

MEMORIA DESCRIPTIVA
para solicitar
P A T E N T E D E I N V E N C I O N
e n
E S P A Ñ A
por VEINTE años

a nombre de la Sociedad STANDARD ELECTRICA S.A., entidad de nacionalidad española, establecida en Madrid, actualmente en Maliaño (Santander), por:

"MEJORAS EN LOS SISTEMAS AMPLIFICADORES
TERMIONICOS".

===O===O===O===O===O===O===O===O===O===O===O===O===O===

Este invento se refiere a válvulas amplificadoras, y mas especialmente a amplificadoras de potencia para ondas moduladas por signos.

Los principales objetos del invento son el de
5 asegurar una mayor eficiencia del funcionamiento de los

amplificadores de potencia, y el de sostener esta mayor eficiencia bajo todas las condiciones de modulación.

10 Los amplificadores de potencia para ondas moduladas suelen ser amplificadores de la clase B o C, en los que las válvulas están inclinadas de tal modo que el flujo de corriente espacial se produce en pulsaciones cuya duración corresponde a medio ciclo, o menos de las oscilaciones moduladas.

15 En los amplificadores de esta clase, la eficiencia del circuito de placa está proporcionado substancialmente a la relación entre la amplitud del voltaje fundamental alterno producido y el valor del voltaje de placa de corriente directa, siendo por lo general igual a un 85 o 90 % de esta proporción, numéricamente. En la práctica, se pueden operar satisfactoriamente los amplificadores con eficiencias de circuito de placa de hasta 65 a 20 75 %, con voltajes constantes de frecuencia de radio, de entrada.

25 Cuando el voltaje de entrada es modulado, la eficiencia máxima se obtiene solamente, con los circuitos hasta aquí empleados, en la cima del ciclo de modulación, siendo las eficiencias en las demás fases del ciclo menores en proporción a la amplitud del voltaje. La eficiencia media en un ciclo de modulación, para cualquier 30 grado de modulación, será, pues, siempre muy inferior que la eficiencia máxima instantánea obtenible en condiciones fijas, variando su valor entre unos 37 % para una modulación cero y unos 52 % para una modulación 100 %.

35 En el invento que nos ocupa, la eficiencia media puede ser elevada a mas de 60 % para una modulación

cero, y puede ser sostenida en este alto nivel en todos los grados de modulación. Donde se usan amplificadores de alta potencia, como en las estaciones emisoras de radio, la economía de corriente que se obtiene anualmente por efecto de este aumento de eficiencia media es muy considerable, en particular siendo que el grado medio de modulación durante un periodo de funcionamiento prolongado, no es mas que de un 20 %.

Esta mayor eficiencia se consigue en parte repartiendo las válvulas del amplificador en dos grupos, en uno de los cuales las válvulas están constantemente en condición de funcionar, mientras que en el otro solo lo están cuando el voltaje de entrada es mayor que el de la onda no modulada. Siendo que las válvulas del segundo grupo no consumen corriente durante la mitad de cada ciclo de modulación y solo alcanzan su máximo consumo de corriente en la cuña de la modulación, el resultado neto es una economía de la corriente media utilizada.

También se consigue un aumento de eficiencia usando circuitos de acoplamiento y de conducción de tipo nuevo, cuyos detalles se exponen a continuación, por lo cual se capacita las válvulas del primer grupo para suministrar su parte del rendimiento de energía a un voltaje constante de salida durante los intervalos en que funcionan también las válvulas del segundo grupo. Esto hace posible operar las válvulas del primer grupo con su máximo rendimiento y por lo tanto a su eficiencia máxima para todos los voltajes de entrada superiores al voltaje normal de las ondas. Las conexiones de circuito especiales pueden considerarse como destinadas a variar la impedan-

cia de carga efectiva hácia la que operan las válvulas del primer grupo, disminuyendo la impedancia a medida que aumenta el voltaje imprimido de manera que aumenta el rendimiento de potencia aún cuando el voltaje rendido, y por ende la eficiencia, siguen constantes.

La naturaleza y el funcionamiento del invento se comprenderán mejor a la vista de la siguiente descripción detallada de varios modelos de realización, y de los dibujos adjuntos, en los que designan:

Las figuras 1 y 1a, esquemas de los detalles generales del circuito del invento.

Las figuras 2 y 3, diagramas que explican el funcionamiento del invento;

Las figuras 4, 5 y 6, tipos de acoplamientos de redes empleados en el invento;

La figura 7, las características de los acoplamientos de redes;

La figura 8, otra forma de un acoplamiento de redes;

Las figuras 9, 10 y 11, esquemas detallados de dos realizaciones específicas del invento; y

La figura 12, una variante del invento que comprende una estabilización de retro-alimentación.

El sistema amplificador representado en la figura 1, incluye dos vías paralelas de transmisión que conectan entre sí una fuente S de ondas sostenidas de amplitud modulada y una carga de resistencia R, comprendiendo cada vía una válvula amplificadora y sus correspondientes rejilla de entrada y de emisión. En aras de la claridad, se han omitido los detalles de las rejillas y de los circui-

tos de alimentación de energía de las válvulas. Los amplificadores de válvula están marcados 1 y 2 y aparecen como siendo solo una válvula, si bien pueden usarse conjuntos paralelos de varias válvulas. Las rejillas 3 y 4 son modificadoras de fase para controlar las fases relativas de los voltajes imprimidos a los amplificadores. Las mallas 5 y 6 son circuitos sintonizados para la transmisión selectiva de la onda de transporte modulada y son de preferencia filtros de onda de cinta ancha con bandas de transmisión bastante mas anchas que el alcance de frecuencia ocupado por la onda transportadora y de sus bandas laterales que la acompañan. También las mallas 3 y 4 serán de preferencia filtros de cinta ancha con cintas relativamente anchas. B1 y B2 representan fuentes de voltajes negativos de inclinación de rejilla para los amplificadores.

El amplificador 1 está inclinado con respecto a la interceptación de corriente de placa por el voltaje de la fuente B1. El amplificador funciona continuamente para todas las amplitudes del voltaje alternativo imprimido a su rejilla. El amplificador 2 tiene sobre su rejilla un potencial negativo mucho mayor, siendo tal el voltaje de su potencial que solo permita el paso de la corriente espacial cuando el voltaje de las oscilaciones imprimidas exceda del voltaje de la onda transportadora no modulada.

La malla de acoplamiento 5 en la salida del amplificador de funcionamiento continuo tiene las proporciones necesarias para tener una constante de fase que, en el caso general, es un múltiplo integral impar de $\frac{\pi}{2}$. En la práctica será preferible que la constante de fase de esta

malla sea igual a $\frac{\pi}{2}$ ya que así se requiere un mínimo de elementos de impedancia, pero en condiciones especiales, por ejemplo cuando se desea una fuerte supresión de armónicos, podrán usarse mallas mas complejas de mayor selectividad. La malla 6 en la salida del amplificador intermitente tiene las proporciones debidas para tener una constante de fase a un múltiplo integral par de $\frac{\pi}{2}$ a la frecuencia de la onda transportadora. De preferencia, la constante de fase de esta malla diferirá de la de la malla 130 5 en $\frac{\pi}{2}$, y cuando la constante de fase de esta última sea igual a $\frac{\pi}{2}$, podrá ser igual a cero la constante de fase de la malla 6, esto quiere decir que el rendimiento del amplificador puede ser conectado directamente con la carga.

Las mallas modificadoras de fase 3 y 4 tienen las proporciones debidas para producir cambios de fase de los voltajes imprimidos como complemento a los que son producidos por las mallas de acoplamiento 5 y 6 al objeto de asegurar que las corrientes finales de salida correspondan en sus fases en la impedancia de carga. Por lo general, estas mallas puedan consistir en circuitos sencillos conocidos para la separación de fases, para producir voltajes en cuadratura. 140 145

Los principios que sirven de base al funcionamiento del invento se exponrán con ayuda del croquis del circuito en la figura 2, que representa la parte de salida del amplificador de la figura 1 para el caso simplificado en que la malla 5 tiene una constante de fase $\frac{\pi}{2}$. El curso espacial del amplificador 1 está representado por la resistencia R1 con una fuente de ondas de voltaje V1 conectada en serie, y el del amplificador 2 por la resisten- 150 155

cia correspondiente R_2 y el voltaje E_2 . Los voltajes E_1 y E_2 difieren en fase en la misma medida que lo hacen los respectivos voltajes de entrada y están en proporción, en cuanto a su magnitud, con los voltajes de entrada. El amplificador 2 está conectado directamente con la resistencia de carga R y el amplificador 1 está conectado con la carga a través de una malla T de reactancias puras, teniendo la reactancia shuntada un signo opuesto a las reactancias en serie, y siendo las tres de magnitud igual X . Esta malla equivale a cualquier malla de reactancia cuya constante de fase sea $\frac{\pi}{2}$. Su empleo aquí es puramente teórico y no se pretende indicar con ello que sea la forma que deba tener la malla en la práctica. Mas adelante se describirán otras estructuras.

Las ecuaciones para las corrientes de malla I_1 , I_2 y I_3 son las siguientes:

$$\begin{aligned} R_1 I_1 + jX I_3 &= E_1 \\ jX I_1 + R I_3 + R I_2 &= 0 \\ R I_3 + (R + R_2) I_2 &= E_2. \end{aligned} \quad (1)$$

De las que se obtiene

$$\begin{aligned} I_1 &= \left[\frac{E_1 R R_2 + j E_2 X R}{j E_1 X R + E_2 (R_1 R + X^2)} \right] \div \Delta \\ I_2 &= \left[\frac{j E_1 X R + E_2 (R_1 R + X^2)}{j E_1 X (R + R_2) + E_2 R_1 R} \right] \div \Delta \\ I_3 &= - \left[\frac{j E_1 X (R + R_2) + E_2 R_1 R}{E_2 X^2 - j E_1 X R_2} \right] \div \Delta \end{aligned} \quad (2)$$

y

$$I_2 + I_3 = \left[\frac{E_2 X^2 - j E_1 X R_2}{R_1 R_2 R + X^2 (R + R_2)} \right] \div \Delta$$

siendo

$$\Delta = R_1 R_2 R + X^2 (R + R_2).$$

La corriente I_1 es la de salida del amplificador 1, I_2 es la corriente de salida del amplificador 2 é I_3 es la corriente que pasa de la malla 5 a la carga. La corriente

total de carga es la suma de I_2 é I_3 .

Si los voltajes E_1 y E_2 fuesen de fase igual, cada una de las corrientes de malla y la de carga estarían compuestas de dos componentes de cuadratura. Dando a los voltajes imprimidos a los amplificadores las fases debidas, las fases relativas de E_1 y E_2 podrán ser tales que los dos componentes de cada corriente se hallen en la misma fase o en fases opuestas. Según el invento, las fases relativas de entrada son tales que E_1 está en fase con jE_2 , y de ahí que $-jE_1$ está en fase con E_2 . Los dos componentes de I_1 son entonces de signo igual y están en fase con E_1 ; los componentes de la corriente de carga son también de igual signo y están en fase con E_2 , en tanto que los de I_2 é I_3 son de signo opuesto. En estas condiciones, la corriente de salida del amplificador 1 aumenta cuando suministra corriente al amplificador 2 y por lo tanto aumenta el rendimiento de potencia del amplificador 2 para un voltaje determinado de entrada.

Los valores de las corrientes de malla expresados en términos de los voltajes V_1 y V_2 en los terminales de salida de las válvulas, pueden obtenerse por medio de la ecuación (2) dando el valor de cero a las resistencias R_1 y R_2 , siendo entonces los voltajes E_1 y E_2 iguales a los voltajes de salida. Teniendo presente la suposición referente a las fases relativas de E_1 y E_2 , se obtendrán las siguientes relaciones de magnitud:

$$\begin{aligned} I_1 &= \frac{V_2}{X}; \quad I_2 = \frac{V_2}{R} - \frac{V_1}{X} \\ I_3 &= \frac{V_1}{X}; \quad I_2 + I_3 = \frac{V_2}{R} \end{aligned} \quad (3)$$

De estas ecuaciones se obtienen las siguientes fórmulas para I_1 .

$$I_1 = V_1 \frac{R}{X^2} + I_2 \frac{R}{X}, \quad (4)$$

y

$$I_1 = V_1 \frac{X^2}{R(1 + \frac{I_2}{I_3})} \quad (5)$$

que demuestran como la corriente suministrada por el am-
plificador 2 aumenta el rendimiento del amplificador 1 y
220 modifica la impedancia hácia la cual opera. Cuando el
rendimiento de corriente del amplificador 2 es cero, la
resistencia R_2 se hace infinita y la impedancia hácia la
cual trabaja el amplificador 1 adquiere el valor de $\frac{X^2}{R}$.
225 La impedancia disminuye, a medida que aumenta I_2 y alcan-
za la mitad del valor antes dicho cuando I_2 é I_3 son i-
guales. La resistencia efectiva de la carga misma es au-
mentada, pero debido a la propiedad invertiente de la ma-
lla de acoplamiento, la resistencia aparente opuesta al
230 rendimiento del amplificador, es disminuída. Esta pro-
piedad invertiente es común a todas las mallas reactivas
de transmisión, cuya constante de fase sea igual a múlti-
plos integrales impares de $\frac{\pi}{2}$. En las mallas de sección
múltiple, tales como filtros de onda, la constante física
235 aumenta progresivamente con la frecuencia en el recorrido
de transmisión y puede pasar por varios múltiplos impares
de $\frac{\pi}{2}$ a frecuencias diferentes. En cada una de estas fre-
cuencias se encuentra la propiedad invertiente de impedan-
cia. A estas frecuencias, también la corriente de salida
240 es independiente del valor de la impedancia de carga, con
tal de que se mantenga constante el voltaje en los termi-
nales de entrada. Esto está explicado en la fórmula para
 I_3 en la ecuación (3) arriba citada.

245 En la cumbre del ciclo de modulación, cuando es
máxima la energía total producida, conviene que la carga
sea distribuída por igual entre los dos amplificadores.
Esto hace necesario dar una proporción determinada a los
valores de la reactancia X y de la resistencia de carga R
entre sí, como a continuación se expresa:

250 De la ecuación (3) se desprende que la energía
producida por los dos amplificadores es

$$V_1 I_1 = \frac{V_1 V_2}{X},$$

y

$$V_2 I_2 = \frac{V_2^2}{R} - \frac{V_1 V_2}{X}. \quad (6)$$

255 En los valores cumbres de los voltajes producidos, la igual-
dad de $V_1 I_1$ y de $V_2 I_2$ exige que

$$\frac{2V_1}{X} = \frac{V_2}{R},$$

ó

$$\frac{2R}{X} = \frac{V_2}{V_1}. \quad (7)$$

260 Si las válvulas de los dos amplificadores son del mismo tipo
será preferible hacerla funcionar de manera que den su má-
ximo rendimiento con los mismos voltajes de salida, en cu-
yo caso la proporción necesaria entre X y R viene a ser

$$X = 2R \quad (8)$$

265 En casos especiales puede resultar conveniente
hacer funcionar los dos amplificadores con voltajes máximos
diferentes, o repartir la carga entre ellos en proporción
diferente. En cada caso se hallarán una relación adecuada
entre la reactancia y la resistencia y las proporciones bá-
sicas del acoplamiento así establecido.

270

Para la amplificación rectilínea es necesario que el voltaje a través de la impedancia de carga varíe en proporción directa al voltaje imprimido al sistema por la fuente de ondas moduladas. En la figura 1 el voltaje de la fuente de entrada de ondas es imprimido en el sistema en los terminales a a', y el voltaje de carga es medido en los terminales b b'. Si estos voltajes están en relación lineal, la corriente total de carga que se halla en proporción directa al voltaje de carga, también variará linealmente con el voltaje de entrada. En el sistema simplificado de la figura 2, en el que los terminales de salida del amplificador 2 están conectados directamente con la carga, el voltaje de carga es el mismo que el de salida del amplificador V_2 . Debido al carácter de los circuitos de acoplamiento y a las relaciones físicas de los voltajes imprimidos, las magnitudes de las diferentes corrientes y voltajes en los circuitos de salida del amplificador están relacionados con arreglo a las ecuaciones (3). Para asegurar la condición rectilínea de la característica del voltaje producido es necesario seguir controlando las variaciones de magnitud de los voltajes de entrada en las rejillas del amplificador. Si damos por hecho que se ha conseguido la condición rectilínea del voltaje producido y del rendimiento total de corriente, quedarán fácilmente determinadas las variaciones correspondientes de los demás voltajes y corrientes en la malla de salida, y de éstas se llegará a las características necesarias del control del voltaje de entrada.

En la figura 3, las variaciones necesarias de los voltajes y corrientes de salida están trazadas en fun-

ción del voltaje de fuente, marcado V_0 . En la figura, los valores de V_0 están trazados en la abscisa, representando OA la amplitud de transporte no modulado y OB, que equivale a dos veces OA, la amplitud cumbre para 100/00 de modulación. La recta OB representa la variación de voltaje V_2 necesaria para la amplificación rectilínea, siendo este voltaje también el de los terminales de carga. La corriente total producida $I_2 + I_3$ es también rectilínea, estando representada por la recta OD.

La corriente de salida I_2 del amplificador 2 es cero para todos los voltajes de entrada inferiores a OA y al aumentar el voltaje es representada por la línea AE, que alcanza un valor igual a la mitad de la corriente de carga en la cumbre de la modulación. Por de pronto, supongamos que su variación de A a E es rectilínea. La corriente I_3 es igual a la diferencia entre la corriente de carga total e I_2 , y su variación requerida está, por lo tanto, representada por la línea quebrada OFE. Cuando los voltajes de entrada son mayores que OA, la amplitud de I_3 permanece constante. La corriente I_1 , que está en proporción con V_2 , está representada por la recta OE. En la cumbre de modulación es igual a I_2 , siempre que los dos amplificadores tengan en este punto igual voltaje de salida y energía.

El voltaje de salida V_1 del amplificador 1 está en proporción directa con I_3 , y habiéndolo admitido que en la cumbre de modulación es igual a V_2 , su variación necesaria sigue la línea quebrada OHC. El valor máximo es alcanzado a la entrada del transporte no modulado y permanece constante al aumentar ésta.

Estas curvas muestran las características de voltaje y corriente necesarias para asegurar una salida rectilínea. Los medios para obtener las características requeridas por el control de las variaciones del voltaje de entrada se detallarán mas adelante.

335

La eficiencia del amplificador, al funcionar en la condiciones de voltaje de salida y corriente definidas por las curvas de la figura 3 puede ser calculada aproximadamente como sigue:

340

Supongamos que las válvulas de los dos amplificadores sean similares y trabajen con el mismo voltaje de placa de corriente directa. Supongamos, asimismo, que la onda transportadora sea modulada por una oscilación sinusoidal que produzca un tanto por ciento de modulación igual a $100x$. A través del ciclo de modulación, el valor momentáneo de la energía rendida a la carga varía en proporción al cuadrado de la corriente de carga. La energía media depende del grado de modulación, y su valor es

345

$$W_x = \frac{I_0^2 R}{2} \left(1 + \frac{x^2}{2}\right), \quad (9)$$

350

siendo W_x la energía media rendida ó I_0 la amplitud de la corriente de carga para la modulación cero.

La corriente de placa en el amplificador 1 fluye en una serie de pulsaciones similares, cuyas amplitudes varían en proporción directa con la amplitud de la corriente I_1 . Su valor medio es, pues, constante para todos los grados de modulación, y la energía de placa tiene el valor medio

355

$$W_1 = E_b I_{b1} \quad (10)$$

siendo W_1 la energía de placa, E_b el voltaje de placa de corriente directa y I_{b1} la corriente media de placa para

360

una modulación cero. La corriente de placa en el amplifi-
 cador 2 solo fluye durante medios períodos alternos de la
 oscilación de la señal y se produce en forma de impulsos
 que, debidos al mayor potencial de la rejilla, son de me-
 365 nor duración que medios ciclos de la corriente de trans-
 porte. Las amplitudes de los impulsos siguen las varia-
 ciones de la corriente de salida I_2 , pero su duración no
 es constante, sino que aumenta gradualmente con la ampli-
 tud. Si los impulsos tuviesen todos una duración de media
 370 onda, el valor medio de la corriente de placa sería igual
 a $2xI_{b1} \div \pi$, estando expresado el valor en términos de
 la corriente de placa en el amplificador 1, ya que en la
 cumbre de la modulación las corrientes de placa de ambas
 válvulas serían iguales. Sin embargo, debido a la mayor
 375 brevedad de las pulsaciones de corriente, el amplificador
 2 operará con una eficiencia un poco mayor que el amplifi-
 cador 1, y el valor medio de la corriente de placa será
 algo menor que el indicado arriba. Para tener en cuenta
 esta mejora de la eficiencia, podrá expresarse la energía
 de placa consumida por el amplificador 2 por

$$380 \quad W_2 = \frac{C_p I_{b1} 2x_1}{\pi} \quad (11)$$

siendo W_2 la energía de placa y q un coeficiente varia-
 ble entre aproximadamente 0.7 para una modulación cero y
 0.33 para una modulación total.

385 De estas fórmulas para el rendimiento y consumo
 de energía resulta que la eficiencia media llamada η_x a
 través de un ciclo de modulación, es

$$\eta_x = \eta_0 \frac{1 + \frac{x^2}{2}}{1 + \frac{2x}{\pi} q} \quad (12)$$

siendo η_0 la eficiencia para modulación cero. Siendo que

390 solo el amplificador 1 está actuando a la modulación ce-
ro y rinde energía a su máximo voltaje, su eficiencia pue-
de llegar a 65%, o mas. A medida que la modulación aumen-
ta, tiende a disminuir ligeramente la eficiencia según la
ecuación 12, y podrá llegar, con una modulación total, a
395 un 94% de su valor para una modulación cero.

Después de haber explicado las características
de la figura 3 para el circuito simplificado de la figura
2, puede fácilmente demostrarse que también prevalecen en
el caso general, en el que la malla 5 tiene una constan-
te física igual a un múltiplo integral impar de $\frac{\pi}{2}$ y en
400 el que la malla 6 tiene una constante física que difiere
del anterior en $\frac{\pi}{2}$. La forma requerida de la variación
de variaciones de voltaje y corriente proviene de las re-
laciones especiales en las mallas de salida, sin tener en
405 consideración los ángulos físicos, y de la supresión de
la producción del segundo amplificador cuando son bajos
los voltajes de entrada. El ser ésto así, se comprenderá
por la consideración siguiente. Si los dos amplificado-
res estuviesen acoplados directamente a la carga, o a tra-
410 vés de mallas que produjesen cambios de fase que fuesen
múltiplos pares de $\frac{\pi}{2}$, los voltajes de salida de los dos
amplificadores variarían forzosamente en porporción direc-
ta al voltaje de carga y tendrían, por consiguiente, que
seguir directamente las variaciones de voltaje de la fuen-
415 te de entrada para una amplificación rectilínea. En estas
circunstancias no sería posible operar el primer amplifi-
cador con un voltaje de salida constante y asegurar al mis-
mo tiempo una amplificación rectilínea total.

Para obtener la constancia deseada del voltaje

420 de salida V_1 para rendimientos superiores al de transpor-
te normal, es necesario que el voltaje imprimido a la re-
jilla del primer amplificador varíe de manera apropiada.
Para valores hasta la amplitud normal de transporte, el
425 voltaje de rejilla debería estar en proporción directa
con el voltaje V_0 de la fuente de ondas moduladas, pero
a mayores amplitudes conviene que aumente más despacio
que el voltaje de la fuente de ondas. Hemos encontrado
que para la mayoría de los tipos de válvula el aumento
del voltaje de rejilla entre el valor normal de transpor-
430 te y el de la modulación cumbre, conviene sea de un 30%.
La variación del voltaje de rejilla imprimido está repre-
sentada por la línea punteada quebrada OKN en la figura 3.

Uno de los métodos para conseguir la caracterís-
tica de excitación deseada, consiste en ajustar el circui-
435 to de entrada de manera tal que la rejilla del primer am-
plificador empiece a gastar corriente tan pronto como la
amplitud del voltaje de entrada exceda del valor normal
de transporte. Cuando la rejilla se hace conductora, la
impedancia de entrada del amplificador se reduce y resul-
440 ta una disminución del voltaje de rejilla alternativo e-
fectivo. También se puede utilizar el componente directo
de la corriente de rejilla para aumentar el potencial ne-
gativo de la misma, consiguiendo así una reducción más del
voltaje producido. Ambos efectos pueden utilizarse con-
445 junta o separadamente, según se desee. Mas detalles so-
bre este método de excitación se describirán más adelan-
te con las figuras siguientes.

El segundo amplificador tiene el objeto de em-
pezar a suministrar corriente cuando el voltaje de fuente

450 excede de la amplitud normal transportadora, y de suministrar una corriente máxima en la cumbre de la modulación, igual a la corriente producida por el primer amplificador. Con este doble ajuste de la corriente producida se dispone de dos variables independientes de la corriente de entrada, a saber, el voltaje del potencial de la rejilla y la amplitud del voltaje imprimidos a la rejilla por la fuente. Por el ajuste conveniente de estos parámetros se obtendrá la característica de rendimiento deseada.

Con respecto a la estructura de las mallas modificadora de fase y selectiva, pueden emplearse muchos esquemas entre ellos, la disposición en T que se ve en la figura 2, aunque en la práctica resulta preferible el esquema equivalente que aparece en la figura 4. Esta malla, al igual que la de la figura 2, tiene una constante física de $\frac{\pi}{2}$ cuando las reactancias son de la magnitud y signo indicados. El cambio de signo de cada una de las reactancias cambia el signo de la constante física, produciendo con ello una inversión de fase de la corriente y voltaje de salida. Una forma específica de malla del tipo representado en la figura 4 está ilustrado en la figura 5, cuya estructura comprende una inductancia en serie L_1 y dos condensadores iguales shuntados de capacidad C_2 . Esto es una parte solamente de una forma conocida de un filtro de bajo paso. A la frecuencia que corresponde a la resonancia de la inductancia L_1 con la capacidad C_2 , la constante física tiene el valor de $\frac{\pi}{2}$. Conviene por lo tanto fijar los valores de L_1 y C_2 de manera que esta resonancia se produzca a la frecuencia de funcionamiento del amplificador, es decir, a la frecuencia de la onda de

480 transporte modulada. La figura 6 representa una malla en la que las reactancias son de signo opuesto a las de la figura 5 y que tiene, por consiguiente, una constante física de minus $\frac{\pi}{2}$ cuando las reactancias de los ramales en serie y shuntados tienen la misma magnitud.

485 La variación de frecuencia de las constantes físicas de las mallas en las figuras 5 y 6 están representadas por las curvas 7 y 8 respectivamente en la figura 7, en las que aparecen sus valores en función de la relación de la frecuencia variable con las frecuencias de interrupción de los filtros. Para la estructura de paso bajo la constante física es igual a $\frac{\pi}{2}$ a una frecuencia igual a $.707f_c$, siendo f_c la frecuencia de interrupción; y para la estructura de paso alto de figura 6, la constante física tiene su valor de cero a una frecuencia igual a $1.414 f_c$.

495 Como la frecuencia es variada por la cinta de transmisión, los ángulos físicos de las mallas de sección única ilustradas, quedan sometidos a cambios de "radiáns" π , o 180°. Si varias secciones están unidas en "tandem", o sea una tras otra, la constante física a cualquier frecuencia aumenta en proporción al número de secciones. Siendo la característica de la mayoría de los filtros de sección única, sean de paso bajo, alto o de cinta, que el ángulo físico varía en 180° entre los límites de cinta, resulta que la velocidad de cambio del modificador de fase aumentará rápidamente a medida que se reduce el ancho de
505 la cinta de transmisión. Si se emplean filtros de cinta muy estrechos, para los circuitos selectivos 3, 4, 5 y 6, las modificaciones de fase resultantes podrán variar muy rápidamente a una frecuencia próxima a la de funcionamiento

510 to, con el resultado de que las frecuencias de cinta lateral correspondientes a la señal moduladora no experimentarán todas la modificación de fase desenda de 90 grados. Por esta razón se recomienda emplear mallas con el mayor ancho de cinta posible dentro de un grado adecuado de supresión de los armónicos de la onda de transporte. En la práctica se ha visto que las cintas de un ancho del orden de 60 Kilociclos, o mas, han dado el mejor resultado para ondas moduladas de voz. A frecuencias de transporte de 500 Kilociclos, y mas. Esto permite suprimir eficazmente los armónicos.

525 Una forma de malla de paso de cinta que ha dado resultado en la práctica, está representada en la figura 8 que corresponde a la figura 5, mas los circuitos anti-resonantes ΔC paralelos con los ramales shuntados. Si estos circuitos anti-resonantes se sintonizan con la frecuencia transportadora, su reactancia efectiva se hace infinita, y la relación de reactancia total de los ramales en serie y shuntados a esta frecuencia, permanece inalterada. Estos circuitos sintonizados pueden ser añadidos en cada extremo, según el dibujo, o, si se desea, se puede colocar un solo circuito sintonizado en un solo extremo. La malla de la figura 6 puede ser modificada en igual forma sin alterar la relación de reactancia total. En esta clase de mallas, la frecuencia de funcionamiento está substancialmente a igual distancia de las frecuencias de interrupción. También pueden emplearse otros tipos de filtros de malla ancha conocidos en los que los elementos estén aproximadamente proporcionados, de modo que la constante física es igual a $\frac{\pi}{2}$ a la frecuencia de funcionamiento. Si se

540 desea, también pueden conectarse en "tandem" varias sec-
ciones dando así constantes físicas de cualquier múltiplo
de $\frac{\pi}{2}$ deseado.

545 el esquema de un amplificador completo de la fi-
gura 9 representa un sistema de mallas de modificación de
fase y selectivas, y una disposición de circuito para ob-
tener las características necesarias de voltaje de entra-
da. La malla 5 en la salida del amplificador 1 es del
tipo de paso de cinta representado en la figura 8; y la
malla 4 en la entrada del amplificador 2 es del mismo ti-
po, siendo de igual signo y magnitud las constantes fási-
550 cas de las dos mallas de manera que los cambios físicos
totales en los dos recorridos son iguales. En los extre-
mos de entrada, ambos recorridos están conectados con u-
nas clavijas ajustables en el potenciómetro 9 que está en
el circuito de salida de la fuente de ondas moduladas 3.
555 Las rejillas del amplificador reciben sus potenciales di-
ferenciales de las fuentes B_1 y B_2 a través de las resis-
tencias 10 y 11, teniendo los condensadores de bloqueo 12
y 13 el objeto de aislar las rejillas del resto del cir-
cuito. La corriente de placa es suministrada a las vál-
vulas amplificadoras a través de carretes estranguladores
560 16 y 17 a los que están unidos los condensadores de blo-
queo 14 y 15.

565 El voltaje desnivelador de la rejilla del ampli-
ficador 1 está aplicado al punto de interrupción de la co-
rriente de placa, y el voltaje de entrada procedente de
la fuente de ondas es ajustado de tal manera que a la am-
plitud normal de transporte la rejilla empieza a ser con-
ductora. A medida que el voltaje de entrada aumenta mas

570 allá de este valor, la mayor corriente de rejilla que a-
traviesa la resistencia 10 produce un mayor potencial ne-
gativo en la rejilla y una correspondiente disminución
del voltaje de salida. Al mismo tiempo, la impedancia
ofrecida por el circuito de entrada disminuye debido a la
575 mayor conductibilidad de la rejilla, y disminuye igual-
mente la amplitud de las oscilaciones que llegan a la re-
jilla. Ambos efectos tienden hacia el mismo sentido y,
por un ajuste adecuado, se logrará que mantengan la ca-
racterística necesaria del voltaje de salida. La carac-
580 terística conveniente de corriente de salida del amplifi-
cador 2 se obtiene por el ajuste coordinado del voltaje
de la fuente desniveladora B_2 y de la amplitud del volta-
je de entrada en la forma que se ha descrito antes.

En el modelo modificado del invento representa-
585 do en la figura 10, la malla de entrada modificadora de
fase está colocada delante del amplificador 1, en vez de
estarlo en la entrada del amplificador 2. El igualamien-
to de las constantes de fase totales de los dos recorri-
dos se obtiene haciendo que las constantes físicas de las
590 dos mallas sean de magnitud igual y de signo opuesto. La
malla de salida 5 es del mismo tipo que en la figura 10,
en tanto que la malla de entrada 3 corresponde al tipo de
la figura 6 con adición de un circuito anti-resonante en
un extremo. El voltaje desnivelador es llevado a la re-
595 jilla a través del carrito adyacente de la malla, en lu-
gar de serlo a través de la resistencia terminal 10. El
potencial de rejilla queda así fuera de la influencia de
cualquier flujo de corriente de rejilla.

La carga de salida está representada en forma de

600 una antena 19 acoplada al amplificador a través de una ma-
lla sintonizadora 18, estando la combinación proporciona-
da y sintonizada de modo que ofrezca al amplificador una
impedancia pura de resistencia de la magnitud deseada a
la frecuencia de funcionamiento. La malla 18 puede con-
605 sistir en un filtro de bandas de cinta estrecha, o de cual-
quier otro circuito de acoplamiento conocido, pudiendo es-
tar tan sintonizada como se quiera.

El control del voltaje de salida depende en un
todo del cambio de la impedancia de entrada de válvula al
610 hacerse conductiva la rejilla. La teoría del funciona-
miento de este método de control, es como sigue:

Puede considerarse que el circuito de entrada
está constituido por una malla del tipo representado en
la figura 4 terminada en su salida por una resistencia R
615 que representa al resistente 13 conectado paralelamente
con la rejilla básica del recorrido del espacio del cátodo,
y alimentada por una fuente de ondas de voltaje E y la
resistencia interna efectiva R_1 .

A la frecuencia de funcionamiento, para la que
620 la malla tiene una constante física igual a $\frac{\pi}{2}$, el vol-
taje de salida de la malla E_2 puede ser representado por la
fórmula

$$\frac{E_2}{E} = \frac{1}{1 + \left(\frac{R_1}{R}\right)^2 + \left(\frac{X}{R}\right)^2} \quad (13)$$

Cuando no fluye corriente de rejilla la relación de los
625 de voltajes puede determinarse por las resistencias sub-
stancialmente fijas R_1 y R_2 y la reactancia fija X. Cuan-
do fluye una corriente de rejilla substancial, es rebajado
el valor de la resistencia R_2 y la relación del voltaje es

630

modificada de tal manera que al aumentar el voltaje de alimentación, el voltaje de salida aumenta mas despacio. Seleccionando debidamente el valor del resistor 10 puede controlarse el voltaje de entrada de la red que se produzca la característica deseada de rendimiento representada en la figura 3.

635

El voltaje en los terminales de entrada de la malla, que es al mismo tiempo imprimido a la rejilla del amplificador 2 está representado por

$$\frac{E_1}{2} = \frac{k^2}{R_1 R_2 + k^2} \quad (14)$$

640

siendo E_1 el voltaje de entrada. La disminución de R_2 debida al flujo de corriente de rejilla cuando el voltaje de alimentación pasa del valor normal de transporte viene a producir el correspondiente aumento del voltaje imprimido al amplificador 2. Este aumento de voltaje ayuda a poner en acción mas rápidamente el amplificador 2, y en muchos casos puede bastar para que los dos recorridos de amplificación sean operados al mismo voltaje de entrada.

645

650

655

Otra modificación del invento aparece en la figura 11, en la que el control de los voltajes de entrada se hace por regeneración. Los dos recorridos están acoplados a la fuente de ondas a través de un transformador sintonizado 18, y un circuito de retro-alimentación está conectado desde el punto central del secundario de este transformador, a través de una malla controladora de fases 21, con el transformador 20 en el circuito de placa de la válvula amplificadora 2. El circuito de retro-alimentación está ajustado de manera que el voltaje de retro-alimentación está en oposición fáscica con el voltaje de

entrada del amplificador 1 y coincide en fase con el amplificador 2 a la frecuencia de funcionamiento. Siendo
660 que no fluye corriente en el circuito de placa del amplificador 2 mientras que el voltaje de entrada es inferior al valor normal de transporte, la retroalimentación se manifiesta solamente cuando el voltaje de entrada excede de este valor y entonces tiene por efecto reducir el voltaje de rejilla de la válvula 1 y aumentar el de la válvula 2. Ajustando debidamente la retro-alimentación podrá obtenerse la característica deseada del voltaje de salida. Es conveniente que el enrollamiento primario del transformador 20 tenga una inductancia mas bien baja para
665 que su presencia en el circuito de placa no afecte seriamente la fase de las corrientes de salida.

La figura 11 representa dos mallas 3 y 5 del tipo que produce cambios de fase positivos de $\frac{\pi}{2}$, siendo el cambio total de fase en el recorrido igual a π mas el cambio de fase en la válvula. Para compensar este cambio de fase, el voltaje de entrada al segundo recorrido es de fase invertida debido a estar conectado con el secundario del transformador sintonizado 23, según se ve en el croquis.
675

En el uso de los amplificadores del invento puede ocurrir que se produzca una ligera desviación de la característica ideal rectilínea de amplificación a voltajes próximos del valor normal de transporte, lo cual se debe a que están mal ajustadas las características de las dos válvulas y a falta de condición rectilínea de sus características individuales. Estas irregularidades pueden eliminarse substancialmente por el uso de retro-alimentación
685

degenerativa en la forma descrita en un artículo de H.S. Black, titulado "Stabilised Feedback Amplifiers" publicado en "Bell System Technical Journal", vol. XIII, enero 1934. Un circuito para la aplicación de la retro-alimentación estabilizadora aparece en el esquema de la figura 19. En ésta, el amplificador 24 que puede ser cualquiera de las modificaciones ilustradas en las figuras anteriores, toma su voltaje de entrada de un amplificador previo 25 acoplado a una fuente conveniente a través del transformador de acoplamiento sintonizado 26. El acoplamiento entre los amplificadores 24 y 25 se efectúa a través del circuito sintonizado 27 y del condensador 28. La retro-alimentación se aplica a través del conductor 29 conectado con el lado de alto voltaje de la salida del amplificador, de la resistencia 30, y de un filtro de control de fase que consiste en una inductancia 30 y en un condensador 31, a la entrada del amplificador 25. Puesto que en este sistema se emplean dos períodos de amplificación, es necesaria una inversión de fase de la retro-alimentación para ponerla en la debida relación degenerativa. Esto se consigue dando un valor grande a la reactancia del carrete 30 con respecto a la del condensador 31 a la frecuencia de funcionamiento. La ganancia de la retro-alimentación puede controlarse variando la inductancia del carrete.

La retro-alimentación degenerativa hace posible también simplificar la disposición del circuito de entrada, puesto que cualquier falta de alineación debida a una relación imperfecta de las magnitudes del voltaje de entrada en los dos recorridos quedará subsanado por ello.

Por eso, es posible aplicar el mismo voltaje de entrada a los dos recorridos, según se ve en la figura.

720

En la figura 1., que representa una variante del circuito de la figura 1 en la parte de la derecha de la línea A', se ve una alternativa de conexión de la impedancia de carga, por la cual la corriente es suministrada por los dos amplificadores conectados en serie, en lugar de

725

estarlo paralelamente. Con estas características de funcionamiento se obtienen y rigen los mismos requisitos en cuanto a los voltajes de entrada, que en el circuito de la

730

figura 1. Debido, sin embargo, a la relación de serie de la carga, es necesario que las características físicas de las mallas de acoplamiento 3, 4, 5 y 6 estén intercambia-

735

das. El amplificador 3, excitado intermitentemente, debe estar acoplado a la carga a través de una malla cuya constante física sea igual a $\frac{\pi}{\omega}$, ω es un múltiplo impar de dicho valor, mientras que conviene que el circuito de salida del amplificador 1 tenga una constante física igual a

740

cero, o a un múltiplo par de $\frac{\pi}{\omega}$. Es evidente, que con esta modificación el amplificador 3 no puede estar acoplado directamente a la conducción, puesto que, en tal caso, la carga solo recibiría corriente durante los intervalos en los que este amplificador es excitado. Modificando, según se ha dicho, las constantes físicas, la carga podrá recibir energía a todo momento.

745

Esta solicitud, que corresponde a la presentada en Inglaterra el 3 de marzo de 1956 bajo el N.º 5.416/56, se acoge a los beneficios del art. 51 del Estatuto vigente sobre Propiedad Industrial.

=====

===== N O T A =====

=====

Los puntos de invención propia y nueva que se presentan para que sean objeto de esta Patente de Invención, en España, son lo siguientes:

750

1º. Un sistema amplificador para ondas de transporte moduladas, en el que se han previsto medios para variar la impedancia de la carga de salida de un aparato amplificador en dependencia del voltaje de excitación aplicado a la entrada de dicho aparato amplificador.

755

2º. Un sistema amplificador que comprende una fuente de ondas de amplitud moduladas de un voltaje de transporte normal previamente fijado; un aparato amplificador; un circuito de entrada que acopla dicho aparato a dicha fuente, y un circuito de salida conectado con los terminales de salida de dicho aparato; medios que, en reacción a voltajes de dicha fuente que excedan del citado valor normal, sirven para reducir la impedancia del referido circuito de salida; y medios, que funcionan simultáneamente, para controlar la eficiencia de transmisión de dicho circuito de entrada con lo cual se consigue mantener constante el voltaje de salida de dicho aparato.

760

765

3º. Un sistema amplificador para una fuente de ondas de transporte de amplitud variable que comprende un amplificador de descarga espacial, en el que se emplea una malla de reactancia que invierte la impedancia, para acoplar dicho amplificador y una carga, existiendo un recorrido de transmisión adicional entre dicha fuente y dicha carga y en el que el referido recorrido adicional y el

770

775 formado por dicho amplificador y sus correspondientes circuitos de acoplamiento tienen constantes físicas iguales, habiendo además medios para bloquear dicho recorrido adicional contra el paso de ondas de una amplitud inferior a la previamente fijada.

780 4. Un sistema amplificador que comprende una fuente de ondas de transporte moduladas; una impedancia de carga; dos recorridos paralelos de transmisión que conectan dicha fuente con dicha carga; aparatos de amplificación en los dos recorridos; medios para modificar la fase entre dichos aparatos y dicha fuente para producir una relación en cuadratura de fase entre las ondas imprimidas en los terminales de entrada de dichos aparatos por dicha fuente; y medios para cambiar la fase entre los terminales de salida de dichos aparatos y de dicha carga para producir una rectificación de fase relativa de compensación de las oscilaciones amplificadas de manera que se sumen sus fases en la carga.

785

790

5. Un sistema amplificador para ondas de transporte de amplitud moduladas, que comprende dos aparatos amplificadores con recorridos de entrada separados para conectarlos a una fuente de ondas, y con recorridos de salida separados que los conectan con una impedancia de carga; una malla de reactancia en uno de los recorridos de salida mencionados que produce una modificación de fase de las ondas amplificadas igual a 90 grados a la frecuencia de dicha fuente, diferenciándose de ella en 90 grados la modificación de fase en el segundo recorrido citado; y medios modificadores de fase en dichos recorridos de entrada que producen desplazamientos de fase compensadores

795

800

805 de las ondas de entrada, con lo que las ondas de salida de los dos aparatos amplificadores coinciden en fase en dicha impedancia de carga.

6°. Un sistema amplificador para ondas de transporte de amplitud variable, que comprende un amplificador de descarga especial; una impedancia de carga; una fuente de ondas de transporte de frecuencia y voltaje normal previamente fijado; una malla de reactancia con una constante física de $\frac{\pi}{2}$ "radians" a dicha frecuencia prefijada que acopla dicho amplificador y con dicha carga; un circuito de entrada que acopla dicho amplificador con dicha fuente; un recorrido de transmisión adicional entre dicha fuente y dicha carga; un segundo amplificador de descarga especial incluido en dicho recorrido y acoplado a dicha carga con modificación de fase cero, teniendo ambos recorridos entre sí a fuente y dicha carga substancialmente las mismas constantes físicas; medios de desnivelación para blindar dicho segundo amplificador contra el paso de ondas de un voltaje inferior al referido normal; y medios para controlar automáticamente la amplitud de las ondas transmitidas en el primer amplificador como consecuencia de exceder el voltaje de la citada fuente de ondas del citado valor normal, por lo que se consigue mantener constante el voltaje de salida del referido primer amplificador.

830 7°. Un sistema amplificador para ondas de transporte moduladas, en el que dos recorridos paralelos de transmisión, con aparatos amplificadores termiónicos, conectan una fuente de ondas con una carga, estando uno de los recorridos acondicionado de manera que únicamente suminis-

835 tra energía a la carga para voltajes de excitación superiores a un valor prefijado, modificando con ello la impedancia de la carga de salida del aparato amplificador que se encuentra en el otro recorrido de transmisión en el momento del voltaje de excitación.

840 90. En sistema amplificador, según lo reivindicado en los puntos 1, 2 o 70, en el que se emplean medios de niveladores para hacer que cese de funcionar uno de dichos aparatos amplificadores para amplitudes de entrada inferiores a un valor prefijado.

845 91. En sistema amplificador, según lo reivindicado en los puntos 1, 5, 6 o 7, en el que uno de los citados aparatos amplificadores está desnivelado substancialmente hacia el punto de interrupción de la corriente de placa, y en el que el otro aparato amplificador está desnivelado más allá del punto de interrupción.

850 92. En sistema amplificador, según lo reivindicado en el punto 91, en el que los citados aparatos amplificadores poseen una o más válvulas de rejilla controlada, estancable, o las rejillas del aparato amplificador citado primero desniveladas negativamente hacia el punto de interrupción de la corriente de placa, substancialmente, bastando justamente el voltaje normal referido de la fuente de cables para producir una corriente positiva de rejilla en el referido aparato amplificador, mencionado en primer lugar.

860 93. En sistema amplificador, según lo reivindicado en el punto 7, en el que hay, en el recorrido de salida del aparato amplificador del citado recorrido de transmisión mencionado en segundo lugar, una malla reactiva con

865 una constante física igual a un múltiplo integral impar de $\frac{\pi}{2}$ "radians" a la frecuencia de funcionamiento.

870 12. Un sistema amplificador, según lo reivindicado en los puntos 4, 5 u 6, en el que hay una malla de reactancia en uno de los recorridos de salida mencionados, con una constante física igual a un múltiplo integral impar de $\frac{\pi}{2}$ "radians" a una frecuencia de funcionamiento prefijada; medios de acoplamiento en el otro recorrido de salida con una constante física a la frecuencia citada igual a un múltiplo integral par de $\frac{\pi}{2}$ "radians", incluyendo 875 880 885 890 895 900 905 910 915 920 925 930 935 940 945 950 955 960 965 970 975 980 985 990 995

13. Un sistema amplificador, según lo reivindicado en el punto 7, en el que entre la salida de un primer recorrido de los citados y el circuito de carga mencionado, está conectada una malla inventora de impedancia y en el que se establecen conexiones directas desde la salida del segundo recorrido citado al circuito de carga mencionado; condiciones para las mallas mencionadas para excitar dicho recorrido desde la salida de la malla de tal manera que sus salidas se encuentren en fase en el circuito de carga; y el poder al menos el segundo recorrido con respecto a los inferiores a una amplitud a cual previamente determinada; y para garantizar el funcionamiento del primer recorrido en tal forma que su voltaje de salida sea substancialmente constante para voltajes de entrada superiores a un valor variable.

895 14°. Un sistema amplificador, según lo reivin-
dicado en los puntos 5°, 6° u 11°, en el que la referida
malla de reactancia esté proporcionada con respecto al va-
lor de la impedancia de carga citada con objeto de repar-
tir en partes iguales la energía total de salida entre los
900 dos amplificadores cuando el voltaje de la fuente de on-
das sea el doble del valor normal.

15°. Un sistema amplificador, según lo reivin-
dicado en el punto 7°, en el que se han previsto medios
para controlar automáticamente la amplitud de las ondas
905 imprimidas al aparato amplificador del segundo recorrido
al producirse excesos de voltaje de la fuente de ondas por
encima del valor previamente fijado, con lo que se mantie-
ne constante el voltaje de salida de dicho aparato ampli-
ficador.

910 16°. Un sistema amplificador, según lo reivin-
dicado en los puntos 6° o 15°, en el que, para el control
automático de la amplitud de las ondas imprimidas, el cir-
cuito de entrada del amplificador está dispuesto y ajusta-
do de tal forma que la rejilla empieza a consumir corrien-
915 te tan pronto como la amplitud del voltaje de entrada ex-
cede del referido valor normal o previamente determinado,
por efecto de lo cual se reduce la impedancia de entrada
del amplificador y resulta una disminución del voltaje de
rejilla alternativo efectivo, aumentando, o no, el compo-
920 nente directo de la corriente de rejilla el potencial ne-
gativo de la misma.

17°. Un sistema amplificador, según lo reivin-
dicado en los puntos 6° o 15°, en el que los extremos de
entrada de ambos recorridos están conectados con clavijas

925 ajustables de un potenciómetro en el circuito de salida de la fuente de ondas de transporte.

930 181. Un sistema amplificador, según lo reivindicado en los puntos 111 a 151, en el que los medios automáticos de control citados comprenden un acoplamiento de retro-alimentación entre el circuito de salida de un amplificador y el de entrada del otro amplificador produciendo un voltaje de retro-alimentación opuesto al voltaje de entrada procedente de dicha fuente.

935 182. Un sistema amplificador, según lo reivindicado en el punto 121, en el que el circuito de retro-alimentación está dispuesto de forma que el voltaje de retro-alimentación esté en oposición de fase al voltaje de entrada de un amplificador, y que coincide en fase con el voltaje de entrada del otro amplificador a la frecuencia de transporte.

940 183. Un sistema amplificador, según lo reivindicado en cualquiera de los puntos precedentes, en el que entre la carga y la fuente de ondas de transporte se halla un elemento de naturaleza inductiva disipativa.

945 211. Un sistema amplificador, según lo reivindicado en el punto 21, que comprende una fuente de ondas de transporte de amplitud modulada; un circuito de carga; y los amplificadores, incluidos, en un recorrido de transmisión con ondas entre dicha fuente y dicha carga; una malla para inyección de la inductancia que conecta los terminales de salida del primer amplificador citado, con la carga; conexiones directas desde la malla del segundo amplificador a la carga; circuitos de acoplamiento entre dichos amplificadores y la fuente, con características de cambio

950

955 de fase tales que las corrientes de salida de dichos am-
plificadores coinciden en fase en el referido circuito de
carga; medios para bloquear el citado segundo amplificador
con respecto a las ondas que proceden de dicha fuente de
amplitud inferior a la normal prefijada; y medios que se-
960 túen cuando el voltaje de dicha fuente excede de dicha am-
plitud normal, para controlar la transmisión entre dicha
fuente y dicho primer aparato, consiguiendo así que su vol-
taje de salida sea constante.

22º. Mejoras en los sistemas amplificadores ter-
965 miónicos.

Tal y como se ha descrito en la Memoria que an-
tecede, ilustrado en los dibujos que se acompañan y para
los fines que se han especificado.

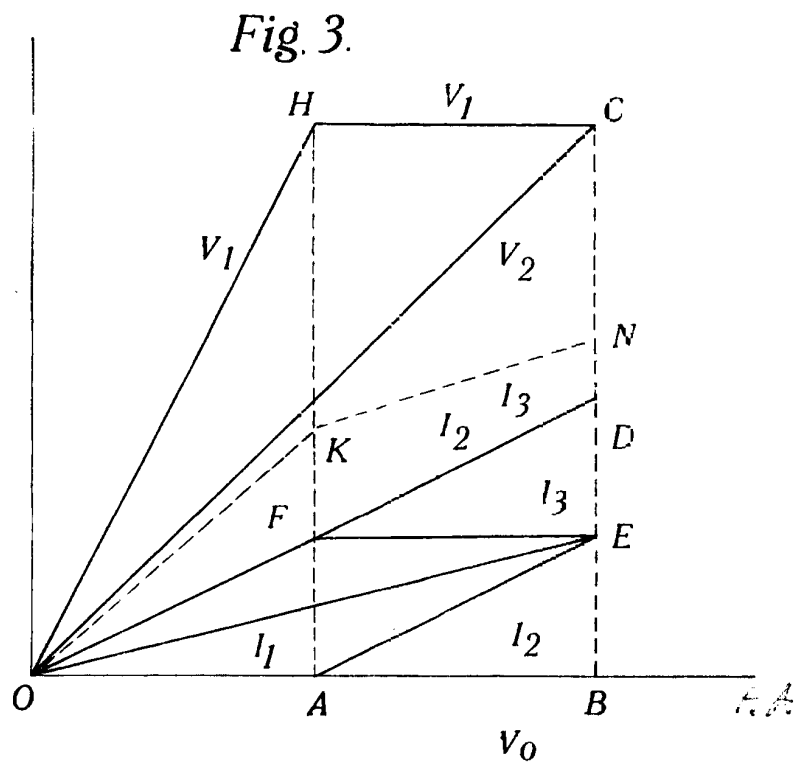
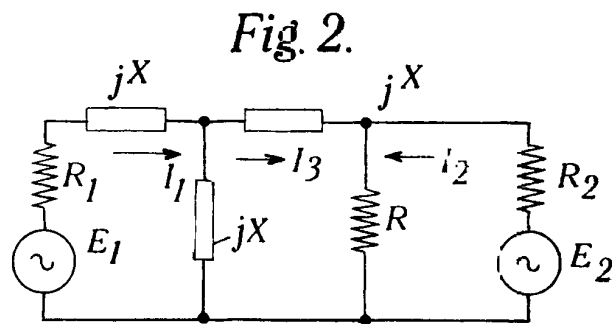
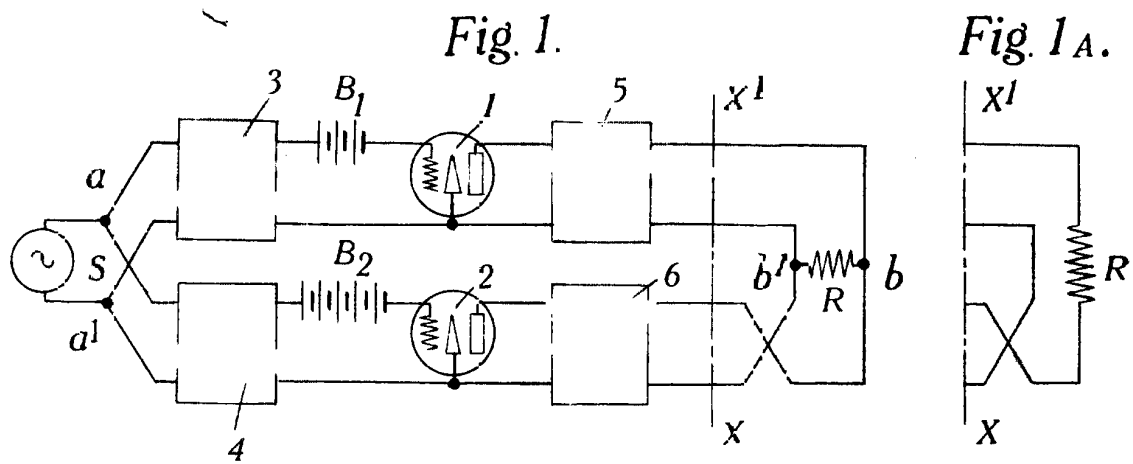
Esta Memoria consta de treinta y cuatro hojas
970 escritas a máquina por una sola cara.

San Sebastián a 12 de Julio 1938

III Año Triunfal.

P. A.

J. R. M. Ullera



J. P. ...

Fig. 4.

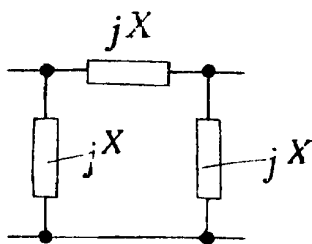


Fig. 5.

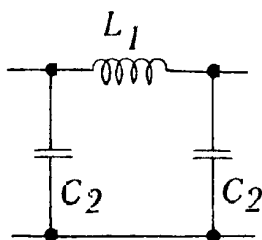


Fig. 6.

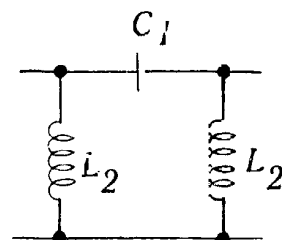


Fig. 7.

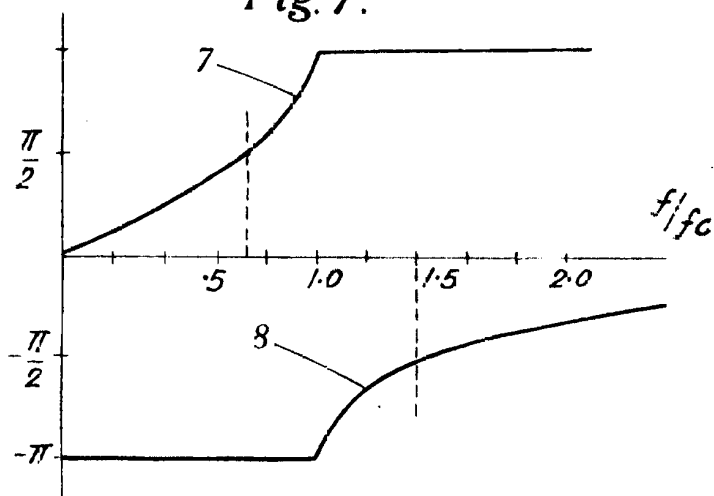


Fig. 8.

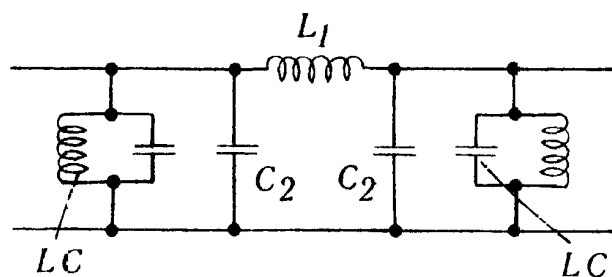
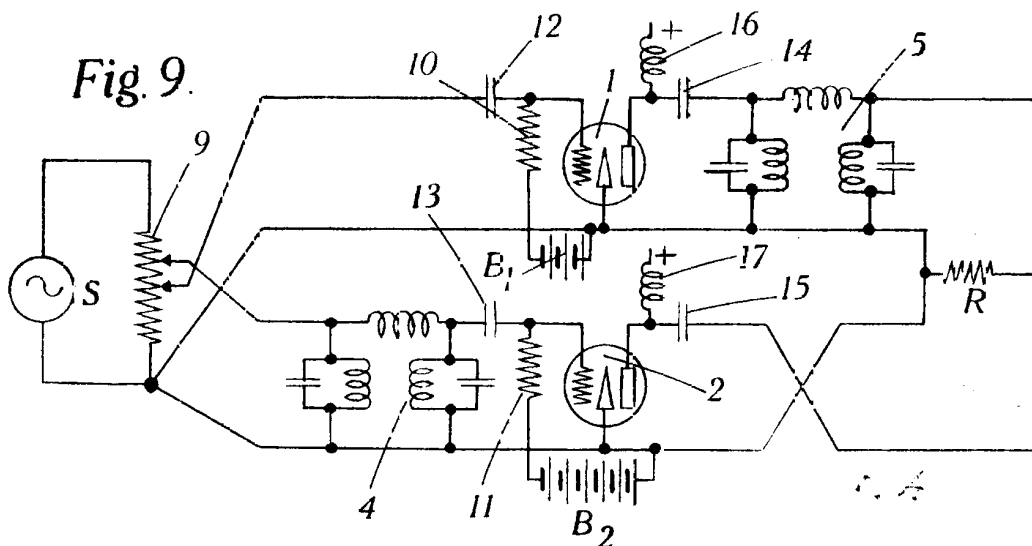


Fig. 9.



J. W. M. Allen

Fig. 10.

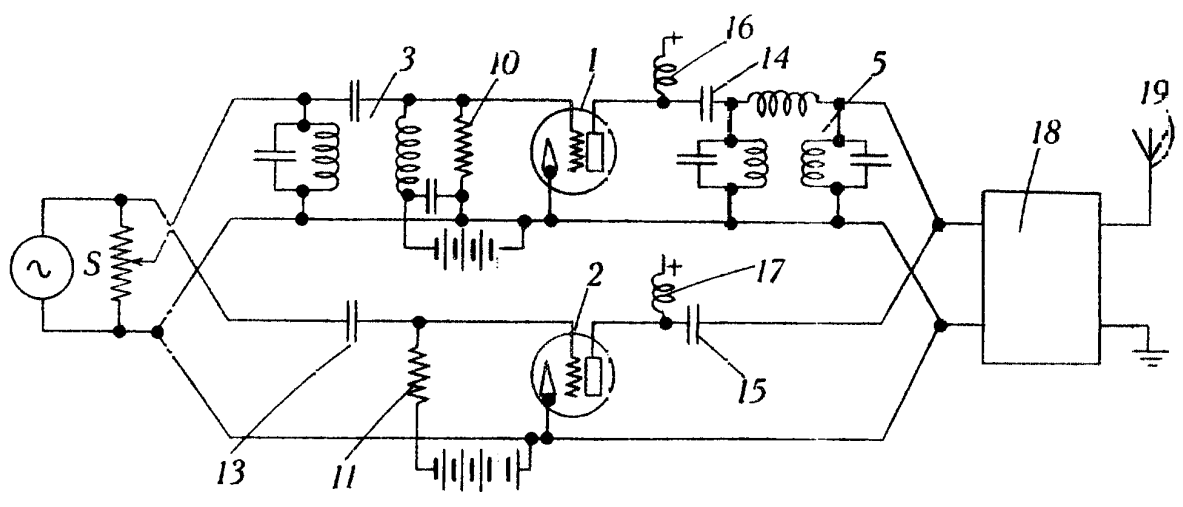


Fig. 11.

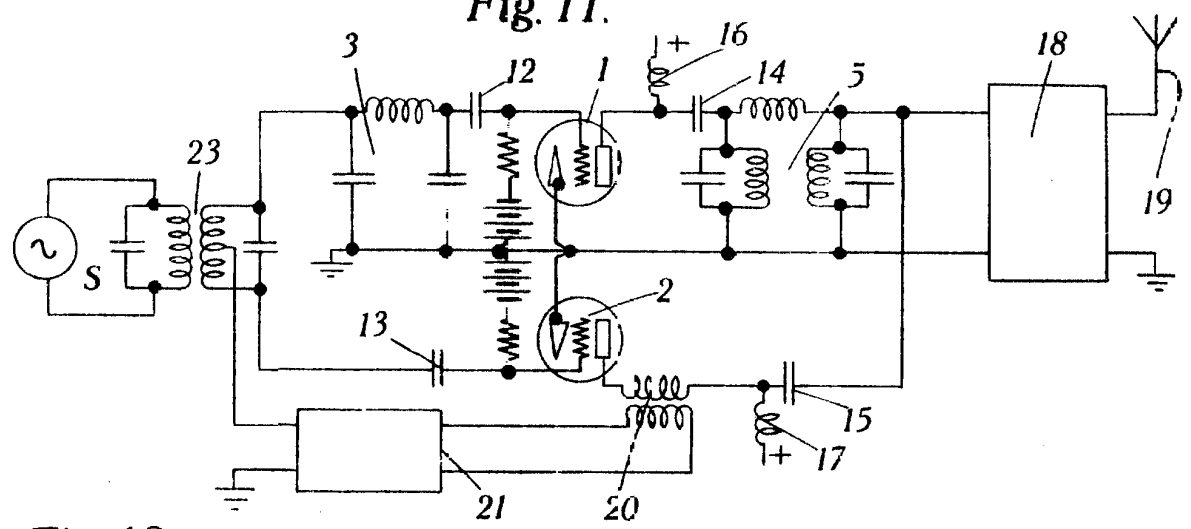
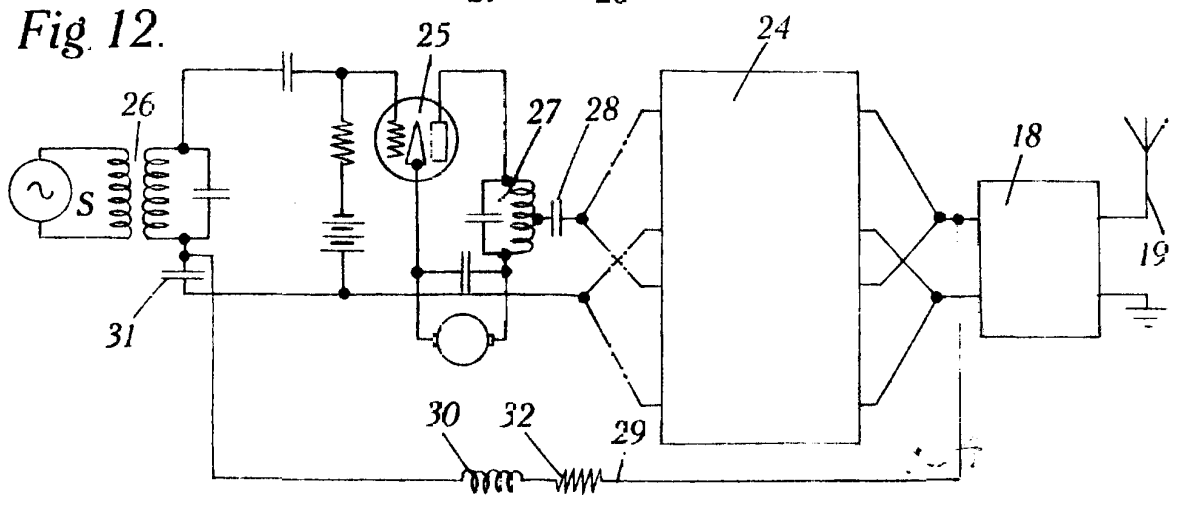


Fig. 12.



J. Myrland