

185115

P.- 6990.-



PH - 9991.-

16 DIC. 1948

185115

MEMORIA DESCRIPTIVA

que se presenta para unir a la solicitud  
de

PATENTE DE INVENCION

formulada el 3 de septiembre de 1948, con el N<sup>o</sup> 185.115

en

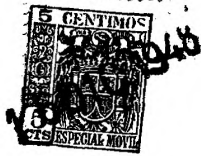
E S P A Ñ A

por VEINTE años

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

"UN SISTEMA TRANSMISOR RADIOFONICO DE ELEVADA RELACION  
SEÑAL/RUIDO".-

El invento se refiere a un sistema transmisor radiofónico en el cual la relación de la señal a transmitir engendrada en el circuito de salida del detector del receptor a las tensiones perturbadoras engendradas en este circuito de salida por perturbaciones atmosféricas, el soplo del amplificador, etc., tiene un valor mayor que el que puede obtenerse en los sistemas transmisores radiofónicos conocidos.



185115

Según el invento, un sistema transmisor radiofónico que contiene un emisor con paso modulador al cual son aplicadas las oscilaciones de audio-frecuencia a transmitir está provisto de medios que deforman el espectro de radio-frecuencias emitidas por el emisor de manera que al menos la frecuencia central de las oscilaciones emitidas sea suprimida y en el cual se toma de la salida del detector insertado en el receptor (receptor que no contiene medios para amplificar hasta el nivel inicial la frecuencia central con relación a las frecuencias de las bandas laterales) una oscilación de frecuencia audible que afecta la misma forma que la oscilación de frecuencia audible aplicada al paso modulador del emisor.

El invento se basa en la idea de que se pueden reducir relativamente las perturbaciones suprimiendo la parte de la banda de frecuencias emitida que no participa o casi no participa en la señal de salida, de frecuencia audible, del detector insertado en el receptor. Estas partes comprenden siempre la banda inmediatamente vecina de la frecuencia central de las oscilaciones emitidas, porque la frecuencia central sola no dará jamás una señal detectada de frecuencia audible. Una supresión de la frecuencia central de la oscilación emitida implica que, para un valor dado de la modulación del tubo de salida del emisor, las frecuencias de la banda lateral que determinan la señal detectada de frecuencia audible (la señal útil) puedan manifestarse con una amplitud más elevada. El espectro de bandas laterales útil es, pues, agrandado con relación al espectro de soplo que contiene frecuencias perturbadoras, repartidas de una manera desordenada, de una potencia media determinada.



35115

5 Para un emisor con una sola banda lateral, se conoce ya el suprimir la frecuencia de la onda portadora. Un receptor sintonizado a tal emisor debe contener entonces medios que vuelvan a llevar esta frecuencia de onda portadora a su valor inicial con relación a las frecuencias de las bandas laterales. Estos medios complican el receptor y lo encarecen.

10 El invento proporciona medios que deformar el espectro emitido por el emisor de tal modo que un receptor, no previsto para la amplificación de la onda portadora, permite no obstante obtener la señal de salida deseada.

15 La descripción siguiente dada con referencia al dibujo anejo, a título de ejemplo no limitativo, hará comprender bien cómo puede realizarse el invento, del cual forman parte, por supuesto, los detalles que se desprenden tanto del dibujo como del texto.

20 El dibujo muestra un sistema transmisor con ayuda de oscilaciones moduladas en frecuencia (figuras 1 a 7) y un sistema que utiliza oscilaciones moduladas de manera que la detección de estas oscilaciones, con ayuda de un detector cuya característica es una curva de grado par, proporciona la señal de frecuencia audible a transmitir (figuras 8-9).

25 En los sistemas transmisores usuales con ayuda de oscilaciones moduladas en frecuencia que son limitadas en el receptor y luego detectadas, la influencia de una frecuencia perturbadora, por ejemplo, una de las componentes del espectro de soplo, sobre la señal detectada, es menor que en la transmisión de oscilaciones moduladas en amplitud. Este



185115

5 resulta del hecho de que la señal activa, es decir, la desviación de frecuencia de la oscilación modulada en frecuencia, puede elegirse muy grande con relación a la modulación de fase que provoca la frecuencia perturbadora sobre la señal a transmitir, al paso que, en la transmisión de oscilaciones moduladas en amplitud, es imposible dar a la señal activa un tipo de modulación superior a 100%, lo que implica un límite para la relación señal:soplo.

10 La continuación de esta Memoria trata de la influencia de una perturbación de amplitud  $S$  y cuya frecuencia difiere en una magnitud  $-s-$  de la frecuencia central de una oscilación modulada en frecuencia. Si la amplitud de esta frecuencia perturbadora es pequeña con relación a la amplitud de la onda portadora (supuesta igual a 1) resulta de ello para la  
15 frecuencia central una modulación de fase igual a  $S \sin(st + a)$  (véase figura 1) a la cual corresponde una señal detectada  $SS \cos(st + a)$ . De esta expresión resulta que a medida que la diferencia  $-s-$  entre la frecuencia de perturbación y la frecuencia de la onda portadora aumenta, la frecuencia de la señal perturbadora detectada es más elevada. Si se admite  
20 que el paso de baja frecuencia no transmite las frecuencias superiores a una frecuencia máxima determinada, por ejemplo, 15 kc/s, las frecuencias perturbadoras, que difieren en más de 15 kc/s de la frecuencia de la onda portadora, no provocan  
25 ya señal perturbadora detectada.

Así ocurre mientras la onda portadora no es modulada en frecuencia. En el caso de una onda portadora modulada en frecuencia, con ángulo de fase instantáneo  $\frac{z}{p}$  sen pt, una



185115

frecuencia perturbadora  $S$  se traducirá en la señal detectada por un término  $S \sin (a + st - \frac{z}{p} \sin pt)$  (véase figura 2), lo que es una oscilación modulada en frecuencia de frecuencia central  $-s-$  y de ángulo de fase instantánea  $\frac{z}{p} \sin pt$ . En el caso de una oscilación modulada, una señal perturbadora provoca pues también una perturbación cuando la frecuencia difiere en más de 15 kc/s por ejemplo de la frecuencia de la onda portadora. Cuando se consideran todas las frecuencias perturbadoras que contribuyen a una misma señal perturbadora de baja frecuencia, de frecuencia  $-s-$ , se encuentra que la frecuencia perturbadora  $W_0 + s$  ó  $W_0 - s$  contribuye para una parte  $J_0(\frac{z}{p})$ , la frecuencia perturbadora  $W_0 + s + p$ , ó  $W_0 + s - p$ , respectivamente  $W_0 - s + p$  ó  $W_0 - s - p$  para una parte  $J_1(\frac{z}{p})$ , expresiones en las cuales  $J_0, J_1, etc.$  son las funciones de Bessel de grado 0, de grado 1, etc. Si se supone que el ángulo de fase  $-a-$  de estas frecuencias perturbadoras tiene una distribución desordenada y que la amplitud de estas frecuencias perturbadoras tiene un valor medio  $-S-$ , se obtiene, para el cuadrado medio de la amplitud con el cual se produce la frecuencia perturbadora  $-s-$  en la señal detectada, el valor

$$s^2 S^2 J_0^2 + 2s^2 \sum_{k=1}^{\infty} J_k^2 = s^2 S^2$$

Resulta de ello, por tanto, que las frecuencias perturbadoras que contribuyen a una señal perturbadora detectada comprendida en la zona de frecuencia acústica son repartidas sobre toda la banda de frecuencias ocupada por la señal modulada en frecuencia y en el caso de una distribución desordenada del



185115

ángulo de fase y de la amplitud de estas frecuencias perturbadoras, éstas suministran para la amplitud de la señal perturbadora de baja frecuencia detectada un valor cuyo cuadrado medio (que corresponde al valor medio de la energía perturbadora) es independiente de la desviación de frecuencia de la señal útil y que adquiere el valor  $s^2 s'^2$ .

Los medios según el invento permiten atenuar en cierta medida la energía de la señal perturbadora detectada. A este efecto, del lado de la emisión de un sistema transmisor con modulación de frecuencia, se emite una oscilación modulada en frecuencia por una oscilación de media frecuencia que es modulada en amplitud por la señal a transmitir (figura 3a); además, se han dispuesto filtros de banda que suprimen totalmente la frecuencia central y las frecuencias vecinas de esta última, al paso que del lado recepción, esta oscilación modulada en frecuencia es mezclada con una frecuencia igual a la frecuencia central de la oscilación modulada en frecuencia, y la oscilación de mezcla obtenida (figura 3b) es aplicada, por mediación de un filtro de banda, a un detector de frecuencia cuya parte rectificadora está constituida, con preferencia, por un detector de tensión de cresta.

La figura 4 da el esquema de montaje de un emisor A y el de un receptor B previstos para tales oscilaciones moduladas en frecuencia.

La señal de audio-frecuencia a transmitir es aplicada, por mediación de los terminales 1-1, al paso modulador 2 (por ejemplo, un tubo de reactancia) de un oscilador 3 de



85115

frecuencia modulada. Las oscilaciones engendradas, eventualmente después de multiplicación de frecuencia y amplificación en el paso 17, son aplicadas a un filtro 4 que no deja pasar más que una parte del espectro de frecuencia engendrado y que exprime al menos la frecuencia central de la oscilación engendada. Luego, las oscilaciones de salida de esta red son mezcladas, en un paso cambiador de frecuencia 5, con oscilaciones de radio-frecuencia procedentes de un oscilador 6 y son aplicadas, por mediación de un paso de salida 11, a la antena de emisión.

En el receptor B, las oscilaciones emitidas son mezcladas, en un paso cambiador de frecuencia, con las oscilaciones procedentes del oscilador local 15 cuya frecuencia es, por ejemplo, igual a la frecuencia central  $f_0$  de las oscilaciones moduladas en frecuencia recibidas. Luego, estas oscilaciones son amplificadas y su amplitud es limitada en un paso amplificador de media frecuencia con filtro de banda 20 y las oscilaciones limitadas son convertidas, con ayuda de una red discriminadora 21, en oscilaciones de media frecuencia cuya amplitud instantánea varía aproximadamente de la manera que se muestra en la figura 3b. Esta oscilación modulada en amplitud es detectada con ayuda de un detector push-pull 22 que, con preferencia, es un detector de cresta. La oscilación obtenida en los bornes del circuito de salida 23 del detector 22 seguirá entonces la envolvente de la oscilación representada en la figura 3b, envolvente que corresponde a la oscilación a recibir.

Como lo demostrará el resto de la Memoria, tal sis.



C.1948

85115

5  
tema permite, no solo reducir, por ejemplo 8 veces, la influencia de las perturbaciones de soplo, sino que ofrece notables ventajas; permite suprimir la influencia de la frecuencia imagen y además reducir la influencia de un emisor vecino, modulado de la misma manera, a un valor menor que el obtenible en los sistemas conocidos hasta ahora.

10  
15  
20  
25  
La figura 5 da el diagrama de fase de una oscilación modulada en frecuencia  $\cos(\omega_0 t + X(t))$ , en el cual el vector A corresponde a la frecuencia central  $\omega_0$  y en el cual, bajo la influencia de una oscilación moduladora de media frecuencia, la fase sufre una desviación máxima hacia la derecha  $X_1$  y una desviación máxima hacia la izquierda  $X_2$ . Se supone además una perturbación de amplitud S cuya frecuencia difiere en  $-s$  de la frecuencia central  $\omega_0$  y desfasada, en el momento 0, en  $-a$  con relación a la frecuencia central. Cuando la señal es mezclada con una frecuencia igual a la frecuencia central  $\omega_0$ , se halla para la desviación de frecuencia perturbadora correspondiente a la desviación de fase máxima hacia la derecha un valor  $-S \sin(X_1 + a + \frac{S}{4m} 2\pi)$ , respectivamente  $-S \sin(X_1 + a + \frac{5s}{4m} 2\pi)$ ..... al peso que para la correspondiente a la desviación máxima hacia la izquierda, se encuentra un valor  $+S \sin(a + \frac{3s}{4m} 2\pi - X_2)$ . Si se supone por un momento que la amplitud de la oscilación de media frecuencia moduladora es constante y que la ley de variación de la oscilación puede representarse por un rectángulo, la señal detectada afectará una forma tal como la representada en la figura 6. Las señales perturbadoras detectadas que corresponden a los dos vértices pueden representarse



185115

por los términos:

$$(1/2 + \frac{2}{\pi} \text{sen } mt + \frac{2}{3\pi} \text{sen } 3mt + \dots)$$

$$\cdot \frac{d}{dt} - S \text{sen } (X_1 + a + st) =$$

$$(1/2 + \frac{2}{\pi} \text{sen } mt + \frac{2}{3\pi} \text{sen } 3mt + \dots) \cdot - sS \text{cos}(X_1 + a + st)$$

resp.

$$5 \quad (1/2 - \frac{2}{\pi} \text{sen } mt - \frac{2}{3\pi} \text{sen } 3mt - \dots) \cdot - sS \text{cos}(a + st - X_2)$$

Para la oscilación total de la señal perturbadora detectada se encuentra:

$$1/2 sS \left( \text{cos}(a + st - X_2) - \text{cos}(X_1 + a + st) \right)$$

$$- \frac{2}{\pi} sS \text{sen } mt \left( \text{cos}(X_1 + a + st) + \text{cos}(a + st - X_2) \right)$$

$$10 \quad - \frac{2}{3\pi} sS \text{sen } 3mt \left( \dots \right)$$

$$= - sS \text{sen} \left( a + st + \frac{X_1 - X_2}{2} \right) \text{sen } X$$

$$- \frac{4}{\pi} sS \text{sen } mt \cdot \text{cos} \left( a + st + \frac{X_1 - X_2}{2} \right) \text{cos } X$$

$$- \frac{4}{3\pi} sS \text{sen } 3mt \cdot \text{cos} \left( a + st + \frac{X_1 - X_2}{2} \right) \text{cos } X$$

$$\text{expresiones en las cuales } X = \frac{X_1 + X_2}{2}$$

15 Del espectro total participan en la producción de una señal perturbadora detectada de frecuencia  $s$  las frecuencias perturbadoras siguientes de amplitud  $S_1$  y de ángulo de fase  $a_1$ : frecuencia perturbadora A. F. de la señal



16 DIC. 1948

185115

perturbadora detectada

5	$W_o + s \dots\dots$ $W_o - s \dots\dots$ $W_o + m + s \dots\dots$ $W_o + m - s \dots\dots$ $W_o - m + s \dots\dots$ $W_o - m - s \dots\dots$ $W_o + 2m + s \dots\dots$	$sS_1 \text{ sen } X \text{ sen } (a_1 + st)$ $sS_2 \text{ sen } X \text{ sen } (a_2 + st)$ $\frac{2}{\pi} sS_3 \text{ cos } X \text{ sen } (a_3 + st)$ $\frac{2}{\pi} sS_4 \text{ cos } X \text{ sen } (a_4 + st)$ $\frac{2}{\pi} sS_5 \text{ cos } X \text{ sen } (a_5 + st)$ $\frac{2}{\pi} sS_6 \text{ cos } X \text{ sen } (a_6 + st)$ $\frac{2}{3\pi} sS_7 \text{ cos } X \text{ sen } (a_7 + st)$
---	---	--

10 Si se admite de nuevo que los ángulos de fase  $a_1$  son repartidos de una manera desordenada y que la desviación de fase de la señal activa puede considerarse también en estos terminos como repartida de una manera desordenada, se encuentra para el valor medio de la energía de la señal perturbadora detectada:

15 
$$\frac{1}{4} s^2 S_1^2 + \frac{1}{4} s^2 S_2^2 + \frac{1}{\pi^2} s^2 S_3^2 + \dots = s^2 S^2 (1/2 + \frac{4}{\pi^2} + \frac{4}{9\pi^2} + \frac{4}{16\pi^2} \dots) = s^2 S^2$$

suponiendo que el valor medio de la amplitud de  $S_1$  sea igual a  $S$ .

20 El primer término de la segunda serie corresponde a la gama de frecuencias vecinas de la frecuencia central y los términos siguientes cor gamas de frecuencias que se encuentran a distancias  $1x, 3x, \text{etc.}$ , de la media frecuencia  $-m-$  de la frecuencia central. Como se sabe, las frecuencias de una oscilación modulada en frecuencia con gran desviación de frecuencia con relación a la frecuencia media, son las que están más separadas de la frecuencia central.

25



185115

Según el invento, las bandas de frecuencia que corresponden a los primeros términos de la serie mencionada se suprimen con ayuda de un filtro de banda de media frecuencia 25. Esto provoca una distorsión cuyo valor es sin embargo despreciable, porque esta supresión de las bandas vecinas de la frecuencia central vuelve a añadirse a la oscilación modulada en frecuencia inicial, representada por el vector  $a$  en la figura 7, en oposición de fase los vectores  $0, 1', 1'', 2', 2'',$  etc. que corresponden a la frecuencia central y a las primeras frecuencias de la banda lateral. Estos últimos están representados en una posición correspondiente a la desviación de frecuencia máxima hacia la derecha y a la correspondiente a la desviación máxima hacia la izquierda. Como se ve, los efectos de los diversos vectores de distorsión se compensan en gran parte. La supresión precitada permite reducir muy fuertemente la señal perturbadora detectada; en efecto, después de supresión del primer término, no subsiste más que una señal perturbadora  $0.09 s^2 s^2$  y, suprimiendo los dos términos siguientes, no subsiste más que  $0.033 s^2 s^2$ .

En el método de modulación que constituye el objeto de la presente invención, la oscilación moduladora que determina la desviación de la frecuencia de las oscilaciones emitidas está formada por una oscilación de media frecuencia modulada en amplitud por la señal a transmitir, tal como se representa en la figura 3a. Tanto del lado emisión como del lado recepción del sistema de transmisión, se han previsto filtros de banda 4 y 20 a consecuencia de los cuales el espectro emitido no debe ocupar más que las bandas 29 y 30 de la



185115

5 figura 3a, bandas que son ligeramente más anchas que la diferencia de frecuencia de la amplitud correspondiente a la menor amplitud de la media frecuencia moduladora y de la amplitud correspondiente a la mayor amplitud de esta media frecuencia. Estas bandas son simétricas con relación a la frecuencia de mezcla engendrada por el oscilador 15, de modo que en este montaje receptor no es necesario tener en cuenta emisores de frecuencia-imagen. Además un emisor vecino modulado de la manera representada en la figura 3a no ejerce ninguna  
10 influencia sobre la señal detectada cuando el aparato receptor sintonizado al emisor principal deja pasar del espectro emitido por este emisor vecino una parte pequeña simétrica con relación a la frecuencia de onda portadora de este emisor.

15 Puede resultar ventajoso no modular en amplitud la oscilación de media frecuencia moduladora de la frecuencia más que sobre una sola banda lateral, de modo que la oscilación modulada en frecuencia emitida, afecte una forma tal como se ha representado en la figura 3c. Cuando estas oscilaciones son mezcladas en el paso cambiador de frecuencia  
20  $\omega_0$  de frecuencia constante de manera que la desviación de frecuencia "no modulada" 31 de la oscilación siga siendo menor que la menor desviación de frecuencia modulada 32, las frecuencias perturbadoras en la banda "no modulada", en tanto  
25 que se utilice un detector de tensión de cresta 22, no contribuirán a la señal perturbadora detectada, de modo que la relación señal:soplo es mejorada de nuevo según un factor 2. Además, la banda no modulada es más estrecha que en el modo de modulación representado en la figura 3a.



185115

5 Como ejemplo rúmerico, se considerará un sistema de transmisión por modulación de frecuencia, en el cual la oscilación emitida tiene una frecuencia central  $W$  de 40 Mc/s (longitud de onda 7,5 cm); la desviación de frecuencia media resultante de una oscilación moduladora de media frecuencia -m- de 30 kc/s es de 2 Mc/s y, a consecuencia del valor instantáneo de la señal de audio-frecuencia a transmitir, esta desviación de frecuencia varía aproximadamente entre los valores 1,9 y 2,1 Mc/s. Después de conversión con ayuda de 10 una oscilación de 40 Mc/s engendrada por el oscilador 23, el amplificador de media frecuencia del receptor debe, pues, estar equipado con un filtro de banda de media frecuencia con frecuencia de sintonización de 2 Mc/s y con anchura de banda de unos 200 kc/s.

15 El montaje indicado permite además utilizar la contra-reacción de frecuencia según uno de los métodos usuales e incluso combinar este acoplamiento con una regulación automática de la frecuencia.

20 Las figuras 8, 9 y 10 muestran un sistema transmisor que presenta las particularidades siguientes: la anchura de banda del espectro emitido no debe ser igual más que a la mitad de la ocupada por un emisor de modulación de amplitud normal y, para una misma potencia del emisor, es decir, para una misma modulación máxima del tubo de salida, la relación 25 media de la señal al soplo en el receptor puede mejorarse por ejemplo 8 veces. En la figura 8, A es un emisor y B el receptor correspondiente para la transmisión de oscilaciones eléctricas. Después de amplificación, las oscilaciones de



16

185115

audio-frecuencia son transmitidas a los bornes de entrada  
1 - 1 de un paso modulador, por ejemplo, un paso modulador  
de amplitud 2 en el cual una oscilación local 3, por ejemplo,  
de 30 kc/s, es modulada por las oscilaciones de entrada.

5 Un filtro 4 suprime, de manera conocida, una banda lateral  
de la oscilación engendrada.

Cuando después de mezcla en el paso cambiador de  
frecuencia 5 con la oscilación de alta frecuencia 6, la se-  
ñal con una sola banda lateral formada, es emitida, y detec-  
10 tada linealmente en el receptor, basta un tipo de modulación  
de 40% solamente para provocar una seria distorsión de la  
recepción. Como ya se ha propuesto, se puede reducir esta  
distorsión insertando en el receptor un detector 7 cuya ca-  
racterística es una curva de grado par y, con preferencia,  
15 cuadrática. Se comprueba entonces que las amplitudes de  
reproducción de las audio-frecuencias originales son repro-  
ducidas sin distorsión; por el contrario, los productos de  
la transmódulación resultantes de la detección son reproduc-  
cidos sin la menor atenuación.

20 Según el invento, el espectro de frecuencia es in-  
tencionadamente deformado y es adaptado al tipo de detector  
especial de manera que una detección cuadrática de este es-  
pectro de frecuencia suministra la audio-señal audible no  
deformada.

25 Este resultado puede obtenerse por ejemplo de una  
manera cuya analogía existe en los montajes utilizados para  
reducir la distorsión no lineal de oscilaciones moduladas en  
frecuencia. El procedimiento es el siguiente: el espectro



185115

engendrado es detectado de la misma manera que en el receptor, por tanto, aquí, con ayuda de un detector cuadrático 8, y las oscilaciones de salida de baja frecuencia de este detector son introducidas, por ejemplo, con ayuda de un transformador 9, en oposición de fase con las oscilaciones de entrada 1 - 1 en el paso cambiador de frecuencia 2. Como se sabe, cuando la contra-reacción es suficientemente elevada, por ejemplo, de 40 veces, la señal de salida del detector 8 afecta casi la misma forma que la señal de entrada.

5

10

La señal de salida del detector 7 insertado en el receptor B, detector que detecta el mismo espectro de alta frecuencia que el detector 8, afectará por tanto también prácticamente la misma forma que la señal de entrada.

Para reducir la pérdida de amplificación, se puede también pre-amplificar la diferencia entre la oscilación aplicada a los bornes 1 - 1 y una parte de la oscilación engendrada a la salida del detector cuadrático 8 y aplicar esta oscilación amplificada, al mismo tiempo que la oscilación de entrada, a la entrada del paso modulador 2.

15

Como detector cuadrático, se utilizará por ejemplo, un tubo de dos rejillas de mando, rejillas a las cuales se aplica la misma señal a detectar. Si la característica de este tubo es puramente bi-líneal, de modo que  $i_a = S v_{g1} \cdot v_{g2}$ , la componente de baja frecuencia de la corriente anódica será directamente proporcional al cuadrado de la tensión a detectar  $v_{g1} = v_{g2}$ . Se puede también aplicar a las dos rejillas dos señales moduladas de la misma manera, cuyas frecuencias difieren en una magnitud constante y, en este caso,

20

25



C. 1948

185115

se engendra en el circuito anódico del tubo de descarga una oscilación de frecuencia diferencial cuya modulación es proporcional al cuadrado de la de las oscilaciones de entrada.

5 Cuando se utiliza como detector un tubo con una sola rejilla de mando cuya característica de la corriente anódica afecta la forma  $i_a = a(\sqrt{V_g + b})^n$  se puede demostrar que, para un valor determinado de un acoplamiento a reacción de baja frecuencia, positivo o negativo, 10, insertado en el circuito catódico por ejemplo, se obtiene una relación 10 prácticamente cuadrática entre la corriente anódica y la tensión a detectar. Tal reacción 10 permite también mejorar la característica no bi-líneal de un tubo con dos rejillas de mando.

15 Según el invento, se suprime además la onda portadora del espectro engendrado. Esta supresión puede también efectuarse por ejemplo con ayuda de un filtro 4. Se puede también añadir por ejemplo una parte de la tensión engendrada por el oscilador 3, en oposición de fase, a la tensión de salida del filtro 4 de la manera indicada esquemáticamente por 20 la línea 19. Finalmente, se puede proceder, por ejemplo, como se ha especificado en la patente nº 153.069; en este método, la oscilación engendrada es aplicada al montaje en serie de una diodo y de una impedancia juiciosamente dimensionada. por ello, por una parte, el valor absoluto de las 25 frecuencias de banda lateral resulta mayor, lo que asegura una mayor relación entre esta frecuencia de banda lateral -por tanto, la señal útil y las frecuencias perturbadoras y, por otra parte, en tanto que la onda portadora no sea atenuada



1 851 15

demasiado fuertemente, para el valor máximo de señal de entrada, el valor de la señal de salida correspondiente del filtro 4 es menor, lo que permite una mayor amplificación de salida antes de que el paso de salida del emisor sea modulado a un mismo valor máximo admisible.

En sí, el procedimiento de supresión de la onda portadora de un emisor de una sola banda lateral es conocido. Sin embargo, en este caso, es preciso prever en el receptor medios que permitan amplificar esta onda portadora hasta su antiguo valor de manera que la señal primitivamente no suprimida sea reformada sin distorsión. Estos medios aumentan el precio del receptor. El medio propuesto aquí no encarece el receptor B más que un receptor normal para oscilaciones moduladas en amplitud; este receptor contiene el mismo paso cambiador de frecuencia de entrada 12 con oscilador local 13 y el mismo paso de baja frecuencia 14, al paso que el amplificador de media frecuencia del receptor de modulación de amplitud es sustituido por ejemplo por un detector cuadrático 7 que no debe, necesariamente, tener un gran número de tubos.

En lo que sigue, se demostrará que el espectro "cuadrático" correspondiente a una señal de baja frecuencia determinada no presenta la menor ambigüedad, cerca de la amplitud  $A_0$  de la onda portadora, y que una reducción de esta amplitud con relación al valor usual en modulación de amplitud conduce a una mayor relación señal: ruido.

Suponiendo que la señal de entrada de baja frecuencia contiene las componentes

$$\left. \begin{aligned} & z_1 \cos (gt + \varphi_1) + z_2 \cos (2gt + \varphi_2) + \dots \\ & z_n \cos (ngt + \varphi_n) \end{aligned} \right\}$$



1948

185115

de modo que hemos admitido, para mayor facilidad, que la oscilación es periódica con la frecuencia -g-, frecuencia para la cual se puede admitir un pequeño valor cualquiera.

El espectro cuadrático obtenido afectará entonces

5

la forma

$$Q = A_0 \cos W_0 t + A_1 \cos ((W_0 + g)t + X_1) + A_2 \cos ((W_0 + 2g)t + X_2) + \dots + A_n \cos ((W_0 + ng)t + X_n).$$

La detección cuadrática de este espectro da una señal de baja frecuencia igual a

10

$$A_0 A_1 \cos (gt + X_1) + (A_1 A_2 \cos (gt + X_2 - X_1) + \dots$$

$$+ A_0 A_2 \cos (2gt + X_2) +$$

$$A_1 A_3 \cos (2gt + X_3 - X_1) + \dots + A_0 A_3 \cos (2gt + X_3) + \dots$$

$$+ \dots$$

$$+ \dots$$

15

$$+ A_0 A_n \cos (ngt + X_n).$$

Si se supone que la contra-reacción es tan grande que esta señal detectada es idéntica a la señal de entrada se obtienen 2n ecuaciones para n + 1 incógnitas  $A_0, \dots, A_n$ , n incógnitas  $X_1, \dots, X_n$  y las magnitudes conocidas  $z_1, \dots, z_n$  y

20

$\mathcal{G}_1, \dots, \mathcal{G}_n$  pueden representarse en álgebra vectorial por

$$z_1 \cos (igt + \mathcal{G}_1) = \begin{matrix} n \\ k = 0 \end{matrix} \frac{1}{A_k} - \frac{1}{A_k + 1}$$

A estas 2n ecuaciones, es preciso añadir todavía una que suprime la magnitud de  $A_0$ . En efecto,  $A_0$  no es influenciada por la contra-reacción; su magnitud es determinada por las

25

regulaciones de rejilla del tubo 2, por la amplitud de la tensión local 3 y por el debilitamiento eventual del filtro 4.



185115

Si, en gracia a la facilidad, se admite que no existe más que una sola frecuencia moduladora  $p$  de amplitud  $-s-$ , se obtiene en el espectro "cuadrático" correspondiente (véase figura 9) las oscilaciones  $A_0 \cos W_0 t + A \cos (W_0 + p)t$ , para las cuales  $A_0 A = z$ . La contra-reacción hace de modo que una atenuación de  $A_0$  suponga automáticamente un aumento de  $A$ . Frecuencias perturbadoras  $W_0 + s$ ,  $W_0 + p - s$ , y  $W_0 + p + s$ , expresiones en las cuales  $-s-$  es más pequeño que la semi-anchura de banda  $P$  de la banda transmitida, pueden provocar una señal perturbadora detectada de frecuencia  $-s-$  cuya magnitud viene dada por

$$A_0 S_1 \cos (st + a_1) + AS_2 \cos (st + a_2) + AS_3 \cos (st + a_3);$$

en esta expresión  $S_1 \dots S_3$  son las amplitudes y  $a_1 \dots a_3$  son las fases de esta frecuencia perturbadora. Si se pone

la amplitud media igual a  $S$  y la fase distribuida de una manera desordenada, se obtiene para la energía perturbadora media de frecuencia  $-s-$ :  $(1/2 A_0^2 + A^2) S^2$ . A consecuencia de las

frecuencias perturbadoras  $-s-$ , esta expresión resulta mayor que la semi-anchura  $p$  de la banda transmitida que es igual a  $(1/2 A_0^2 + A^2) S^2$ . En general, se utilizará esta última expresión porque la primera no es válida más que para valores

$-s-$  de la frecuencia perturbadora inferiores a los de la señal útil  $-p-$ . No es pues más que para las bajas audio-frecuencias  $S$  para lo que será preciso tener en cuenta una mayor

influencia de las perturbaciones, aun cuando realizándose que la amplitud media de estas frecuencias es mayor entonces que en el caso de más de una frecuencia de modulación, en general la energía total de la señal útil crece más rápidamente que la energía perturbadora.



948

185115

Para la relación señal :soplo se encuentra pues

$$\frac{A^2}{1/2(A_0^2 + A^2) S^2}$$
 expresión en la cual  $A_0 A = z$  es una magnitud dada.

Si se regula esta amplitud  $A_0$  al valor  $A_0 = A$ , para la cual es máxima la relación señal :soplo, el valor máximo

5 C hasta el cual el peso emisor podrá ser modulado para un mismo valor de  $A_0 A$ , resultará también más pequeño para la señal útil; este valor es en efecto proporcional a  $A_0 + A$ .

Si el tipo de modulación máxima admisible en un emisor cuyas dos bandas laterales son moduladas en amplitud es de 80 %, es decir, que  $A_{max} = \frac{2}{5} A_0 = \frac{2}{7} C$ , se obtiene para la relación señal :soplo:

$$\frac{(5/7)^2 \cdot (2/7)^2}{(5/7)^2 + (2/7)^2} \times \frac{C^2}{S^2} = \frac{2}{29} \frac{C^2}{S^2}$$

En el método según el invento se tiene por el contrario  $A_{max} = A_0 = 1/2 C$  y, además, la semi-anchura de banda no produce más que la mitad de energía perturbadora. La relación señal :soplo resulta entonces

$$2 \cdot \frac{(1/2)^2 \cdot (1/2)^2}{(1/2)^2 + (1/2)^2} \times \frac{C^2}{S^2} = \frac{1}{4} \frac{C^2}{S^2}$$

20 es decir, que es 3 1/2 veces más ventajosa.

Para señales débiles, se encuentran valores mucho más ventajosos; en particular, se encuentran valores muy ventajosos cuando se deja variar además la amplitud  $A_0$  de la frecuencia de onda portadora según la envolvente de la señal de audio-frecuencia de modo que la condición  $A_0 = A$  sea satisfecha siempre.



DIC. 1948

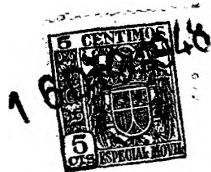
185115

Este resultado puede obtenerse por ejemplo comunicando a la rejilla 15 del tubo 2 una tensión de polarización proporcional a la envolvente de las oscilaciones de entrada aplicadas a los bornes 1 como se ha hecho, por ejemplo, en la figura 8, con ayuda de la diodo 26 y de la resistencia de escape 27.

Se puede también hacer de modo que la amplitud de las oscilaciones engendradas por el oscilador 3 varíe según la envolvente de la señal de audio-frecuencia. Se encuentra entonces para un tipo de modulación de 40%, respectivamente 20%, tipos para los cuales en un emisor con modulación de amplitud normal en el cual  $A_0 = 5/7 C$  y  $A = 1/7 C$ , respectivamente,  $A = 1/14 C$ , se obtienen relaciones señal:aplo de aproximadamente  $1/50 \frac{C^2}{S^2}$ , respectivamente de aproximadamente  $1/200 \frac{C^2}{S^2}$ , al paso que los medios según el invento para los cuales  $A_0 = A = \text{aprox. } 7/20 C$ , respectivamente,  $1/4 C$ , se encuentra para las relaciones señal:aplo los valores  $1/8 \frac{C^2}{S^2}$ , respectivamente,  $1/16 \frac{C^2}{S^2}$ , es decir, respectivamente 6 veces y 12 veces más ventajosas.

Para un tipo de modulación medio de 30% se puede prever pues una recepción 8 veces aproximadamente más ventajosa que con los emisores de dos bandas laterales usuales, al paso que la anchura de banda ocupada no debe ser más que la mitad sin necesidad de disposiciones que encarecerían el receptor.

En el sistema de transmisión representado en la figura 8, se ha supuesto tácitamente que el filtro de banda insertado en el circuito de salida del paso cambiador de frecuencia no provocará distorsión.



185115

5 En general, éste será siempre el caso para las frecuencias "de borde" del espectro recibido a las cuales pertenece entonces también la frecuencia de onda portadora. Se puede evitar esta distorsión insertando en el circuito de contra-reacción cuadrática del emisor un filtro análogo 25.

10 En general, será también posible obtener de otro modo que el indicado la forma de curva de grado par - en particular, el espectro cuadrático deseado - por una combinación de moduladores de amplitud, de fase o de frecuencia con tipo de modulación limitado y de una característica de modulación prescrita de filtros que recortan una parte determinada del espectro engendrado.

15 También puede ser ventajoso distribuir eventualmente la energía emitida sobre varias bandas. A este efecto, se puede, por ejemplo, aplicar la señal de audio-frecuencia como oscilación moduladora a un modulador de amplitud o de fase 2, de pequeño tipo de modulación y suprimir la frecuencia central, por ejemplo, con ayuda de una tensión de fase opuesta hecha activa por mediación de un conductor 19; se  
20 detecta a continuación el espectro engendrado con ayuda de un detector de característica de grado par, en particular, de un detector cuadrático 8; la señal detectada pasa luego a un filtro que bloquea las frecuencias superiores a la audio-frecuencia máxima a transmitir y es luego aplicada al paso modulador 2, por ejemplo, por mediación del transformador 9, en  
25 oposición con las oscilaciones de entrada.



185115

Esta solicitud que corresponde a la presentada en Holanda, el 3 de septiembre de 1947, bajo el número 134.559, se acoge a los beneficios del artículo 51 del vigente Estatuto de propiedad Industrial.

5

- 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, por VEINTE años, son los siguientes:

10 1.- Un sistema transmisor radiofónico con gran relación señal/soplo, que contiene un emisor a cuyo paso modulator son aplicadas las oscilaciones de audiofrecuencia a transmitir, caracterizado porque este emisor contiene medios que deforman el espectro de radiofrecuencias emitido por el emisor, de manera que la frecuencia central de las oscilaciones emitidas sea suprimida y que de la salida del detector insertado en el receptor (receptor que no contiene medios para amplificar la frecuencia central con relación a las frecuencias de las bandas laterales hasta el nivel inicial) puede tomarse una oscilación de audio-frecuencia que afecta la misma forma que la oscilación de audiofrecuencia aplicada al paso modulador del emisor, pudiendo presentar además este sistema transmisor las particularidades siguientes tomadas por separado o en combinación:

15

20



185115

5 a) esta previsto para la transmisión de oscilaciones moduladas en frecuencia y tiene medios por los cuales la oscilación moduladora que manda la desviación de frecuencia de la oscilación emitida es formada por una oscilación de media frecuencia modulada en amplitud por la señal a transmitir, porque tiene filtros de banda por los cuales las bandas son suprimidas enteramente en las proximidades de la frecuencia central, está incluida, al paso que, del lado recepción, esta oscilación modulada en frecuencia es mezclada con una frecuencia coincidente, por ejemplo, con la frecuencia central de la oscilación moduladora en frecuencia y la oscilación de mezcla engendrada es aplicada por mediación de un filtro de banda, a un detector de frecuencia cuya parte rectificadora está constituida, con preferencia, por un detector de tensión de cresta;

15 b) la modulación de amplitud de la oscilación moduladora de media frecuencia se efectúa unilateralmente;

20 c) del lado de emisión, se han previsto medios tales que la detección del espectro de radiofrecuencia emitido con ayuda de un detector cuya característica afecta la forma de una curva de grado par, con preferencia de característica cuadrática, proporcione la señal de audiofrecuencia a transmitir,

25 d) tiene medios que hacen de manera que la anchura del espectro emitido sea aproximadamente igual a la audiofrecuencia máxima a transmitir;

e) tiene medios gracias a los cuales la amplitud de la frecuencia central suprimida del espectro emitido varía



185115

según la envolvente de la señal de audiofrecuencia a transmitir;

5 2.- Un emisor para la emisión de oscilaciones de radiofrecuencias con ayuda del sistema transmisor especificado en el punto 1.

3.- Un receptor previsto para la recepción y la detección del espectro transmitido por el sistema transmisor especificado en el punto 1.

10 4.- Un sistema transmisor radiofónico de elevada relación señal/ruido.

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.

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

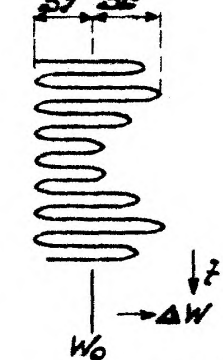
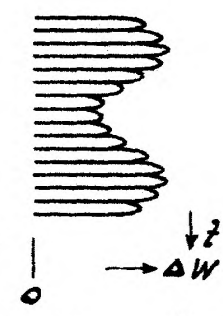
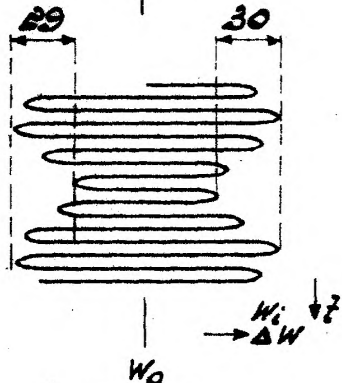
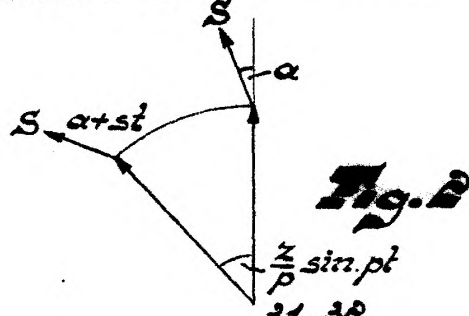
16 DIC. 1948

Madrid,

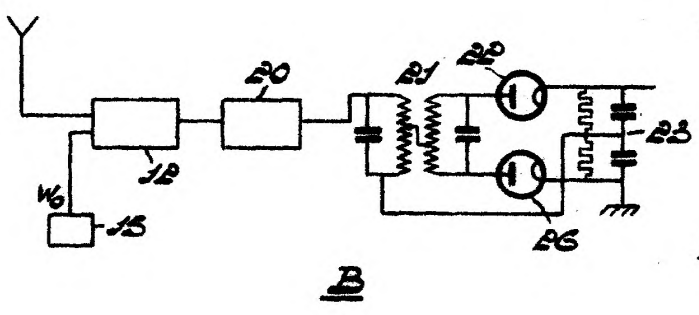
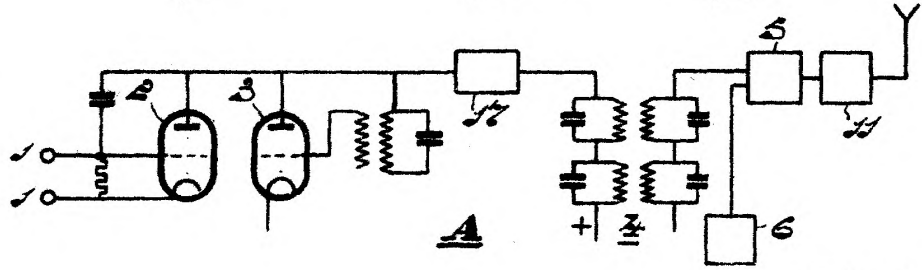
P. A.

Alberto de Elizaburu

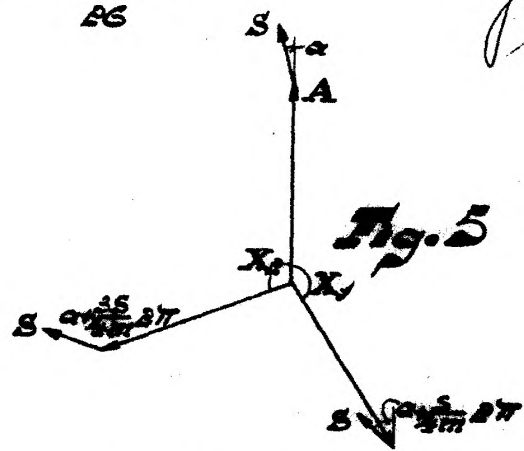
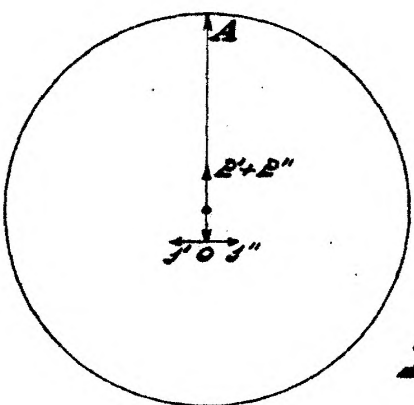
Por Poder

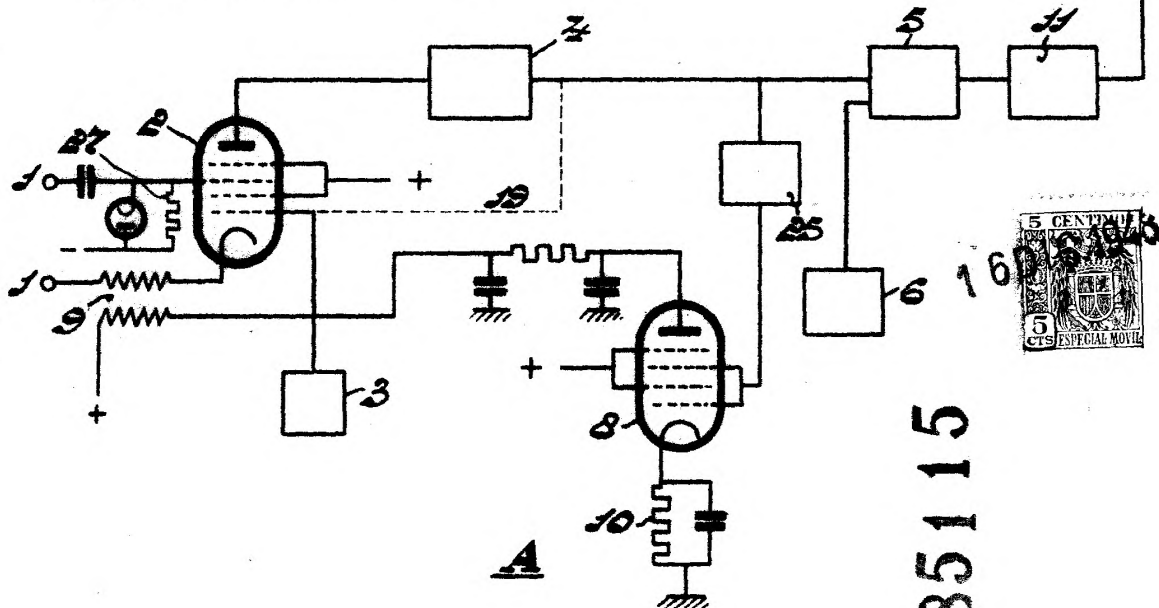


16D  
185115



Albergo de Elizaburu





185115

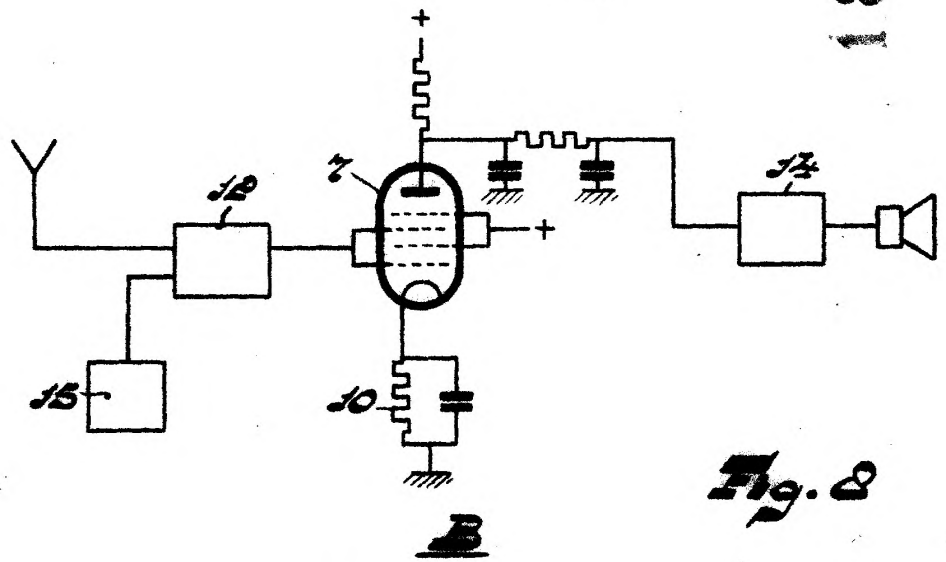


Fig. 8

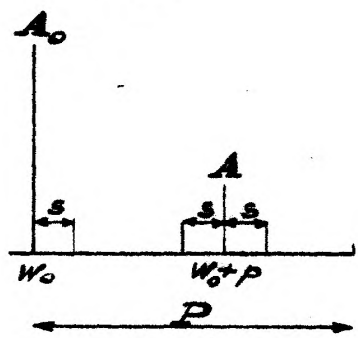


Fig. 9

D. A.  
 Alberto de Elizaburu  
 for order