

Aplicaciones de las Válvulas Electrónicas

La diversidad de aplicaciones de una válvula electrónica puede, dentro de lo que cabe a este capítulo, agruparse a grandes rasgos en ocho clases de funcionamiento. Son éstas, a saber: **amplificación, rectificación, detección, oscilación, conversión de frecuencia, control automático de volumen o de ganancia, control automático de frecuencia e indicación visual de sintonía.** Aún cuando estas operaciones pueden cumplirse tanto en audio como en radiofrecuencia, y pueden hacer necesario el uso de distintos circuitos y diversas partes suplementarias, las consideraciones generales de cada tipo de funcionamiento son básicas.

Amplificación

La acción amplificadora de una válvula electrónica fué descrita al hacer mención de los triodos, en **ELECTRONES, ELECTRODOS y VÁLVULAS ELECTRÓNICAS.** Esta acción puede utilizarse en los circuitos de radio de distintas maneras, dependiendo de los resultados a obtenerse. Los ingenieros han establecido cuatro clases de funcionamiento cuyas definiciones han sido normalizadas por The Institute of Radio Engineers (Instituto de Radio Ingenieros de EE. UU.). Dicha clasificación depende fundamentalmente de la fracción del ciclo de entrada durante el cual se admite que circula corriente de placa bajo las condiciones de régimen a plena carga. Dicha clasificación incluye la clase A, clase AB, clase B y clase C. El término "tensión de corte" se utiliza en estas definiciones como significativo del valor de polarización de rejilla, con el cual la corriente anódica alcanza un cierto valor muy pequeño.

Condiciones de funcionamiento

Un **amplificador clase A** es aquel en que la polarización de rejilla y las tensiones alternas de rejilla son tales, que la corriente de placa de una válvula determinada circula en todo momento.

Un **amplificador clase AB** es aquel en que la polarización de rejilla y la tensión alterna de rejilla son tales que la corriente de placa en una válvula determinada circula durante un lapso mayor que la mitad del ciclo, pero menor que el ciclo eléctrico completo.

Un **amplificador clase B** es aquel en que la polarización de rejilla es aproximadamente igual al valor de corte, de modo que la corriente de placa es casi igual a cero cuando no se aplica tensión de excitación de rejilla; de esa manera en una válvula determinada, la corriente anódica circula aproximadamente durante la mitad de cada ciclo cuando se aplica una tensión alterna a la rejilla.

Un **amplificador clase C** es aquel en que la polarización de rejilla es apreciablemente mayor que el valor de corte, en cuya forma la corriente en cada válvula es igual a cero cuando no existe tensión alterna de rejilla aplicada de suerte que la corriente de placa circula para un dado tipo de válvula, durante una porción apreciablemente menor de la mitad de cada ciclo cuando se aplica una tensión alterna a la rejilla.

Para indicar que no circula corriente de rejilla durante cualquier porción del ciclo de entrada, puede agregarse el subíndice 1 a la letra o letras de la indicativa de la clase. El subíndice 2 puede utilizarse para denotar que circula corriente de rejilla durante parte del ciclo.

En amplificadores de radiofrecuencia los cuales trabajan con un circuito sintonizado, como por ejemplo en los radiotransmisores, o en aquellos casos en donde la deformación no constituye un factor primordial, cualquiera de las clases de amplificadores antes enumeradas podrá utilizarse, indistintamente, con disposiciones simples, esto es, con una sola válvula, o en disposiciones simétricas (etapas en "push-pull"). En amplificadores de audiofrecuencia en donde la deformación constituya un factor importante, solamente los amplificadores clase A son los que permiten el funcionamiento con disposiciones simples (una válvula solamente). En este caso, las condiciones de funcionamiento, por lo general, se eligen de tal manera que la deformación se mantenga inferior al 5 %, valor acostumbrado en los triodos, y dentro de un 7 a 10 % para los tetrodos o pentodos. La deformación puede llevarse más abajo de dichos valores mediante circuitos especiales como los tratados bajo el título "**Realimentación negativa**". Con amplificadores de audiofrecuencia trabajando en cla-

se A, es posible reducir la deformación y obtener un aumento de potencia mediante el uso de etapas en disposición simétrica. En amplificadores de audiofrecuencia clase AB o clase B, es indispensable el uso de una etapa simétrica con dos válvulas.

Amplificadores de Tensión, Clase A

Como amplificador de tensión clase A, una válvula electrónica tiene por misión reproducir las variaciones de tensión de rejilla a través de una impedancia o una resistencia sobre el circuito de placa. Estas variaciones son esencialmente de la misma forma de la tensión de la señal de entrada, aplicada a la rejilla, pero su amplitud resulta aumentada. Este aumento se consigue trabajando la válvula con una polarización de rejilla adecuada de modo que la tensión de entrada aplicada a la rejilla produzca variaciones en la corriente de placa proporcionales a la señal de entrada. Puesto que la variación de tensión obtenida en el circuito de placa es mucho mayor que la requerida para excitar la rejilla, se logra una amplificación de la señal.

La figura 13 representa una ilustración gráfica de este método de amplificación y muestra por medio de

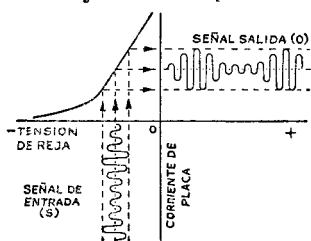


Fig. 13.

la característica de la corriente de placa en función de la tensión de rejilla, el efecto de una señal de entrada (S) aplicada a la rejilla de la válvula. La señal de salida (O) constituye la variación de la corriente de placa amplificada, resultante de tal acción.

La corriente de placa que circula a través de la resistencia de carga (R) de la figura 14, produce una caída de tensión que varía directamente con la corriente de placa. La relación de esta variación de tensión producida en la resistencia de carga con respecto a la tensión de la señal de entrada es la amplificación de ten-

sión o ganancia, proporcionada por la válvula. La amplificación de tensión debida a la válvula queda expresada en forma conveniente por las siguientes fórmulas:

$$\text{Amplificación de tensión} = \frac{\mu \times R_L}{R_L + r_p}$$

$$o: \frac{g_m \times r_p \times R_L}{1\,000\,000 \times (r_p + R_L)}$$

donde μ es el factor de amplificación de la válvula, R_L la resistencia de carga en ohms, r_p la resistencia de

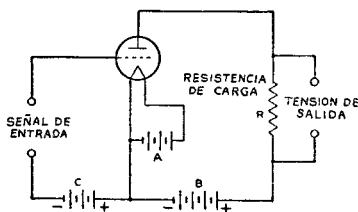


Fig. 14.

placa en ohms, y g_m la transconductancia en micromhos.

Por la primera fórmula, puede comprobarse que la ganancia realmente obtenible de la válvula es menor que el coeficiente de amplificación de la misma, pero que la ganancia se aproxima al coeficiente de amplificación cuando la resistencia de carga es grande comparada con la resistencia de placa de la válvula. La figura 15 muestra gráficamente cómo la ganancia se aproxima al coeficiente de amplificación de la válvula al aumentar la resistencia de carga. De dicha curva se deduce que para obtener una ganancia elevada en un amplificador de tensión, debe utilizarse un alto valor para la resistencia de carga.

En un amplificador con acoplamiento a resistencias, la resistencia de carga de la válvula es aproximadamente igual a la resistencia de placa en paralelo con la resistencia de rejilla de la etapa siguiente. Por lo tanto, para obtener un elevado valor de resistencia de carga, es necesario hacer uso de una resistencia de placa y una resistencia de rejilla de alto valor. Con todo, la resistencia de placa no debe ser de un valor demasiado elevado. El flujo de corriente anódica a través de la resistencia de placa, provoca una caída de tensión que reduce la tensión anódica aplicada a la válvula. Si la resistencia de placa fuera excesivamente alta, esta caída

de tensión sería también demasiado grande, con lo que la tensión de placa sobre la válvula resultaría excesivamente reducida no obteniéndose sino una salida muy pequeña de la válvula. Al igual, la resistencia de reja de la etapa siguiente no debe ser excesivamente elevada en valor. El máximo valor real depende del tipo particular de válvula. Tal precaución resulta necesaria debido a que todas las válvulas contienen pequeñas cantidades de gas residual, que dan lugar asimismo, a pequeñísimas corrientes a través de la resistencia de reja. Si ésta tiene un valor excesivamente elevado, la polarización

La impedancia de entrada de una válvula electrónica, esto es, la impedancia entre reja y cátodo, está constituida (1) por la componente reactiva provocada por la capacidad entre reja y cátodo, (2) una componente resistiva resultante del tiempo de tránsito de los electrones entre cátodo y reja, y (3) una componente resistiva desarrollada por parte de la autoinducción de la conexión de cátodo, común a los circuitos de entrada y salida. Las componentes (2) y (3) son dependientes de la frecuencia de la señal de entrada. La impedancia de entrada es muy alta para las audiofrecuencias cuando la válvula

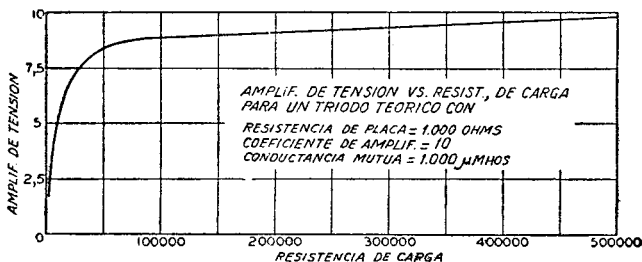


Fig. 15.

positiva desarrollada por el pasaje de esta corriente a través de la resistencia, disminuye la polarización negativa normal y da lugar a aumentos en la corriente de placa. Estos aumentos en la corriente anódica pueden originar liberación de mayor cantidad de gas, lo que, a su vez, producirá una ulterior disminución en la polarización negativa. La acción es acumulativa y asume una condición progresivamente rápida que puede destruir la válvula.

Es permisible el empleo de un valor más alto de resistencia de reja cuando se utiliza polarización por resistor de cátodo en lugar de polarización fija. Cuando se use polarización por resistor de cátodo, una pérdida en la polarización causada por los efectos del gas o de la emisión de reja es casi completamente compensada por un aumento en la polarización debido a la caída de tensión a través del resistor de cátodo. En la sección **AMPLIFICADORES CON ACOPLAMIENTO A RESISTENCIAS** se consignan los valores típicos para los resistores de placa y reja de los distintos tipos de válvulas utilizadas en circuitos con acoplamientos a resistencias.

opera con su reja polarizada negativamente. Por lo tanto, en un amplificador de audiofrecuencia clase A_1 o AB_1 con acoplamiento a transformador, la carga impuesta por la reja sobre el transformador de entrada es despreciable. En consecuencia, la impedancia del secundario de un transformador clase A_1 o clase AB_1 puede hacerse sumamente alta puesto que la elección no se halla limitada por la impedancia de entrada de la válvula; no obstante, las consideraciones de diseño del transformador pueden limitar aquella. Sobre las radiofrecuencias más altas la impedancia de entrada puede tornarse sumamente baja aun cuando la reja sea negativa, debido al tiempo finito del tránsito de los electrones entre cátodo y reja y a la reactancia apreciable de las conexiones. Esta impedancia cae muy rápidamente a medida que aumenta la frecuencia e igualmente al crecer la carga del circuito de entrada. Prácticamente, la impedancia de entrada puede tornarse lo suficientemente baja para las radiofrecuencias más elevadas como para afectar apreciablemente la ganancia y selectividad de una etapa precedente. Las válvulas del tipo "bellota" y "lápiz"

y los tipos miniatura para frecuencias elevadas han sido desarrolladas para ofrecer bajas capacidades de entrada, reducido tiempo de tránsito de los electrones y baja autoinducción de las conexiones, por cuya causa su impedancia de entrada es aún alta cuando se trabaja en frecuencias ultraelevadas. La admitancia de entrada, es la recíproca de la impedancia de entrada.

Una **válvula amplificadora de corte alejado, o de supercontrol**, constituye una construcción modificada de un pentodo o válvula del tipo con reja pantalla; está proyectada para reducir la deformación de modulación y modulación cruzada en etapas de radiofrecuencia. La **modulación cruzada** es el efecto producido en un receptor de radio o televisión por una estación interferente que "incurSIONA" sobre la portadora de la estación a la cual se encuentra sintonizado el receptor. La **deformación de modulación** es una deformación de la portadora modulada que aparece como deformación de audiofrecuencia sobre la salida. Este efecto es producido por una etapa amplificadora de radiofrecuencia al trabajar sobre una característica excesivamente curvada cuando la polarización de reja ha sido aumentada a fin de reducir el volumen. Por lo general, la etapa causante de los efectos de modulación cruzada es la primera amplificadora de radiofrecuencia, mientras que en el caso de deformación de modulación, la causa usualmente radica en la última etapa de frecuencia intermedia. Las características de los tipos de supercontrol son tales que permiten que la válvula maneje indistintamente grandes o pequeñas amplitudes de señales de entrada con un mínimo de deformación sobre un amplio rango de intensidad de señal.

En la figura 16 puede apreciarse la estructura de la reja N° 1 (control) de una válvula de supercontrol. La acción de supercontrol se debe a la estructura de la reja la cual produce una variación en el coeficiente de amplificación con la variación en la polarización de reja. La reja se encuentra arrollada con un espaciado amplio sobre el centro, mientras que en los extremos las vueltas se hallan mucho más juntas. Al aplicar señales débiles juntamente con una baja polarización de reja, el efecto de desigualdad en el espaciado de las vuel-

tas de la reja sobre la emisión del cátodo y las características de la válvula es esencialmente el mismo que para un espaciado uniforme. Al aumentar la polarización negativa para permitir manejar señales de entrada de mayor amplitud, el flujo de elec-

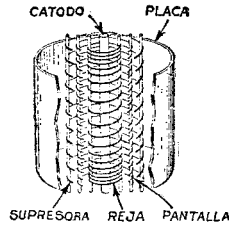


Fig. 16.

trones desde las porciones del cátodo incluidas por los extremos de la reja queda anulado. La corriente de placa y otras características de la válvula, dependen entonces del flujo de electrones que pasa a través de la sección más espaciada de la reja. Esta acción modifica la ganancia de la válvula en una forma tal que es posible manejar señales de gran amplitud con un mínimo de deformación debida a efectos de modulación cruzada y deformación de modulación. La figura 17 presenta una curva típica de corriente de placa en función de la tensión de reja de una válvula de supercontrol comparada con la curva

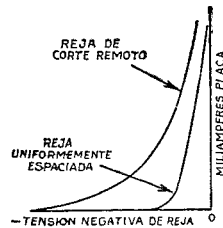


Fig. 17.

correspondiente a un tipo con reja uniformemente espaciada. Podrá observarse que mientras que las curvas son semejantes con pequeñas tensiones de polarización de reja, la corriente de placa de la válvula de supercontrol, desciende en forma completamente gradual con grandes valores de tensión de polarización. Esa variación gradual permite a la válvula manejar señales de gran amplitud en forma satisfactoria. Como las válvulas de supercontrol permiten

trabajar con señales intensas o débiles, resultan particularmente adecuadas para el uso en receptores dotados de control automático de sensibilidad. Las válvulas de supercontrol se conocen también bajo la denominación de tipos de corte alejado o de μ variable.

Amplificadores de Potencia, Clase A

Como **amplificador de potencia clase A**, una válvula electrónica es utilizada en la etapa de salida de receptores de radio o televisión para proporcionar potencias relativamente elevadas para accionar el altoparlante. En esta aplicación, el logro de una elevada potencia de salida es de mucha mayor importancia que la obtención de una elevada amplificación de tensión; por lo tanto, en el proyecto de válvulas de potencia se sacrifican las posibilidades de obtener una mayor ganancia a fin de permitir a la válvula manejar un cierto valor de potencia de salida.

Los triodos, pentodos y válvulas por haces electrónicos proyectados para el servicio como amplificadores de potencia poseen ciertas características inherentes a cada estructura. Las válvulas de potencia del tipo triodo cuando trabajan en clase A se caracterizan por su reducida sensibilidad a potencia, bajo rendimiento anódico y reducida deformación. Las válvulas de potencia del tipo pentodo se caracterizan por su elevada sensibilidad a potencia, alto rendimiento anódico, y por la deformación algo mayor que la producida por los triodos, en clase A. Las válvulas amplificadoras por haz electrónico ofrecen una mayor sensibilidad a potencia y rendimiento, permitiendo a la vez lograr mayores potencias de salida que con los tipos triodo o pentodo convencionales.

El amplificador de potencia clase A se utiliza también como excitador para proporcionar la potencia necesaria a una etapa de salida clase AB₂ o clase B. Por lo general, en las etapas excitadoras es aconsejable el uso de triodos, en lugar de pentodos, dada la menor deformación introducida por los primeros.

Para obtener una mayor potencia de salida con los amplificadores clase A pueden utilizarse válvulas conectadas en **paralelo** o en **disposición**

simétrica o "push-pull". La conexión en paralelo (fig. 18) proporciona el doble de salida de una sola válvula con el mismo valor de tensión de en-

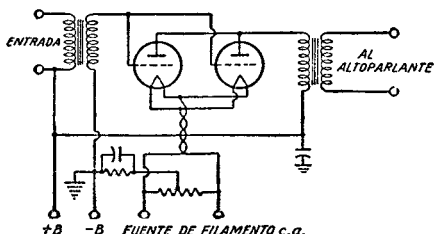


Fig. 18.

trada sobre reja. Con esta conexión, la transconductancia efectiva de la etapa asume el doble del valor primitivo y la resistencia efectiva de placa y la carga anódica necesaria se reducen a la mitad comparadas con los valores correspondientes a una sola válvula.

La disposición en "push-pull" (fig. 19) requiere doble tensión de señal de entrada, pero ofrece además del aumento de potencia de salida, un cierto número de ventajas importantes sobre la disposiciones simples. La deformación debida a las armónicas

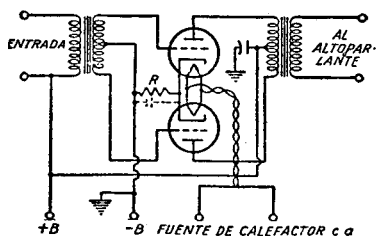


Fig. 19.

pareas y el zumbido provocado por las fluctuaciones de línea sobre la fuente de alimentación quedan eliminadas o reducidas casi totalmente hasta anularse. Puesto que la deformación es menor que para el funcionamiento con una sola válvula, es factible obtener con triodos más del doble de la potencia de salida entregada por una válvula disminuyendo el valor de la resistencia de carga.

Indistintamente para el funcionamiento en paralelo o disposición simétrica en clase A de dos válvulas, todas las corrientes de los electrodos se doblan, mientras que las tensiones continuas se mantienen dentro del

mismo valor correspondiente al de trabajo con una sola válvula. Si se utiliza resistor de cátodo, su valor debe reducirse a la mitad del correspondiente al funcionamiento con una sola válvula. Si se produjera oscilación en las etapas simétricas o en paralelo podrá eliminarse frecuentemente conectando una resistencia no inductiva de 100 ohms, aproximadamente, en serie con cada conexión de reja sobre el zócalo de la válvula.

El funcionamiento de válvulas de potencia en que las rejillas lleguen a ser positivas, resulta poco aconsejable excepto bajo condiciones tales como las planteadas posteriormente en esta sección, al abordar los amplificadores clase AB y clase B.

Cálculo de la Potencia de Salida

El cálculo de la potencia de salida de un tríodo utilizado como amplificador clase A, bien sea con transformador de salida o impedancia de baja

ca a que debe trabajarse la válvula, y μ el coeficiente de amplificación de la misma. Esta cantidad aparece como negativa con el fin de indicar la utilización de polarización negativa.

(2) Ubíquese el valor de corriente de placa para señal cero, I_0 , correspondiente al punto P.

(3) Ubíquese el punto $2I_0$, que es el doble del valor de I_0 , y que corresponde al valor de corriente de placa I_{max} con máxima señal.

(4) Ubíquese el punto X sobre la curva de polarización de c.c. a cero volt, $E_c = 0$ correspondiente al valor de I_{max} .

(5) Trácese una línea recta XY por los puntos X y P.

La línea XY se conoce como "línea de resistencia de carga". Su pendiente corresponde al valor de resistencia de carga. La resistencia de carga, en ohms, es igual a $(E_{max} - E_{min})$ dividido por $(I_{max} - I_{min})$,

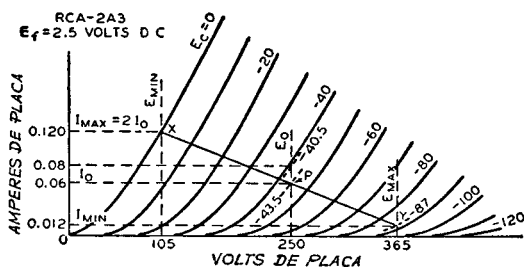


Fig. 20.

resistencia a la c.c., puede efectuarse sin incurrir en error apreciable mediante familias de curvas de placa y en base a una resistencia de carga. Pueden determinarse también la corriente de placa correcta, polarización de reja y resistencia de carga óptima, así como también el porcentaje de deformación por producción de armónicas. Estos cálculos se efectúan gráficamente, y se encuentran ilustrados, para ciertas condiciones determinadas, en la figura 20. El procedimiento es el siguiente:

(1) Ubíquese el punto P de polarización para señal nula determinando la polarización para señal cero, E_c , mediante la fórmula siguiente:

$$\text{Polarización para señal nula } (E_c) = - (0,68 \times E_b) / \mu$$

en donde E_b es el valor de tensión elegida de la tensión continua de pla-

ca en donde E se expresa en volts e I en amperes.

Cabe señalar que en el caso de válvulas de calentamiento directo los cálculos están basados en el funcionamiento del filamento con c.c.; cuando se trabaje con c.a. en filamento, el valor de polarización calculado deberá aumentarse aproximadamente en la mitad de la tensión de régimen de filamento.

Se deberá usar el valor I_0 de corriente de placa en ausencia de señal para determinar la disipación de placa, que es un factor importante que afecta a la duración útil de la válvula. En un amplificador clase A, bajo condiciones de ausencia de señal, la disipación de placa es igual a la potencia de entrada; es decir, el producto de la tensión continua de placa E_0 y la corriente continua de placa en ausencia de señal I_0 . Si se hallara

que se sobrepasa el régimen de disipación de placa de la válvula con la polarización en ausencia de señal E_0 . calculada más arriba, será preciso aumentar suficientemente la polarización para que la disipación real de placa no llegue a exceder el régimen permitido, antes de proseguir con los cálculos restantes.

Para el cálculo de la máxima potencia de salida, se supone que la tensión alterna de cresta de reja es suficiente (1) para excitar a la reja desde el valor de polarización para señal cero hasta polarización nula, sobre el semiciclo positivo, y (2) hasta un valor igual al doble de la polarización para señal nula, en el semiciclo negativo. Durante el semiciclo positivo, la tensión y la corriente de placa alcanzan valores de E_{min} e I_{max} ; durante el semiciclo negativo, alcanzan valores de E_{max} e I_{min} . Puesto que la potencia es el producto de la tensión por la corriente, la potencia de salida (P_0) indicada por un wattímetro está dada por:

$$P_0 = \frac{(I_{max} - I_{min})(E_{max} - E_{min})}{8}$$

en donde E se expresa en volts, I en amperes, y P_0 en watts.

En la salida de un triodo amplificador de potencia, se halla presente cierta deformación. Esta deformación en los amplificadores simples de una sola válvula corresponde en su mayor parte a la segunda armónica. El tanto por ciento de deformación por segunda armónica puede calcularse por la siguiente fórmula:

$$\% \text{ deform.} = \frac{\frac{I_{max} + I_{min}}{2} - I_0}{I_{max} - I_{min}} \times 100$$

en donde I_0 es la corriente anódica en ausencia de señal en amperes. En el caso de existir deformación excesiva, deberá aumentarse o disminuirse levemente la resistencia de carga y repetirse los cálculos.

Ejemplo: Determínese la resistencia de carga, potencia de salida y deformación de un triodo con un factor de amplificación de 4,2, régimen de disipación anódica de 15 W, y sus curvas características de placa, según se muestra en la figura 20. La válvula deberá trabajarse con 250 V en placa.

Procedimiento: Para una primera aproximación, determínese el punto de funcionamiento P con la fórmula para la polarización de señal nula, $E_0 = -(0,68 \times 250)/4,2 = -40,5$ V. Sobre la curva correspondiente a esta tensión se encuentra que la corriente de placa para señal nula I_0 con una tensión de placa de 250 V es de 0,08 A y, por lo tanto, se está excediendo la capacidad de disipación de placa ($0,08 \times 250 = 20$ W). En consecuencia, es necesario reducir la corriente de placa de señal nula a 0,06 A con 250 V. Se ve que la polarización de reja debe ser de $-43,5$ V.

Obsérvese que la curva corresponde a un filamento alimentado con corriente continua; si el filamento se alimenta con corriente alterna debe aumentarse la polarización en cerca de la mitad de la tensión de filamento, es decir, llevársela a -45 V, y hacerse el retorno al punto medio del circuito de filamento.

Puede determinarse ahora el punto X . El punto X se encuentra en la intersección de la curva correspondiente a una polarización de 0 V con I_{max} , donde $I_{max} = 2I_0 = 2 \times 0,06 = 0,12$ A. Se traza ahora la línea XY pasando por los puntos P y X . De las curvas se obtienen en seguida E_{max} , E_{min} e I_{min} . Llevando estos valores a la fórmula de la potencia de salida, se obtiene:

$$\begin{aligned} \text{Potencia de salida} &= \frac{(0,12 - 0,012)(365 - 105)}{8} \\ &= 3,52 \text{ W} \end{aligned}$$

La resistencia de la línea de carga XY es:

$$\frac{(365 - 105)}{(0,12 - 0,012)} = 2410 \text{ ohms}$$

Si sustituimos ahora los valores de la curva, en la fórmula para la deformación, tenemos que:

$$\begin{aligned} \% \text{ deformación} &= \frac{\frac{0,12 + 0,012}{2} - 0,06}{0,12 - 0,012} \\ &\times 100 = 5,5 \% \end{aligned}$$

Se acostumbra a efectuar la elección de la resistencia de carga de tal modo, que la deformación, calculada por la fórmula anterior, no exceda de 5 por ciento. Cuando se emplea tal método para determinar la pendiente de la línea de resistencia de carga, la deformación por segunda armónica generalmente no sobrepasa el cinco por ciento. En el ejemplo, la defor-

mación es excesiva, y es deseable, por lo tanto, utilizar una resistencia de carga más alta. Una resistencia de carga de 2500 ohms proporcionará una deformación de 4,9 por ciento. La potencia de salida disminuye a 3,5 W.

Las condiciones de funcionamiento para triodos en "push-pull" dependen del tipo de funcionamiento deseado. Bajo condiciones de clase A, la distorsión, la potencia de salida y el rendimiento son relativamente bajos. La polarización de trabajo podrá ser cualquiera comprendida entre la especificada para el funcionamiento de una sola válvula y la mitad de la polarización de reja exigida para producir la anulación de la corriente anódica con una tensión de placa de 1,4 E_0 , donde E_0 es la tensión de placa de trabajo. Una polarización más al-

de corriente nula. Cuatro veces la resistencia representada por esta línea de carga es la carga placa a placa (R_{pp}) para dos triodos en un amplificador simétrico clase A. Expresado en fórmula:

$$R_{pp} = 4 \times (E_0 - 0,6 E_0) / I_{max}$$

en donde E_0 se expresa en volts, I_{max} en amperes y la carga en ohms.

Ejemplo: Suponiendo que la tensión de entrada (E_0) sea de 300 V y el régimen de disipación anódica de la válvula de 15 W, el funcionamiento en clase A con polarización de trabajo normal podrá ser igual, pero no mayor, de la mitad de la polarización de reja correspondiente al corte con una tensión de placa de $1,4 \times 300 = 420$ V. Puesto que la polarización de corte es de -115 V, aproximadamen-

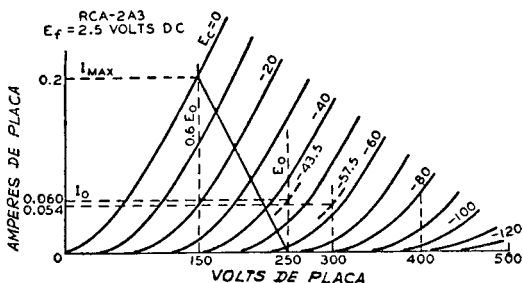


Fig. 21.

ta que este valor exige una tensión de señal de reja más elevada y da lugar al funcionamiento de clase AB₁, que se tratará posteriormente.

La potencia de salida para triodos en disposición simétrica ("push-pull") en clase A, puede determinarse por medio de la familia de curvas de placa, dada E_0 como la tensión de placa deseada para el funcionamiento. El método a seguir consiste en levantar una línea vertical en $E = 0,6 E_0$ (véase fig. 21) la que cortará a la curva $E_g = 0$ en el punto de I_{max} . Esto establece I_{max} . Luego,

$$\text{Potencia de salida } (P_o) = \frac{I_{max} \times E_0}{6}$$

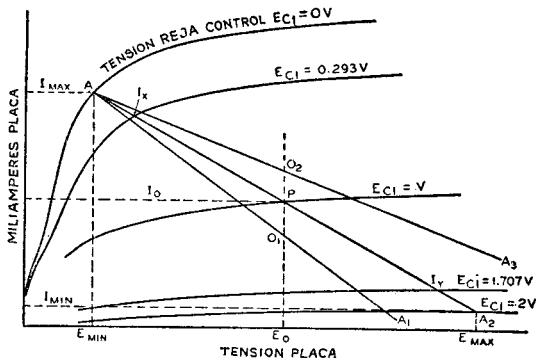
Si I_{max} se expresa en amperes y E_0 en volts, la potencia de salida será dada en watts.

El método para la determinación de la resistencia de carga correcta para triodos en disposición simétrica es el siguiente: trácese una línea de carga por I_{max} sobre la curva de polarización nula y por E_0 sobre el eje

te, con una tensión anódica de 420 V la mitad del valor de polarización es de $-57,5$ V. Con esta polarización la corriente de placa se hallará mediante la familia de curvas de placa y asumirá un valor de 0,054 A; por lo tanto la disipación anódica, a su vez, será de $0,054 \times 300$, o sean 16,2 W. Puesto que $-57,5$ V constituye el límite de polarización para el funcionamiento en clase A de estas válvulas, con una tensión anódica de 300 V, la disipación no puede ser reducida con aumentos de polarización haciéndose necesario, por lo tanto, disminuir la tensión de placa. Si la tensión anódica es reducida hasta 250 V, tendremos que la polarización será de $-43,5$ V. Para este valor, la corriente anódica es de 0,06 A y la disipación de placa de 15 W. Siguiendo entonces el método para el cálculo de la potencia de salida, trazaremos una línea vertical en $0,6 E_0 = 150$ V. La intersección de la línea con la curva de $E_g = 0$ es $I_{max} = 0,2$ A. Sustituido este valor en la fórmula de

potencia, la potencia de salida es $(0,2 \times 250)/5 = 10$ W. La resistencia de carga se determina por la fórmula: Carga de placa a placa (R_{pp}) = $= 4(250 - 150)/0,2 = 2000$ ohms.

La potencia de salida de un pentodo o válvula amplificadora por haces electrónicos dirigidos, como amplificadores clase A puede calcularse casi del mismo modo que con los triodos. Los cálculos pueden efectuarse gráficamente mediante una familia de curvas de placa especial, como la ilustrada en la figura 22.



* V es la tensión de polarización negativa de rejilla en el punto de trabajo.

Fig. 22.

Desde un punto A en o casi por debajo del codo de la curva de polarización nula, trácense arbitrariamente las líneas de carga elegidas hasta el eje de corriente nula de placa. Estas líneas deberán hallarse sobre ambos lados del punto de trabajo P cuya posición se determina por la tensión de trabajo deseada, E_o , y la mitad de la corriente de placa con máxima señal. A lo largo de cualquier línea de carga, por ejemplo AA_1 , mídase la distancia AO_1 . Sobre la misma línea trácese cualquier distancia igual a O_1A_1 . Para el funcionamiento óptimo, la variación de polarización de A hasta O_1 deberá ser casi igual a la variación de polarización desde O_1 hasta A_1 . Si no puede hallarse tal condición con una línea, deberá elegirse entonces otra línea. Una vez elegida la línea más satisfactoria, su resistencia podrá determinarse por la siguiente fórmula:

$$\text{Resistencia de carga } (R_L) = \frac{E_{\text{max}} - E_{\text{min}}}{I_{\text{max}} - I_{\text{min}}}$$

El valor de R_L puede substituirse entonces, para el cálculo de la po-

tencia de salida, en la siguiente fórmula:

$$P_o = \frac{[I_{\text{max}} - I_{\text{min}} + 1,41(I_x - I_y)]^2 R_L}{32}$$

En ambas fórmulas se expresa: I, en amperes; E, en volts; R_L , en ohms, y la potencia de salida en watts. I_x e I_y son los valores de corriente sobre la línea de carga con una polarización de $E_{c1} = V - 0,707 V = 0,293 V$ y $E_{c1} = V + 0,707 V = 1,707$, respectivamente.

Los cálculos para la deformación pueden efectuarse por medio de las fórmulas siguientes. Los términos que se emplean ya han sido definidos.

$$\begin{aligned} \text{\% de deformación por 2ª armónica} &= \\ &= \frac{I_{\text{max}} + I_{\text{min}} - 2I_o}{I_{\text{max}} - I_{\text{min}} + 1,41(I_x - I_y)} \times 100 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{\% de deformación por 3ª armónica} &= \\ &= \frac{I_{\text{max}} - I_{\text{min}} + 1,41(I_x - I_y)}{I_{\text{max}} - I_{\text{min}} - 1,41(I_x - I_y)} \times 100 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{\% total deform. por 2ª y 3ª armón.} &= \\ &= \sqrt{(\text{\% def. 2ª arm.})^2 + (\text{\% def. 3ª arm.})^2} \end{aligned}$$

Factores de Conversión

Las condiciones de funcionamiento para tensiones diferentes de las que se indican en la información publicada, pueden obtenerse por medio del **nomograma** de la figura 23, a condición de que todas las tensiones se modifiquen simultáneamente en la misma relación. El nomograma incluye los factores de conversión para la corriente (F_i), la potencia de salida (F_p), la resistencia de placa y la resistencia de carga (F_r), y la trans-

conductancia (F_{gm}) para relaciones de tensión comprendidas entre 0,5 y 2,0. Estos factores están expresados como funciones de la relación entre la tensión deseada o nueva para cualquier electrodo (E_{des}) y el valor original o publicado de esa misma tensión (E_{pub}). Las relaciones ilustradas

más aproximadas entre las publicadas son las correspondientes a una tensión de placa de 250 volts. Las condiciones de trabajo para la nueva tensión de placa se determina del siguiente modo: El factor de conversión de tensión F_e es igual a $200 / 250 = 0,8$. Las líneas de trazo inte-

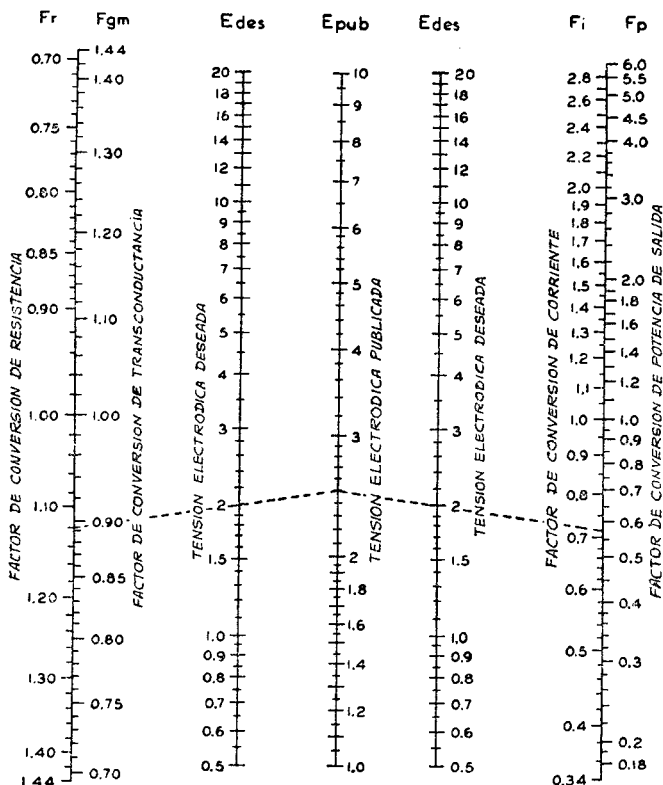


Fig. 23.

pueden aplicarse indiferentemente a los triodos y a las válvulas de electrodos múltiples, en todas las clases de servicio.

Para utilizar el nomograma, trácese simplemente una línea recta de modo que corte las escalas de E_{des} y E_{pub} en los valores que correspondan. El factor de conversión puede ser entonces leído o estimado en el punto donde la línea recta trazada corte la escala de F_i , F_p , F_r o F_{gm} .

Por ejemplo, supongamos que se desee hacer funcionar dos válvulas 6L6-GB en "push-pull" clase A_1 , con una tensión de placa de 200 volts. Las condiciones de funcionamiento

de la figura 23 indican que para esta relación de tensiones F_i es aproximadamente 0,72, F_p es aproximadamente 0,57, F_r es 1,12 y F_{gm} es aproximadamente 0,892. Estos factores pueden ser aplicados directamente a los valores de funcionamiento publicados, o a los valores calculados por aplicación de los métodos antes descritos.

Debido a que este método de conversión es necesariamente una aproximación, la precisión del nomograma va decreciendo a medida que la relación E_{des}/E_{pub} se aparta de la unidad. En general los valores son esencialmente correctos cuando el va-

lor de esta relación queda comprendido entre 0,7 y 1,5. Fuera de estos límites, la precisión decrece rápidamente y los resultados obtenidos deben ser considerados como aproximaciones groseras.

El nomograma no toma en cuenta los efectos de los potenciales de contacto o de la emisión secundaria en las válvulas. Debido a que los potenciales de contacto producen efectos notables sólo cuando es muy pequeña la polarización de la reja N^o 1, se los puede despreciar en el caso de las válvulas de potencia. La emisión secundaria puede presentarse en los tetrodos convencionales, sin embargo, si la tensión de placa llega a ser menor que la tensión de pantalla durante sus variaciones. En consecuencia, los factores de conversión dados por el nomograma sólo son aplicables a esta clase de válvulas cuando la tensión de placa es mayor que la tensión de la reja N^o 2. Debido a que la emisión secundaria también puede presentarse en ciertas válvulas de haces electrónicos con valores muy bajos de corriente y tensión de placa, los factores de conversión no pueden aplicarse a estas válvulas cuando funcionan en tales condiciones.

Amplificador de Potencia, Clase AB

Un amplificador de potencia clase AB emplea dos válvulas conectadas en disposición simétrica, trabajando con una polarización negativa de reja más elevada que la que se utiliza en una etapa clase A. Con esta polarización negativa más elevada, las tensiones de placa y pantalla, usualmente pueden hacerse que sean mayores que en el caso de un amplificador clase A, ya que al aumentar la polarización negativa de reja, la corriente anódica se mantiene dentro del límite normal de disipación anódica de la válvula. Como resultado de estas mayores tensiones, trabajando en clase AB puede obtenerse una mayor potencia de salida.

Los amplificadores clase AB se subdividen en clase AB₁ y clase AB₂. En clase AB₁ se trabaja sin corriente de reja, vale decir, que el valor de cresta de la señal aplicada a cada reja no es superior a la polarización negativa de reja. Las rejas, por lo tanto, no llegan a ser excitadas al valor del potencial positivo y no to-

man corriente de reja. En clase AB₂ la tensión de cresta de la señal es mayor que la polarización, en cuya forma las rejas son positivas, tomando corriente de reja.

A causa del flujo de corriente de reja en una etapa clase AB₂, existe una pérdida de potencia en el circuito de reja. La suma de esta pérdida y la pérdida en el transformador de entrada constituye la potencia de excitación total requerida por el circuito de reja. La etapa excitadora deberá ser capaz de entregar una potencia de salida considerablemente mayor que la requerida a fin de mantener baja la deformación introducida en el circuito de reja. Por lo general, el transformador de entrada utilizado en un amplificador clase AB₂ posee una relación de vueltas reductora.

En virtud de las grandes fluctuaciones de corriente de placa en una etapa clase AB₂, es importante que la fuente de alimentación posea una buena constancia de tensión. De no ser así, las fluctuaciones en la corriente anódica originarían fluctuaciones en la tensión de salida entregada por la fuente, con el resultado de que la potencia de salida se vería disminuída produciéndose a la vez un aumento en la deformación. Para obtener una constancia de tensión satisfactoria, usualmente es aconsejable hacer uso de válvulas rectificadoras de baja caída de tensión, tal como la 5V4-G con un sistema de filtro con choke de entrada. En todos los casos, la resistencia de los chokes de filtro y la del transformador de alimentación debe ser lo más baja posible.

Amplificador de Potencia, Clase AB₁

En un amplificador simétrico clase AB₁ en que se utilicen triodos, las condiciones de funcionamiento pueden determinarse gráficamente por medio de la familia de curvas de placa, si se conoce la tensión anódica con que se desea trabajar, E_o. En estas funciones la línea de carga dinámica no pasa por el punto P como en el caso del amplificador simple, sino que lo hace por el punto D, como se indica en la figura 24. Su posición no resulta afectada por la polarización de reja de trabajo, siempre que la resis-

tencia de carga placa a placa se mantenga constante. En estas condiciones, la polarización de rejilla ofrece únicamente muy poca influencia sobre la potencia de salida. Sin embargo, no puede dejarse de considerar la polarización de rejilla, puesto que se la

Es deseable simplificar estas fórmulas para llegar a una aproximación previa. Esta simplificación puede realizarse si se supone que la corriente de cresta de placa I_{max} se cumple en el punto de la curva de polarización nula correspondiente a

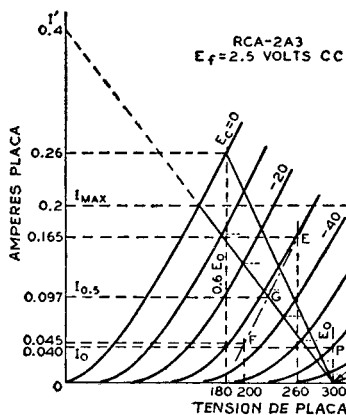


Fig. 24.

utiliza para hallar la corriente de placa en ausencia de señal y con ella, la disipación anódica. Como la polarización de rejilla es más alta en clase AB_1 que en clase A, para la misma tensión de placa, esta condición de "sobrepolarización" permite el uso de una tensión de señal más alta sin corriente de rejilla y es factible la obtención de una mayor potencia de salida que la obtenible en clase A.

En general, para cualquier línea de carga que pase por el punto D de la figura 24, la resistencia placa a placa en ohms de un amplificador simétrico es $R_{pp} = 4 E_0 / I'$, en donde I' es el valor de corriente de placa en amperes para el cual la línea de carga al ser extendida cruza el eje de corriente anódica; E_0 se expresa en volts. Se trata de otra forma de la fórmula establecida para los amplificadores clase A, $R_{pp} = 4(E_0 - 0,6 E_0) / I_{max}$, pero es más general.

La potencia de salida $= (I_{max} / \sqrt{2})^2 \times R_{pp} / 4$, en donde I_{max} es el valor de cresta de la corriente de placa con tensión nula en rejilla para la carga elegida. Esta fórmula simplificada se convierte en $(I_{max})^2 \times R_{pp} / 8$. La corriente media de placa con máxima señal es $2 I_{max} / \pi$, o sea $0,636 I_{max}$; la potencia de entrada media con máxima señal es $0,636 I_{max} E_0$.

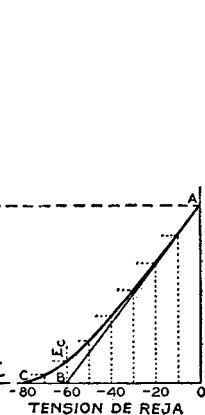


Fig. 25.

0,6 E_0 , aproximadamente, condición para máxima potencia de salida. Las fórmulas simplificadas son:

$$P_o \text{ (para dos válvulas)} = (I_{max} \times E_0) / 5$$

$$R_{pp} = 1,6 E_0 / I_{max}$$

en donde E_0 se expresa en volts; I_{max} en amperes; R_{pp} en ohms y la salida en watts.

Podrá tropezarse durante los cálculos subsiguientes con que la deformación o la disipación de placa resulten excesivas para tal aproximación; en ese caso, deberá elegirse una resistencia de carga distinta sirviéndose de la primera aproximación como guía y repetir el procedimiento para obtener condiciones de funcionamiento satisfactorias.

Ejemplo: La figura 24 ilustra la aplicación del método para un par de 2A3 trabajando con $E_0 = 300$ V. Las válvulas poseen un régimen de disipación de placa individual de 15 watts. El método a seguir consiste en levantar una línea vertical a 0,6 E_0 , o sea a 180 V, que cruce la curva $E_c = 0$ en el punto $I_{max} = 0,26$ A. Haciendo uso de las fórmulas simplificadas, tenemos que:

$$R_{pp} = (1,6 \times 300) / 0,26 = 1845 \text{ ohms}$$

$$P_o = (0,26 \times 300) / 5 = 15,6 \text{ watts}$$

Seguidamente conviene determinar la disipación anódica y compararla con

el valor de régimen máximo establecido. De la fórmula para la corriente media de placa (0,636 I_{max}) mencionada anteriormente la corriente media de placa con máxima señal es de 0,166 A. El producto de esta intensidad y la tensión anódica de funcionamiento es de 49,8 watts, la potencia anódica media de entrada para las dos válvulas. De este valor se resta la potencia de salida de 15,6 watts para obtener la disipación total correspondiente a ambas válvulas que es de 34,2 watts. La mitad de este valor, 17 watts, sobrepasa el régimen de 15 watts de la válvula y es necesario, por lo tanto, considerar otra resistencia de carga más alta para que no resulte excedido el régimen de disipación de placa.

Se comprobará que para una tensión anódica de trabajo de 300 V, las 2A3 requieren una resistencia de carga placa a placa de 3000 ohms. Por la fórmula para R_{pp} , el valor de I' hallado es de 0,4 ampere. La línea de carga para la resistencia de carga de 3000 ohms está entonces representada por una línea recta desde el punto $I' = 0,4$ ampere sobre la ordenada de corriente de placa hasta el punto $E_o = 300$ V en la abscisa de tensión de placa. En la intersección de la línea de carga con la curva de polarización nula, la corriente de cresta de placa I_{max} acusa una lectura de 0,2 ampere. Luego entonces:

$$P_o = (I_{max}/\sqrt{2})^2 R_{pp}/4 = (0,2/1,41)^2 \times 3000/4 = 15 \text{ W}$$

y procediendo como en la primera aproximación, hallamos que la corriente media de placa con máxima señal 0,636 I_{max} es 0,127 ampere y la potencia media de entrada con máxima señal es de 38,1 watts. Esta entrada menos la potencia de salida es 38,1 — 15 = 23,1 watts. Este valor es la disipación correspondiente a dos válvulas; el valor para una válvula es de 11,6 watts, cifra perfectamente comprendida dentro del régimen de este tipo de válvula.

La polarización de trabajo y la corriente de placa en ausencia de señal podrá ahora hallarse por medio de una curva derivada de la familia de curvas de placa y la línea de carga. La figura 25 es una curva de los valores instantáneos de corriente de placa y tensiones de polarización de reja tomados de la figura 24. Los valores de polarización de reja se to-

man de cada una de las curvas de polarización de reja de la figura 24 a lo largo de la línea de carga y se transportan a la figura 25 hasta producir la línea curvada de A hasta C. Se traza una tangente hasta esa curva, partiendo de A para lograr intersección con la abscisa correspondiente a la tensión de reja. El punto de intersección B es la polarización de trabajo para el funcionamiento con polarización fija. En el ejemplo, la polarización es de —60 V. Volviendo una vez más a la familia de curvas de placa en las condiciones de funcionamiento con tensión anódica = 300 V y polarización de reja de —60 V, vemos que la corriente anódica en ausencia de señal por válvula, es de 0,04 ampere.

Este procedimiento permite ubicar el punto de trabajo para cada válvula en P. La corriente de placa debe multiplicarse por 2, para obtener la corriente anódica en ausencia de señal y correspondiente a dos válvulas. En condiciones de máxima señal la tensión de señal varía entre la tensión de polarización nula hasta polarización cero para cada válvula en cada semiciclo alterno. Por lo tanto, en este ejemplo la tensión de cresta de la señal de audiofrecuencia por válvula es de 60 volts, o sea que el valor de tensión reja a reja es de 120 volts.

Como en el caso del amplificador simétrico clase A, la deformación por segunda armónica en un amplificador clase AB_1 que emplee triodos es muy pequeña y se anula principalmente en virtud de la conexión simétrica. Sin embargo, la deformación por tercera armónica que puede ser mayor que el valor permisible, puede hallarse mediante curvas características compuestas. Se puede trazar una familia completa de curvas, pero para la finalidad tratada sólo se necesita la correspondiente a una polarización de reja de la mitad de la tensión de cresta de reja. En el ejemplo, la tensión de cresta de reja por válvula es de 60 volts y el valor de la mitad es de 30 volts. La curva compuesta, al ser casi una línea recta, puede lograrse con sólo dos puntos (ver fig. 24). Estos dos puntos se obtienen con desviaciones por encima y por debajo de las tensiones de trabajo de placa y de reja.

Con el fin de hallar una curva para una polarización de —30 volts,

hemos tomado por base una desviación de 30 volts desde la tensión de reja de trabajo de —60 volts. Seguidamente se tomará otra desviación, de, por ejemplo, 40 volts. Luego entonces $300 - 40 = 260$ volts; se levantará una línea vertical hasta lograr la intersección de la curva de polarización (-60) — (-30) = -30 V y se tomará la lectura de la corriente anódica que será de 0,167 ampere; asimismo en la intersección de una línea vertical de $300 + 40 = 340$ V y de (-60) + (-30) = -90 V y la curva de polarización, tomando seguidamente la corriente de placa. En este ejemplo la corriente anódica se estima como de 0,002 ampere. La diferencia de 0,165 ampere entre estas dos intensidades determina el punto E sobre la línea vertical de $300 - 40 = 260$ V. Similarmente se hallará otro punto F sobre la misma curva compuesta, tomando por base la misma desviación de polarización de reja, pero con una mayor desviación de la tensión de placa, digamos, de 100 volts.

Tenemos ahora puntos en 260 volts y 0,165 ampere (E) y en 200 volts y 0,045 ampere (F). Una línea recta que cruce estos dos puntos en la curva compuesta para una polarización de —30 volts, indicada por una línea de puntos, corta como la que se indica en la figura 24. En la intersección de la línea compuesta y la línea de carga, G, puede determinarse la corriente instantánea de placa compuesta en el punto de la mitad de la excitación de cresta de la señal. Este valor de intensidad designado $I_{0,5}$ y la corriente de cresta de placa, I_{max} , se utilizan en la siguiente fórmula para hallar el valor de cresta de la componente de tercera armónica de la corriente de placa:

$$I_{h_3} = (2 I_{0,5} - I_{max})/3$$

En el ejemplo: $I_{0,5} = 0,097$ A e $I_{max} = 0,2$ A, $I_{h_3} = (2 \times 0,097 - 0,2)/3 = (0,194 - 0,2)/3 = -0,006/3 = -0,002$ A. El hecho de que I_{h_3} sea negativo indica que la relación de fase de la fundamental (primera armónica) y las componentes de la tercera armónica de la corriente de placa es tal que se traduce en una forma de onda ligeramente puntiaguda. I_{h_3} es positiva en la mayoría de los casos indicando un achatamiento de la forma de onda.

El valor de cresta de la componente de la fundamental o primera armónica de la corriente de placa se determina mediante la fórmula siguiente:

$$I_{h_1} = 2/3 (I_{max} + I_{0,5})$$

En el ejemplo: $I_{h_1} = 2/3(0,2 + 0,097) = 0,198$ A. Luego, el porcentaje de deformación por tercera armónica es: $(I_{h_3}/I_{h_1})100$, lo que es igual $(0,002/0,198)100 = 1\%$ aprox.

Amplificadores de Potencia, Clase AB₂

Un amplificador clase AB₂ utiliza dos válvulas conectadas en disposición simétrica, como en el caso de los amplificadores clase AB₁. Difiere: en que se encuentra polarizado de modo que circula corriente de placa durante algo más de la mitad del ciclo eléctrico pero durante menos del ciclo completo; en que la tensión de señal es mayor que la tensión continua de polarización; en que se deriva corriente de reja y, por consiguiente, se consume potencia en el circuito de reja. Estas condiciones permiten lograr una elevada potencia de salida sin excesiva disipación anódica.

La suma de la potencia tomada en el circuito de reja y las pérdidas en el transformador de entrada constituyen la potencia de excitación requerida por el circuito de reja. La etapa excitadora deberá ser capaz de proporcionar una potencia de salida considerablemente mayor que esta potencia requerida, con el fin de introducir un mínimo de deformación en el circuito de reja. Además, la impedancia interna de la etapa excitadora reflejada o realmente efectiva en el circuito de reja de la etapa de potencia debe mantenerse lo más baja posible para asegurar una baja deformación. El transformador de entrada utilizado en una etapa clase AB₂, usualmente, posee una relación reductora ajustada para tales condiciones.

La resistencia de carga, disipación anódica, potencia de salida y las determinaciones correspondientes a la deformación, son similares a las del trabajo en clase AB₁. Estas cantidades son interdependientes de la tensión de excitación de reja y potencia de excitación; un juego de condiciones de funcionamiento satisfacto-

rio involucra una serie de aproximaciones. La resistencia de carga y tensión de excitación de señal están limitadas por la corriente de reja permisible así como por la potencia y la deformación. Tanto con una resistencia de carga elevada o con una excesiva excitación de señal, podrá excederse el régimen de disipación de placa; será elevada la deformación e innecesariamente alta la potencia de excitación.

Amplificadores de Potencia, Clase B

Un amplificador clase B emplea dos válvulas conectadas en disposición simétrica, polarizadas en tal forma que la corriente de placa es casi nula en ausencia de señal sobre las rejillas. Dado este bajo valor de corriente anódica en ausencia de señal, la amplificación en clase B ofrece la misma ventaja que la clase AB_2 , esto es, la obtención de elevadas potencias de salida sin excesiva disipación anódica. La diferencia entre la clase B y la clase AB_2 reside en que, en la primera, la anulación de la corriente de placa se cumple durante una porción mayor del semiciclo negativo y que la señal de excitación es aún mayor que para el funcionamiento en clase AB_2 .

Como por lo general un amplificador clase B se trabaja con polarización nula, cada una de las rejillas se encuentra a un potencial positivo durante el semiciclo positivo de la señal excitadora o la mayor parte del mismo, y, consecuentemente, toman una apreciable corriente de reja. Ello implica los mismos requisitos sobre la etapa excitadora que en el caso de las etapas clase AB_2 ; esto es, que la excitadora debe ser capaz de proporcionar una potencia de salida considerablemente mayor que la exigida por el circuito de reja de la etapa clase B para mantener baja la deformación. El transformador interetapa, entre la excitadora y la etapa clase B, posee, por lo general, una relación de vueltas reductora.

La determinación de la resistencia de carga, disipación de placa, potencia de salida y deformación es similar a la de una etapa clase AB_2 .

Las válvulas amplificadoras de potencia proyectadas para trabajar en clase A pueden utilizarse en clase AB_2 y en clase B si se siguen condiciones de funcionamiento ade-

cuadas. Existen varios tipos de válvulas especialmente previstas para el trabajo de clase B. La característica común a todos estos tipos es un elevado coeficiente de amplificación. Con esta última característica, la corriente de placa es aún pequeña cuando la polarización de reja es nula. Estas válvulas, por lo tanto, pueden trabajar en clase B con polarización nula, no requiriéndose por lo mismo fuente de polarización. Varias válvulas amplificadoras clase B constan de dos secciones triodo montadas en el interior de la ampolla. Las dos secciones pueden conectarse en disposición simétrica, por lo que se requiere únicamente una sola válvula para la etapa clase B propiamente dicha. Ejemplo típico de válvula para trabajar en clase B, del tipo doble triodo, es la 6N7.

Circuitos excitados por Cátodo

El texto precedente ha tratado el empleo de válvulas en el tipo clásico de amplificadores con excitación en reja, esto es, donde el cátodo es común tanto al circuito de entrada como al de salida. Las válvulas pueden ser empleadas igualmente en disposiciones de circuito que utilicen la reja, o la placa como terminal común. Probablemente, el más importante de estos amplificadores sea el circuito excitado en cátodo, que se trata seguidamente, así como el circuito repetidor catódico, que será abordado posteriormente al referirnos a la realimentación negativa.

En la figura 26 se presenta un circuito tipo excitado en cátodo. La carga se dispone en el circuito de placa y la tensión de salida se ex-

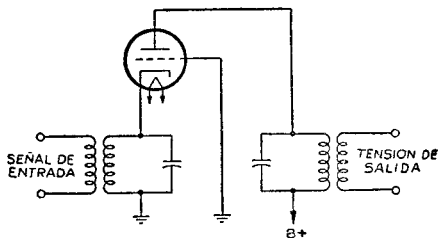


Fig. 26.

trae entre placa y masa, tal cual se hace con el método de funcionamiento de excitación en reja. La reja está a masa y la tensión de entrada se aplica, a través de una impedancia apropiada, en el circuito de cátodo.

El circuito con excitación en cátodo es particularmente útil para aplicaciones en f.m.e. y f.u.e. donde es necesario obtener el comportamiento de bajo ruido usualmente propio de los triodos, pero que en un circuito convencional excitado en reja resultaría inestable debido a la realimentación a través de la capacidad entre reja y placa de la válvula. En el circuito con excitación en cátodo, la reja a masa actúa como blindaje capacitivo entre placa y cátodo y permite un funcionamiento estable a frecuencias más altas que aquellas a que podría trabajarse con circuitos convencionales.

La impedancia de entrada de un circuito excitado en cátodo, es aproximadamente igual a $1/g_m$ cuando la resistencia de carga es pequeña comparada con la r_p de la válvula. Por lo tanto, es necesario una cierta potencia para excitar un circuito tal. Sin embargo, en el tipo de servicio en que se utilizan comúnmente los circuitos excitados en cátodo, las ventajas de la conexión a masa de la reja compensa, por lo general, esta desventaja.

Realimentación Negativa

Un circuito de realimentación negativa, frecuentemente denominado **circuito degenerativo**, es aquel en que una porción de la tensión de salida de una válvula es aplicada a la entrada de la misma o a una válvula precedente en fase opuesta a la señal aplicada a la válvula. Las dos ventajas importantes de la realimentación negativa son: (1) reducción de la deformación de cada etapa incluida en el circuito de realimentación y (2) reducción en las variaciones de ganancia debidas a las fluctuaciones en la tensión de línea, posibles diferencias entre válvulas del mismo tipo, o variaciones en los valores de las constantes del circuito, incluidos en el circuito de realimentación.

La realimentación negativa se utiliza en los amplificadores para reducir la deformación en la etapa de salida de donde la impedancia de carga sobre la válvula está constituida por el altoparlante. Como la impedancia de un altoparlante no es constante para todas las audifrecuencias, la impedancia de carga sobre la válvula de salida varía con la frecuencia. Cuando la válvula de salida es un pentodo o válvula de potencia por

haces electrónicos, que poseen una elevada resistencia de placa, esta variación en la impedancia de carga de placa, puede, si no es corregida, producir considerable deformación de frecuencia. Dicha deformación de frecuencia puede ser corregida por medio de la realimentación negativa.

Los circuitos de realimentación negativa son del tipo de **tensión constante** y de **corriente constante**.

En la figura 27 se ilustra la aplicación de realimentación negativa de **tensión constante** a una etapa de salida en donde se emplea una sola válvula amplificadora por haces electrónicos. En este circuito, R_1 , R_2 y C se hallan conectadas en forma de divisor de tensión, a través de la salida de la válvula. El secundario del transformador de entrada de reja retorna a un punto de ese divisor de tensión. El capacitor C impide la aplicación de la tensión continua de placa sobre la reja. Sin embargo, una porción de la salida audifrecuente de la válvula, aproximadamente igual a la tensión de salida multiplicada

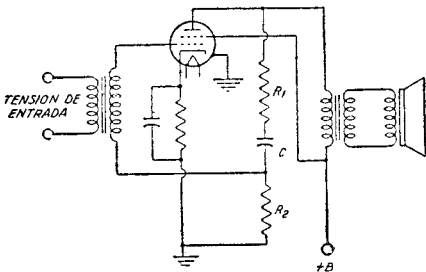


Fig. 27.

por la fracción $R_2/(R_1 + R_2)$, es aplicada a la reja. Esta tensión disminuye la impedancia de la fuente del circuito y resulta una reducción en la deformación, la cual puede explicarse por las curvas de la figura 28.

Considerando previamente el amplificador desprovisto de realimentación negativa supongamos que se aplica una señal de entrada e_s a la reja; la corriente audifrecuente de placa i_p presenta una irregularidad en su semiciclo positivo. Esta irregularidad representa una diferencia con respecto a la forma de onda de la señal de entrada y constituye, en consecuencia, una deformación. Para esta forma de onda de la corriente de placa, la tensión audifrecuente de placa posee una forma de onda igual a e_p . La forma de onda de la ten-

sión de placa se encuentra invertida si se compara con la forma de onda de la corriente de placa por cuanto un aumento en la corriente de placa produce un aumento en la caída a través de la carga de placa. La tensión sobre placa es igual a la diferencia entre la caída a través de la carga y la tensión de alimentación; así entonces, cuando aumenta la corriente de placa, disminuye la ten-

riente de placa resultante presentada por la línea i_p . Puesto que i_p es la corriente anódica que circularía sin realimentación negativa, se comprueba que la aplicación de ésta ha reducido la irregularidad en la corriente de salida. De esta manera, la realimentación negativa actúa corrigiendo cualquier componente de la corriente de placa que no corresponda a la tensión de la señal de en-

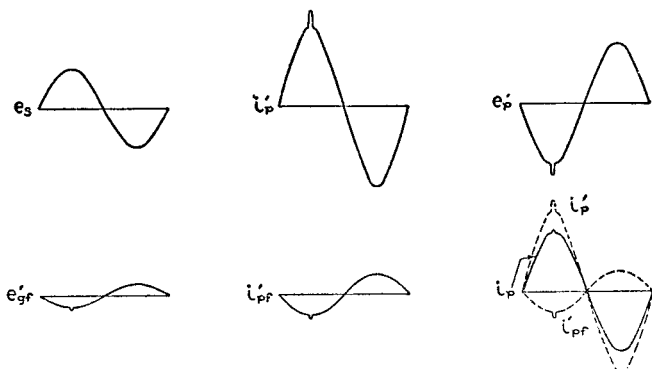


Fig. 28.

sión anódica; y cuando disminuye la corriente de placa, aumenta la tensión anódica.

Supongamos ahora haber aplicado realimentación negativa al amplificador. La tensión realimentada a la reja posee la misma forma de onda y fase que la tensión de placa, pero es de menor magnitud. Por lo tanto, con una tensión de placa con forma de onda como la presentada en e'_p , la tensión de realimentación presente sobre la reja es la que se ve por e'_{pr} . Esta tensión aplicada a la reja produce una componente de corriente de placa i'_{pr} . Es evidente que la irregularidad en la forma de onda de esta componente de la corriente de placa actúa cancelando la irregularidad original y reduciendo, en consecuencia, la deformación.

Después de aplicada realimentación negativa, las relaciones son las que se muestran en la curva correspondiente a i_p . La curva punteada presentada por i'_{pr} corresponde a la componente de la corriente de placa debida a la tensión de realimentación en reja. La curva punteada que se indica por i'_p es la componente de corriente de placa debida a la tensión de señal en reja. La suma algebraica de estas dos componentes da la co-

trada, y por lo tanto, reduce la deformación.

De la curva i_p , se aprecia que, además de reducir la deformación, la realimentación negativa reduce también la amplitud de la corriente de salida. Se desprende entonces que la aplicación de realimentación negativa a un amplificador, da lugar a una reducción de ganancia o sensibilidad a potencia, así como también una disminución en la deformación. En consecuencia, la aplicación de realimentación negativa a un amplificador involucra también la aplicación de una mayor tensión de excitación para obtener la máxima potencia de salida, pero con menos deformación.

La realimentación negativa puede aplicarse igualmente a etapas con acoplamiento a resistencias, según se muestra en la figura 29. El circuito es convencional, excepto en la conexión de una resistencia de realimentación, R_s , dispuesta entre las placas de las válvulas T_1 y T_2 . La tensión de señal de salida de T_1 y una porción de la tensión de señal de salida de T_2 aparece a través de R_s . Debido a que la deformación producida en el circuito de placa de T_2 es aplicada a su reja fuera de fase con la señal de entrada, la deformación pre-

sente a la salida de T_2 , es comparativamente baja. Con suficiente realimentación negativa del tipo de tensión constante, en una etapa amplificadora de potencia, no es necesario emplear una red de resistencia y capacidad en el circuito de salida,

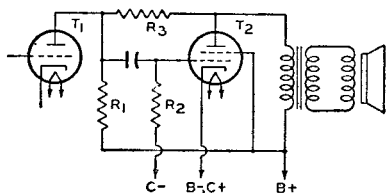


Fig. 29.

para reducir la respuesta sobre las frecuencias altas. Los circuitos de realimentación negativa pueden aplicarse igualmente a amplificadores simétricos clase A y clase AB.

La realimentación negativa de corriente constante, se obtiene, por lo común, omitiendo el capacitor de pasaje dispuesto a través de una resistencia de cátodo. Este método disminuye la ganancia y la deformación, pero aumenta la impedancia de la fuente de la válvula. En consecuencia, la tensión presente a la salida aumenta a la frecuencia de resonancia del altoparlante y acentúa los efectos indeseables del sistema reproductor.

La realimentación negativa no se aplica, por lo general, a los triodos amplificadores de potencia, como por ejemplo las 2A3, por cuanto la variación en la impedancia del parlante con la frecuencia no produce mucha deformación en una etapa a triodo que posea baja resistencia de placa. Algunas veces se aplica a etapas con válvula pentodo, pero no siempre resulta conveniente. Según se ha demostrado, cuando se hace uso de realimentación negativa en un amplificador, la tensión de excitación debe aumentarse a fin de obtener la máxima potencia de salida. Cuando se emplea realimentación negativa con válvulas pentodo, la tensión de excitación total requerida para lograr plena potencia de salida puede resultar excesivamente elevada aunque menor aún que la exigida por un triodo. Como las válvulas amplificadoras por haz electrónico proporcionan potencias de salida considerables con tensiones de excitación compara-

tivamente pequeñas, la realimentación negativa resulta especialmente aplicable a dichos tipos de válvulas. Mediante la aplicación de realimentación negativa puede combinarse un elevado rendimiento y elevada sensibilidad a potencia, con ausencia de los efectos de variación sobre la impedancia del parlante.

Seguidor Catódico

Otra aplicación importante de la realimentación negativa es el circuito seguidor catódico, ejemplo del cual se da en la figura 30. En esta aplicación la carga ha sido transferida desde el circuito de placa hasta el circuito de cátodo de la válvula. La tensión de entrada se aplica entre reja y masa y la salida se toma entre cátodo y masa. La amplificación de tensión (V.A.) de este circuito es siempre menor a la unidad y puede expresarse por las convenientes fórmulas que siguen:

Para el triodo:

$$V.A. = \frac{\mu \times R_L}{r_p + R_L (\mu + 1)}$$

Para el pentodo:

$$V.A. = \frac{g_m \times R_L}{1 + (g_m \times R_L)}$$

En estas fórmulas, μ es el factor de amplificación, R_L es la resistencia de carga en ohms, r_p la resistencia de placa en ohms y g_m la transconductancia en mhos.

El uso del repetidor catódico permite el proyecto de circuitos que poseen alta resistencia de entrada y elevada tensión de salida. La impedancia de salida es sumamente baja y puede lograrse una deformación muy reducida. Los circuitos repetidores catódicos pueden emplearse para amplificadores de potencia o también como transformadores de impedancias para adaptar una línea de transmisión o para producir una tensión de salida relativamente alta a un nivel de impedancia bajo.

En un amplificador de potencia acoplado a transformador a la carga, puede obtenerse la misma potencia de una válvula que la que se lograría con un amplificador convencional excitado en reja. La impedancia de salida es muy baja y proporciona exce-

lente amortiguamiento a la carga, con el resultado de que se obtiene una deformación muy reducida. La tensión de señal cresta a cresta es casi $1\frac{1}{2}$ veces la tensión de alimentación de placa si se exige máxima potencia de salida de la válvula. Con todo, pueden surgir problemas en el proyecto de la etapa excitadora adecuada para un sistema de salida a repetidor catódico.

Quando se emplea un circuito seguidor catódico como transformador de impedancias, la carga, usualmente, es un sencillo resistor dispuesto en el circuito de cátodo de la válvula. Con valores relativamente bajos de resistencia de cátodo, puede proyectarse el circuito para proporcionar valores de potencia apreciables así

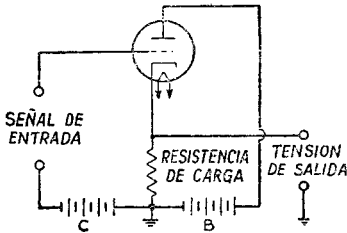


Fig. 30.

también como para poder adaptar la impedancia del dispositivo a una línea de transmisión. Con valores algo más altos de resistencia de cátodo, puede usarse el circuito para disminuir suficientemente la impedancia de salida y permitir la transmisión de señales de audiofrecuencia a lo largo de una línea en que esté presente una capacidad considerable.

El seguidor catódico puede emplearse igualmente como dispositivo separador destinado a proporcionar una resistencia de entrada extremadamente alta, baja capacidad, como las que podrían requerirse en la punta de prueba de un osciloscopio o voltímetro a válvula. Tales circuitos pueden ser proyectados para ofrecer una eficiente transformación de impedancias sin pérdida significativa de tensión.

La elección de una válvula adecuada y de sus condiciones de trabajo para el uso en un circuito seguidor catódico en base a una impedancia de salida (Z_0) especificada puede efectuarse, en la mayoría de los casos prácticos, mediante el uso de la siguiente fórmula para deter-

minar el valor aproximado de la transconductancia necesaria de la válvula:

$$g_m \text{ necesaria } (\mu\text{mhos}) = \frac{1.000.000}{Z_0 \text{ (ohms)}}$$

Una vez obtenida la transconductancia necesaria, podrá determinarse, de acuerdo con la información técnica dada en la SECCIÓN TIPOS DE VÁLVULAS, cuál es la válvula adecuada así como sus condiciones de funcionamiento establecido en la figura 23; puede usarse para calcular las condiciones de funcionamiento correspondientes a valores de transconductancia no incluidos en los datos tabulados. Una vez determinadas las condiciones de trabajo, podrá calcularse, aproximadamente, el valor necesario para la resistencia de cátodo de acuerdo con la siguiente fórmula:

Para el tríodo:

$$R_L \text{ de cátodo} = \frac{Z_0 \times r_p}{r_p - Z_0(1 + \mu)}$$

Para el pentodo:

$$R_L \text{ de cátodo} = \frac{Z_0}{1 - (g_m \times Z_0)}$$

Los valores de resistencia e impedancia se establecen en ohms; los valores de transconductancia en mhos.

Si el valor calculado del resistor de cátodo para proporcionar la impedancia de salida necesaria no proporciona la polarización de trabajo requerida, podrá modificarse el circuito básico del repetidor catódico de varios modos. Dos de las modificaciones más importantes se ilustran en las figuras 31 y 32. En la figura 31 la polarización se aumenta con el agregado de la resistencia con capacitores de pasaje entre cátodo y la resistencia de carga desprovista de capacitores y retornando la reja al extremo inferior de la resistencia de carga.

En la figura 32 la polarización se reduce agregando una resistencia con capacitor de pasaje entre el cátodo y la resistencia de carga desprovista de capacitor de pasaje, pero en este caso la reja va retornada a la unión de los dos resistores de cátodo, de modo que la tensión de polarización está constituida únicamente por la caída de tensión continua a través del resistor agregado. El valor del capacitor de pasaje debe ser suficientemente grande para ofrecer despre-

cialable reactancia a la frecuencia de trabajo más baja con que se haya de actuar. En ambos casos deberá aumentarse la fuente B para hacer frente a la tensión tomada para el circuito de polarización.

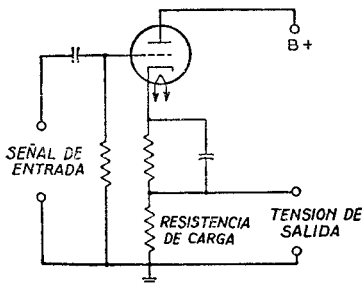


Fig. 31.

Ejemplo: Elegir una válvula adecuada y determinar las condiciones de trabajo y componentes de circuito de un repetidor catódico que posea una impedancia de salida que pueda permitir la adaptación a líneas de transmisión de 500 ohms. **Procedimiento:** En primer lugar, se determina la transconductancia aproximada que se necesita:

$$g_m \text{ necesaria} = \frac{1.000.000}{500} = 2000 \mu\text{mhos}$$

Un examen de las válvulas que poseen una transconductancia de esa magnitud revela que el tipo 12AX7 se halla entre las válvulas a tener en cuenta. Una consulta de las características establecidas en la sección de datos técnicos para una unidad triodo de un doble triodo de alto μ 12AX7 establece que para una tensión de placa de 250 V y una polarización de -2 V, la transconductancia es de 1600 μmhos , la resistencia de placa de 62500 ohms, el coeficiente de amplificación de 100 y la corriente de placa de 0,0012 A. Cuando se utilizan estos valores para determinar la resistencia de carga de cátodo, obtenemos:

$$R_L \text{ de cátodo} = \frac{500 \times 62500}{62500 - 500(100 + 1)} = 2600 \text{ ohms}$$

La tensión a través de esta resistencia, con una corriente de placa de 0,0012 ampere, es de $2600 \times 0,0012 = 3,12$ V. Puesto que la tensión de polarización necesaria es solamente de -2 se emplea el circuito modificado

que se ilustra en la figura 30. La polarización es proporcionada por una resistencia que permita lograr una caída de tensión de 2 V al ser atravesada por una corriente de 0,0012 A. Por lo tanto, la resistencia de pola-

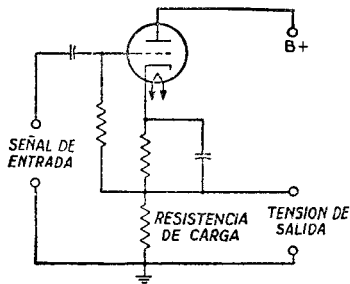


Fig. 32.

rización necesaria es $2/0,0012 = 1670$ ohms. Si 60 c/s es la frecuencia más baja a derivar, 20 μF es un valor adecuado para el capacitor de pasaje. La fuente B resulta aumentada por consiguiente por la caída de tensión a través de la resistencia de cátodo que en este ejemplo es aproximadamente de 5 volts. La fuente B, por lo tanto, será de $250 + 5 = 255$ V.

Como es deseable eliminar, al ser posible, la resistencia de polarización y el capacitor de pasaje, vale la pena buscar otras válvulas y otras condiciones de funcionamiento para obtener un valor de resistencia de carga de cátodo que proporcione igualmente la polarización necesaria. Si se trabaja la sección triodo de un doble diodo-tríodo 6AT6 bajo las condiciones establecidas en la sección de datos técnicos con una tensión de placa de 100 V y una polarización de -1 V, poseerá un coeficiente de amplificación de 70, una resistencia de placa de 54.000 ohms, una transconductancia de 1300 μmhos y una corriente de placa de 0,0008 A.

Entonces:

$$R_L \text{ de cátodo} = \frac{500 \times 54.000}{54.000 - 500 \times (70 + 1)} = 1.460 \text{ ohms}$$

La tensión de polarización obtenida a través de esta resistencia es de $1460 \times 0,0008 = 1,17$ V. Como este valor, para todas las finalidades prácticas se aproxima lo suficiente a la polarización exigida, no se necesitará resistencia adicional de polarización y la reja podrá retornarse directamente a masa. No es necesario

ajustar la tensión de la fuente B para compensar la caída producida en la resistencia de cátodo. La amplificación de tensión (V.A.) correspondiente a un circuito repetidor catódico que use la sección triodo de un tipo 6AT6 es:

$$V.A. = \frac{70 \times 1.460}{54.000 + 1.460 \times (70 + 1)} = 0,65$$

Para aplicaciones en que el repetidor catódico se use para separar dos circuitos, por ejemplo cuando se le usa entre un circuito bajo prueba y la entrada de un osciloscopio o de un voltímetro a válvula, la consideración primordial es la tensión de salida y no el equilibrio de impedancias. En tales aplicaciones es necesario utilizar una resistencia de carga de cátodo de valor relativamente alto —por ejemplo 50.000 ohms— para obtener el máximo de tensión de salida. Deberá utilizarse un circuito como el de la figura 32, para lograr la polarización correcta. Con un valor alto de resistencia de cátodo, la amplificación de tensión se aproximará a la unidad.

Filtros Correctores

Cuando no resulte aplicable el sistema de realimentación negativa, para mejorar la característica de frecuencia de una etapa de salida puede hacerse uso de un filtro corrector, en donde se utilicen válvulas amplificadoras de potencia por haz electrónico o del tipo pentodo. El filtro consta de una resistencia y un capacitor conectados en serie a través del primario del transformador de salida. Conectado de esa manera, el filtro se encuentra en paralelo con la impedancia de carga de placa reflejada por la bobina móvil mediante el transformador de salida. La magnitud de esta impedancia reflejada aumenta con la frecuencia en la parte media y superior del rango de audiofrecuencia. La impedancia del filtro, no obstante, disminuye al aumentar la frecuencia. Se deduce así que mediante el uso de valores correctos para la resistencia y capacidad del filtro, la impedancia de carga efectiva sobre las válvulas de salida puede llegarse a hacer prácticamente constante para todas las frecuencias sobre el centro y la parte superior del rango audiofrecuente. El resultado obtenido es una mejora en la caracteris-

tica de frecuencia de la etapa de salida.

La resistencia a utilizarse en un filtro para etapa simétrica es 1,3 veces la resistencia de carga de placa a placa recomendada; para una etapa simple es igual a 1,3 veces el valor recomendado para la resistencia de carga de placa. La capacidad a utilizarse en dicho filtro deberá tener un valor tal que la ganancia de tensión de la etapa de salida a una frecuencia de 1000 ciclos/segundo o mayor sea igual a la ganancia de tensión a 400 ciclos/segundo.

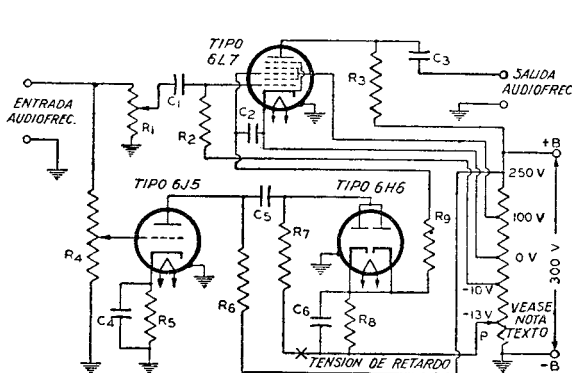
Un método para determinar el valor correcto de la capacidad a utilizarse en el filtro consiste en efectuar dos mediciones sobre la tensión de salida a través del primario del transformador de salida: la primera, cuando se aplica una señal de 400 ciclos/segundo a la entrada, y la segunda, cuando se aplica a la entrada una señal de 1000 ciclos/segundo, de la misma tensión que la señal de 400 ciclos/segundo. El valor correcto del capacitor es aquel que proporcione iguales tensiones de salida para las dos señales de entrada. En la práctica se comprueba, por lo general, que dicho valor es de 0,05 μ F aproximadamente.

Expansores de Volumen

En un amplificador fonográfico puede hacerse uso de un expansor de volumen para hacer más natural la reproducción de la música que presente un rango muy amplio de intensidad sonora. Por ejemplo, en la música de orquesta sinfónica, la intensidad de los sonidos en los pasajes fuertes es mucho mayor que durante los pasajes suaves. Durante la grabación de la música, no es posible llegar a la relación de máxima a mínima amplitud tan grande sobre la transcripción como en la música original. Por lo tanto, el proceso de grabación puede controlarse comprimiendo parcialmente sobre el disco el rango de volumen original. Para compensar esa compresión puede emplearse un expansor de volumen, que no es sino un amplificador con ganancia variable, la cual es mayor para las señales de gran amplitud que para las señales de menor amplitud. Por lo tanto, el expansor de volumen amplifica más los pasajes fuertes que los débiles.

En la figura 33 puede verse el circuito de un expansor de volumen. La acción de dicho circuito se basa en el hecho de que la ganancia de la 6L7 como amplificadora de audio-frecuencia puede ser modificada mediante la variación de la polarización sobre la reja N° 3. Al hacer menos negativa la polarización sobre la reja N° 3, aumenta la ganancia de la 6L7. En el circuito, la señal a amplificarse es aplicada a la reja N° 1 de la 6L7. Asimismo, la señal es aplicada a la reja de la 6J5, es ampli-

contacto de P. Este contacto debe ajustarse inicialmente hasta conseguir en la 6L7 una corriente de placa de 0,15 miliampere en ausencia de señal. Si se utiliza siempre la misma 6L7 no serán precisos ajustes ulteriores. Si se desea retardar la expansión de volumen hasta que la señal de entrada alcance una cierta amplitud, la tensión de retardo podrá ser aplicada como polarización negativa sobre las placas de las 6H6 sobre el punto marcado "X" en el diagrama de conexiones.



- $C_1, C_3, C_5 = 0,1 \mu F$
- $C_2, C_4, C_6 = 0,5 \mu F$
- $R_1 =$ Potenciómetro de 1 megohm (control de volumen).
- $R_2 = 1$ megohm.
- $R_3, R_6 = 100.000$ ohms 1 watt.
- $R_4 = 1$ megohm, potenciómetro (control de expansión).
- $R_5 = 10.000$ ohms, 0,1 watt.
- $R_7 = 100.000$ ohms, 0,1 watt.
- $R_8 = 250.000$ ohms, 0,1 watt.
- $R_9 = 500.000$ ohms, 0,1 watt.

Fig. 33.

ficada por ésta, y es rectificadora por la 6H6. La tensión rectificadora desarrollada a través de R_8 , resistencia de carga de la 6H6, es aplicada como tensión de polarización positiva a la reja N° 3 de la 6L7. Luego entonces, cuando aumenta la amplitud de la señal de entrada, crece la tensión a través de R_8 , y la polarización sobre la reja N° 3 de la 6L7 se hace menos negativa. Debido a ello aumenta la ganancia de la 6L7, y la ganancia del amplificador se eleva con el aumento de amplitud de la señal, produciéndose así la expansión de volumen de la misma. La ganancia del expansor varía entre 5 y 20.

La reja N° 1 de la 6L7 es una reja de μ variable y por lo tanto produciría deformación si la tensión de la señal de entrada fuera demasiado elevada. Por esta razón, la señal de entrada sobre la 6L7 no debe exceder de un valor de cresta de 1 volt. La tensión de polarización de la reja N° 3, en ausencia de señal, es controlada por el desplazamiento del

Todos los puntos terminales del divisor de tensión de la fuente de alimentación deben encontrarse adecuadamente derivados mediante capacitores.

Inversores de Fase

Para obtener el acoplamiento a resistencias entre la salida de una etapa simple y la entrada de una etapa simétrica se hace uso de circuitos inversores de fase. La necesidad de contar con un inversor de fase se debe al hecho de que las tensiones de entrada sobre las rejillas de una etapa en disposición simétrica deben encontrarse 180 grados fuera de fase y ser aproximadamente de igual amplitud. Vale decir, que en una etapa simétrica, cuando la tensión de entrada actúa sobre una de las rejillas del "push-pull" en un sentido positivo, deberá excitar a la otra reja en un sentido negativo, con igual amplitud. Cuando se hace uso de acoplamiento a transformador, las tensiones defasadas de entrada pueden ob-

tenerse de la salida de una etapa simple por medio de un secundario con derivación central. Cuando se emplea acoplamiento a resistencias, las tensiones defasadas pueden lograrse mediante un inversor de fase.

La figura 34 muestra un amplificador de potencia simétrico, con acoplamiento a resistencias, por medio de un circuito inversor de fase que actúa sobre una etapa simple a triodo, T_1 . La inversión de fase en este circuito se logra mediante el triodo T_2 . La tensión de salida de T_1 se aplica a la reja de T_3 . Parte de la tensión de salida de T_1 se aplica también, a través de R_2 y R_3 a la reja de T_2 . La tensión de salida de T_2 se aplica a la reja de T_1 .

Quando la tensión de salida de T_1 varía en sentido positivo, aumenta la corriente de placa de T_2 . Esta ac-

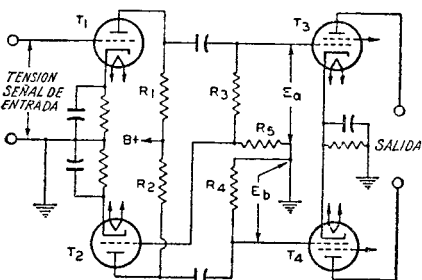


Fig. 34.

ción aumenta la caída de tensión a través del resistor de placa R_2 y hace que la placa de T_2 se haga negativa. De este modo al hacerse positiva la tensión de salida de T_1 , la tensión de salida de T_2 lo es negativa y por lo tanto se halla 180° fuera de fase con la tensión de salida de T_1 .

Con el fin de obtener iguales tensiones en E_a y E_b , $(R_3 + R_5)/R_5$ debe ser igual a la ganancia de T_2 . En estas condiciones cuando se utiliza una válvula doble o dos válvulas que posean las mismas características en T_1 y T_2 , R_1 deberá ser igual a la suma de R_3 y R_5 . La relación de R_5 con respecto a R_3 más R_5 deberá ser igual a la relación de ganancia de tensión de T_2 para aplicar el valor correcto de tensión de señal a T_2 ; el valor de R_5 es por lo tanto igual a R_4 dividido por la ganancia de tensión de T_2 ; R_3 es igual a R_4 menos R_5 .

Los valores de R_1 , R_2 , R_3 más R_5 y R_4 pueden tomarse de las tablas de la SECCIÓN AMPLIFICADORES

CON ACOPLAMIENTO A RESISTENCIAS. En la aplicación práctica de este circuito, conviene el uso de una válvula doble triodo que combine T_1 y T_2 .

Controles de tono

Un control de tono es un filtro variable (o uno en el que por lo menos uno de sus elementos es ajustable) por medio del cual se puede variar a gusto del oyente la respuesta

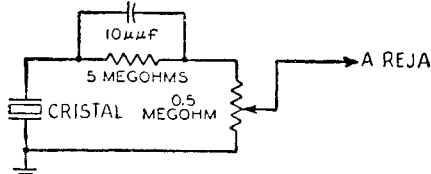


Fig. 35.

de frecuencia de un amplificador. En los receptores de radio y amplificadores para el hogar, el control de tono consiste generalmente en una combinación de resistencia y capacitancia en la cual la resistencia es el elemento variable.

El tipo más simple de control de tono es una disposición fija de compensación de tono o "ecualizadora" como la ilustrada en la Fig. 35. Este circuito se usa a menudo para ecualizar la respuesta en alta y baja frecuencia de un fonocaptor de cristal. En bajas frecuencias, la atenuación de este circuito es de 20,8 dB. Al aumentar la frecuencia, el capacitor de $100 \mu\text{F}$ sirve como capacitor de derivación para el resistor de 5 megohms, y la impedancia combinada del conjunto capacitor-resistor disminuye. Es así como en altas frecuencias aparece sobre el resistor de 0,5 megohm una parte mayor de la salida

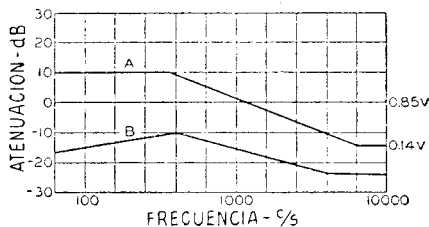


Fig 36

del cristal que la que aparece en bajas frecuencias, por lo que la respuesta de frecuencia sobre la reja es

razonablemente plana en una amplia gama de frecuencias. La Fig. 36 ilustra la comparación entre la salida del cristal (curva A) y la salida del circuito ecualizador (curva B). La curva de respuesta puede "aplanarse" más aún si se aumenta la atenuación en bajas frecuencias cambiando el resistor de 0,5 megohm por uno de 0,125 megohm.

El control de tono de la Fig. 37 consta de dos etapas con controles de graves y agudos completamente separados. En la Fig. 38 vemos las representaciones simplificadas del control de graves de este circuito cuando se lleva el potenciómetro a sus posiciones extremas (generalmente indi-

un divisor de tensión de frecuencia variable. Dando valores adecuados a los componentes, se puede hacer que responda a cambios del potenciómetro R_3 sólo para bajas frecuencias (abajo de 1000 ciclos).

En la Fig. 39 vemos las posiciones extremas del control de agudos. La atenuación de los dos circuitos es prácticamente la misma para 1000 ciclos. El circuito de "máx." agudos es similar al ecualizador para cristal de la Fig. 35. En el circuito de agudos "mín.", los elementos RC en paralelo sirven para atenuar la tensión de señal todavía más, ya que el capacitor está en derivación con la resistencia en la salida. El efecto del ca-

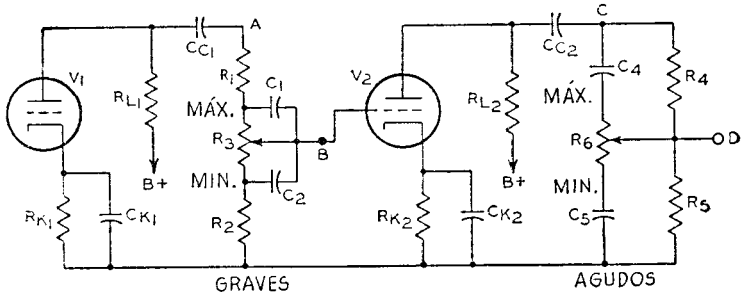


Fig. 37.

cadas como "máx." y "mín."). En este circuito, como en el ecualizador para cristal de la Fig. 35, la combinación en paralelo RC es el factor de control. Para el "máx." de graves, el capacitor C_2 actúa como derivación capacitiva del resistor R_3 haciendo que aparezca menos impedancia en la salida a frecuencias altas que a frecuencias bajas. En la posición "mín.",

pacitor es ínfimo en bajas frecuencias; por sobre los 1000 ciclos, la tensión de señal tiene una atenuación máxima de 6 dB por octava.

La ubicación de un control de tono es de gran importancia. En un receptor de radio común, puede insertarse en el circuito de placa de la válvula amplificadora de potencia, en el circuito de acoplamiento entre la

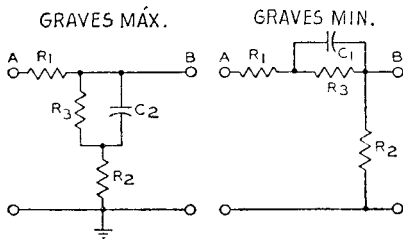


Fig. 38.

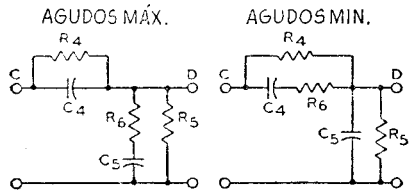


Fig. 39.

la combinación en paralelo se desplaza y es ahora C_1 el que actúa como derivación de R_3 dando una salida mayor en las altas frecuencias que en las bajas. En realidad, el circuito es

primera válvula amplificadora de a.f. y la válvula amplificadora de potencia, o en el circuito de rejilla de la primera válvula. En un amplificador que emplee una válvula amplificadora de

potencia por haces electrónicos o un pentodo amplificador de potencia sin realimentación negativa es conveniente conectar un filtro de resistencia-capacitancia a través del primario del transformador de salida. Este filtro puede combinarse con un control de tono adicional ubicado separadamente o puede ser él mismo el control de tono. Si se usa realimentación negativa en el amplificador, el control de tono puede insertarse en el circuito de realimentación o conectarse a una parte del amplificador externa al lazo de realimentación. La ganancia total de un control de tono bien diseñado debe aproximarse a la unidad.

Limitadores

Un amplificador puede utilizarse igualmente como limitador. La aplicación de un dispositivo de tal naturaleza se efectúa en receptores proyectados para la recepción de señales de modulación de frecuencia. El limitador en tales receptores tiene la misión de eliminar las variaciones de amplitud desde la entrada hasta el detector. Como en un sistema de MF, las variaciones de amplitud se deben principalmente a perturbaciones originadas por ruidos, el uso de un limitador evita tales perturbaciones y por lo tanto, las mismas no son reproducidas por el sistema de audio-frecuencia de salida. El limitador, usualmente sigue a la última etapa de f.i. donde puede reducir a un mínimo los efectos de las perturbaciones que llegan con la portadora de r.f. y las producidas localmente.

El limitador, en esencia, es un amplificador de tensión de f.i. proyectado para un funcionamiento bajo saturación. Esta última forma de trabajo significa que un aumento en la tensión de señal por sobre un cierto valor produce muy poco aumento en la corriente anódica. Una tensión de señal que nunca es menor que lo suficiente para causar saturación del limitador, aun en presencia de señales débiles, es aplicada a la entrada del limitador por las etapas precedentes. Cualquier variación de amplitud, por lo tanto, como la que podría originarse por fluctuaciones de tensión de ruido, no es reproducida en la salida del limitador. La acción limitadora, desde luego, no interfiere con la reproducción de las variaciones de frecuencia.

La saturación de corriente anódi-

ca del limitador puede lograrse mediante el empleo de polarización con capacitor y resistencia de escape de reja N^o 1 con las tensiones de placa y reja N^o 2, reducidas si se las compara con las condiciones de funcionamiento comunes en un amplificador de f.i.

Como resultado de estas características de proyecto, el limitador es capaz de mantener su tensión de salida a una amplitud constante sobre una amplia gama de tensiones variables de señal de entrada. La salida del limitador es una tensión de f.i. modulada en frecuencia, cuyo valor central es el del amplificador de f.i. Esta tensión se aplica a la entrada del detector.

La recepción de las señales de MF sin severa deformación exige que la respuesta del receptor sea tal que proporcione satisfactoria amplificación de la señal a lo largo de la gama total de desviación de frecuencia desde la frecuencia central. Como la frecuencia en cualquier instante depende de la modulación en ese instante, se desprende que la atenuación excesiva hacia los extremos de la banda, en las etapas de r.f. ó f.i., puede producir deformación. En un receptor de alta fidelidad, los amplificadores deben ser capaces de amplificar, para la máxima desviación permisible de frecuencia de 75 kilociclos/segundo, una banda de un ancho de 150 kc/s. Para tales propósitos resultan adecuadas las válvulas 6BA6 y 6BJ6.

Amplificadores de R. F. para Televisión

Todas las etapas amplificadoras generan cierta cantidad de ruido como consecuencia de la agitación térmica de los electrones en los resistores y otros componentes, pequeñas variaciones de la emisión catódica en las válvulas (efecto granalla o "shot"), y pequeñísimas corrientes de reja en las válvulas amplificadoras. En los receptores de radio y de televisión, el ruido generado en la primera etapa es a menudo el factor dominante en el establecimiento de la sensibilidad global del receptor. La "sección frontal" del receptor, en consecuencia, se diseña siempre con especial consideración de las características de ganancia y de ruido.

Los circuitos de entrada de los sintonizadores de los receptores de tele-

visión de v.h.f. (frecuencias muy elevadas) utilizan indiferentemente un triodo o un pentodo en la etapa de r.f. Tales etapas deben amplificar señales comprendidas entre 55 y 216 Mc y que tienen un ancho de banda de 4,5 Mc, aunque el sintonizador se alinea por lo general de modo que tenga un ancho de banda de 6 Mc a fin de asegurar el perfecto cubrimiento de la banda. En los primitivos sintonizadores se preferían los pentodos a los triodos, en razón de los problemas de estabilidad que venían a crear las elevadas capacitancias de placa a reja de los triodos.

El uso de triodos duales en circuitos excitados por cátodo con acoplamiento directo hace posible el funcionamiento estable con las ventajas de las características de bajo ruido de los triodos.

Los pentodos y tetrodos no ofrecen la sensibilidad de los triodos debido al "ruido de partición" introducido por la reja pantalla. El circuito de acoplamiento directo y excitación por cátodo, proporciona la ganancia y la capacidad de estabilidad del pentodo junto con el bajo ruido de una etapa de entrada triódica. Como la etapa excitada por cátodo presenta una carga de baja impedancia a la etapa conectada a masa, su ganancia es muy baja y no hay necesidad de neutralizar la capacitancia de reja a placa. Se usa a menudo una impedancia interetapas, generalmente una inductancia en serie con la placa de la primera etapa y el cátodo de la segunda, para lograr cierta adaptación de impedancias entre las unidades. La porción del circuito excitada por cátodo, se adapta a la red de entrada y realiza la mayor parte de la ganancia de la etapa. Como la realimentación del circuito excitado por cátodo se lleva por la capacitancia placa-cátodo, que generalmente es muy pequeña, se consigue una excelente aislación entre la antena y el oscilador local.

El desarrollo de triodos simples con baja capacitancia reja-placa, ha hecho posible el diseño de un circuito neutralizado de r.f. con triodos. La 6BN4 ha sido usada comercialmente en circuitos triódicos neutralizados. Válvulas como la 6FH5 y la 6ER5, ahora de uso común, fueron especialmente diseñadas para facilitar la neutralización de un circuito con cátodo a masa sobre toda la gama de

frecuencias. El circuito amplificador de r.f. neutralizado por puente se usa mucho en los sintonizadores de televisión. En este circuito, una porción de la señal de salida vuelve a la reja defasada con respecto a la señal de realimentación de la capacitancia reja-placa. Este circuito proporciona ganancia excelente y bajo ruido con funcionamiento estable sobre toda la banda.

Amplificadores de Video

La etapa amplificadora de video de un receptor de televisión emplea por lo general una válvula pentódica especialmente diseñada para amplificar la ancha banda de frecuencias contenida en la señal de video, y, al mismo tiempo, para proporcionar una elevada ganancia por etapa. Los pentodos son más convenientes que los triodos en esta función porque poseen una alta transconductancia (por lo que proporcionan una gran ganancia), junto con bajas capacitancias interelectrónicas de entrada y de salida (lo que permite satisfacer las exigencias de ancho de banda). Puede establecerse como "factor de mérito" aproximado para las válvulas utilizadas en este servicio haciendo la relación entre su transconductancia, g_m , y la suma de sus capacitancias de entrada y de salida, C_{en} y C_{sal} , del modo siguiente:

$$\text{Factor de mérito} = \frac{g_m}{C_{en} + C_{sal}}$$

Los valores típicos de este factor son del orden de 500×10^6 o mayores.

La etapa amplificadora de video típico, tal como la muestra la figura

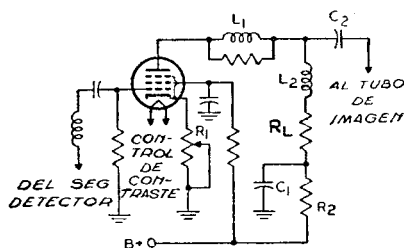


Fig. 40.

40, va conectada entre el segundo detector del receptor de televisión y el tubo de imagen. El control de contraste, R_1 en este circuito, controla la

ganancia de la válvula amplificadora de video. La inductancia L_2 , en serie con la resistencia de carga R_L , mantiene la impedancia de carga en un valor relativamente constante independientemente de la frecuencia. La inductancia L_1 separa la capacitancia de salida de la válvula, de manera que sólo quede en paralelo con la carga la capacitancia dispersa del circuito. Como consecuencia, es posible utilizar un mayor valor en la resistencia de carga sin afectar la respuesta de frecuencia ni las relaciones de fase. El circuito desacoplador, C_1R_2 , tiene por objeto mejorar la respuesta a las frecuencias bajas. Las válvulas habitualmente empleadas como amplificadoras de video incluyen la 6CL6 y la 12BY7, o las secciones pentódicas de los tipos 6AW8 y 6AN8.

El amplificador de luminancia de un receptor de televisión en color es un amplificador convencional de video que tiene un ancho de banda de aproximadamente 3,5 Mc. En un receptor de color, la porción de la salida del segundo detector que está comprendida dentro de la banda de frecuencias que va aproximadamente de 2,4 a 4,5 Mc, pasa a un amplificador pasabanda, como se ve en el diagrama de bloques de la figura 41. La señal de sincronización de color,

La etapa supresora de color aplica una tensión de polarización al amplificador pasabanda en ausencia de la señal de sincronización de color, de modo que la sección de color, o canal de crominancia, del receptor, pueda permanecer inactivo durante la recepción de señales de blanco y negro. Un control de umbral varía la polarización y controla el nivel de las señales de sincronización de color para el cual funciona la etapa supresora.

La salida del oscilador de 3,58 Mc y la salida del amplificador pasabanda pasan a los circuitos demoduladores de fase y de amplitud. La salida de cada circuito demodulador es una representación eléctrica de la señal de diferencia de color, es decir, una señal de color completa menos la señal de blanco y negro o señal de luminancia. Las dos señales de diferencia de color se combinan de modo de producir una tercera señal de diferencia de color; cada una de estas señales representa entonces un color primario.

Las tres señales de diferencia de color se aplican entonces a las rejas de los tres cañones electrónicos del tubo de imagen de color, caso en que la señal de luminancia puede ser aplicada simultáneamente a los tres cátodos. Las señales de crominancia y de luminancia combinanse de este modo para producir la imagen de color. En ausencia de información de color transmitida, el canal de crominancia queda bloqueado por la acción del supresor de color, según se ha descrito, y sólo se aplica la señal de luminancia al tubo de imagen, con lo que se obtiene una imagen en blanco y negro.

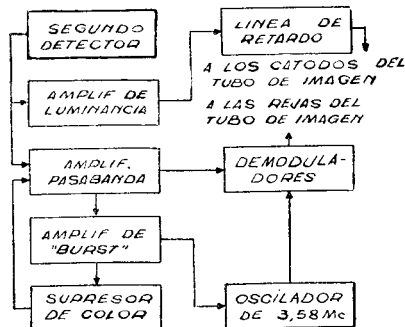


Fig. 41.

o "burst", contenida en esta señal puede entonces ser aplicada a una válvula de "control de burst" ("burst-keyer"). Al mismo tiempo, a esta válvula se aplica un pulso horizontal retardado. La salida de la válvula de control de "burst" se aplica al amplificador de "burst", de donde pasa al oscilador de 3,58 Mc y a la etapa supresora de color ("color-killer").

Circuitos de Sincronización de Televisión

Además de la información de imagen, la señal de video compuesta suministrada al receptor de televisión contiene cierta información destinada a asegurar que la imagen producida en el receptor esté sincronizada con la imagen que "ve" la cámara o el tubo de toma. Los pulsos de sincronización, que tienen una mayor amplitud que la señal de video, disparan los generadores de barrido del receptor cada vez que el haz electrónico del tubo de toma termina de re-

correr una línea o un campo, según el caso.

Los pulsos de sincronización contenidos en la señal de video compuesta pueden ser separados de la información de video en la salida del segundo detector o detector de video por medio del circuito triódico ilustrado en la figura 42. En este circui-

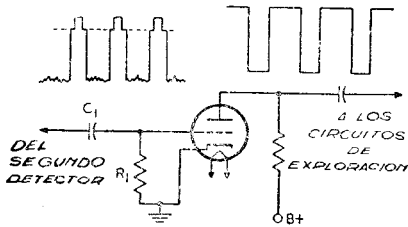


Fig. 42.

to, la constante de tiempo de la red R_1C_1 es grande en comparación con el intervalo entre pulsos. Durante cada uno de los pulsos, la rejilla llega a ser positiva y toma cierta corriente, con lo que se carga el capacitor C_1 . En consecuencia, la rejilla desarrolla una tensión de polarización que es ligeramente mayor que la tensión de corte de la válvula. Debido a que la corriente de placa sólo circula durante el desarrollo de cada pulso de sincronización, sólo los pulsos de sincronización aparecen en la salida. Esta etapa **separadora de sincronización** distingue así entre los pulsos de sincronización y la información de video. En razón de que la polarización desarrollada por la rejilla es proporcional a la intensidad de la señal de entrada, el circuito ofrece la ventaja adicional de ser relativamente independiente de las fluctuaciones de la señal.

Debido a que el haz electrónico explora la pantalla del tubo de imagen con velocidades horizontal y vertical diferentes, el receptor incorpora dos generadores de barrido. La frecuencia de repetición del barrido vertical es de 60 ó de 50 ciclos (según las normas que se utilicen), mientras que la frecuencia de repetición del generador horizontal es de aproximadamente 15.750 ciclos por segundo en las normas norteamericanas adecuadas para el sistema compatible de televisión en color, y de 15.625 ciclos en las normas europeas y argentinas para televisión en blan-

co y negro. La señal de video compuesta incluye la información necesaria para que cada generador de barrido derive de ella su correcta sincronización. Se suministra un pulso de sincronización horizontal al término de cada línea horizontal. Al final de cada campo se envían, en cambio, varios pulsos de mayor duración que los pulsos de sincronización horizontal, a fin de obrar así sobre el generador vertical. La información vertical y la información horizontal se separan por medio de circuitos diferenciadores e integradores.

Rectificación

A la acción rectificadora de un diodo cabe importantes aplicaciones: alimentar con corriente continua un receptor conectado a la red de corriente alternada y suministrar una alta tensión continua a partir de un pulso de alta tensión. Una disposición típica para convertir c.a. en c.c. incluye una válvula rectificadora, un filtro y un divisor de tensión. La acción rectificadora de la válvula se explicó brevemente bajo el título de **Diodos, en ELECTRONES, ELECTRODOS y SECCION VALVULAS ELECTRONICAS**. La rectificación de pulsos de

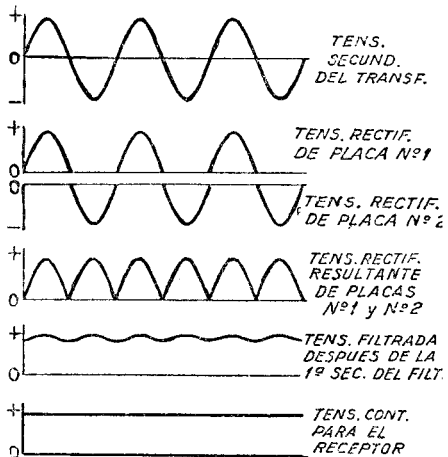


Fig. 43.

alta tensión se describe más adelante en el párrafo **Circuitos de Salida Horizontal**.

La acción del filtro se explica en la **SECCION INSTALACION VALVULAS ELECTRONICAS**, bajo el

título *Filtros*. Su función consiste en eliminar el zumbido presente a la salida de la válvula rectificadora, según se indica en la figura 43, y aumentar el rendimiento del rectificador. El divisor de tensión se utiliza para obtener las diferentes tensiones requeridas por las placas y los otros electrodos de las válvulas del receptor.

En la figura 44, aparecen un **rectificador de media onda** y un **rectificador de onda completa**. En el circuito de media onda, la corriente cir-

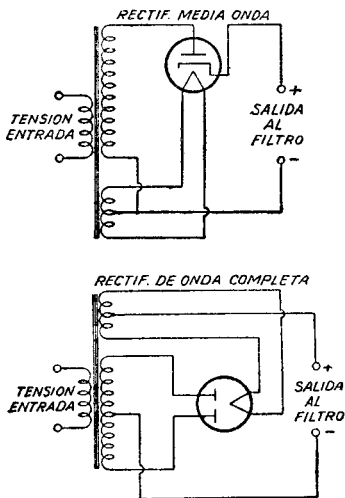


Fig. 44.

cula a través de la válvula rectificadora hacia el filtro, cuando la placa es positiva con respecto al cátodo. En el circuito de onda completa la corriente circula hacia el filtro en cada semiciclo, mediante la placa N° 1 sobre el semiciclo en que ésta es positiva con respecto al cátodo, y por medio de la placa N° 2, cuando la misma es positiva con respecto al cátodo.

Como el flujo de corriente sobre el filtro es más uniforme en un circuito de onda completa que en un circuito de media onda, el circuito de salida del primero requiere menos filtraje. Los datos sobre el funcionamiento y circuitos de rectificadores se establecen individualmente en cada tipo de rectificadora y en la **SECCIÓN CIRCUITOS**.

El funcionamiento en paralelo de las válvulas rectificadoras permite obtener una mayor corriente de salida que la obtenible con el uso de una

sola válvula. Por ejemplo, cuando se conectan dos rectificadoras de onda completa en paralelo, las placas de cada una de las válvulas se unen entre sí y cada válvula actúa como una rectificadora de media onda. La tensión disponible y las condiciones de carga por válvula son las mismas que para las funciones de rectificadora de onda completa, pero la capacidad de carga del rectificador completo es de aproximadamente el doble.

Cuando se conectan en paralelo válvulas rectificadoras de vapor de mercurio, debe disponerse una resistencia estabilizadora de 50 a 100 ohms en serie con cada una de las placas a fin de que cada válvula "maneje" igual carga. El valor de la resistencia a utilizarse dependerá de la intensidad de la corriente de placa que pase a través de la rectificadora. Una menor corriente anódica requerirá un valor más alto de resistencia; mientras que una alta corriente de placa exigirá un bajo valor de resistencia.

Al conectar en paralelo las placas de las válvulas rectificadoras de mercurio, deben conectarse similarmente los correspondientes terminales de filamento. Si no se procede en la forma señalada, las caídas de tensión internas en las válvulas resultarán considerablemente desproporcionadas.

Podrán conectarse dos o más válvulas rectificadoras del tipo de alto vacío a fin de obtener una mayor corriente de salida; como consecuencia de tal tipo de conexión, las resistencias internas, al hallarse en paralelo, permitirán una mayor tensión de salida. Con tipos a alto vacío, las resistencias estabilizadoras pueden o no ser necesarias, dependiendo tal cosa del tipo de válvula y circuito.

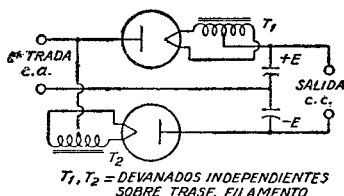


Fig. 45.

En la figura 45 puede apreciarse un circuito **doblador de tensión**. La denominación de este circuito deriva del hecho que su tensión continua de

salida puede ser el doble del valor de cresta de la c.a. de entrada. Básicamente, un doblador de tensión es un circuito rectificador dispuesto de tal modo que la tensión de salida de dos rectificadores de media onda se halla en serie.

Brevemente, la acción del circuito es la siguiente. Sobre el semiciclo positivo de la tensión alterna de entrada, cuando el lado superior de la línea de entrada de c.a. es positivo con respecto al lado inferior, el diodo de arriba pasa corriente, proporcionando una carga positiva al capacitor de arriba. Al acumularse una carga positiva sobre la placa superior del capacitor se desarrolla una tensión positiva a través de éste. Durante el semiciclo siguiente de la tensión alterna de entrada, cuando el lado superior de la línea es negativo con respecto al lado de abajo, por el diodo inferior pasa corriente desarrollándose una tensión negativa a través del capacitor de abajo.

Cuando no se toma corriente alguna de los terminales de salida de

onda completa, por cuanto cada rectificadora pasa corriente a la carga sobre cada mitad del ciclo de entrada de c.a.

Para el uso como dobladoras de tensión se dispone, entre otras, de dos tipos de válvulas especialmente proyectadas para tal propósito: la 25Z6-GT y la 117Z6-GT. Estas válvulas encierran dentro de una misma ampolla dos diodos independientes. Como dobladoras de tensión, tales válvulas se utilizan en receptores de alimentación universal, o sea para ambas corrientes (N. del T.: Ello ocurre con más frecuencia en aquellos países en donde la tensión de las líneas de canalización es de 110 volts, como en EE. UU., por ejemplo). En dichos receptores, los calefactores de todas las válvulas del equipo se encuentran conectadas en serie con una resistencia reductora de tensión a través de la línea. Las conexiones para la alimentación del circuito de calefactor y el circuito correspondiente al doblador de tensión aparecen en las figuras 46 y 47.

CIRCUITO DOBLADOR DE TENSION
DE ONDA COMPLETA

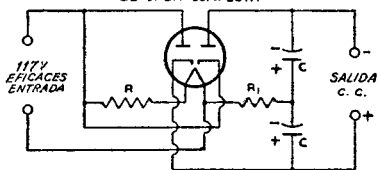


Fig. 46.

R = LOS CALEFACTORES DE LAS OTRAS VALVULAS,
EN SERIE CON LA RESISTENCIA REDUCTORA
DE TENSION
*R*₁ = RESISTENCIA PROTECTORA

CIRCUITO DOBLADOR DE TENSION
DE MEDIA ONDA

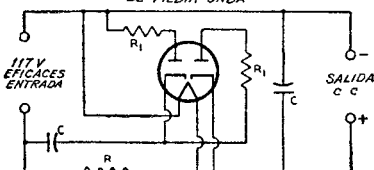


Fig. 47.

los capacitores, cada uno de los mismos puede cargarse hasta una tensión de magnitud E , esto es, el valor de cresta de la c.a. de entrada. Puede verse por el diagrama que con una tensión de $+E$ volts sobre un capacitor y $-E$ volts sobre el otro, la tensión total a través de los capacitores es $2E$. De ese modo el doblador de tensión proporciona una tensión continua de salida en ausencia de carga igual al doble del valor de cresta de la tensión alterna de entrada. Cuando por la carga se toma corriente de los terminales de salida, la tensión de salida resulta inferior a $2E$ en un valor que depende de la magnitud de la corriente de carga y capacidad de los capacitores. La disposición presentada en la figura 45 se denomina doblador de tensión de

Con el circuito doblador de tensión de onda completa de la figura 46, no podrá conectarse la carga a tierra o a un extremo de la línea de canalización de corriente alterna. Ello ofrece ciertas desventajas cuando los calefactores de todas las válvulas se hallan conectados en serie con una resistencia reductora unida a la línea de c.a. Tal disposición en el circuito puede producir zumbido debido al alto potencial alterno entre los calefactores y los cátodos de las válvulas.

El circuito de la figura 47 elimina esta dificultad haciendo común un lado de la línea de c.a. con el extremo negativo del circuito de carga. En este circuito una mitad de la válvula se usa para cargar un capacitor que, en el semiciclo siguiente, se descar-

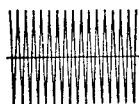
ga en serie con la tensión de la línea a través de la otra mitad de la válvula. Este circuito se denomina doblador de tensión de media onda por cuanto la corriente rectificad fluye hacia la carga sólo sobre semiciclos alternados del ciclo de c.a. La constancia de tensión de este sistema es algo más deficiente que la de un doblador de tensión de onda completa.

Detección

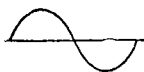
Quando una radiodifusora transmite música, voz o video, la estación irradia una onda de radiofrecuencia que puede ser, según el caso, de dos tipos generales. En uno de ellos, se dice que la onda está modulada en amplitud cuando su frecuencia se mantiene constante y varía su amplitud. En el otro tipo, la onda es modulada en frecuencia manteniéndose la amplitud prácticamente constante; lo que varía es la frecuencia. En el receptor se persigue reproducir la señal moduladora original extrayéndola de la onda de r.f. modulada. La etapa del receptor que lleva a cabo la demodulación se denomina etapa demoduladora o detectora.

Detección de MA

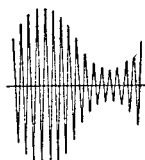
El efecto de la modulación de amplitud sobre la forma de la onda de r.f. puede apreciarse en la figura 48.



PORTADORA R.F.
SIN MODULAR



ONDA MODULADA B F



ONDA R F
MODULADA

Fig. 48.

En general, se hace uso de tres distintos tipos de circuitos detectores: el detector por diodo, el detector por polarización de rejilla, y el detector por escape de rejilla. Estos circuitos detectores son idénticos entre sí en el hecho que eliminan, ya sea parcial o completamente, los semiciclos de la onda de r.f. Eliminados los mismos, las variaciones de audiofrecuencia de la otra mitad de la onda de radiofrecuencia pueden ser amplificadas para actuar sobre un altoparlante o teléfonos.

En la figura 49 aparece un circuito detector por diodo. La acción de este circuito cuando se aplica una onda de r.f. modulada, queda ilustrada en la figura 50. La tensión de r.f.

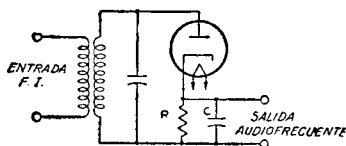


Fig. 49.

aplicada al circuito, se muestra en líneas finas, mientras que la tensión de salida a través del capacitor C aparece en línea gruesa.

Entre los puntos a y b sobre el primer semiciclo positivo de la tensión r.f. aplicada, el capacitor C se carga hasta el valor de cresta de la tensión de r.f. Luego, cuando la tensión de r.f. aplicada descende a partir de su valor de cresta, el capacitor mantiene al cátodo a un potencial más positivo que la tensión aplicada a la placa. De ese modo el capacitor, temporariamente, anula la corriente a través del diodo. Al ocurrir tal cosa, el capacitor se descarga, de b a c, a través de la resistencia de carga del diodo, R.

Quando aumenta la tensión de r.f. sobre placa lo suficiente como para

exceder el potencial al cual el capacitor mantiene al cátodo, circula corriente nuevamente y el capacitor se carga en d hasta el valor de cresta del segundo semiciclo positivo. De esta manera la tensión a través del capacitor sigue el valor de cresta de la tensión de r.f. aplicada, reproduciendo así la modulación audiofrecuente.

Como se observará en la figura 50, la curva de tensión a través del capacitor se encuentra algo "dentada". Sin embargo, esas irregularidades

des, que representan una componente de radiofrecuencia en la tensión a través del capacitor, se encuentran exageradas en el grabado. En un circuito real, la componente de la corriente de r.f. a través del capacitor es despreciable. Por lo tanto, cuando la tensión a través del capacitor es amplificadora, la salida del amplificador reproduce la palabra o música propalada desde la estación transmisora.

Otra forma de interpretar la acción de un diodo detector consiste en considerar el circuito como un rectificador de media onda. Cuando la señal de r.f., en los semiciclos positivos, da lugar a que la válvula conduzca, circula corriente rectificada a través de la resistencia de carga R. Como la tensión continua de salida de una rectificadora depende de la tensión

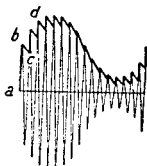


Fig. 50.

alterna de entrada, la tensión continua a través del capacitor C varía de acuerdo con la amplitud de la portadora de r.f. y de ese modo reproduce la señal de audiofrecuencia. El capacitor C debe ser lo suficientemente grande para filtrar las variaciones de r.f. o f.i., pero no deberá ser, empero, tan grande como para afectar las variaciones audiofrecuentes. Pueden conectarse dos diodos en un circuito similar a un rectificador de onda completa. Sin embargo, en la práctica las ventajas de esta conexión no justifican la complicación extra del circuito.

El método de detección por diodo presenta sobre los otros métodos la ventaja de producir menor deformación. La razón de ello se debe a que la característica dinámica puede hacerse más lineal que la de otros detectores. Posee, sin embargo, la desventaja de que no amplifica la señal, y que toma corriente del circuito de entrada y por lo tanto reduce la selectividad del mismo. No obstante, como el método de detección por diodo produce menos deformación y en virtud de que permite el uso de cir-

cuitos simples para el control automático de sensibilidad sin necesidad de fuente de tensión adicional, el método de detección por diodo es ampliamente utilizado en los receptores de radiodifusión.

En la figura 51 puede apreciarse un circuito típico de detector por diodo

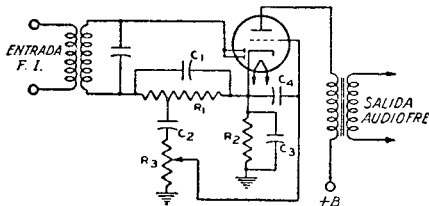


Fig. 51.

do en el que se emplea una válvula doble diodo-tríodo. Ambos diodos se hallan conectados entre sí. En dicho circuito, R_1 es la resistencia de carga del diodo. Una porción de la tensión de audiofrecuencia desarrollada a través de una resistencia es aplicada a la reja del tríodo a través del control de volumen R_3 . En un circuito típico el resistor R_1 puede tener derivación de modo que las cinco sextas partes de la tensión total de audiofrecuencia a través de R_1 se aplique al control de volumen. Tal derivación no sólo reduce la tensión de salida del circuito detector sino que también disminuye la deformación audiofrecuente y mejora el filtraje en r.f. La polarización continua para la sección tríodo se logra mediante la resistencia de polarización catódica R_2 y el capacitor de pasaje de audiofrecuencia C_3 . La función del capacitor C_2 consiste en bloquear la polarización continua del cátodo con respecto a la reja. A su vez la función del capacitor C_4 , es pasar al cátodo cualquier tensión de r.f. sobre la reja. En dicho circuito puede utilizarse también un doble diodo-pentodo. Con un pentodo, la salida de la sección de audiofrecuencia deberá encontrarse acoplada a resistencias en lugar de utilizar acoplamiento a transformador.

En la figura 52, puede verse otro circuito detector por diodo, conocido bajo la denominación de circuito polarizado por diodo. En tal circuito, la reja del tríodo se encuentra directamente conectada a una derivación sobre la resistencia de carga del diodo. Cuando se aplica al diodo una ten-

sión radiofrecuente de entrada, la tensión continua sobre la derivación proporciona la polarización a la reja de control. Cuando la señal de r.f. es modulada, la tensión de audiofrecuencia sobre la derivación es aplicada a la reja, siendo amplificada por el triodo.

La ventaja de este circuito sobre la disposición con autopolarización presentada en la figura 51 reside en que los circuitos con polarización por diodo no utilizan capacitor entre la reja y la resistencia de carga del diodo y, por lo tanto, no producen tanta deformación sobre las señales con un alto porcentaje de modulación.

Sin embargo, existen ciertas restricciones en el uso de los circuitos de

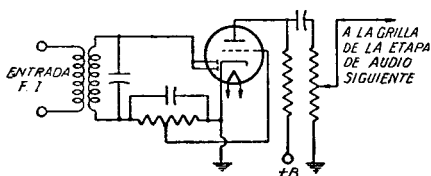


Fig. 52.

polarización por diodo. Como la tensión de polarización sobre el triodo depende de la amplitud media de la tensión de r.f. aplicada al diodo ésta debería ser constante para todos los valores de la intensidad de las señales captadas por la antena. De otro modo, los valores de polarización de reja diferirían de acuerdo a las distintas intensidades de las señales recibidas, originando deformaciones sobre el triodo. Como en un triodo polarizado por diodo no existe polarización alguna en ausencia de señal de r.f. sobre el diodo, deberá insertarse la suficiente resistencia sobre el circuito de placa del triodo para limitar la corriente de placa a un valor prudente en ausencia de polarización.

En la práctica, tal restricción significa que el receptor debe contar con un sistema independiente de c.a.s. Con un sistema de c.a.s. tal, la amplitud media de la tensión de entrada aplicada al diodo puede ser mantenida dentro de límites muy estrechos para todos los valores de intensidad de las señales captadas por la antena.

La válvula utilizada en un circuito de polarización por diodo deberá ser del tipo de las que trabajen con

una tensión de polarización relativamente elevada. En ese caso las variaciones en la tensión de polarización representarán un pequeño por-

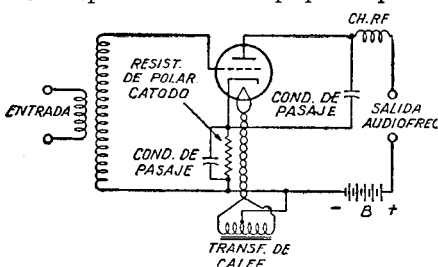


Fig. 53.

centaje de la polarización total y, por lo tanto, se producirá muy poca deformación. Las válvulas que demandan una tensión de polarización relativamente alta son los tipos, tales como las 6BF6 ó 6SR7, las cuales contienen un triodo de mediano coeficiente de amplificación. Las válvulas que cuentan con un triodo de gran coeficiente de amplificación o que contienen un pentodo no deben ser utilizadas en circuitos de polarización por diodo.

En la figura 53 puede apreciarse un detector por polarización de reja. En este circuito la reja se encuentra polarizada casi al corte, vale decir, que trabaja de manera tal, que la corriente anódica en ausencia de señal es prácticamente nula. La tensión de polarización puede obtenerse mediante una resistencia de polarización catódica, una batería C, o un divisor de tensión. Debido a la elevada polarización negativa, sólo los semiciclos positivos de la señal de r.f., son amplificados por la válvula. La señal, por lo tanto, es detectada en el circuito de placa. Las ventajas de este método de detección residen en que además de detectar la señal, la misma es amplificada, no tomando corriente del circuito de entrada y, por lo tanto, no disminuyendo la selectividad del circuito de entrada.

El método con capacitor y resistencia de escape de reja, ilustrado en la figura 54, es algo más sensible que el método por polarización de reja y proporciona mejores resultados sobre las señales débiles. En este circuito, no existe aplicada a la reja ninguna tensión continua de polarización negativa. Por lo tanto, en los semiciclos positivos de la señal de

r.f., circula corriente de rejá a cátodo. En esta forma, la rejá y el cátodo actúan como un detector por diódo, con la resistencia de escape de rejá como la resistencia de carga del diódo y el capacitor reproduce así la modulación audiofrecuente de la misma manera explicada para el detector por diódo. Esta tensión aparece entre rejá y cátodo y es, por lo tanto, amplificada en el circuito de placa. La tensión de salida reproduce así, la señal original de audiofrecuencia.

En este circuito detector, el empleo de una resistencia de escape de rejá de valor elevado aumenta la selectividad y sensibilidad. Sin embargo, se obtiene una mejora en la respuesta audiofrecuente y la estabilidad con valores más bajos sobre la resistencia de escape de rejá. Este circuito posee la ventaja de que am-

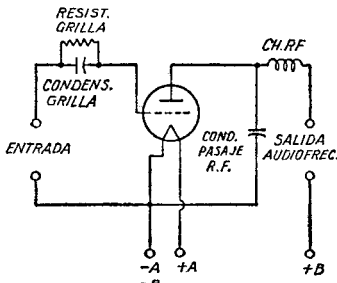


Fig. 54.

plifica la señal pero presenta en desfavor el hecho de que toma corriente del circuito de entrada, disminuyendo, por lo tanto, la selectividad sobre el mismo.

DetECCIÓN en MF

El efecto de la modulación de frecuencia sobre la forma de onda de la onda de radiofrecuencia aparece en la figura 55. En este tipo de transmisión, la frecuencia de la onda de r.f. sufre desviaciones con respecto a un valor central, a un régimen que depende de la modulación, en un valor que se determina en el emisor y que es proporcional a la amplitud de la señal moduladora.

Para este tipo de modulación es necesario un detector que discrimine entre las desviaciones por encima y por debajo del valor central y traducir tales desviaciones en una tensión cuya amplitud varíe con las audiofrecuencias. Como las desviaciones se cumplen a una audiofrecuencia, el

proceso de detección y el grado de desviación de frecuencia determinan la amplitud de la tensión demodulada (de audiofrecuencia).

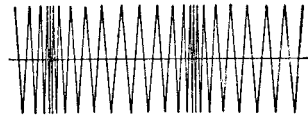
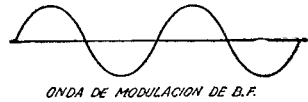
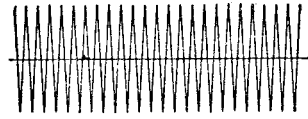


Fig. 55.

En A de la figura 56 se presenta un circuito sencillo para la conversión de variaciones de frecuencia en variaciones de amplitud, el cual se encuentra sintonizado en tal forma que la radiofrecuencia central está en una pendiente de su característica de resonancia. En presencia de modulación, los desplazamientos de frecuencia desarrollada a través del circuito varían de acuerdo con la modulación. Para no introducir deformación en el circuito, la variación de frecuencia debe quedar restringida a la porción de la pendiente que sea realmente recta. Como esa porción es muy corta, la tensión desarrollada es

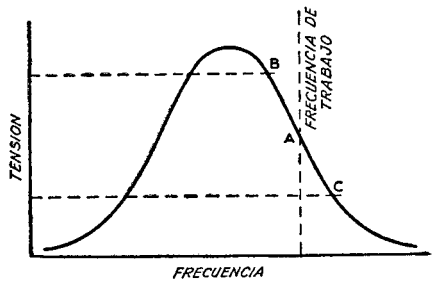


Fig. 56.

baja. Debido a estas limitaciones, este circuito no se utiliza en la práctica, pero sirve para ilustrar el funcionamiento.

Los inconvenientes planteados por el circuito sencillo se resuelven con una disposición simétrica denominada a menudo **circuito discriminador**, y su aspecto es como el que puede apreciarse en la figura 57. En virtud de las relaciones de fase entre el primario y cada mitad del secundario del transformador de entrada (cada mitad del secundario está conectada en serie con el primario a través del capacitor C_2) las tensiones de r.f. aplicadas a los diodos se tornan desiguales a medida que la señal de r.f. se desplaza desde la frecuencia de resonancia en cada dirección.

ción de amplitud (véase *Limitadores en Amplificación*).

Otra forma de detector para ondas moduladas en frecuencia se denomina **detector de relación**. Este detector de m.f., contrariamente al anterior, que respondía a las variaciones de tensión, responde únicamente

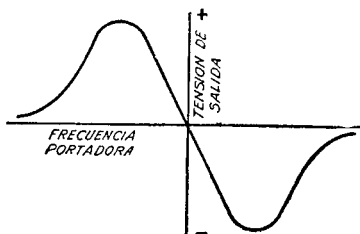


Fig. 58.

a los cambios de relación de la tensión a través de los dos diodos y es, por lo tanto, insensible a las variaciones en las diferencias de tensión debidas a modulación de amplitud de la portadora de r.f.

En la figura 59 se presenta el detector de relación básico. La carga de placa para la etapa amplificadora final de frecuencia intermedia está constituida por el circuito resonante en paralelo que forman C_1 y el transformador T. La sintonía y acoplamiento del transformador son prácticamente los mismos que en el circuito anterior y, por lo tanto, las tensiones de r.f. aplicadas a los diodos dependen de la magnitud de desviación de la señal de r.f. con respecto a la frecuencia de resonancia, en cada dirección. En este punto concluye la similitud.

El diodo 1, R_2 y el diodo 2 completan un circuito serie alimentado por el secundario del transformador

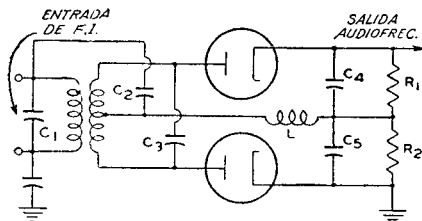


Fig. 57.

Como la desviación se cumple con audiofrecuencias determinadas por el modulador, la tensión desarrollada a través de las resistencias de carga del diodo, R_1 y R_2 conectadas en serie, varía a un régimen audiofrecuente. La tensión de salida depende de la diferencia de amplitud de las tensiones desarrolladas a través de R_1 y R_2 . Estas tensiones son de igual magnitud y signo opuesto cuando la portadora de r.f. no es sometida a modulación y la salida, por lo tanto, es nula. Cuando se aplica modulación, la tensión de salida varía en la forma que se indica en la figura 58.

Como este tipo de detector de

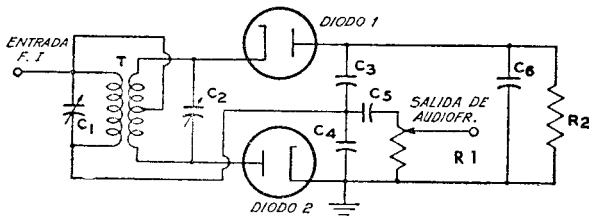


Fig. 59.

m.f. es sensible a las variaciones de amplitud en la portadora de r.f., se utiliza frecuentemente una etapa limitadora para eliminar de la portadora la mayor parte de la modula-

T. Los dos diodos se hallan conectados en serie por lo que rectifican en el mismo semiciclo de r.f. La corriente rectificada a través de R_2 produce una tensión negativa que aparece en

la placa del diodo 1. Dado el alto valor de C_6 , esta tensión negativa de placa del diodo 1 se mantiene constante aún para las audiodfrecuencias más bajas a reproducir.

La tensión rectificadora a través de C_3 es proporcional a la tensión a través del diodo 1 y la tensión rectificadora a través de C_4 es proporcional a la tensión a través del diodo 2. Puesto que las tensiones a través de los dos diodos difieren de acuerdo con la frecuencia instantánea de la portadora, las tensiones a través de C_3 y C_4 difieren así proporcionalmente, siendo la tensión a través de C_3 la mayor de las dos tensiones a frecuencias de portadora más bajas que la frecuencia intermedia y menor a frecuencias por encima de la f.i.

Estas tensiones a través de C_3 y C_4 son aditivas y su suma está fijada por la tensión constante a través de C_6 . En consecuencia, mientras la relación de estas tensiones varía a un régimen audiodfrecuente, su suma es siempre constante. La tensión a través de C_4 varía igualmente a un régimen de audiodfrecuencia cuando se aplica una portadora de r.f. modulada en frecuencia al detector de relación; esta audiotensión es extraída y alimentada al amplificador de audiodfrecuencia. Un circuito completo que emplea este tipo de detector se encuentra incluido en la SECCIÓN CIRCUITOS.

Control Automático de Volumen o de Ganancia

Los propósitos esenciales del control automático de volumen (c.a.v.) (c.a.s.) o del control automático de ganancia (c.a.g.), en un receptor de radio o televisión, son evitar las fluctuaciones en el volumen sobre el altoparlante o el brillo de la imagen cuando se desvanece la señal captada por la antena. El circuito de control automático de volumen regula la ganancia del receptor en r.f. y f.i., de modo que la ganancia es menor para una señal intensa que para una débil. De esta manera cuando varía la intensidad de la señal captada por la antena, el circuito de c.a.s., reduce la variación resultante en la tensión de salida de la última etapa de f.i. y, consecuentemente, disminuye la variación en el volumen sobre el parlante.

El circuito de c.a.v. reduce la ga-

nancia de las secciones de r.f. y f.i. para señales intensas, aumentando, por lo general, la polarización negativa de las etapas de radiofrecuencia, frecuencia intermedia y mezcladora cuando aumenta la señal. En la figura 60 puede verse un circuito simple de control automático de volumen. Sobre cada semiciclo de la

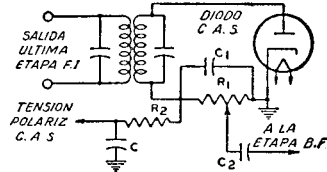


Fig. 60.

señal de entrada, en que la placa del diodo es positiva con respecto al cátodo, el diodo pasa corriente. Debido al flujo de corriente del diodo a través de R_1 , existe una caída de tensión a través de R_1 , lo que hace que el extremo izquierdo de R_1 , sea negativo con respecto a masa. Esta caída de tensión a través de R_1 es aplicada, a través del filtro compuesto por R_2 y C , como polarización negativa sobre las rejillas de las etapas precedentes. Luego entonces, cuando aumenta la intensidad de la señal captada por la antena, también lo hace la señal aplicada al diodo de c.a.v., con lo que a su vez aumenta la caída de tensión a través de R_1 y también la polarización negativa aplicada a las etapas de r.f. y f.i., con lo que la ganancia de dichas etapas resulta disminuida. Por lo tanto, los aumentos de intensidad sobre las señales captadas por la antena no producen un aumento correspondiente en la salida de la última etapa de f.i. como la que se operaría de no mediar el sistema de control automático de volumen.

Cuando disminuye la intensidad de la señal captada por la antena con respecto a un valor previo más o menos constante, el circuito de c.a.v. actúa, desde luego, a la inversa, aplicando menos polarización negativa y permitiendo un aumento de ganancia en las etapas de r.f. y f.i. y reduciendo así la disminución en la salida de la última etapa de f.i. De este modo, cuando se opera un cambio en la intensidad de la señal captada por la antena, el circuito de c.a.v. actúa aminorando las variacio-

nes en la salida de la última etapa de f.i., con lo que se reducen a la vez variaciones sobre el volumen de la señal reproducida por el parlante.

La función del filtro compuesto por el capacitor C y el resistor R_2 consiste en evitar que la tensión de c.a.v. sufra variaciones con la componente de audiofrecuencia. Dicho filtro es indispensable, por cuanto la caída de tensión a través de R_1 varía con la modulación de la portadora recibida. Si la tensión de c.a.v. fuera tomada directamente de R_1 sin ningún filtraje, las variaciones de audiofrecuencia en la tensión de c.a.v. producirían variaciones en la ganancia del receptor anulando la modulación de la portadora. Para evitar este efecto, la tensión de c.a.v. se toma del capacitor C. Como la resistencia R_2 se encuentra en serie con el capacitor C, éste puede cargarse y descargarse sólo a un régimen comparativamente lento. Por lo tanto, la tensión de c.a.v. no puede variar a una frecuencia lo suficientemente elevada dentro del rango de audiofrecuencia pero puede variar a frecuencias inferiores al rango de audiofrecuencia y, a estas frecuencias, puede compensar la mayor parte de los desvanecimientos de la señal. En esa forma el filtro permite que el circuito de c.a.v. elimine las variaciones en la señal provocadas por el fading, evitando, sin embargo, la supresión de la modulación audiofrecuente.

Se observará que un circuito de c.a.v. y un detector por diodo son análogos. Por lo tanto, en un receptor de radio conviene combinar el diodo detector y el sistema de c.a.v. en una sola etapa. Algunos ejemplos de cómo se combinan tales funciones en radiorreceptores, pueden apreciarse en la SECCIÓN CIRCUITOS.

En el circuito presentado en la figura 60, se aplica un cierto valor de polarización negativa a las etapas precedentes en presencia de señales débiles. Como podrá resultar deseable mantener al máximo la ganancia de los circuitos de r.f. y f.i. sobre señales débiles, los circuitos de c.a.v. se proyectan en algunos casos en forma de no aplicar polarización de c.a.v. alguna hasta que la intensidad de la señal exceda un cierto valor. Estos circuitos de c.a.v. se conocen bajo la denominación de circuitos de control automático de sensibilidad

retardado. En la figura 61 también aparece un circuito de c.a.v. retardado. En ese circuito, la sección diodo de D_1 de la 6H6 actúa como diodo detector y c.a.v., siendo R_1 el resistor de carga del diodo, y R_2 y C_2 el filtro de c.a.v. Como el cátodo del diodo D_2 es retornado a -3 volts, fluye una corriente continua a través de R_1 y R_2 en serie con D_2 . La caída de tensión de esta corriente pone a la línea del c.a.v. a un potencial de aproximadamente -3 volts. Cuando la amplitud de la tensión de la señal rectificada desarrollada a través de R_1 no excede de 3 volts, la línea del c.a.v. se mantiene a -3 volts. Por lo tanto, para señales que no sean lo suficientemente intensas como para desarrollar 3 volts a través de R_1 , la polarización aplicada a las válvulas controladas se mantiene a un valor constante con el que es factible lograr una elevada sensibilidad.

Sin embargo, cuando la amplitud media de la tensión de la señal rectificada a través de R_1 excede de 3 volts, la placa del diodo D_2 se torna más negativa que el cátodo de D_2 anulándose el flujo de corriente en el diodo D_2 . Luego entonces, el potencial de la línea de control automático de sensibilidad es controlado por la tensión desarrollada a través de R_1 . En consecuencia, de producirse aumentos en la intensidad de la señal, el circuito de c.a.v. aplica una polarización mayor de c.a.v. a las etapas controladas. En esa forma, el circuito regula la ganancia del receptor sobre señales intensas, pero permite que la ganancia se mantenga constante dentro del valor máximo para señales débiles.

En la figura 61 puede verse que una parte de la tensión de retardo

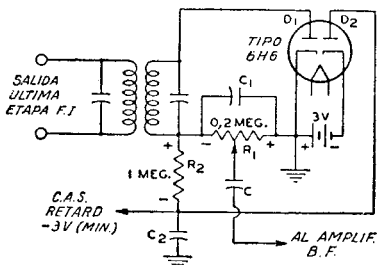


Fig. 61.

de -3 volts es aplicada a la placa del diodo detector D_1 , siendo esta porción aproximadamente igual a

$R_1 / (R_1 + R_2) \times -3$ volts. Por lo tanto, con las constantes del circuito indicadas, la placa del detector se hace más negativa con respecto a su cátodo en un valor aproximado de medio volt. Así, esta tensión no interfiere con la detección por cuanto no es lo suficientemente elevada como para evitar el flujo de corriente en la válvula.

El control automático de ganancia (c.a.g.) tiene por objeto compensar las fluctuaciones de la amplitud de la portadora de r.f. de imagen. La tensión de c.a.g. controla la amplitud de las crestas más bien que el nivel medio de la portadora, en razón de que esa amplitud de cresta es la amplitud de los pulsos de sincronización, la que es fija para cada nivel fijo de la portadora. El nivel de cresta de la portadora puede determinarse por medición de la amplitud de los pulsos de sincronización a la salida del detector de video.

Un circuito convencional de c.a.g., como el ilustrado en la figura 62, consiste en un circuito detector a diodo y un filtro RC (resistencia-capacidad). La constante de tiempo del circuito detector se hace suficientemente grande para evitar que el contenido de imagen de la señal afecte la magnitud de la tensión de c.a.g. La tensión de salida (tensión de c.a.g.) es igual al valor de cresta de la señal de entrada.

El diodo detector recibe la señal de entrada desde la última etapa de f.i. del receptor de televisión, a través del capacitor C_1 . El resistor R_1 constituye la carga del detector. El diodo conduce sólo cuando su placa llega a ser positiva respecto de su cátodo. Los electrones circulan entonces del cátodo a la placa y de ahí al capacitor C_1 , donde se almacena una carga negativa. En razón de la baja impedancia del diodo mientras conduce, C_1 se carga al valor de cresta de la tensión de señal aplicada.

Durante las excursiones negativas de la señal, el diodo no conduce y el capacitor C_1 se descarga a través del resistor R_1 . Por ser grande la constante de tiempo de $C_1 R_1$, no obstante, sólo una pequeña parte de la tensión de carga de C_1 se pierde en el intervalo entre los pulsos de sincronización horizontal. Durante los ciclos positivos subsiguientes, la señal de entrada debe sobrepasar la tensión de carga de C_1 antes que el

diodo pueda conducir, razón por la cual sólo hay corriente de placa en la cresta de cada ciclo positivo. La tensión a través de C_1 , por lo tanto, está determinada por el nivel de las crestas de los ciclos positivos, es decir, de los pulsos de sincronización.

La tensión negativa desarrollada a través del resistor R_1 por los pulsos de sincronización es filtrada por el resistor R_2 y el capacitor C_2 , a fin

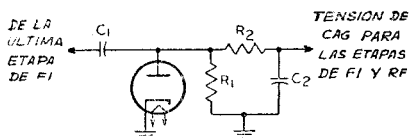


Fig. 62.

de eliminar la undulación de 15.750 (ó 15.625) ciclos causada por los pulsos de sincronización horizontal. La salida de c.c. se aplica entonces a las etapas de r.f. y f.i. como tensión de c.a.g.

Este sistema de c.a.g. puede ser modificado de modo de incluir la previa amplificación de la señal de c.a.g. antes de la detección de los niveles de cresta, o la amplificación de la salida de c.c., o ambas cosas. Para amplificar la señal de c.c. debe incluirse un amplificador de acoplamiento directo. El agregado de la amplificación hace que el sistema sea más sensible a las variaciones del nivel de la portadora.

Se usan también sistemas de c.a.g. del tipo controlado, tal como el que ilustra la figura 63, a objeto de eliminar el "flutter" y mejorar la in-

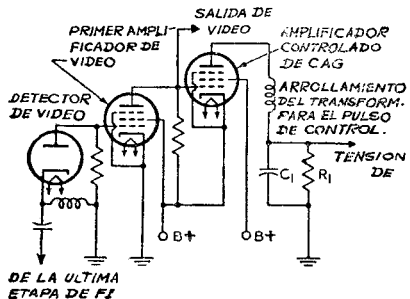


Fig. 63.

munidad del sistema respecto de los ruidos. Este sistema se caracteriza por una acción más rápida que la del circuito de c.a.g. convencional debido

a que los circuitos de filtro pueden emplear menores valores de resistencia y capacitancia.

En el sistema de c.a.g. controlado, la salida negativa del detector de video pasa directamente a la reja N^o 1 del primer amplificador de video. La salida positiva del amplificador de video pasa, a su vez, directamente a la reja del amplificador de c.a.g. controlado. La etapa de video aumenta la ganancia del sistema de c.a.g. y, al mismo tiempo, suprime los ruidos, por efecto de recorte. La tensión de placa del amplificador de c.a.g. es un pulso positivo obtenido por medio de un pequeño arrollamiento adicional del transformador de salida horizontal, el que está en fase con el pulso de sincronización horizontal obtenido del amplificador de video. La polaridad del pulso es tal que la placa de la válvula amplificadora de c.a.g. es positiva durante el periodo de retrasado de cada línea. La válvula, por otra parte, está de tal modo polarizada que sólo puede conducir cuando la reja y la placa son simultáneamente positivas. La magnitud de la corriente que entonces fluye depende del potencial positivo que adopta la reja N^o 1 durante cada pulso. Los pulsos se filtran en la red RC del circuito de placa (R₁C₁). Debido a que la tensión desarrollada a través de R₁ es negativa, ella resulta adecuada para su aplicación como tensión de c.a.g. a las rejillas de las válvulas de r.f. y de f.i.

Sintonía Visual con Ojo Eléctrico

Las válvulas indicadoras visuales de sintonía por rayo electrónico, están proyectadas para indicar visualmente, por medio de una pantalla fluorescente los efectos de una variación en la tensión de control. Se las utiliza ampliamente como indicadoras de sintonía en los radioreceptores. Los tipos tales como la 6U5, 6E5 y la 6AB5/6N5 comprenden dos partes principales a saber: 1) un triodo que opera como amplificador de corriente continua y 2) un indicador electrónica dispuesto en la ampolla, según se muestra en la figura 64. La pantalla trabaja a un potencial positivo y, por lo tanto, atrae a los electrones emitidos por el cátodo. Estos, al incidir sobre la pantalla producen una fluorescencia sobre el material

de que está revestida. Cuando los electrones circulan por toda la circunferencia de la pantalla, ésta adquiere el aspecto de un anillo de luz.

Un electrodo de control se encuentra montado entre el cátodo y la

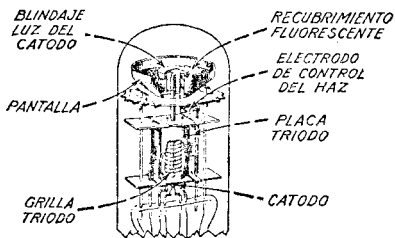


Fig. 64.

pantalla. Cuando el potencial de este electrodo es menos positivo que la pantalla, los electrones que circulan hacia ésta son repelidos por el campo electrostático del electrodo, y no llegan a la porción de la pantalla situada detrás del citado electrodo. Como la pantalla no se ilumina al encontrarse blindada con respecto a los electrones, el electrodo de control produce una sombra sobre la pantalla fluorescente. La magnitud de esta sombra varía desde aproximadamente 100° de pantalla cuando el electrodo de control es mucho más negativo que la misma hasta 0° cuando el electrodo de control se encuentra aproximadamente al mismo potencial de la pantalla.

En la aplicación de las válvulas de control visual de sintonía, el potencial del electrodo de control se encuentra determinado por la tensión sobre la reja de la sección triodo, como puede verse en la figura 65. El flujo de corriente anódica del triodo, a través del resistor R, produce una caída de tensión que determina el po-

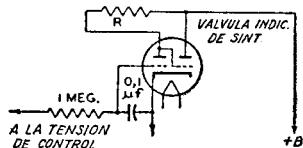


Fig. 65.

tencial del electrodo de control. Cuando la tensión de reja del triodo varía en un sentido positivo, aumenta la corriente de placa, descendiendo el potencial del electrodo de control debido al aumento de caída de tensión a través de R, con lo que a su vez aumenta el ángulo de sombra. Cuan-

do el potencial de rejá del triódo varía en un sentido negativo, se estrecha el ángulo de sombra.

Otro tipo de válvula indicadora la constituye el tipo 6AF6-G. Esta válvula contiene únicamente una sección indicadora pero utilizando electrodos de control de rayo montados en los costados opuestos del cátodo y conectados a patitas individuales de la base. Emplea un amplificador externo de c.c. Véase figura 66. De tal suerte, pueden obtenerse dos ángulos de sombra simétricamente opues-

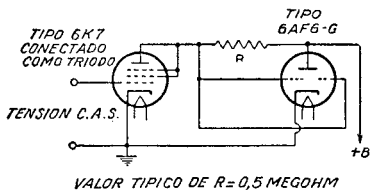


Fig. 66.

tos conectando los dos electrodos de control de rayo entre sí, o dos indicaciones distintas, mediante la conexión individual del electrodo de control de rayo a su respectivo amplificador.

En los radiorreceptores se aplica la tensión del c.a.s. a la rejá del amplificador de corriente continua. Puesto que la tensión del c.a.s. se halla al máximo cuando el equipo está sintonizado para proporcionar máxima respuesta con una señal, el ángulo de sombra es mínimo cuando se sintoniza el receptor a resonancia con la estación deseada. La elección entre las válvulas indicadoras de sintonía depende de las características del c.a.s. del receptor. La 6E5 contiene un triódo de corte neto que permite el cierre del ángulo de sombra con una tensión de c.a.s. comparativamente reducida. La 6AB5/6N5 y 6U5 poseen un triódo de corte alejado que permite el cierre del ángulo de sombra con un mayor valor de tensión de c.a.s. que la 6E5. La 6AF6-G puede utilizarse juntamente con válvulas amplificadoras de c.c. que posean características de corte neto o alejado, indistintamente.

Oscilación

En las funciones de osciladora, una válvula electrónica puede emplearse para generar, continuamente, una tensión alterna. En los receptores de radiodifusión de la actualidad,

esta aplicación se encuentra prácticamente limitada a los circuitos superheterodinos, para proporcionar la frecuencia heterodina.

Pueden utilizarse varios circuitos, como los representados en las figu-

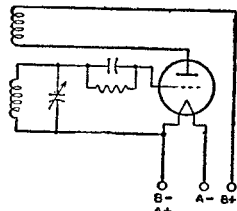


Fig. 67.

ras 67 y 68; sin embargo, todos ellos dependen de la acción de aumentar más energía desde el circuito de placa al de rejá, que la requerida para igualar la pérdida de potencia en el circuito de rejá. La realimentación puede producirse por acoplamiento

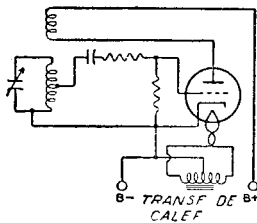


Fig. 68.

electrostático o electromagnético entre los circuitos de rejá y placa. Cuando se realimenta una energía lo suficientemente mayor como para igualar la pérdida en el circuito de rejá, la válvula entra en oscilación. La acción comprende impulsos regulares de energía entre los circuitos de placa y rejá a una frecuencia que depende de las constantes de capacidad y autoinducción del circuito. Mediante la correcta elección de estos valores, la frecuencia puede ajustarse sobre un rango muy amplio.

Multivibradores

Los osciladores de relajación, ampliamente utilizados en los equipos electrónicos actuales sirven para producir formas de onda no senoidales, tales como los pulsos rectangulares o de diente de sierra. Probablemente, el oscilador de relajación más común es el multivibrador, el que puede ser considerado como un ampli-

ficador de dos etapas con acoplamiento por resistencia en el cual la salida de cada una de las válvulas está acoplada a la entrada de la otra.

La figura 69 muestra el circuito básico de un multivibrador del tipo de funcionamiento libre. En este cir-

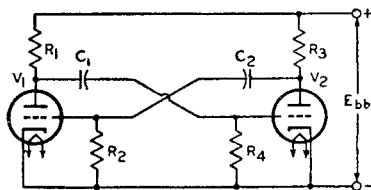


Fig. 69.

cuito mántiéndose las oscilaciones por la transferencia alternada de la conducción de una válvula a la otra. El ciclo comienza de ordinario con una de las válvulas, V_1 , por ejemplo, con polarización cero y la otra, V_2 , polarizada al corte o más. En esta condición el capacitor C_1 está lo suficientemente cargado como para llevar al corte V_2 . C_1 comienza entonces a descargarse a través del resistor R_4 , de modo que la tensión de rejilla de V_2 sube hasta el punto en que V_2 comienza a conducir. Disminuye en seguida la tensión de placa de V_2 , lo que hace que V_1 conduzca menos y menos. Al mismo tiempo, comienza a subir la tensión de placa de V_1 , lo que hace que V_2 conduzca todavía más. Debido a la amplificación, este efecto acumulativo crece muy rápidamente, y la conducción se transfiere de V_1 a V_2 en cosa de algunos microsegundos, de acuerdo con las constantes del circuito.

En este circuito, en consecuencia, la conducción se conmuta de V_1 a V_2 mientras C_1 se descarga desde la tensión inicial sobre R_4 hasta la tensión de corte de V_2 . La transferencia de la conducción no ocurre sino al alcanzarse la tensión de corte de V_1 . La conducción vuelve a conmutarse a V_1 por medio de un proceso similar que completa el ciclo. La forma de onda de placa es esencialmente rectangular por la forma, y puede hacerse simétrica eligiendo convenientemente las constantes del circuito, las válvulas y las tensiones.

Si bien este tipo de multivibrador es de funcionamiento libre, se lo puede controlar por medio de pulsos de determinada amplitud y frecuencia a

fin de obtener una salida estabilizada en frecuencia. Los circuitos multivibradores pueden también ser diseñados de modo que su funcionamiento no sea libre, requiriéndose en cambio la acción de un agente externo para "disparar" o provocar la transferencia de la conducción de una a otra válvula. Según el tipo de circuito adoptado, la conducción puede transferirse de vuelta a la primera válvula después de un intervalo de tiempo determinado por las constantes del circuito, o sólo por la repetición de la señal disparadora.

Circuitos "Sincroguide"

El "sincroguide" es un oscilador del tipo controlado que se usa en los receptores de televisión para generar y controlar las tensiones de diente de sierra sincronizada que se necesitan para la adecuada exploración de frecuencia de línea u horizontal. La figura 70 da a ver un circuito "sincroguide" simplificado. Este circuito permite el control estable, libre

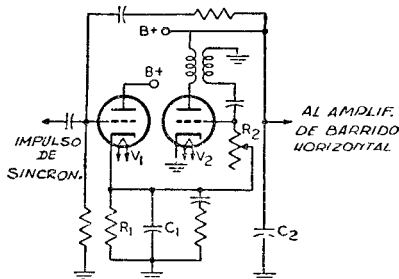


Fig. 70.

de ruidos, de un oscilador de autobloqueo que genera la señal de barrido horizontal. Permite la comparación de los pulsos de sincronización recibidos con la tensión de diente de sierra generada, con lo que se obtiene la adecuada sincronización del barrido horizontal.

El tríodo V_2 de la figura 70 configura un oscilador de autobloqueo que permite desarrollar una tensión de diente de sierra a través del capacitor C_2 . Una parte de esta tensión se realimenta a la rejilla de la válvula de control V_1 , a la que se aplican también los pulsos positivos de sincronización. Las formas de onda de la figura 71 representan los dientes de sierra y los pulsos de sincronización (A y B) y su combinación cuando la sincronización es per-

fecta (C). Los pulsos de sincronización ocurren parcialmente durante la porción de la tensión de diente de sierra en que el triodo V_1 toma corriente. Todo desplazamiento de los pulsos de sincronización, por estar éstos superpuestos al diente de sierra

lo que se acelera la frecuencia de oscilación hasta que se alcanza la sincronización.

El oscilador de bloqueo puede protegerse de los cambios de frecuencia y del ruido si V_2 se saca de corte muy netamente. Este efecto se obtiene por estabilización con onda sinusoidal. El circuito sintonizado, L_3-C_2 del circuito de placa de la Fig. 70, sobrepone una onda sinusoidal a las formas de onda de la placa y reja, según vemos en la Fig. 72.

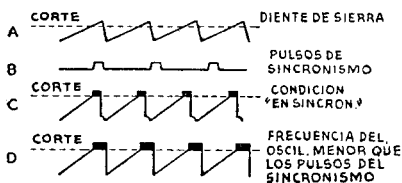


Fig. 71.

rra, afecta por consiguiente el período de conducción de la válvula de control. Esta variación de la conducción, a su vez, representa una variación de la polarización de reja de la válvula osciladora, al modificar la tensión de carga del capacitor C_1 en el circuito de cátodo de la válvula de control. Un aumento de la polarización positiva aumenta la frecuencia de oscilación.

Por ejemplo, la forma de onda D en la figura 71 ilustra una condición en la que la onda de diente de sierra está adelantada en la fase respecto de los pulsos de sincronización. El ensanchamiento de los pulsos que entonces ocurre en la cúspide de los dientes de sierra permite que la válvula de control conduzca más corrien-

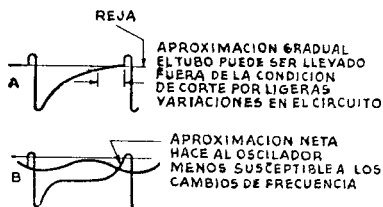


Fig. 72.

Circuitos de Deflexión Circuitos de Salida Vertical

En la etapa de deflexión vertical de muchos receptores de televisión se utiliza un multivibrador modificado en el que la válvula de salida es parte del circuito oscilador. Esta etapa suministra la potencia necesaria para la deflexión vertical del haz electrónico del tubo de imagen. La figura 73 muestra una versión sim-

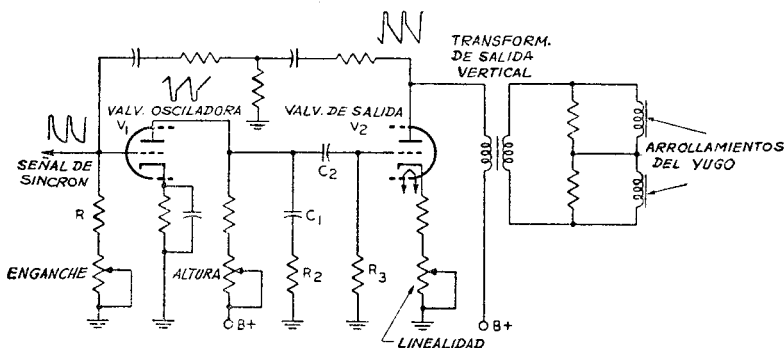


Fig. 73.

te y, en consecuencia, permite que el capacitor C_1 se cargue a una tensión mayor. Esta tensión de referencia aumentada es, a su vez, aplicada a la reja de la osciladora (V_2) por medio del divisor de tensión (R_1R_2) y aumenta la polarización positiva, con

plificada de esta combinación de oscilador y etapa de salida vertical. Inclúyense en el diagrama las formas de onda que aparecen en los puntos críticos del circuito a fin de ilustrar el desarrollo de la corriente deseada a través del transformador de

salida vertical y el yugo de deflexión.

La forma de onda de la corriente que circula por el yugo de deflexión y el transformador de salida debe ser un diente de sierra para que la deflexión sea lineal. Las formas de onda de las tensiones de rejá y de placa de la válvula de salida podrían ser también dientes de sierra si no fuera por las componentes inductivas del transformador y del yugo. El efecto de estas componentes inductivas debe ser, no obstante, tomado en cuenta, especialmente durante el período de retrazado. La alta velocidad de variación de la corriente durante el período de retrazado (el que es aproximadamente 15 veces menor que el período de trazado) causa la aparición de un pulso de alta tensión en la placa, el que podría dar una forma trapezoidal a la onda de tensión de placa y causar un exceso de corriente de placa, exceso de amortiguación y un período de retrazado, excesivamente largo. Por esta razón, durante el retrazado la tensión de rejá se hace muy negativa a fin de mantener la válvula cerca de la condición de corte, según se verá a continuación.

La frecuencia y la desviación relativa de las porciones positiva y negativa de cada ciclo dependen de los valores de los resistores R_1 y R_2 y de la combinación R_3C_2 , según se ha explicado en la sección sobre multivibradores. La deseada forma trapezoidal en la rejá de V_2 se obtiene por acción del capacitor C_1 y el resistor R_2 . Si R_2 tuviera una resistencia nula, C_2 haría que la onda de tensión en la rejá de V_2 adoptase la forma ilustrada en la figura 74 (a). Si R_2 es lo suficientemente grande, C_1 no se descarga totalmente durante el período de conducción de V_1 . En consecuencia, al dejar de condu-



Fig. 74.

cir V_1 , la tensión existente en la rejá de V_2 se eleva inmediatamente al valor de la tensión que existe a través de C_1 , lo que da lugar a la forma de onda que se ve en la figura 74 (b). El pulso de polaridad negativa que

forma parte de esta onda impide que el pulso de alta tensión que aparece en la placa de la válvula provoque un exceso de conducción, con lo que se evita, en consecuencia, el excesivo amortiguamiento del circuito de placa.

Esta etapa de deflexión vertical utiliza triodos duales tales como la 12BH7 y la 6CM7. La 6CM7 es particularmente adecuada para esta aplicación porque incorpora dos unidades desiguales a fin de satisfacer los distintos requisitos de funcionamiento de las dos secciones del circuito.

Circuitos de Salida Horizontal

La figura 75 muestra un circuito típico de salida y deflexión horizontal utilizado en los receptores de televisión. Además de suministrar la energía de deflexión requerida para el barrido horizontal del tubo de imagen, este circuito suministra la alta tensión continua exigida por el "ul-tor" del tubo de imagen y una tensión "+B" reforzada que se utiliza para alimentar otras secciones del receptor. La válvula amplificadora de salida horizontal es por lo común una válvula de potencia de haces electrónicos tal como la 6DQ6-A o la 6CD6-GA.

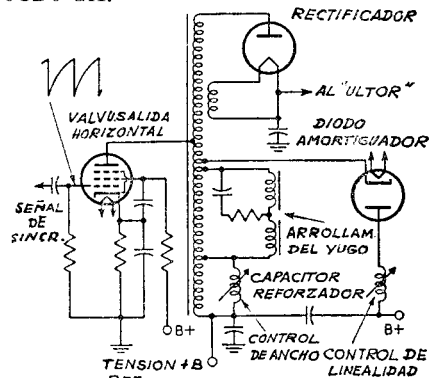


Fig. 75.

En este circuito, la rejá N^o 1 de la válvula de salida recibe una tensión de diente de sierra proveniente de la válvula osciladora horizontal. Cuando esta tensión excede el punto de corte de la válvula de salida, la válvula conduce un diente de sierra de corriente de placa que pasa, por intermedio del autotransformador, al yugo de deflexión horizontal. Al final del ciclo de exploración horizontal, que dura aproximadamente 64 microsegundos, la tensión de diente

de sierra aplicada a la reja provoca la brusca interrupción de la corriente de la válvula de salida. Esta repentina variación establece una oscilación de 50 a 70 Kc en el circuito de salida, el que puede ser considerado como formado por un inductor en paralelo con las capacitancias dispersas del circuito. Durante la primera mitad de esta oscilación, aparece una tensión positiva a través del transformador. En la segunda mitad del ciclo, la tensión pasa a ser menor que la tensión de alimentación de placa, y el diodo amortiguador conduce, amortiguando la oscilación. Al mismo tiempo, la corriente del yugo se invierte y alcanza su cresta negativa. A medida que la corriente del diodo amortiguador decae, excepcionalmente la válvula de salida comienza a conducir de nuevo. La corriente del yugo, por lo tanto, está formada por la corriente que resulta de la conducción del diodo amortiguador y por la corriente conducida por la válvula de salida.

Al cortarse repentinamente la conducción de la válvula de salida, un arrollamiento adicional del autotransformador eleva aún más el pulso de alta tensión producido por la excitación impulsiva del circuito de carga. Este pulso de alta tensión carga un capacitor por intermedio de un rectificador. La salida de este circuito es la alta tensión que se utiliza para alimentar el "ultor" del tubo de imagen. El rectificador de alta tensión obtiene también la potencia de filamento por medio de un arrollamiento independiente del transformador de salida horizontal.

La corriente que circula por el diodo amortiguador carga el capacitor reforzador a través de la porción correspondiente del arrollamiento del transformador de salida. La polaridad de la carga del capacitor es tal que la tensión en el extremo inferior del arrollamiento se eleva por encima de la tensión de alimentación o "+B". Esta tensión reforzada se utiliza para alimentar la placa de la válvula de salida y, algunas veces, los osciladores de deflexión y el circuito de salida vertical, siempre que el consumo total de corriente no sea excesivo.

Circuito regulador de alta tensión

En los receptores de televisión en colores, es muy importante regular la

alimentación de alta tensión del tubo de imagen. Vemos en la Fig. 76 un circuito apropiado que emplea la 6BK4 para la regulación de la salida de una fuente de alta tensión y alta impedancia. En este circuito, se mantiene al cátodo a un potencial fijo con respecto a masa. Dado que el potencial de reja se mantiene algo menos positivo por la caída de tensión a través del resistor R_2 , la válvula trabaja en la región de reja negativa y no circula corriente de reja.

Quando la tensión de salida, e_o , se eleva como resultado de un aumento en la corriente de carga, se aplica a la reja de la válvula una pequeña fracción de la tensión adicional por medio de un circuito divisor de tensión formado por R_1 y R_2 . Este aumento de tensión de reja hace que la válvula tome una corriente mayor de la fuente de tensión no regulada. El aumento de corriente, a su vez, hace aparecer una caída de tensión a través de la elevada impedancia interna de la fuente no regulada, R_s , que tiende a contrarrestar el aumento original de tensión. Si se desea, se puede conectar la reja a un punto variable en el divisor de tensión para hacer posible el ajuste del nivel de tensión de salida.

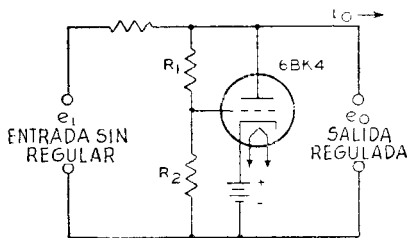


Fig. 76.

El circuito que vemos en la Fig. 76 compensa las variaciones de la corriente de carga y tensión de línea. La salida de una fuente de tensión regulada de 25.000 volts que emplee este circuito no cae más de 500 volts para un aumento de la corriente de carga de 0 a 1 mA. Las variaciones de la tensión de salida pueden mantenerse dentro del $\pm 1\%$ para cambios de tensión de entrada de $\pm 10\%$. Si se desea, puede eliminarse la compensación para las variaciones de tensión de entrada al mismo tiempo

que se mantiene la compensación para corriente de carga.

Conversión de Frecuencia

En los receptores superheterodinos se hace uso de la conversión de frecuencia para convertir la frecuencia de la señal de entrada a una frecuencia intermedia. Para llevar a cabo esa conversión de frecuencia se emplea un dispositivo conversor de frecuencia que comprende un oscilador y un mezclador de frecuencia. En un dispositivo de tal naturaleza, representado diagramáticamente en la figura 77, se aplican, a la entrada de la válvula mezcladora, dos tensiones de distinta frecuencia; la tensión de r.f. de entrada y la generada por el

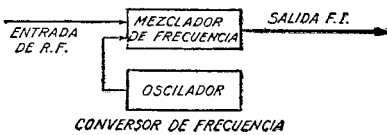


Fig. 77.

oscilador. Estas tensiones se heterodinan en la válvula mezcladora produciendo una corriente anódica que posee, además de las frecuencias de las tensiones de entrada, numerosas frecuencias suma y diferencia.

El circuito de salida de la etapa mezcladora cuenta con un circuito sintonizado el cual se encuentra ajustado para seleccionar solamente una frecuencia de pulsación (heterodina), esto es, la frecuencia igual a la diferencia entre la señal de entrada y la frecuencia del oscilador. La frecuencia de salida seleccionada recibe el nombre de frecuencia intermedia, o f.i. La frecuencia de salida de la válvula mezcladora se mantiene constante para todos los valores de la señal de entrada sintonizando el oscilador a la frecuencia correcta.

Las ventajas importantes alcanzadas en un receptor por la conversión de frecuencia a una frecuencia intermedia fija, son una alta selectividad con pocas etapas de sintonía y una elevada, y a la vez estable ganancia total en el receptor.

En los receptores superheterodinos existen varios métodos de conversión de frecuencia que revisten interés. Estos métodos son análogos entre sí en que hacen uso de una válvula mezcladora de frecuencia en la

cual la corriente anódica varía a una combinación de la frecuencia de entrada y la frecuencia del oscilador. Estas variaciones en la corriente de placa producen, a través de la carga sintonizada de placa, una tensión de la frecuencia intermedia elegida. Los métodos difieren en los tipos de válvulas utilizadas y en los métodos de aplicación de las tensiones de entrada a la válvula mezcladora.

Un método ampliamente utilizado antes de contar con válvulas especialmente proyectadas para el trabajo como conversores de frecuencia, y corrientemente utilizado en muchos receptores de M. F., televisión y equipos de onda larga, empleaba una válvula mezcladora triodo, tetrodo o pentodo, en la cual la tensión del oscilador y la tensión de entrada eran aplicadas a la misma reja. En dicho método, el acoplamiento entre los circuitos del oscilador y la mezcladora se obtiene por medio de autoinducción o capacidad.

Un segundo método hace uso de una válvula especialmente proyectada para convertidora de frecuencia, en la cual la osciladora y la mezcladora se encuentran combinadas en una misma válvula. Con este tipo, denominado convertidora pentarreja, el acoplamiento entre el oscilador y los circuitos de la mezcladora se obtiene mediante una corriente electrónica en el interior de la válvula. Dado que se emplean cinco rejillas, se llama a esta válvula convertidora pentarreja.

Las rejillas Nos. 1 y 2 y el cátodo se encuentran conectados a un circuito externo que actúa como un oscilador a triodo. La reja N^o 1 es la reja del oscilador y la reja N^o 2 constituye el ánodo. Estas dos rejillas y el cátodo pueden considerarse como un cátodo compuesto, el cual suministra al resto de la válvula una corriente electrónica que varía a la frecuencia del oscilador.

Esta corriente variable es asimismo controlada por la tensión de r.f. sobre la reja N^o 4. De ese modo, las variaciones en la corriente de placa se deben a la combinación de las frecuencias del oscilador y las de entrada. El propósito de las rejillas Nos. 3 y 5, las cuales se encuentran conectadas entre sí en el interior de la válvula, es acelerar el flujo electrónico y blindar electrostáticamente la reja N^o 4 de los otros electrodos.

Las válvulas convertidoras pentarrejas así proyectadas, constituyen

buenos dispositivos de conversión de frecuencia cuando operan a frecuencias medianas, pero su comportamiento es mejor en frecuencias bajas que en las altas. Esto se debe a que la salida del oscilador disminuye a medida que aumenta la frecuencia y por el hecho de producirse ciertos efectos indeseables debidos a interacción entre las secciones correspondientes al oscilador y la porción de entrada propiamente dicha.

Para reducir al mínimo estos efectos, varias de las válvulas conversoras pentarreja están diseñadas en forma tal, que ningún electrodo funcione sólo como ánodo oscilador. En estas válvulas la reja N^o 1 trabaja como reja osciladora; la reja N^o 2 se encuentra conectada en el interior de la válvula a la pantalla (reja N^o 4). Las dos rejass combinadas (rejass Nos. 2 y 4) blindan a la reja de señal (reja N^o 3) y actúan como ánodo combinado del triodo oscilador. La reja N^o 5 actúa como reja supresora.

Las válvulas conversoras de ese tipo están diseñadas de tal manera que la carga de espacio alrededor del ánodo no resulte afectada por los electrones de la reja de señal. Por otra parte, el campo electrostático de la reja de señal ofrece poca influencia sobre la carga de espacio. El resultado se traduce en una pequeña influencia de la tensión de r.f. de reja sobre la corriente de cátodo. Existe, por lo tanto, poco efecto de desintonía de la osciladora por la tensión de polarización del c.a.v., puesto que los cambios en la tensión del control automático de volumen producen pocas variaciones en la transconductancia del oscilador o sobre la capacidad de entrada de la reja N^o 1. Ejemplos de conversoras pentarreja como las tratadas en el párrafo precedente son los tipos IR5 y 6BE6.

En la figura 78 se ilustra un diagrama de conjunto demostrativo del empleo de válvula 6BE6 con autoexcitación. La citada válvula puede utilizarse igualmente con excitación separada. En la SECCIÓN CIRCUITOS podrá hallarse un diagrama completo de tal disposición.

Otro método de conversión de frecuencia utiliza un oscilador independiente que posee su reja conectada a la reja N^o 1 del hexodo mezclador. El cátodo, reja de triodo N^o 1 y la placa del triodo forman la sección

osciladora de la válvula. El cátodo, reja mezcladora del hexodo (reja N^o 1), pantalla del hexodo (rejass Nos. 2 y 4), reja pantalla del hexodo (reja N^o 3) y placa del hexodo constituyen la unidad mezcladora. Los blindajes internos están conectados a la envuelta de la válvula y actúan como reja supresora de la unidad hexodo.

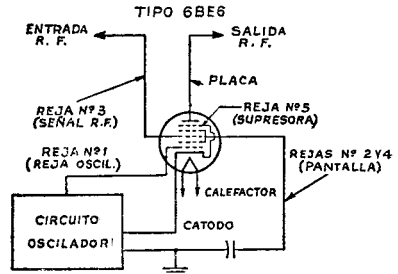


Fig. 78.

La acción de esta válvula para convertir la señal de r.f. a una frecuencia intermedia depende de 1) la producción de una frecuencia local por medio de la unidad triodo; 2), la transferencia de esta frecuencia a la reja del hexodo y 3) de la mezcla en la unidad hexodo de dicha frecuencia con la de la señal de r.f. aplicada a la reja N^o 3 del hexodo. La válvula no es crítica a las variaciones de tensión de placa osciladora o polarización de reja de señal y, por lo tanto, halla un importante uso en todos los receptores para ondas cortas y largas a fin de aminorar los efectos de desplazamiento de frecuencia sobre las frecuencias más altas.

Un tercer método hace uso de una válvula denominada mezcladora pentarreja que posee dos rejass de control independientes y se utiliza con una válvula osciladora aparte. La tensión de r.f. de entrada es aplicada a una de las rejass de control y la tensión del oscilador a la otra. Se desprende entonces, que las variaciones en la corriente anódica se deben a la combinación de las frecuencias del oscilador y las de entrada. La válvula comprende un cátodo, cinco rejass y una placa.

Las dos rejass de control son las rejass Nos. 1 y 3. La tensión de r.f. de entrada se aplica a la reja N^o 1. Esta reja es de corte alejado y, por lo tanto, resulta adecuada para el

control mediante la tensión de polarización del control automático de sensibilidad. La tensión del oscilador se aplica a la rejilla N° 3. Esta rejilla es del tipo de corte neto y, en consecuencia, produce un efecto comparativamente acentuado sobre la corriente anódica para pequeños valores de tensión del oscilador. Las rejillas N°s. 2 y 4 se encuentran unidas entre sí en el interior de la válvula. Sirven para acelerar el flujo de electrones y blindar electrostáticamente la rejilla N° 3 de los otros electrodos. La rejilla N° 5 funciona en forma análoga a la supresora en un pentodo.

En la etapa convertora o mezcladora de un receptor de televisión es más fácil conseguir un funcionamiento estable cuando se usan válvulas o secciones de válvulas independientes para las funciones de oscilador y de mezclador. La figura 79 muestra el

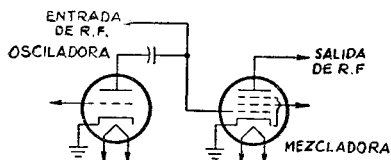


Fig. 79.

circuito típico de un mezclador-oscilador para televisión. En tales circuitos, la tensión osciladora se aplica a la rejilla de la mezcladora por acoplamiento inductivo, por acoplamiento capacitivo, o por una combinación de las dos formas. Para esta aplicación hay válvulas que contienen unidades osciladora y mezcladora eléctricamente independientes, tales como la 6U8-A y la 6X8.

Control Automático de Frecuencia

El control automático de frecuencia (c.a.f.) proporciona los medios para corregir automáticamente la frecuencia intermedia de un receptor superheterodino si, por cualquier razón, se desplaza con respecto a la frecuencia a la cual se hallan sintonizadas las etapas de f.i. Esta corrección se efectúa ajustando la frecuencia del oscilador. Un circuito de tal naturaleza compensará automáticamente las pequeñas variaciones en la portadora de r.f. o la frecuencia del oscilador, así como los inexactos

ajustes manuales o la sintonía efectuada con botonerías.

Un sistema de c.a.f. demanda dos secciones: un detector de frecuencia y una reactancia variable. La sección detectora podrá ser, en esencia, la misma que la de un detector para MF, como la que se ilustra en la figura 57, tratada en *Detección*. Sin embargo, en el sistema de c.a.f. la salida es una tensión continua de control, cuya magnitud es proporcional al valor de desplazamiento de frecuencia. Esta tensión continua de control se utiliza para gobernar la polarización de rejilla de una válvula electrónica que incluye la sección de reactancia variable, figura 80.

La corriente de placa de la válvula rectora se encuentra derivada a través del circuito tanque del oscilador. Como la corriente de placa y la tensión anódica de la válvula rectora se hallan 90° fuera de fase, la válvula de control afecta al circuito tanque de la misma manera que una reactancia. La polarización de rejilla de la válvula determina la magnitud de la reactancia efectiva y, en consecuencia, puede utilizarse un control de esta polarización de rejilla para regir la frecuencia del oscilador.

El control automático de frecuencia se utiliza también en los receptores de televisión a fin de mantener el oscilador horizontal sincronizado con la frecuencia de exploración horizontal del transmisor. La figura 80 muestra el circuito de un sistema de

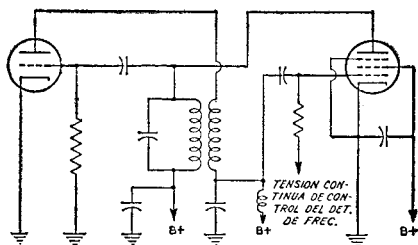


Fig. 80.

control automático de frecuencia de uso muy común. Este circuito, que se conoce a menudo con el nombre de **detector de fase balanceado** o **discriminador de fase**, se emplea comúnmente para controlar la frecuencia del oscilador horizontal tipo multivibrador. La detectora 6AL5 suministra una tensión continua de control que se aplica a la rejilla de la válvula

osciladora horizontal y que compensa las variaciones de la frecuencia generada. La magnitud y la polaridad de la tensión de control dependen de las relaciones que existen momento a momento en el circuito de c.a.f.

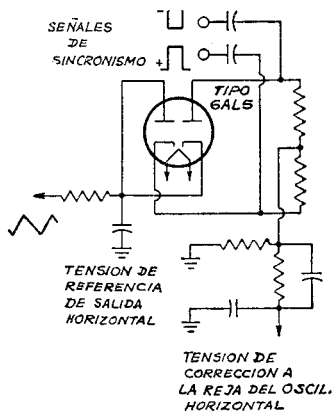


Fig. 81.

Los pulsos de sincronización horizontal obtenidos en el circuito separador de sincronización se aplican por intermedio de un inversor de fase constituido por un único triodo a las dos unidades diódicas de la 6AL5. Debido a la acción del inversor o divisor de fase, las señales aplicadas a las dos unidades diódicas de la 6AL5 son de igual amplitud, pero están desplazadas en 180° en cuanto a la

fase. A las dos unidades se aplica, a la vez, una tensión de diente de sierra de referencia obtenida del circuito de salida horizontal. Toda variación incipiente de la frecuencia del oscilador altera la relación de fase entre la tensión de diente de sierra de referencia y los pulsos de sincronización horizontal de llegada, haciendo que uno de los diodos de la 6AL5 conduzca más que el otro, lo que da lugar a la aparición de una señal de corrección. El sistema permanece, por lo tanto, permanentemente balanceado, porque toda variación momentánea de la frecuencia del oscilador es inmediatamente corregida por acción de la tensión de control.

Las unidades diódicas de la 6AL5 están polarizadas de tal modo que la conducción sólo puede ocurrir durante los picos de los pulsos de sincronización. La posición relativa de los pulsos de sincronización sobre la porción de retrasado de la onda de diente de sierra determina cuál de los dos diodos conduce más que el otro, y establece, por lo tanto, la polaridad y la magnitud de la tensión de corrección. La red eléctrica intercalada entre las unidades diódicas y la reja de la válvula osciladora horizontal es esencialmente un filtro pasabaja que tiene por objeto evitar que los pulsos de sincronización individuales afecten el funcionamiento del oscilador horizontal.