P - 9858

PH. 11558

207580

207580

MEMORIA DESCRIPTIVA

para solicitar

P A T E N T E D E I N V E N C I O N

en

E S P A Ñ A

por VEINTE años

a nombre de N.V.PHILIPS'GLOEILAMPENFABRIEKEN, entidad holandesa, establecida en Emmasingel 29, Eindhoven, Holanda, por:

"DISPOSICION DE CIRCUITO AMPLIFICADOR".

- 0 - 0 - 0 - 0 - 0 - 0 - 0 - 0 - 0 - 0 - 0 - 0 - 0 - 0 -

La presente invención se refiere a disposiciones de circuito amplificadoras que comprenden un amplificador principal y un amplificador de reserva, cada uno de los cuales posee un circuito de entrada, un circuito de salida y un circuito de realimentación negativa,

estando los dos circuitos de entrada acoplados a la misma fuente de señales y estando los dos circuitos de salida acoplados a la misma impedancia de carga.

Amplificadores de esta clase se usan, por ejemplo, para la telefonía, siendo usado el amplificador principal para amplificar una señal telefónica de entrada y empleándose el amplificador de reserva para realizar la tarea del amplificador principal al fallar el amplificador principal debido por ejemplo a que uno de sus tubos se ha hecho defectuoso.

La presente invención, en tales circuitos, permite obtener una curva de amplificación con una distorsión considerablemente menor que la de cada amplificador separadamente, y se caracteriza por el hecho de que para los coeficientes de realimentación de los circuitos de realimentación negativa se cumplen sustancialmente las siguientes condiciones:

$$a_a = \frac{q_a}{N_o} - \frac{1}{\mu_{ao}}$$

$$a_b = K \frac{q_a}{N_o}$$

$$b_a = \frac{q_b}{N_o}$$

$$b_b = \frac{q_b}{N_o} - \frac{1}{\mu_{bo}}$$

en las que K representa una constante que difiere eviden-

temente de 1, y en que los coeficientes de realimentación negativa quedan determinados de acuerdo con

$$V_{ta} = a_a E_a \pm a_b E_b$$

$$V_{tb} = b_a E_a \pm b_b E_b$$

indicando V_{ta} y V_{tb} las tensiones de realimentación negativa que son realimentadas a los circuitos de entrada de los amplificadores A y B respectivamente, indicando E_a y E_b las tensiones establecidas sobre la impedancia de carga cuando el amplificador de reserva B o respectivamente el amplificador principal A se toman inoperativos (sin variar sus resistencias internas), indicando q_a y q_b las fracciones con las que la tensión de señal es suministrada a los circuitos de entrada de los amplificadores A y respectivamente B, indicando μ_{ao} y μ_{bo} los factores de ganancia medios de los amplificadores A o respectivamente B, medidos como una relación entre las tensiones E_a o respectivamente E_b y la tensión de entrada del amplificador en cuestión, y representando N_o la amplificación del circuito.

Más particularmente el circuito de realimentación negativa del amplificador principal está conectado a un punto cuya tensión depende principalmente de la amplificación del amplificador principal, mientras que el circuito de realimentación negativa del amplificador de reserva está conectado a un punto cuya tensión que, igualmente, depende substancialmente tanto de la amplificación del amplificador principal como de la del amplifica-

dor de reserva.

Para que el invento pueda realizarse fácilmente, se describirá ahora más detalladamente con referencia a los dibujos acompañados.

La figura 1 muestra el diagrama principal de una disposición de circuito de acuerdo con la presente invención.

Las figuras 2 a 5 muestran algunas realizaciones simplificadas, de las cuales

en la figura 2 las impedancias incluídas en los circuitos de salida son diferentes para los dos amplificadores,

en las figuras 3 y 4 el circuito de realimentación negativa y la impedancia de carga quedan acoplados a diferentes electrodos de salida, y en la figura 5 las impedancias incluídas en los circuitos de entrada son diferentes para los dos amplificadores.

La figura 6 muestra una modificación más detallada del circuito mostrado en la figura 2, y

La figura 7 muestra una modificación similar del circuito de la figura 3.

La figura 8 muestra una realización que se basa sobre el circuito mostrado en la figura 4.

En la figura 1, se da el principio de un amplificador de acuerdo con el invento en una forma general. Por razones de simplicidad, las fuentes necesarias para el suministro de tensiones se omiten en estas figu-

ras.

La tensión de señal V_1 a amplificarse se aplica por medio de un primer divisor de tensión, que tiene una relación de división q_a y constituido por impedancia 1 y 2, al circuito de entrada de un amplificador principal A y por vía de un segundo divisor de tensión, que tiene una relación de división q_b y constituido por impedancias 3 y 4, al circuito de entrada de un amplificador de reserva B. Así, se produce una tensión amplificada V_a sobre una impedancia de salida 5 del amplificador principal A y se produce una tensión amplificada V_b sobre una impedancia de salida 6 del amplificador de reserva B.

Las dos tensiones son suministradas por vía de impedancias 7 y respectivamente 8 a una impedancia de carga 10, sobre la cual se produce una tensión de salida V_o, que es igual a

$$V_o = E_a + E_b \quad \text{- - - - - - - - - - - - - - - - - -} \quad (1)$$

en que E_a representa la tensión que sería generada sobre la impedancia de carga 10 por el amplificador principal A, si el amplificador de reserva B estuviera inoperativo, y E_b representa la tensión que sería generada sobre la impedancia de carga 10 por el amplificador de reserva B, si el amplificador principal A estuviera inoperativo. Además, una parte V_{ta} de la tensión V_a es aplicada como una tensión de realimentación negativa a través de una impedancia 11 al circuito de entrada del amplificador principal A y, de un modo similar, una parte V_{tb} de la tensión V_b se suministra

5 CENTIMOS 5 CTS ESPECIAL MOVIL 1955

207580

por vía de una impedancia 12 al circuito de entrada del amplificador de reserva B.

Debido al acoplamiento entre los circuitos de salida de los amplificadores A y B por vía de las impedancias 7, 8 y 10, las tensiones V_a y V_b no son iguales a las tensiones E_a y E_b, pero dependen de ellos linealmente. Así, relaciones lineales en E_a y E_b son válidas para las tensiones de realimentación V_{ta} y V_{tb}, a saber

$$V_{ta} = a_a E_a \mp a_b E_b \quad \text{- - - - - - - - - - - - - (2)}$$

$$V_{tb} = b_a E_a \mp b_b E_b$$

en los que a_a, a_b, b_a, b_b representan coeficientes de realimentación negativa que están determinados por las impedancias mostradas y cuyos valores pueden determinarse inmediatamente desconectando alternadamente uno de los dos amplificadores A y B, por ejemplo mediante la interrupción de la corriente de calentamiento, sin que varíe su resistencia interna, y dividiendo las tensiones de realimentación negativa V_{ta} y V_{tb}, aplicadas a las impedancias de entrada 2 y 4, por las tensiones E_a y E_b generadas así sobre la impedancia de carga 10.

Se encuentra así para las tensiones de entrada e_a y e_b del amplificador principal y respectivamente del amplificador de reserva:

$$e_a = q_a V_i - V_{ta} \quad \text{- - - - - - - - - - - - - (3)}$$

$$e_b = q_b V_i - V_{tb}$$

5 CENTIMOS 5 CTS ESPECIAL MOVIL

Los factores de ganancia μ_a y respectivamente μ_b de los amplificadores se determinan de acuerdo con

$$\mu_a = \frac{E_a}{e_a} \text{ y } \mu_b = \frac{E_b}{e_b} \text{ respectivamente} \quad ---- (4)$$

Después de escribir las ecuaciones (3) y (2) en la ecuación (4), resultan las siguientes relaciones:

$$\frac{E_a}{\mu_a} = q_a V_1 - a_a E_a - a_b E_b \quad ---------- (5)$$

$$\frac{E_b}{\mu_b} = q_b V_1 - b_a E_a - b_b E_b$$

Al eliminar E_a y E_b de dichas ecuaciones (5), se encuentran expresiones para dichas magnitudes en V_1, que después de sumar y dividir por V_1, dan como amplificación N de todo el circuito amplificador:

$$N = \frac{E_a \mp E_b}{V_1} = \frac{\frac{q_a}{\mu_b} \mp \frac{q_b}{\mu_a} \mp q_a b_b \mp q_b a_a - q_a b_a - q_b a_b}{\left(\frac{1}{\mu_a} \mp a_a\right)\left(\frac{1}{\mu_b} \mp b_b\right) - a_b b_a} \quad - (6)$$

De esta expresión resulta que la amplificación N, y por consiguiente también la distorsión de todo el circuito amplificador, es todavía una función de los factores de ganancia μ_a y respectivamente μ_b de los amplificadores individuales A y B.

Suponiendo que N_o representa la amplificación deseada, entonces a valores promedios dados μ_{ao}

y μ_{bo} de los factores de ganancia μ_a y respectivamente μ_b, los coeficientes de realimentación negativa a_a, a_b, b_a, b_b son ajustados de tal modo, de acuerdo a la presente invención, que en la práctica se cumplen las siguientes condiciones:

$$a_a = \frac{q_a}{N_o} - \frac{1}{\mu_{ao}} \approx \frac{q_a}{N_o}$$

$$a_b = K\,\frac{q_a}{N_o} \qquad \text{- - - - - - - - - - - - - - - - - (7)}$$

$$b_a = \frac{q_b}{N_o}$$

$$b_b = \frac{q_b}{N_o} - \frac{1}{\mu_{bo}} \approx \frac{q_b}{N_o}$$

en las que K es una constante que difiere materialmente de 1, es decir que es menor que 0.7 o mayor que 1.3.

En este caso la expresión (6) cambia a

$$\frac{N}{N_o} = \frac{(1-K)q_a q_b \mp q_b N_o\left(\frac{1}{\mu_a} - \frac{1}{\mu_{ao}}\right) \mp q_a N_o\left(\frac{1}{\mu_b} - \frac{1}{\mu_{bo}}\right)}{(1-K)q_a q_b \mp q_b N_o\left(\frac{1}{\mu_a} - \frac{1}{\mu_{ao}}\right) \mp q_a N_o\left(\frac{1}{\mu_b} - \frac{1}{\mu_{bo}}\right) \mp N_o^2\left(\frac{1}{\mu_a} - \frac{1}{\mu_{ao}}\right)\left(\frac{1}{\mu_b} - \frac{1}{\mu_{bo}}\right)} \qquad \text{- - - - - - - (8)}$$

Las condiciones para a_a, b_a, b_b de acuerdo a (7) tienen el efecto que en la práctica la amplificación queda igual a N_o, tanto en el caso en que solo funciona el amplificador principal A como en el caso en que solo es operativo el amplificador de reserva B, lo que puede verificarse rápidamente mediante la fórmula (8) al sustituir en ella

$\mu_a = \mu_{ao}$ y $\mu_b = 0$, y respectivamente $\mu_a = 0$ y $\mu_b = \mu_{bo}$.

La condición para a_b de acuerdo a (7) causa además una considerable reducción de la distorsión obtenida, que puede probarse por escribir la variación relativa $\frac{\Delta N}{N_o}$, en la cual $\Delta N = N - N_o$, de la amplificación como una función de los factores de ganancia μ_a y μ_b. Se supone aquí que

$$\mu_a = \mu_{ao} \pm \Delta\mu_a \quad \text{- - - - - - - - - - - - - - - - - - (9)}$$

$$\mu_b = \mu_{bo} \pm \Delta\mu_b$$

en los que $\Delta\mu_a \ll \mu_a$ y $\Delta\mu_b \ll \mu_b$.

Para este propósito el término izquierdo y el derecho de la ecuación (8) se reduce por 1, de modo que resulta:

$$\frac{\Delta N}{N} = \frac{- N_o^2 \Delta\mu_a \Delta\mu_b}{(1-K) q_a q_b \mu_{ao} \mu_{bo} \mu_a \mu_b - q_b N_o \mu_a \mu_{bo} \mu_b - q_a N_o \mu_b \mu_{ao} \mu_a \pm N_o^2 \mu_a \mu_b} \quad \text{- - - - - - - - - (10)}$$

En esta expresión q_a y q_b son o iguales a 1 o por lo menos no pequeños con respecto a 1, siendo μ_{ao} y μ_{bo} considerablemente mayores que N, y tanto mayores como el grado del acoplamiento de realimentación de cada amplificador individual. Por consiguiente, la expresión (10), en tanto que K difiere apreciablemente de 1 y en consecuencia es o menor que 0.7 o mayor que 1.3, cambia aproximadamente a

$$\frac{\Delta N}{N_o} \simeq \frac{- N_o^2 \Delta\mu_a \Delta\mu_b}{(1-K) \mu_a^2 \mu_b^2} \quad \text{- - - - - - - - - - - - - (11)}$$

en que la variación relativa en la amplificación $\frac{\Delta N}{N_o}$ es conside-

5 CENTIMOS 5 CTS ESPECIAL MOVIL

207580

rablemente menor que si K = 1.

Esto puede ilustrarse con un ejemplo numérico. Suponiendo que $\Delta\mu_a = \Delta\mu_b = \Delta\mu$; $q_a = q_b = 1$ y $\mu_{ao} = \mu_{bo} = \mu_o = gN_o$, en que, como es usual, g es por lo menos mayor que 10, se encuentra así en el caso en que K = 1:

$$\frac{\Delta N}{N_o} = \frac{2\,\Delta\mu}{g\,\mu}$$

pero en el caso de acuerdo con la presente invención en que, por ejemplo, K = 0:

$$\frac{\Delta N}{N_o} = -\left(\frac{\Delta\mu}{g\,\mu}\right)^2$$

Esto produce un factor diferente $\frac{2\,\Delta\mu}{g\,\mu}$, que es pequeño con respecto a 1.

Por el hecho que la constante K debe diferir apreciablemente de 1, resulta que los circuitos de salida y los circuitos de realimentación negativa de los amplificadores deben ser elegidos diferentes si, por ejemplo, se suministran las mismas tensiones de señal a los circuitos de entrada de los amplificadores y, en consecuencia, los divisores de tensión 1, 2 y 3, 4 tienen las mismas relaciones de división q_a y q_b. En este caso, el amplificador principal A queda acoplado mediante una impedancia 7, que es del mismo orden de magnitud que la impedancia de carga 10, a la última impedancia 10, quedando suprimidas la impedancia de acoplamiento 8 entre el amplificador de reserva B y la impedancia de carga 10 y, si se desea, también a la impedancia de salida 6 del amplificador de reserva B. El acoplamiento de realimentación mediante las impedancias 11 y respectivamente

5 FEB 5 CENTIMOS 5 CTS ESPECIAL MOVIL

12 debe ser para el amplificador principal A casi un factor 2 menor que el del amplificador de reserva B.

La figura 2 muestra un ejemplo simplificado de un amplificador descrito en el párrafo precedente. El amplificador principal A está acoplado a la impedancia de carga 10 mediante una impedancia separadora 7, que es, por ejemplo, equivalente a la impedancia de carga 10, mientras que el amplificador de reserva B está acoplado a la impedancia de carga 10 sin la interposición de ninguna impedancia apreciable. Por consiguiente, para satisfacer las condiciones (7) para una amplificación igual tanto en el caso en que solo el amplificador A funciona como en el caso en que solo el amplificador B funciona, es necesario que el acoplamiento posterior del amplificador principal A sea un factor 2 menor que el del amplificador de reserva B. Si, por ejemplo, las impedancias de acoplamiento 1 y 3 incluídas entre la fuente de señales V_1 y los circuitos de entrada de los amplificadores A y B son equivalentes, la impedancia de realimentación negativa 11 del amplificador principal A necesita tener así un valor igual al doble del de la impedancia de realimentación negativa 12 del amplificador de reserva B.

Sin embargo, dicha desigualdad de los circuitos de salida y de realimentación negativa de los amplificadores A y B puede obtenerse también acoplando el circuito de realimentación negativa del amplificador princi-

pal A a un electrodo de salida distinto del electrodo al que está acoplada la impedancia de carga. En este caso se producen, por ejemplo, las realizaciones simplificadas mostradas en las figuras 3 y 4.

En la figura 3, el ánodo del tubo amplificador principal A, similarmente al del tubo amplificador de reserva B, queda conectado sin la interposición de impedancias apreciables a la impedancia de carga 10. El circuito de realimentación negativa 11-1 del tubo amplificador principal A queda acoplado, sin embargo, a la grilla pantalla del tubo A. La tensión de realimentación negativa suministrada a la grilla de control del tubo amplificador de reserva B depende por consiguiente tanto de la tensión producida por el amplificador principal A como de la generada por el amplificador de reserva B a través de la impedancia de carga 10, mientras que la tensión de realimentación negativa suministrada a la grilla de control del tubo amplificador principal A depende solo de la amplificación de la grilla pantalla del último tubo. Por consiguiente, el coeficiente de realimentación negativa a_b y la constante K son cero.

De un modo completamente similar, en la realización mostrada en la figura 4, la tensión de realimentación negativa para el tubo amplificador principal A llega a depender solo de la amplificación del amplificador principal A por la interposición de una impedancia de cátodo 16, mientras que la del tubo amplificador de reserva B depende solo de los factores de ganancia de los dos tubos amplifi-

207580

cadores A y B. Las impedancias de realimentación negativa 16 y 12-3, naturalmente, deben no obstante ajustarse de acuerdo con las condiciones (7), con lo cual los factores de ganancia de los amplificadores A y B son iguales cuando un amplificador no funciona.

Si, por otra parte, las impedancias de acoplamiento entre los correspondientes circuitos de salida de los amplificadores A y B y la impedancia de carga 10 se eligen iguales, por ejemplo, por omitir las impedancias de acoplamiento 7 y 8, la condición de que K difiere materialmente de 1 implica que los circuitos de entrada y los circuitos de realimentación negativa de los amplificadores A y B deben ser diferentes. La figura 5 muestra un ejemplo simplificado de un caso así.

En este ejemplo la tensión total de entrada es suministrada a la grilla de control del tubo amplificador principal A, mientras que se aplica a la grilla de control del tubo amplificador de reserva B, mientras el divisor de tensión 3, 4, por ejemplo, solo la mitad de la tensión de entrada, es decir que $q_a = 1$ y $q_b = \frac{1}{2}$. Los circuitos de cátodo de los tubos A y B incluyen además una impedancia común 19, por la que los coeficientes de realimentación negativa a_b, b_a, b_b adquieren valores iguales, mientras que una impedancia de realimentación negativa equivalente, adicional 20 queda incluída solamente en el circuito de cátodo del amplificador principal A, de modo que el coeficiente de realimentación negativa a_a se hace igual al

207580

doble de los otros coeficientes de realimentación negativa. Cuando los términos $\frac{1}{\mu_{ao}}$ y respectivamente $\frac{1}{\mu_{bo}}$ se desprecian con respecto a $\frac{g_a}{N_o}$ y respectivamente $\frac{g_b}{N_o}$ -lo que de todos modos se permite- las condiciones (7) se cumplen, por las cuales la constante $K = \frac{1}{2}$.

La figura 6 muestra otra realización más detallada similar a la mostrada en la figura 2. El amplificador principal A comprende tubos amplificadores 23, 24 y el amplificador de reserva B comprende tubos 28 y 29. La impedancia de acoplamiento 7 incluída entre la impedancia de salida 5 del amplificador principal A y la impedancia de carga 10 es del mismo orden de magnitud que la impedancia de carga 10, mientras que la realimentación negativa del amplificador principal A por vía de las impedancias 25, 26, 27, es menor que la del amplificador de reserva B por vía de las impedancias 30, 31.

Suponiendo que V_1 representa la tensión en los circuitos de entrada de los amplificadores, V_a la tensión sobre la impedancia de salida 5, V_b la tensión sobre la impedancia 6, $\frac{1}{r_a}$ el factor de realimentación negativa y $r_a\ g_a$ la amplificación del amplificador principal A, esta última medida como una relación entre V_a y V_1 en ausencia de realimentación negativa y con el amplificador B desconectado, $\frac{1}{r_b}$ el factor de realimentación negativa y $r_b\ g_b$

la amplificación del amplificador de reserva B, esta última medida como una relación entre V_b y V_i en ausencia de realimentación negativa y con el amplificador A desconectado, p_a la tensión sobre la impedancia 17 dividida por una tensión suministrada a la impedancia 5, también medida con los amplificadores A y B desconectados, y p_b la tensión sobre la impedancia 5 dividida por una tensión suministrada a la impedancia 6, medida también con los amplificadores A y B desconectados, encontramos:

$$\mu_a = p_a r_a g_a$$

$$\mu_b = r_b g_b$$

$$a_a = \frac{1}{p_a r_a}$$

$$a_b = \frac{p_b}{r_a}$$

$$b_a = \frac{1}{r_b}$$

$$b_b = \frac{1}{r_b}$$

$$V_a = r_a g_a \left(Vi - \frac{V_a}{r_a}\right) \mp r_b g_b p_b \left(Vi - \frac{V_b}{r_b}\right)$$

$$V_b = r_a g_a p_a \left(Vi - \frac{V_a}{r_a}\right) \mp r_b g_b \left(Vi - \frac{V_b}{r_b}\right)$$

del que después de eliminar V_a, resulta para la amplificación N:

$$N = \frac{V_b}{V_i} = \frac{r_a g_a p_a \mp r_b g_b \mp r_b g_a g_b \quad (1 - p_a p_b)}{1 \mp g_a \mp g_b \mp g_a G_b \quad (1 - p_a p_b)}$$

De esto resulta por diferenciación

$$\frac{dN}{N} = \frac{(r_a p_a \mp r_a g_b p_a - r_b g_b p_a p_b)\, dg_a \mp}{(r_a g_a p_a \mp r_b g_b \mp r_b g_a g_b - r_b g_a g_b p_a p_b)\cdot}$$

$$\frac{\mp (1 \mp g_a - g_a p_a p_b)(r_b \mp r_b g_a - r_a g_a p_a)\, dg_b}{\cdot (1 \mp g_a \mp g_b \mp g_a g_b - g_a g_b p_a p_b)}$$

Si se omite la impedancia 7, entonces $p_a = p_b = 1$, de modo que cuando se supone $r_a = r_b = r$ (amplificación igual de los amplificadores A y B) y g_a g_b grandes con respecto a 1, tenemos

$$\frac{dN}{N} = \frac{dg_a \mp dg_b}{(g_a \mp g_b)^2}$$

Sin embargo, por proveer la impedancia 7, que es del mismo orden de magnitud que la impedancia de carga 10, p_a y p_b se hacen menores que 1, por ejemplo entre 0.3 y 0.7, mientras que, bajo la condición que el amplificador A genere sobre la impedancia 10, con el amplificador B desconectado, una tensión igual a la generada por el amplificador B sobre la impedancia 10 con el amplificador A desconectado, resulta que $r_b = r_a p_a$ y en consecuencia

$$\frac{dN}{N} = \frac{dg_a}{g_a^2\, g_b\, (1 - p_a p_b)} \mp \frac{dg_b}{g_a g_b^2\, (1 - p_a p_b)}$$

en que, como antes, g_a y g_b se suponen grandes con respecto a 1.

Por consiguiente se verá que los coeficientes de dg_a y dg_b, que son una medida de la distorsión que

5 CENTIMOS 53
2 07580

se produce, se hacen considerablemente más pequeños en el último caso. Si en el ejemplo dado se supone, por ejemplo, que $N = r_b = 100$, $p_a = p_b = \frac{1}{2}$, $r_a = 200$, $r_a g_a = r_b g_b = 10.000$, encontramos

$$\frac{dN}{N} = \frac{1}{3750} \left(\frac{dg_a}{g_a} \mp \frac{dg_b}{g_b}\right)$$

pero cuando se omite la impedancia 7 y $N = r_a = r_b = 100$ y $g_a = g_b = 100$:

$$\frac{dN}{N} = \frac{1}{400} \left(\frac{dg_a}{g} \mp \frac{dg_b}{g}\right)$$

Ocurre que en el primer caso es substancialmente el amplificador A, pero en el segundo caso ambos amplificadores, los que suministran energía a la impedancia de carga 10 en una extensión igual, lo que vale como una regla general para las realizaciones mostradas.

Las fórmulas arriba mencionadas para los coeficientes de realimentación negativa a_a y b_b satisfacen muy aproximadamente las condiciones (7), desde que $\frac{1}{\mu_o}$ es despreciable con respecto a $\frac{1}{N_o}$. Sin embargo, las condiciones pueden cumplirse exactamente por interposición de una impedancia 32 en el circuito de ánodo del tubo 29, que debe ser entonces $\frac{1}{r_b}$ x la impedancia 6.

La figura 7 muestra una modificación de la realización mostrada en la figura 3, en la que como antes los dos amplificadores A y B comprenden dos tubos amplificadores 23, 24 y respectivamente 28, 29 y en la que el circuito de realimentación negativa 30, 31 del amplificador de reserva B queda acoplado a la impedancia

207580

de carga 10, de modo que la tensión de realimentación negativa así producida depende de la amplificación de los dos amplificadores, mientras que el circuito de realimentación negativa 25, 27 del amplificador principal A queda acoplado a la grilla pantalla de su último tubo 23 y en consecuencia depende solo de la amplificación del amplificador principal A.

En la realización que se muestra en la figura 8, cada uno de los amplificadores A y B comprende tres tubos 35, 36, 37 y respectivamente 38, 39, 40. Los circuitos de entrada de los dos amplificadores quedan conectados a la fuente de señales V_1 sin interposición de unas impedancias apreciables, suministrando los circuitos de ánodo de los últimos tubos 37 y respectivamente 40 en común la impedancia de carga 10 por vía de un transformador de salida 41. Los acoplamientos entre los circuitos de cátodo de los tubos 37 y respectivamente 40 y los circuitos de entrada, notablemente los circuitos de cátodo de los primeros tubos 35 y respectivamente 38 de los amplificadores A y B son diferentes, a pesar de que, los cátodos de los tubos 37 y 40 quedan conectados juntos por vía de, por ejemplo, impedancias equivalentes 43 y respectivamente 44, y la tensión de realimentación negativa suministrada al cátodo del tubo 38 del amplificador de reserva B se deriva de la conexión entre las impedancias 43 y 44 y depende así de la amplificación de los dos amplificadores A y B. Los cátodos de los tubos 37 y 40 quedan conectados además por

1954
207580

vía de, por ejemplo, impedancias equivalentes 45 y respectivamente 46 a un punto de potencial constante, derivándose sin embargo la tensión de realimentación negativa suministrada al circuito de cátodo del tubo 35 del amplificador principal A, solo de una resistencia de cátodo 45 del tubo 37 y en consecuencia depende solo substancialmente de la amplificación del amplificador principal A.

En las realizaciones que se muestran, se considera siempre a K con un valor positivo. Sin embargo, también es posible dar a K un valor negativo en cuyo caso la tensión de realimentación negativa del amplificador principal A, en cuanto se origina del amplificador de reserva B, invierte su fase. Esto se asegura, por ejemplo, en el circuito mostrado en la figura 6 al proveer una impedancia de acoplamiento (no mostrada) entre los cátodos de los tubos 29 y 23.

Las impedancias que se muestran como resistencias, pueden sustituirse bajo ciertas condiciones por transformadores, en cuyo caso una impedancia, por ejemplo la impedancia 7, puede quedar constituida por la impedancia de dispersión de un transformador tal.

Si se desea, la impedancia 6 puede, bajo ciertas condiciones, formar parte de la impedancia de carga 10.

Además, se puede proveer una indicación, por ejemplo un dispositivo de alarma, que entra en funcio-

5 FEB 1953
5 CENTIMOS
5 CTS ESPECIAL MOVIL

namiento cuando uno de los dos amplificadores falla o cuando la distorsión del circuito exceda un valor prescripto. Por ejemplo, al fallar el amplificador principal A, la magnitud de la tensión de salida alterna del amplificador de reserva B aumenta considerablemente, siendo posible que el dispositivo de alarma sea accionado por esta tensión alterna. Por otra parte, una reacción al fallar el amplificador de reserva B puede ocurrir, por ejemplo, por desaparición de la amplitud de una oscilación auxiliar que tiene una frecuencia superior al promedio de las frecuencias de las oscilaciones a amplificarse, oscilación auxiliar que es amplificada solamente por el amplificador de reserva B o producida por auto-oscilación. En el último caso puede limitarse en amplitud la auto-oscilación por medio de una lámpara indicadora.

Esta solicitud, que corresponde a la presentada en Holanda el 8 de Febrero de 1952, bajo el No. 167316, se acoge a los beneficios del artículo 51 del vigente Estatuto sobre Propiedad Industrial.

- O - N O T A - O -

Los puntos de invención propia y nueva que se presentan para que sean objeto de esta Patente

5 FEB

de Invención en España, por VEINTE años, son los siguientes:

1º. - Disposición de circuito amplificador que comprende un amplificador principal A y un amplificador de reserva B, cada uno teniendo un circuito de entrada, un circuito de salida y un circuito de realimentación negativa, quedando acoplados los dos circuitos de entrada a la misma fuente de señales y quedando acoplados los dos circuitos de salida a la misma impedancia de carga, con la particularidad de que para los coeficientes de realimentación negativa de los circuitos de realimentación negativa se cumplen substancialmente las siguientes condiciones:

$$a_a = \frac{q_a}{N_o} - \frac{1}{\mu_{ao}}$$

$$a_b = K\frac{q_a}{N_o}$$

$$b_a = \frac{q_b}{N_o}$$

$$b_b = \frac{q_b}{N_o} - \frac{1}{\mu_{bo}}$$

en que K representa una constante que evidentemente difiere de 1, en que los coeficientes de realimentación negativa se determinan de acuerdo con

$$V_{ta} = a_a E_a \mp a_b E_b$$

$$V_{tb} = b_a E_a \mp b_b E_b$$

en que V_{ta} y V_{tb} indican las tensiones de realimentación negativas suministradas a los circuitos de entrada de los amplificadores A y respectivamente B,

E_a y respectivamente E_b representan las tensiones producidas a través de la impedancia de carga cuando el amplificador de reserva B o respectivamente el amplificador principal A son inoperativos (sin variar por ello sus resistencias internas).

q_a y q_b representan las fracciones con que la tensión de señal es aplicada a los circuitos de entrada de los amplificadores A y respectivamente B,

μ_{ao} y μ_{bo} representan los factores promedios de amplificación de los amplificadores A y respectivamente B, medidos como una relación entre las tensiones E_a y respectivamente E_b y la tensión de entrada del amplificador en cuestión, y N_o representa la amplificación del circuito.

2º. - Disposición de circuito de acuerdo con la reivindicación 1, con la particularidad de que el circuito de realimentación negativa del amplificador principal queda conectado a un punto, cuya tensión depende preponderantemente de la amplificación del amplificador principal, mientras que el circuito de realimentación negativa del amplificador de reserva queda conectado a un punto, cuya tensión en la práctica, depende igualmente de la amplificación del amplificador principal como de la del amplificador de reserva.

3º. - Disposición de circuito de acuerdo

con la reivindicación 2, en el que el circuito de realimentación negativa del amplificador principal queda acoplado a un electrodo de salida de este amplificador, electrodo que además queda acoplado mediante una impedancia separadora a la impedancia de carga, con la particularidad de que la impedancia separadora es del mismo orden de magnitud que la impedancia de carga y tiene un valor alto con respecto a la impedancia correspondiente entre el electrodo de salida del amplificador de reserva B y la impedancia de carga.

4º. - Disposición de circuito amplificador de acuerdo con la reivindicación 3, con la particularidad de que al fallar ambos amplificadores las impedancias en los circuitos de salida de los dos amplificadores tienen valores en los que el cociente (p_a) de la tensión sobre la impedancia de salida del amplificador de reserva y una tensión suministrada a la impedancia de salida del amplificador principal, así como el coeficiente (p_b) de la tensión sobre la impedancia de salida del amplificador principal y una tensión suministrada a la impedancia de salida del amplificador de reserva queda comprendido entre 0.3 y 0.7.

5º. - Disposición de circuito de acuerdo con la reivindicación 2, con la particularidad de que el circuito de realimentación negativa del amplificador principal queda acoplado a un electrodo de salida de este am-

plificador que no está acoplado a la impedancia de carga, quedando el mismo electrodo de salida del amplificador de reserva acoplado a la impedancia de carga y a su circuito de realimentación negativa.

6º. - Disposición de circuito de acuerdo con la reivindicación 2, con la particularidad de que las impedancias incluidas en los circuitos de entrada de los amplificadores son diferentes, de modo que la señal suministrada al amplificador principal es mayor que la señal suministrada al amplificador de reserva, comprendiendo el amplificador principal no solamente un circuito de realimentación negativa que es común a los dos amplificadores, sino también un circuito de realimentación negativa que no es común con el amplificador de reserva.

7º. - Disposición de circuito de acuerdo con la reivindicación 2, con la particularidad de que la impedancia de carga queda incluída en los circuitos comunes de ánodo de los últimos tubos amplificadores de los amplificadores, quedando conectado el circuito de realimentación negativa del amplificador de reserva a la unión entre dos impedancias conectadas a los cátodos de dichos tubos, mientras que el circuito de realimentación negativa del amplificador principal queda conectado a un punto de una impedancia que es atravesado substancialmente por la corriente de cátodo del último tubo del amplificador principal.

8º. - Disposición de circuito amplificador

de acuerdo con cualquiera de las reivindicaciones precedentes, con la particularidad de que se provee un dispositivo indicador que entra en funcionamiento cuando uno de los amplificadores falla.

9ª. - Disposición de circuito amplificador.

Tal y como se ha descrito en la Memoria que antecede, representado en los dibujos que se acompañan y con los fines que se han especificado.

Esta Memoria consta de veinticinco hojas escritas por una sola cara.

Madrid, 5 FEB. 195

P. A.

Alberto de Elzaburu

DG/.

5 CENTIMOS 5 CTS ESPECIAL MOVIL

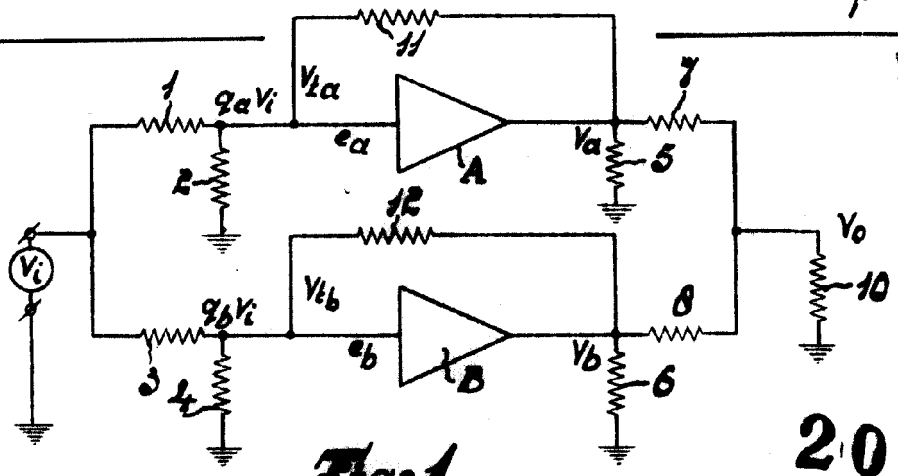

Fig. 1

207580

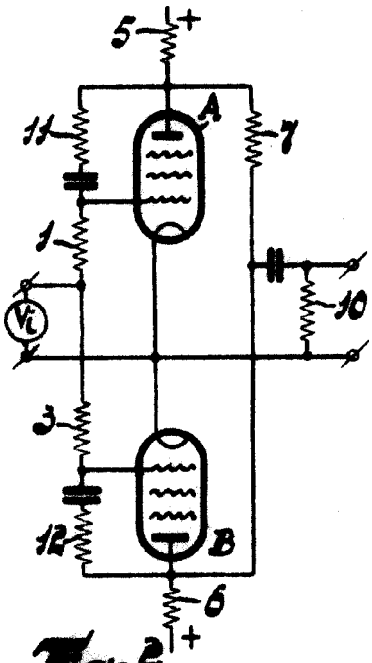

Fig. 2

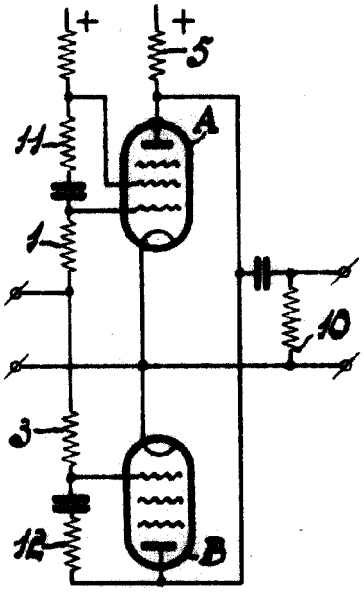

Fig. 3

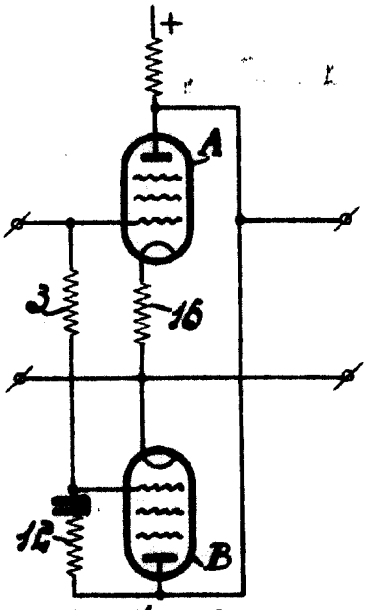

Fig. 4

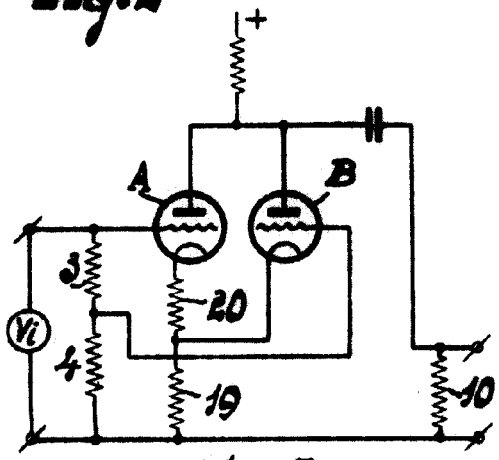

Fig. 5

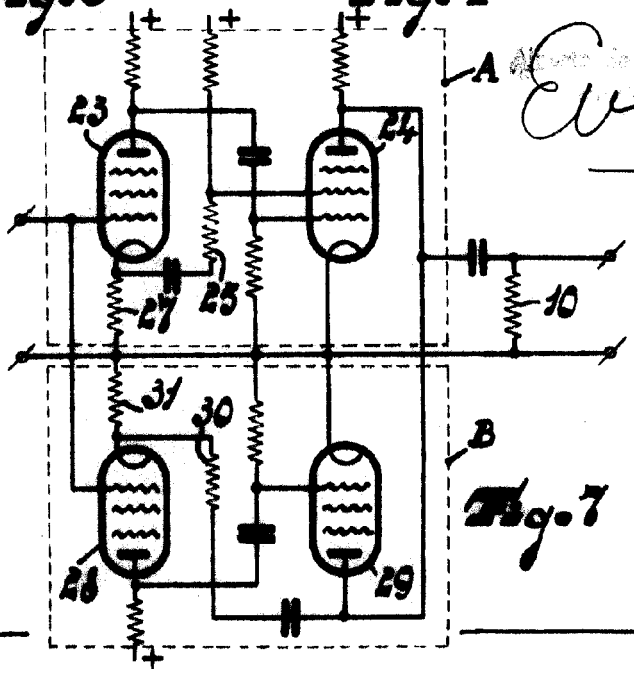

Fig. 7

Evila

5 CENTIMOS 5 CTS ESPECIAL MOVIL 1953

207580

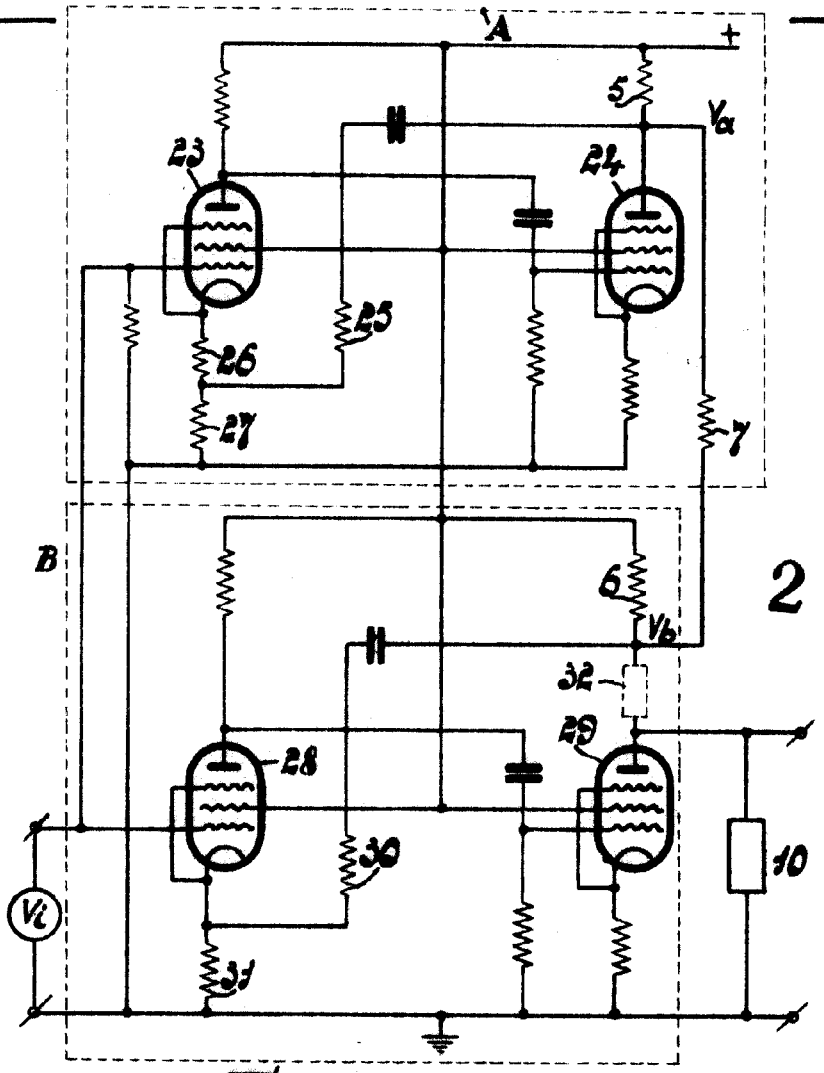

Fig. 6

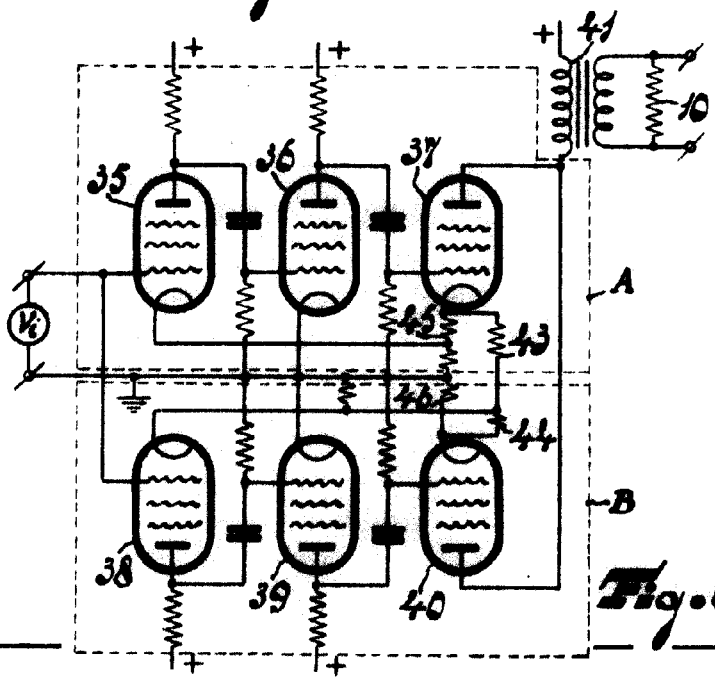

Fig. 8

Alberto de Elzaburu
Ing. Prof.