calcula el transformador de las preguntas anteriores y qué se necesita conocer para realizarlo?

6—¿Cómo se calcula la eficiencia de un circuito de placa de una válvula amplificadora?

7—¿Cómo se calcula el "Power Sensibility" de ídem?

8—¿Cómo se calcula la potencia de salida de una válvula del tipo pentodo o de un tetrodo?

**COMPROBACION DEL AUTO-EXAMEN DE RADIO
CORRESPONDIENTE A LAS LECCIONES 81a., 82a., 83a. y 84a.**

- 1—El espectro magnético de una antena nos indica, de la misma manera que el de un imán, la forma del campo magnético y cómo éste se distribuye. Por lo tanto, conociendo la forma del espectro magnético, se conoce el comportamiento de una antena transmisora.
 - 2—Los circuitos sintonizados en las antenas receptoras se emplean para aumentar la eficiencia de la misma, cuando la antena es empleada para señales cuyas frecuencias están muy alejadas de la propia de resonancia.
 - 3—Solamente conociendo la carga reflejada del secundario en el circuito primario podemos diseñar los sistemas de acoplamiento.
 - 4—La carga del circuito primario produce sobre el secundario el mismo fenómeno que el de conectar resistencias en paralelo, es decir, aumentar la conductancia del circuito.
 - 5—Para verificar si la carga de placa calculada es óptima, convendrá, además de conocer su porcentaje de deformación por 2a. armónica, trazar la recta correspondiente al valor de carga calculado sobre la curva de grilla y comprobar si ésta es recta o casi recta.
-

AUTO - EXAMEN DE RADIO

1—¿Cuál es el principio de funcionamiento de una fotocélula?

2—¿Cuál es el color que imprime con mayor intensidad la retina de nuestros ojos?

3—¿Cómo se propagan las ondas hertzianas?

4—¿Que es la ionósfera?

5—¿Qué es fading?

6—¿Qué sucede con la carga de placa de un circuito amplificador cuando se conectan dos válvulas en paralelo?

7—¿Qué significa montaje en push-pull?

**COMPROBACION DEL AUTO-EXAMEN DE RADIO
CORRESPONDIENTE A LAS LECCIONES 85a., 86a., 87a. y 88a.**

- 1—El control visual de sintonía, nos permite realizar la sintonía exacta evitando de esta manera deformaciones desagradables. El método a emplearse sería por medio del cual la inercia del sistema sea nula, en lo posible, y a la vez, que una máxima sensibilidad y sin afectar el funcionamiento del receptor. La válvula "ojo mágico" reúne las condiciones estipuladas.
 - 2—La relación de transformación podría calcularse mediante la fórmula 104 ó por medio del Abaco N° 22.
 - 3—La relación de vueltas se calcula mediante la fórmula 100.
 - 4—El primario del transformador se calcularía como si fuese una impedancia por cuyo bobinado circula una intensidad de corriente continua de cierta magnitud.
 - 5—Para calcular un transformador de acoplamiento se necesita conocer las impedancias del primario y secundario; la intensidad de la corriente continua del primario y la energía de audio frecuencia en juego.
 - 6—La eficiencia de un circuito de placa de una válvula amplificadora se calcula mediante la fórmula 106.
 - 7—La sensibilidad de potencia se calcula por medio de la fórmula 107.
 - 8—La potencia de salida de una válvula pentodo o de un tetrodo se calcula mediante la fórmula 108, pero siempre en "consulta" con la fórmula 112. a fin de evitar una deformación superior a la que el oído puede apreciar.
-

AUTO - EXAMEN DE RADIO

1—¿Qué es un oscilador de radio frecuencia?

2—Mencionar algunos tipos de osciladores.

3—¿Qué es un micrófono?

4—¿Qué aplicación tienen los micrófonos?

5—¿Qué ventajas reporta el sistema push-pull o simétrico?

**COMPROBACION DEL AUTO-EXAMEN DE RADIO
CORRESPONDIENTE A LAS LECCIONES 89a., 90a., 91a. y 92a.**

- 1—El principio de funcionamiento de las foto-células se basa en las variaciones de intensidad de corriente en un circuito especial provocada por la excitación de los rayos de luz.
 - 2—El color que con mayor intensidad imprime en nuestra retina está comprendido entre el verde y el amarillo.
 - 3—Las ondas hertzianas se propagan de una manera similar a las variaciones de luz, pudiéndose reflejar y refractar de la misma manera que éstas.
 - 4—La ionósfera nos permite reflejar de la misma manera que los reflectores empleados en óptica, las ondas hertzianas.
 - 5—El fading se produce debido a variaciones de altura de las capas de la ionósfera.
 - 6—Cuando se conectan dos válvulas en paralelo, la resistencia de carga disminuye a la mitad.
 - 7—El montaje push-pull o simétrico significa que la grilla de dos válvulas son empicadas de manera que, cuando una de ellas adquiere valores positivos, la otra adquirirá valores negativos, conectándose las cargas de placa a través de un transformador cuyo primario se conecta entre sus extremos, a cada placa de las válvulas y el centro de dicho primario se conecta al polo positivo de alta tensión.
-

CURSO DE RADIO

TOMO II

T E M A S	Página	T E M A S	Página
49a. Lección. Instrumentos de medición — Instrumento universal para mediciones de corriente alternada — Rectificadores de corriente (conclusión)	1	58a. Lección. Cálculo de inductancias para bajas frecuencias	66
50a. Lección. Válvulas de radio empleadas como osciladoras de alta y baja frecuencia — Diversos tipos de detectores — Detección — Detección por característica de grilla — Detección por característica de placa — Receptores regenerativos	11	59a. Lección. Teoría y funcionamiento del control automático de volumen (C.A.V.)	72
51a. Lección. Receptor de tres etapas de amplificación de alta frecuencia, sintonizador y dos corrientes	16	60a. Lección. Receptor de dos corrientes de la Lección 51a., con control automático de volumen — Lámina	77
52a. Lección. Diversos usos de los condensadores en circuitos no resonantes (circuitos de catodo; divisores de voltaje, separadores, etc.) — Lámina	19	61a. Lección. Tipos de válvulas modernas de reciente diseño — Conversoras — Haces electrónicos, etc.	85
53a. Lección. Aplicación del cálculo de transformadores de alimentación y construcción — Detalles constructivos — Impregnación — Aislantes, etc. — Abaco N.º 16 (bis) — Construcción práctica de los transformadores pequeños del tipo industrial empleados en la Radiotécnica — Impregnación y colocación de las chapas del núcleo y prueba de aislación	23	62a. Lección. Funcionamiento del Superheterodino	94
54a. Lección. Tipos modernos de fuentes de alimentación — Fuentes de alimentación cuyas fuentes de energía son de baja tensión de corriente continua — Elevadores de tensión a vibrador — Fuentes de alimentación en las cuales se emplean vibradores sincrónicos	38	63a. Lección. Diseño y construcción de un receptor Superheterodino elemental	100
55a. Lección. Continuación del receptor de la Lección 51a. — Detalles constructivos — Herramientas — Distintos tipos — Forma de usarlas — Soldaduras — Accesorios — Forma de construir el chasis, etc. — Reparación de posibles fallas en el funcionamiento del receptor	45	64a. Lección. Inductancias empleadas en corriente alternada por las cuales no circula corriente continua — Lámina	109
56a. Lección. Aplicaciones de los circuitos osciladores en los receptores modernos — ¿Qué es el control automático de volumen?	52	65a. Lección. Cálculos de circuitos osciladores empleados en los receptores Superheterodinos — Fading	113
57a. Lección. Válvulas rectificadoras a gases de mercurio — De catodo frío — Distintos usos — Circuito completo de eliminadores a vibrador del tipo a válvula y sincrónico — Cálculos de filtros empleados en rectificadores de corriente alternada	55	66a. Lección. Influencia del blindaje sobre el valor de la inductancia — Cálculos — Pantalla electrostática — Blindajes — Jaula de Faraday	119
		67a. Lección. Receptor de la Lección 63a., con control automático de volumen — Lámina	123
		68a. Lección. Frecuencia intermedia — Amplificador de frecuencia intermedia — Transformador de frecuencia intermedia — Elección del valor de la frecuencia intermedia	125
		69a. Lección. Condensadores electrolíticos y otros tipos modernos	135
		70a. Lección. Bandas laterales para la transmisión radiotelefónica y su importancia	140
		71a. Lección. Recepciones de ondas cortas y su importancia — Receptor de ondas cortas — Cálculos	143
		72a. Lección. Ondas fundamentales y armónicas	147
		73a. Lección. Antenas para la recepción y transmisión de radio — Algunos tipos muy usuales	153
		74a. Lección. Amplificación de potencia — Clasificación y teoría de funcionamiento — Trazado e interpretación de la sinusoide	159

75a. Lección.
Diseño de un receptor de ondas cortas con etapa de amplificación de radio frecuencia sintonizada 167

76a. Lección.
Estudio de ondas fundamentales, armónicas y ondas compuestas (continuación) 174

77a. Lección.
Estudios sobre antenas — Distintos tipos (continuación) 179

78a. Lección.
Estudio sobre amplificadores de potencia — Amplificadores de clase "A" (continuación) 183

79a. Lección.
Diseño de un receptor para dos ondas (ondas largas y ondas cortas) — Cálculo de las inductancias para ondas cortas 188

80a. Lección.
Frecuencias fundamentales y armónicas — Depasaje (conclusión) 194

81a. Lección.
Estudio sobre antenas (conclusión) 201

82a. Lección.
Inductancias reflejadas — Impedancias reflejadas y cargas reflejadas 209

83a. Lección.
Diseño y construcción de un receptor Superheterodino para ondas largas y cortas (conclusión) — Lámina 216

84a. Lección.
Amplificadores de potencia (continuación) 224

85a. Lección.
Algunos tipos especiales de válvulas empleadas en Radio — Controles de sintonía de las válvulas para el control visual de sintonía 229

86a. Lección.
Cálculo de transformadores de acoplamiento de baja frecuencia 234

87a. Lección.
Receptor Superheterodino alimentado por medio de la corriente alternada de canalización de 110 y 220 V. 242

88a. Lección.
Estudio sobre amplificadores de potencia (continuación) — Rendimiento y "sensibilidad de potencia" de las válvulas — Empleo de los tetrodos y pentodos 247

89a. Lección.
Algunos tipos de válvulas empleadas en Radio (continuación) 251

90a. Lección.
Algo sobre reflexión de las Ondas Hertzianas — Algunos conocimientos sobre óptica — La ionósfera — Zona de silencio — Fading — Fading selectivo 257

91a. Lección.
Diseño de un receptor para fuente de alimentación de corriente alternada y el empleo del control visual de sintonía — Lámina — (continuación) 263

92a. Lección.
Estudio sobre amplificadores de potencia — Acoplamientos simétricos de válvulas amplificadoras — Push-Pull Fé de erratas 264

93a. Lección.
Osciladores de Radio frecuencia y algunos circuitos simples — Transmisores Elementales 267

94a. Lección.
Micrófonos — Estudio General 270

95a. Lección.
Receptor Superheterodino con etapa de alta frecuencia sintonizada 275

96a. Lección.
Amplificador de Potencia (continuación) — Sistema de amplificación simétrico o Push-Pull 278

ESTE LIBRO SE TERMINO
DE IMPRIMIR EL 14 DE
ABRIL DE 1941 EN LOS
TALLERES GRAFICOS "INDEX"
DE LUIS CASARTELLI,
SOLIS 1405 - BUENOS AIRES

IMPRESO EN LA ARGENTINA

CINCO PESOS
MONEDA ARGENTINA