

423728

G. G. GASSMANN 95/96

Int. No. H04B 1/66.-

11 AGO. 1976

3.<sup>a</sup> COPIA

VOIDED ON 00

MEMORIA DESCRIPTIVA PARA SOLICITAR PATENTE DE INVENCION EN  
ESPAÑA POR: "UN SISTEMA PARA TRANSFERIR SEÑALES DE AUDIO  
DE BANDA-ANCHA", A NOMBRE DE STANDARD ELECTRICA, S.A., CON  
DOMICILIO EN MADRID, CALLE DE RAMIREZ DE PRADO Nº 5.

El presente invento se refiere a un sistema para transferir señales de audio de banda-ancha sobre una banda estrecha, transmitiendo directamente el margen de señales de baja frecuencia y transmitiendo la información de amplitud de los márgenes parciales de frecuencias superiores por frecuencias piloto, lo que resulta compatible con los receptores existentes, haciendo que las señales de frecuencias piloto sean imperceptibles en dichos receptores, mediante la utilización de un fenómeno denominado efecto de enmascaramiento. Esto se consigue por la modulación positiva de las frecuencias piloto y a la atenuación a un nivel de 10db por debajo del nivel del margen de baja frecuencia. Si se emplea transmisión secuencial, se produce una señal de sincronismo de bajo nivel que no excede el nivel de señal-ruido en los receptores exis-

tentes, siendo, como consecuencia, suprimida. En los receptores del presente invento, la señal de sincronismo de bajo nivel se evalúa selectivamente por el control y sincronización de un generador de reloj, pero se suprime por debajo de la relación señal-ruido a la salida, lo que la hace inaudible. La  
5      señal de sincronismo se procesa además, para controlar la ganancia del amplificador de la señal piloto modulado y desconectar automáticamente las señales del margen de frecuencia superior en el supuesto de que falle la señal de sincronismo  
10     o la sincronización.

El presente invento se refiere a un sistema para transferir señales de audio de banda-ancha y, más concretamente, un sistema en donde un margen de frecuencias más bajo se transmite directamente, y un margen de frecuencias más elevado  
15     se divide en bandas parciales de las cuales solamente se transmite la información de amplitud en las señales piloto.

Para sistemas telefónicos, se ha propuesto la utilización de sistemas de compresión de anchura de banda de la señal de voz, de tal manera que pueda ampliarse la capacidad de  
20     transmisión del sistema. Estos sistemas se han utilizado con éxito, aunque en un grado limitado dentro de la anchura de banda normal de voz, pero no se han empleado para transmitir las señales de audio de banda-ancha requeridas para la reproducción musical en alta fidelidad.

La solicitud de Patente Española nº 411.898 presentada el 22 de Febrero de 1973, muestra un sistema para transmitir señales de audio de banda-ancha sobre una banda estrecha de frecuencias. En este sistema, la señal de audio se divide en un margen de frecuencias inferior y un margen de  
25     frecuencias superior; el margen de frecuencias más bajo se trans  
30     mite.

mite directamente. El margen de frecuencias más elevado se divide, posteriormente, en márgenes de frecuencia parciales, mediante filtros paso banda. La información de amplitud, para cada margen de frecuencia parcial, se transmite, como una señal, sobre una frecuencia piloto modulada. Para reproducir la señal de audio total, se utiliza la información de amplitud de los márgenes de frecuencia parciales para modular las señales sintéticas que caen, aproximadamente, en el centro de los márgenes de frecuencia parciales individuales. Las señales de audio sintéticas, de los márgenes de frecuencia parciales, se suman a las señales transmitidas directamente del margen de frecuencias inferior, para reproducir la señal de audio total.

La información de amplitud de los márgenes de frecuencia parciales individuales pueden transferirse simultáneamente sobre frecuencias piloto separadas, para cada margen de frecuencia parcial, o pueden transferirse secuencialmente, en aberturas de tiempo fijas sobre una frecuencia piloto única. La frecuencia o frecuencias piloto, se suprimen en el extremo receptor o reproductor mediante un filtro paso bajo para el margen de frecuencia inferior, haciéndola así inaudible.

En el supuesto de que este sistema sustituyera a un sistema de radiodifusión convencional, una de las dificultades que surgirían sería que los receptores del sistema convencional no tendrían filtros paso bajo para suprimir las señales de la frecuencia piloto, y resultaría una señal distorsionada. En una situación práctica, tendrían que coexistir sistemas de tipos diferentes durante un cierto período transitorio; por lo tanto, es esencial que el sistema a utilizarse sea compatible con los receptores existentes.

El presente invento se refiere a un sistema en el

que pueden transmitirse señales de audio de banda-ancha sobre una banda estrecha y recibirse por los receptores existentes, de tal manera que las señales piloto empleadas para transmitir la información de amplitud permanecen inaudibles y no distorsionan el sonido producido por los receptores existentes. En el transmisor, una señal piloto se modula positivamente con las señales de amplitud de tal manera que, en un promedio de tiempo, la amplitud de la señal piloto modulada disminuye con respecto a la amplitud de la señal del margen de frecuencia inferior, en un factor  $P$  que representa el denominado límite de perceptibilidad. Si se desea la transmisión secuencial sobre una única frecuencia piloto, la amplitud de una señal de sincronismo se mantiene por debajo del nivel de ruido en los receptores existentes, de tal modo que no aparece distorsión. En el extremo receptor la señal de sincronismo se evalúa selectivamente de tal manera que la relación señal-ruido de la señal de sincronismo seleccionada corresponde esencialmente a la relación señal-ruido de la señal del margen de frecuencia inferior, de modo que no es reproducida con las señales del margen de frecuencia inferior.

El sistema del presente invento tiene la ventaja de que puede emplearse en la transmisión radio AM sin transferir con los receptores de radio existentes, permitiendo además una considerable mejora en la transmisión de señales de audio si se hace uso de una nueva generación de receptores. El invento hace uso del conocido efecto audio-fisiológico denominado efecto de enmascaramiento.

En tal sistema, las perturbaciones podrían afectar adversamente la transmisión de la señal piloto que contiene la información de amplitud. El resultado podría ser que las



señales piloto se modularían también con las interferencias de la transmisión, de tal manera que las señales sintéticas reproducidas por el receptor quedarían distorsionadas. Por lo tanto, el presente invento también se ocupa de otra configuración del sistema en el extremo receptor o reproductor, de tal manera que las señales del margen de frecuencia superior se desconectan si falla la señal de sincronismo, si no está presente, o muestra un gran desplazamiento de su posición normal.

La señal de sincronismo y la de referencia se aplican a dos mezcladores multiplicadores, una de las señales de referencia que se aplican a los mezcladores tiene un cambio de fase de 90°, y la otra se aplica directamente. La señal de referencia se deriva, por división de frecuencia, de un generador de reloj, con un factor de división de  $\frac{1}{2n}$ , siendo n el número de márgenes superiores de frecuencia. Las tensiones de salida de los dos mezcladores multiplicadores se filtran, cada una, con un filtro paso-bajo, y una de las dos tensiones filtradas sirven para el control de frecuencia, sincronizando el generador de reloj, y la otra tensión filtrada se utiliza como tensión de control de ganancia, y cuando cae por debajo de un nivel predeterminado, se utiliza para desconectar las señales del margen de frecuencia superior.

En una configuración del invento, el conmutador se sustituye por N conmutadores individuales que se activan sucesivamente desde la salida de un registro de conversión acoplado así mismo. Las dos salidas del registro de conversión controlan, cada una, un flip-flop que divide por dos la frecuencia, estando espaciadas las señales de sus salidas n/2 impulsos de reloj. La salida de un flip-flop está conectada a la entrada de activación del otro flip-flop; para asegurar que la

tensión de salida de un flip-flop esté atrasada o adelantada respecto de la otra en 90°. Las tensiones de salida de los dos flip-flops se aplican, como tensiones de referencia en cuadratura, a los dos mezcladores multiplicadores mencionados anteriormente, a los que, además, se aplica directamente la señal de sincronismo.

El primer objetivo del presente invento es proporcionar un sistema para transmitir señales de audio de banda-ancha, compatible con los receptores existentes.

Otro objetivo del presente invento es proporcionar un sistema en donde las señales piloto permanezcan inaudibles en los receptores existentes.

Otro objetivo del presente invento es proporcionar un sistema en donde no resulte un mal funcionamiento si falla la señal de sincronización.

Los anteriores objetivos y ventajas del invento serán mejor entendidos de la descripción siguiente y de los dibujos que se acompañan, en los cuales:

- la Fig. 1 es un diagrama bloque esquemático de un transmisor del sistema del presente invento en el que se transmite secuencialmente la información de amplitud;
- la Fig. 2 es un diagrama bloque esquemático de un receptor del sistema del invento;
- la Fig. 3 muestra un espectro de frecuencias, según se utiliza en el invento;
- la Fig. 4 muestra un espectro de la banda de frecuencias piloto para la transmisión secuencial de la información de amplitud;
- la Fig. 5 muestra un diagrama bloque de otra configuración del presente invento;

- la Fig. 6 muestra un diagrama bloque esquemático de un conmutador electrónico para seis márgenes de frecuencia elevados parciales.

La señal de audio de banda-ancha a ser transferida se aplica al terminal 1 de entrada de la Fig. 1. A este terminal está conectado un filtro paso-bajo 3 cuya anchura de banda o frecuencia de corte está en el margen de unos 4 a 7 kHz, dependiendo de los requerimientos de calidad impuestos por la señal de audio. En paralelo con el filtro paso-bajo 3 se conectan los filtros paso-banda 4, 5 y 6, y si es necesario, otros filtros paso-banda, que dividen el margen de frecuencias superior en márgenes parciales. Por ejemplo, una octava puede dividirse en 12 márgenes parciales, según los semitonos de dicha octava. A estos filtros 4, 5 y 6 les siguen los rectificadores 7, 8 y 9, respectivamente, a cuyas salidas aparece una información de amplitud dependiente del volumen del margen de frecuencias parcial asociado. En el presente ejemplo, la información de amplitud se toma sucesiva y cilíndricamente de los rectificadores 7, 8 y 9 mediante un conmutador de rotación 11. Se supone que la frecuencia rotacional del conmutador 11 es fl. En consecuencia, si el número de terminales del conmutador 110 es n, la frecuencia de los valores de muestra de la información de amplitud será  $fT=n.fl$ . El generador de reloj 51 determina la frecuencia del paso  $fT$  del conmutador 11. A través de un circuito sumador 50, cuya función explicaremos después. La información de amplitud sucesiva se aplica a un modulador 13, en el que esta amplitud modula la frecuencia piloto enviada por un generador piloto 14. La señal piloto modulada, y la señal de audio que aparece a la salida del filtro paso-bajo 3, se suman en un circuito sumador 17 para consti-

tuir una señal de salida común 19. Como ya se ha indicado, el invento hace uso del denominado efecto de enmascaramiento, que explicaremos seguidamente.

5 Si una señal sinusoidal cuya frecuencia cae dentro del espectro de 0 a  $f_{gr}$ , se mezcla con una señal de ruido que tenga un espectro de 0 a  $f_{gr}$ , por ejemplo, en la señal de salida del filtro paso-bajo 3, se encontrará que la amplitud de la señal sinusoidal mezclada puede ser sorprendentemente grande antes de que la señal sea claramente percibida. Aún si se toman  
10 en cuenta las diferencias individuales, puede determinarse un denominado límite de perceptibilidad.

Otras investigaciones y definiciones referentes a esta cuestión se encuentran en un libro de E. Zwicker y R. Feldtkeller titulado "Das Ohr als Nachrichtenempfänger", publicado  
15 en 1967, Hirzel-Verlag, Stuttgart.

Si se cambia la frecuencia de la señal senoidal mencionada anteriormente, a frecuencias superiores a la  $f_{gr}$ , la amplitud de la señal senoidal a unos valores muy bajos si debe mantenerse la misma no-perceptibilidad como en el caso en que  
20 la señal senoidal caía dentro del espectro 0 a  $f_{gr}$ .

Sin embargo, los experimentos prácticos han demostrado que el efecto de enmascaramiento, esto es, el mismo grado de no-perceptibilidad, no está exactamente sujeto al límite superior del espectro de frecuencias, sino que el mismo efecto de enmascaramiento es todavía efectivo, en cierta medida, por enci  
25 ma de la frecuencia  $f_{gr}$ . Los experimentos han demostrado que se obtiene un valor de perceptibilidad aceptable si el nivel de la señal sinusoidal mezclada está situado a unos 10 dB por debajo del de la señal de ruido. Este efecto de enmascaramiento  
30 ocurre no solamente con las señales de ruido, sino también con

la música y otras señales de audio, con la sola diferencia de que el umbral de audibilidad cambia hacia arriba y hacia abajo al ritmo de la amplitud de la señal principal.

5 En el sistema del invento, la señal piloto que aparece a la salida del modulador 13 está modulada de manera que esta condición se cumple plenamente, esto es, al menos en la gran mayoría de los casos, la amplitud de la señal piloto es grande solamente si la señal principal, además, tiene una gran amplitud, y pequeña si la señal principal tiene una amplitud  
10 pequeña, y virtualmente desaparece si la señal principal desaparece. Esto se consigue por "modulación positiva" con una amplitud que ha sido reducida, en un promedio de tiempo, en un factor P, respecto a la amplitud del margen de frecuencias inferior, haciendo uso de un fenómeno que explicaremos brevemente con la  
15 ayuda de la Fig. 3. Se ha encontrado que no existen prácticamente señales de música en que los sobretonos ocurran en el margen de frecuencias superior, designado por b en la Fig. 3, sin que tonos fundamentales correspondientes estén presentes en el margen de frecuencias inferior. Para el sistema, esto significa  
20 que la información de amplitud de los márgenes parciales del margen de frecuencias superior se relacionan con la señal del margen de frecuencias inferior. Utilizando modulación positiva en el modulador 13 de la Fig. 1, es suficiente fijar el factor P para la reducción de la señal piloto modulada mediante preselección. Entonces, los cambios absolutos de amplitud en el ritmo de la señal principal quedan asegurados por la correspondencia descrita anteriormente.  
25

La Fig. 2 muestra un diagrama bloque del extremo reproductor, que es un ejemplo de la técnica de transferencia  
30 secuencial de la información de amplitud.

La señal total transferida 19, que consiste de la señal de audio transferida directamente del margen de frecuencias inferior y la señal piloto, y que ha sido modulada con la información de amplitud de los márgenes parciales del margen de frecuencias superior y disminuída por el factor P con respecto a la señal de audio del margen de frecuencias inferior, se aplica al terminal de entrada 22. Como se indica en la Fig. 3 por la referencia c, la frecuencia de la señal piloto es ligeramente más alta que la frecuencia de corte de la señal de audio que pasa por el filtro paso-bajo 3.

El filtro paso-bajo 23 de la Fig. 2 es innecesario (rodeado por línea de puntos) dado que la modulación, según el presente invento, no interfiere con la señal piloto.

De esta manera se asegura que en los modelos antiguos de receptores, que no están diseñados para la evaluación y reproducción acústica de la información de amplitud, la recepción no se perturba por la señal piloto. Se ha conseguido la compatibilidad deseada.

La unidad de reproducción de la Fig. 2, que está equipada según el sistema del invento, tiene un filtro paso-banda 24 que da paso solamente al margen de frecuencias de la señal piloto y que está seguida por el demodulador 25. La secuencia demodulada de la información de amplitud se aplica al conmutador rotatorio 27, de cuyos "contactos" se toma la información de volumen asignada a los canales de tiempo individuales, y se aplica a los condensadores de almacenaje 28, 29 y 30, y a otros condensadores de almacenaje (no mostrados). Los condensadores de almacenaje envían la información de volumen de los canales individuales a los moduladores 31, 32, 33 y a los moduladores siguientes que, a su vez, modulan las señales de los osciladores

34, 35 y 36, que generan las frecuencias equivalentes para el margen parcial respectivo. 37 es el circuito sumador con el cual se suman las señales equivalentes controladas de volumen y la banda base enviada por el filtro paso-bajo 23.

5 En la aplicación del presente invento, el requerimiento audio-fisiológico para una reducción de la señal piloto por el factor P no es una desventaja respecto a la relación señal-ruido, si la anchura de banda de la señal piloto se elige correspondientemente estrecha. Si, por ejemplo, la anchura de  
10 banda del margen de frecuencias inferior o, en otras palabras, el límite de frecuencia  $f_{gr}=5$  kHz, y la anchura de banda de las señales piloto 500 Hz, ambas señales tendrán la misma relación señal-ruido si las amplitudes de tensión difieren en 1:3,3, lo que corresponde a 10 dB; para la diferencia en anchura de banda  
15 de 1:10, mejora la relación señal-ruido de la señal piloto en  $1:\sqrt{10}$ , de tal manera que, a pesar de una reducción de la amplitud piloto en este factor, se mantiene la misma relación señal-ruido. Ya que los receptores antiguos, en el margen de frecuencia en que se transmite la señal piloto, tienen generalmente  
20 una reducción de 10 a 20 dB, la reducción total aumenta a 20-30 dB si la señal piloto se reduce en 10 dB en el transmisor.

Los experimentos audio-fisiológicos han demostrado que una reducción tan pequeña como de 15 a 20 dB, hace inaudible la señal piloto. Aun en el caso de una reducción total de  
25 solamente 10 dB, no se perturba la señal piloto, porque está en relación con las líneas espectrales superiores de la región a en la Fig. 3, y de esta manera simula acusticamente un ensanchamiento menor del margen de frecuencia superior. Esto provoca una ligera elevación de sobreagudos artificial.

30 Ya se ha mencionado que, si la señal principal ha

desaparecido, la señal piloto debe haber también desaparecido, esto es, debe ser inaudible.

De aquí surge la cuestión de la sincronización en el caso de transferencia secuencial, esto es, debe asegurarse que también se mantiene la sincronización en el caso anterior.

Como se muestra en la Fig. 1, al generador de reloj 51 le sigue un divisor de frecuencia que divide la frecuencia o paso de frecuencia  $fT$  del conmutador de rotación en la relación 1:2n. La señal AC obtenida de esta manera se suma a la señal piloto en el circuito sumador 50, por ejemplo. Sin embargo, ya que el enmascaramiento ya no es efectivo cuando ha desaparecido la señal principal, esto es, durante los intervalos de reposo, la señal de sincronización constantemente presente, debe disminuirse por debajo del nivel de ruido normal. Suponiendo que la última está en -50 dB y considerando que los receptores antiguos provocan 20 dB, la señal de sincronismo debe ser disminuida en 30 dB. Para conseguir, además, para la señal de sincronismo la misma relación señal-ruido que para la señal principal y la señal piloto, en el extremo receptor, la anchura de banda de la señal de sincronismo para evaluación debe reducirse de tal manera que se satisfaga esta condición. 30 dB corresponde a una reducción de tensión de 1:33. Tal reducción de tensión conducirá a una relación señal-ruido que corresponde a la de la señal principal solamente si la anchura de banda para evaluar la señal de sincronismo es  $33^2$  menor que la anchura de banda de la señal principal.  $33^2$  es aproximadamente igual a 1.100. Así, para una anchura de banda del margen de frecuencias inferior de 5 KHz, la anchura de banda para la señal de sincronismo debe reducirse a 0,55 Hz en el extremo receptor. Bajo estas condiciones, la señal piloto, incluyendo la señal de sincronismo, es inaudible

aunque la señal de sincronismo tenga la misma relación señal-ruido que el margen de frecuencias inferior.

En la Fig. 2, la señal de sincronismo se evalúa aplicando la señal de salida total del demodulador 25 a un mezclador multiplicador simétrico 53, a cuya segunda entrada se aplica la señal de salida de un divisor de frecuencia 54. Este divisor de frecuencias 54 divide la frecuencia del generador de reloj 55, al igual que el divisor de frecuencia 52, por la relación 1:2n. En situación sincronizada, la componente de tensión DC de la tensión de salida del mezclador multiplicador 53 depende solamente de la diferencia de fase entre la señal de sincronismo y la señal dividida-hacia-abajo. Por ejemplo, la amplitud de la señal de sincronismo es positiva en caso de una desviación de fase positiva, cero en caso de coincidencia de fase, y negativa en caso de desviación de fase negativa. Con el siguiente filtro paso-bajo 56, que tiene una anchura de banda de unos 0,55 Hz, esta componente de tensión DC se separa de las componentes AC de frecuencia considerablemente superior. En la condición no-sincronizado, en lugar de la tensión DC, se obtiene una tensión AC según la desviación de frecuencia, pero en el presente caso, esta desviación no debe exceder apreciablemente de 0,5 Hz. La tensión filtrada se utiliza para sincronizar el generador de reloj 55.

En caso de transferencia secuencial de la información de amplitud para los tonos equivalentes, la señal de control, en la que se modula la señal piloto, tiene un espectro como se muestra en la Fig. 4.

La frecuencia  $f_1$  corresponde a la frecuencia rotacional de los conmutadores rotativos 11 y 27.  $f_2$  y  $f_3$  corresponden a  $2.f_1$  y  $3.f_1$ , respectivamente etc. Estas líneas espectra

les tienen lugar sin espectro secundario si se transmite un to  
no continuo. Sin embargo, ya que los tonos equivalentes tienen  
lugar principalmente en instrumentos rítmicos, unos grupos de  
espectros secundarios rodean cada línea espectral; el "tremolo"  
5 más rápido en la música que se está ejecutando, corresponde al  
espectro secundario más lejano de la línea espectral. Tal línea  
espectral también cae en la frecuencia  $f_0$  esto es en una ten  
sión DC, que significa que la señal de control, como la señal  
de televisión, tiene un denominado "componente de tensión DC"  
10 que fluctúa con el ritmo de la música. La Fig. 4 muestra que, a  
la frecuencia  $f_x$ , el espectro tiene una caída o disminuye mu  
cho, Por lo tanto se propone, en el presente invento, transmi-  
tir la señal de sincronismo para sincronizar el conmutador de  
rotación en el extremo receptor, a esta frecuencia  $f_x$ , esto es,  
15 a la mitad de la frecuencia de rotación del contador rotativo.  
Por esta razón, los divisores de frecuencia 54 y 52 dividen la  
frecuencia de la señal de reloj por el valor  $2n$  más bien que  
por el valor  $n$ . Una señal de sincronismo que tiene lugar a una  
sola frecuencia, en este caso  $f_x$ , es automáticamente, una señal  
20 sinusoidal. Sin embargo, como muestra la representación espec  
tral, es posible transmitir componentes de la señal de sincro-  
nismo a  $3f_x$ ,  $5f_x$ , etc. En otras palabras: la señal de sincronis  
mo puede ser también una señal con sólo armónicos impares, esto  
es, por ejemplo, una señal trapezoidal simétrica. Tal señal  
25 tiene la ventaja de que, para sincronización, se transmite más  
exactamente el cambio de fase que con una señal puramente sinu  
soidal (por ejemplo, debido a unos cruces de cero más defini-  
dos).

Si, en aplicaciones especiales del invento, la co  
30 rrelación entre la señal de audio del margen de frecuencia in

ferior y la del margen de frecuencia superior no existe, puede emplearse una tensión de control derivada de la amplitud de la señal de audio del margen de frecuencia inferior, para corregir el factor P que, por supuesto, necesita medidas correspondientes en el extremo reproductor.

En la Fig. 5 se muestra otra configuración del invento, en donde las señales de margen de frecuencias superior se desconectan, en el supuesto de un mal funcionamiento de la señal de sincronismo. La señal total transferida 19, de la Fig. 1, se aplica al terminal de entrada 22. Consiste en la señal de audio transferida directamente del margen de frecuencias inferior y de la señal piloto, que ha sido modulada con la información de amplitud de los márgenes parciales del margen de frecuencia superior disminuido en el factor P respecto a la señal de audio del margen de frecuencia inferior y que contiene la señal de sincronismo, cuya amplitud es muy pequeña comparada con la amplitud máxima posible de la señal piloto total. Su frecuencia corresponde a la mitad de la frecuencia de repetición de la transferencia secuencial de la información de amplitud.

La unidad de reproducción tiene un filtro paso-banda 24 que da paso solamente al margen de frecuencia de la señal piloto y está seguido por un amplificador de ganancia variable 241 y un demodulador 25. La secuencia demodulada de la información de amplitud se aplica al conmutador rotativo 27, de cuyos "contactos" se toma la información de volumen asociada con los canales de tiempo individuales, y se aplica a los condensadores de almacenaje 28, 29 y 30 y a otros condensadores de almacenaje (no mostrados). Estos condensadores envían la información de volumen de los canales individuales a los moduladores 31, 32, 33, etc., quienes a su vez modulan las señales sintéti

cas de los osciladores 34, 35 y 36, que generan las frecuencias equivalentes para el margen parcial respectivo. Las señales equivalentes controladas de volumen se suman en el circuito sumador 371.

5 Las señales equivalentes, sumadas de esta manera, se aplican, a través de un conmutador controlable 563, a otro circuito sumador 564 donde se suman dichas señales y la señal transferida directamente del margen de frecuencias inferior. La señal que llega al altavoz 42 contiene también la señal piloto.

10 Ya que, como se supuso anteriormente, la señal piloto es inaudible debido a la reducción por el factor P y la utilización del efecto de enmascaramiento, no necesita eliminarse por un filtro. El conmutador rotativo 27 está controlado por un generador de reloj 55, que determina la frecuencia de salto del conmutador rotatorio 27.

15

Después de  $n$  saltos, el conmutador rotatorio ha realizado una rotación. El divisor de frecuencia 54, que tiene un factor de división de  $1/2 \cdot n$ , divide la frecuencia de reloj, y la tensión obtenida de esta manera se aplica a un mezclador multiplicador 53 que compara la fase de la señal que llega desde 54 con la de la señal piloto demodulada. La tensión de salida del mezclador multiplicador 53 pasa a través de un filtro paso-bajo de banda estrecha 56 de, por ejemplo, 0,5 Hz de anchura de banda. A partir de esta comparación de fase en el mezclador multiplicador 53 entre la señal dividida y la señal de sincronismo contenida en la señal piloto, se desarrolla a la salida del filtro paso bajo 56 una tensión de control dependiente de la fase; esta tensión se utiliza para controlar la frecuencia del generador de reloj 55. Durante este proceso, la información principal, que está contenida en la señal piloto y tiene una

20

25

30

amplitud mayor que la de la señal de sincronismo, se elimina como resultado de la mezcla multiplicativa con una señal de referencia de la mitad de la frecuencia de repetición y debido a una menor anchura de banda del filtro paso bajo 56. La

5 sensibilidad del control de la sincronización debe ser tan elevada que a todas las salidas de frecuencia que ocurren entre la señal de salida del divisor de frecuencia 54 y la frecuencia de la señal de sincronismo, la desviación de fase, en el estado sincronizado, será tan pequeña que la asignación de los canales

10 individuales por el conmutador rotativo en el extremo receptor, esté de acuerdo con la asignación correspondiente en el extremo transmisor. Si, por ejemplo, se transmiten 12 canales y la desviación de fase es  $360^\circ:12=30^\circ$ , tendrá lugar una falsa signación de uno de los canales. Por lo tanto la desvia

15 ción de fase, durante la sincronización, no debe exceder de  $+10^\circ$ . Además, el margen de sincronización debe ser simétrico, esto es, en caso de desviaciones de frecuencia en ambas direcciones, los márgenes de sincronización y retención deben ser aproximadamente iguales.

20 El generador de reloj 55 controla otro divisor de frecuencia 541 que tiene también el factor de división  $1/2n$ , pero cuya tensión de salida siempre está retrasada o adelantada respecto del primer divisor de frecuencia en  $90^\circ$ . Explicaremos con más detalle su realización práctica con la ayuda de la

25 Fig. 5. La tensión de salida de este segundo divisor de frecuencia 541 también se compara, en un segundo mezclador multiplicador 531, con la señal piloto demodulada. Al mezclador 531 le sigue, además, un filtro paso bajo 561.

30 Bajo la condición de sincronización anterior, la tensión de salida del filtro paso bajo 561 es positiva o nega

tiva dependiendo de si la tensión de salida del divisor de frecuencia 541 está retrasada o adelantada en  $90^\circ$ , y tiene una amplitud proporcional a la amplitud de la tensión de sincronización contenida en la señal piloto. Ya que, como se ha supuesto anteriormente, la amplitud de esta señal de sincronización es proporcional a la amplitud máxima posible de la señal piloto total, es posible, según el invento, utilizar la tensión enviada por el filtro paso bajo para reajustar, con la ayuda del amplificador de ganancia variable 241, la amplitud de la señal piloto que aparece a la salida del filtro paso-banda 24.

De esta manera, en el caso de variaciones en los caminos de transmisión, por ejemplo, en caso de desvanecimiento selectivo de la señal piloto, estas variaciones pueden reducirse sustancialmente por el control descrito anteriormente. Además, la tensión enviada por el filtro paso bajo 561 puede servir para controlar el conmutador 563, mediante el cual se desconectan los tonos equivalentes. A este fin esta tensión se proporciona, a través de un conmutador de umbral, simbolizado en la Fig. 5, por un diodo zener 562. Cuando se sobrepasa la tensión de umbral, se cerrará el conmutador 563, y se aplicarán los tonos equivalentes para su reproducción a los altavoces. Cuando la tensión cae por debajo de la tensión de umbral el conmutador permanecerá abierto. Si se reciben transmisiones sin la señal piloto o si falla dicha señal, el conmutador 563 permanecerá abierto porque, en este caso, el filtro paso bajo 561 no envía ninguna tensión (0, V). Sin embargo, si se recibe una señal piloto y no ha tenido lugar la sincronización, por ejemplo, debido a un mal funcionamiento del circuito de sincronización o en el caso de demasiado desplazamiento de frecuencia de la señal de sincronismo, también permanecerá abierto el conmutador

563 ya que, si la desviación de frecuencia entre la señal de sincronismo y la señal de referencia es tan grande que no tiene lugar la sincronización, la frecuencia diferencial de la tensión de salida del mezclador multiplicador 531 será tan elevada como para asegurar que cae por encima de la frecuencia de corte del filtro paso bajo. La frecuencia de corte del filtro paso bajo 561 debe ser igual o inferior que la del filtro paso bajo 56. De este modo, bajo las circunstancias supuestas anteriormente, no aparecerá tensión (0 V) o será inferior al umbral mencionado, a la salida del filtro paso bajo 561.

La Fig. 6 muestra una configuración de seis canales de un conmutador rotatorio que puede emplearse en el circuito de la Fig. 5. Un registrador de conversión de cinco etapas 60 tiene las salidas 601 y 605 conectadas, a través de una puerta NO. 61, a su entrada 600. El generador de reloj 55 hace avanzar al registrador de conversión paso a paso. Como resultado de que las salidas se aplican a la entrada a través de la puerta NO 61, siempre aparece un impulso de control bien en el terminal de entrada 600 o en los terminales de salida 601 a 605; este impulso de control se utiliza para conmutar sucesivamente los conmutadores individuales 62 a 67 del conmutador rotativo electrónico. Las salidas de estos conmutadores están conectadas a los condensadores de almacenaje 68 a 73, cuya función corresponde a la de los almacenajes individuales 28 a 30 de la Fig. 5, desde cuyas salidas se controlan los moduladores de los canales individuales, por ejemplo, 31 a 33, en la Fig. 5. Para generar las tensiones de referencia para los mezcladores multiplicadores 53 y 531, las tensiones se toman del registrador de conversión 60 en dos contactos 602 y 605, cuyas tensiones de salida están cambiadas en tiempo, una respecto de la

otra, en  $n/2$  pasos de ciclo. Cada una de estas tensiones de salida se aplica a una entrada de reloj de un flip - flop de nominado J - K 74, 75. Para asegurar que las tensiones de salida de los flip - flops J - K que dividen la frecuencia por dos, tienen siempre la misma relación de fase, esto es, por ejemplo, que la tensión de salida del flip-flop 75 siempre este rétrasada, respecto a la del flip - flop 74, en  $90^\circ$ , la salida del flip - flop 74 se conecta a la entrada apropiada del flip - flop 75. Además, los mezcladores multiplicadores 531 y 53 tienen una señal piloto demodulada como se muestra en la Fig. 5.

Es evidente, por lo tanto que, la asignación de tiempo de la señal de sincronismo contenida en la señal piloto a los canales de tiempo, para las señales equivalentes es la misma en los extremos de emisión y recepción.

En las aplicaciones en donde los mayores desplazamientos de frecuencia de la señal total y de la señal de sincronismo son semejantes, el mezclador 53, que funciona como comparador de fase, es conveniente sustituirlo por un "comparador de frecuencia y fase" o por un circuito en el que la anchura de banda del siguiente filtro paso - bajo se aumenta sustancialmente hasta que tiene lugar la sincronización y no pasa nuevamente al margen de banda estrecha original hasta que haya tenido lugar la sincronización.

Ha de quedar entendido que la anterior descripción de una forma determinada del invento se hace a modo de ejemplo, y no debe considerarse como una limitación de su alcance.

Este invento corresponde a dos solicitudes de patentes formuladas en Alemania, los días 28 de Febrero de 1973



y 26 de Abril de 1973, señaladas con los Nros. P 23 09 987.8 y P 23 21230.8 y se acoge, por tanto, a los beneficios que otorgan los convenios internacionales vigentes.

-----NOTA-----

5 Los puntos de invención propia y nueva que se presentan para que sean objeto de esta patente de veinte años son los siguientes:

10 1.- Un sistema para transferir señales de audio de banda ancha en el que, en el extremo de entrada del sistema, la señal de sonido se divide en márgenes de frecuencias bajo y alto, siendo transferido directamente el margen de frecuencias bajas y en el que, el restante margen parcial de frecuencias altas es dividido en otros márgenes parciales por medio de filtros paso-banda para obtener información de su amplitud que es la que se transfiere, y en el que, para reproducir la señal total, la información de amplitud de cada margen parcial de frecuencias altas se utiliza como señal moduladora de señales equivalentes que caen aproximadamente en el centro de cada uno de los márgenes parciales de frecuencias altas. Y en el que, estas señales sintéticas de los márgenes parciales de las frecuencias altas, se suman a las señales de sonido del margen de frecuencias bajas transmitido directamente y caracterizada en que, en el extremo de entrada se modula positivamente a una señal piloto que contiene la información de amplitud de los márgenes parciales de las frecuencias altas, siendo la modulación de tal manera que, en un promedio de tiempo, la amplitud de la señal piloto se reduce con respecto a la amplitud de la señal del margen de bajas frecuencias en un factor P, que representa el llamado límite de perceptibilidad,

15  
20  
25  
30



en que; la amplitud de la señal de sincronismo no exceda el nivel de ruido en el equipo considerado para compatibilidad y en que, en el extremo receptor o reproductor, la señal de sincronismo se avalúa selectivamente de manera que la relación señal-ruido de la señal de sincronismo seleccionada, corresponda esencialmente a la relación señal-ruido de la señal del margen de frecuencias bajas.

2.- Un sistema, según la reivindicación 1, caracterizado en que; la señal de sincronismo, es una tensión sinusoidal transferida simultáneamente con la información de amplitud de los márgenes de frecuencias altas y tiene una frecuencia que corresponde a  $\frac{1}{2}$  de la frecuencia de repetición de la transferencia secuencial de la información de amplitud.

3.- Un sistema de acuerdo con la reivindicación 2, caracterizado en que, en lugar de un voltaje sinusoidal, se utiliza un voltaje trapezoidal que contiene solamente armónicos impares.

4.- Un sistema de acuerdo con la reivindicación 2 y 3, caracterizado en que, la amplitud de la señal de sincronismo, se utiliza como señal de referencia para el control automático de ganancia de la señal piloto.

5.- Un sistema según la reivindicación 1, caracterizado en que, la señal de sincronismo contenida en la señal piloto y la señal de referencia, se llevan a dos mezcladores multiplicadores, estando una de ellas, desfasada  $90^\circ$  y la otra directamente, en que, se utiliza como señal de referencia, un voltaje derivado por división de frecuencia del generador de reloj del conmutador rotatorio, con un factor de división de  $\frac{1}{2} n$ , en donde  $n$  es el



número de posiciones del conmutador rotatorio, en que los voltajes de salida de los dos mezcladores multiplicadores son cada uno filtrado en filtros paso-bajo, en que, uno de los dos voltajes filtrados sirve para control de frecuencia y así sincronizar el generador de reloj, y el otro voltaje filtrado, cuando cae por debajo de un nivel predeterminado, se utiliza para desconectar las señales equivalentes y/o como voltaje de control para control de ganancia.

6.- Un sistema de acuerdo con la reivindicación 5, caracterizado, en que, el conmutador rotatorio consiste en n conmutadores individuales que son sucesivamente activados desde las salidas de un registrador de conversión acoplado a sí mismo, en que las dos salidas de dicho registrador de conversión controla cada un un flip-flop que divide por dos la frecuencia, estando las señales de las salidas de los flip-flops separadas n/2 impulsos de reloj, en que la salida de un flip-flop se conecta a la entrada de activación del otro flip-flop para asegurar que el voltaje de salida de un flip-flop siempre difiera de la del otro 90° en adelanto o retraso, y que las salidas de ambos flip-flops se aplican en cuadratura como voltaje de referencia a los dos mezcladores multiplicadores a los que adicionalmente se aplica directamente la señal piloto que contiene la señal de sincronismo.

Tal y como se ha descrito en la memoria que antecede, representado en los dibujos que se acompañan y a los fines especificados.



Esta memoria consta de venticuatro hojas  
escritas por una sola cara.

Madrid, 9 ABR. 1976



*Eugenio Barroso*  
EUGENIO BARROSO  
Secretario General

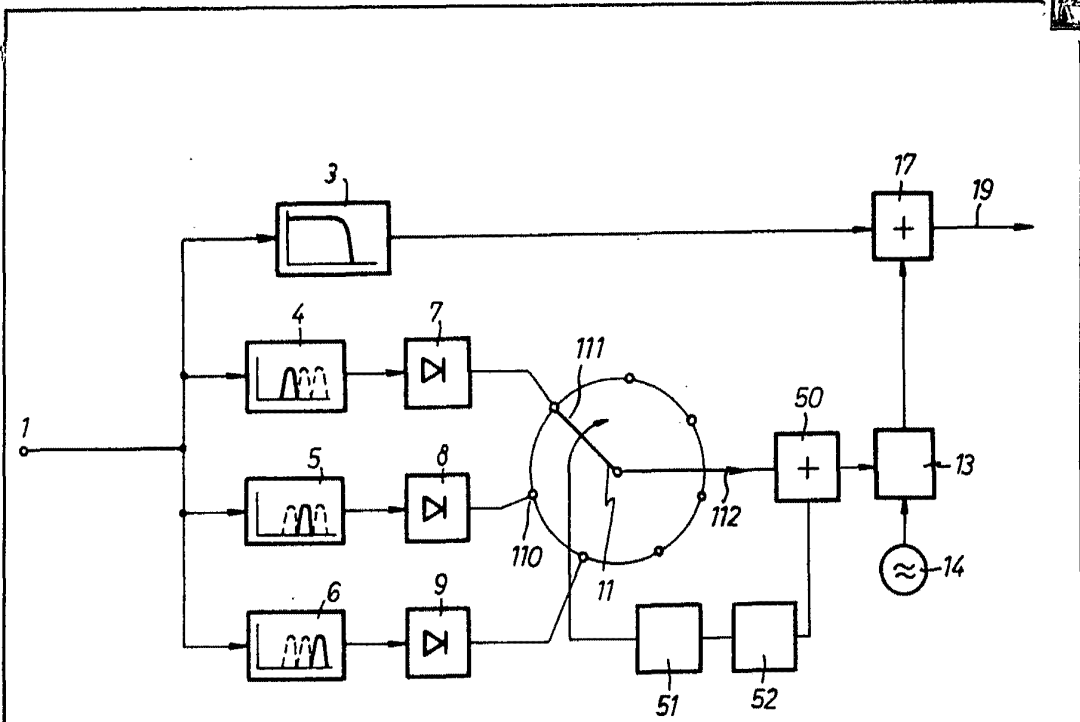
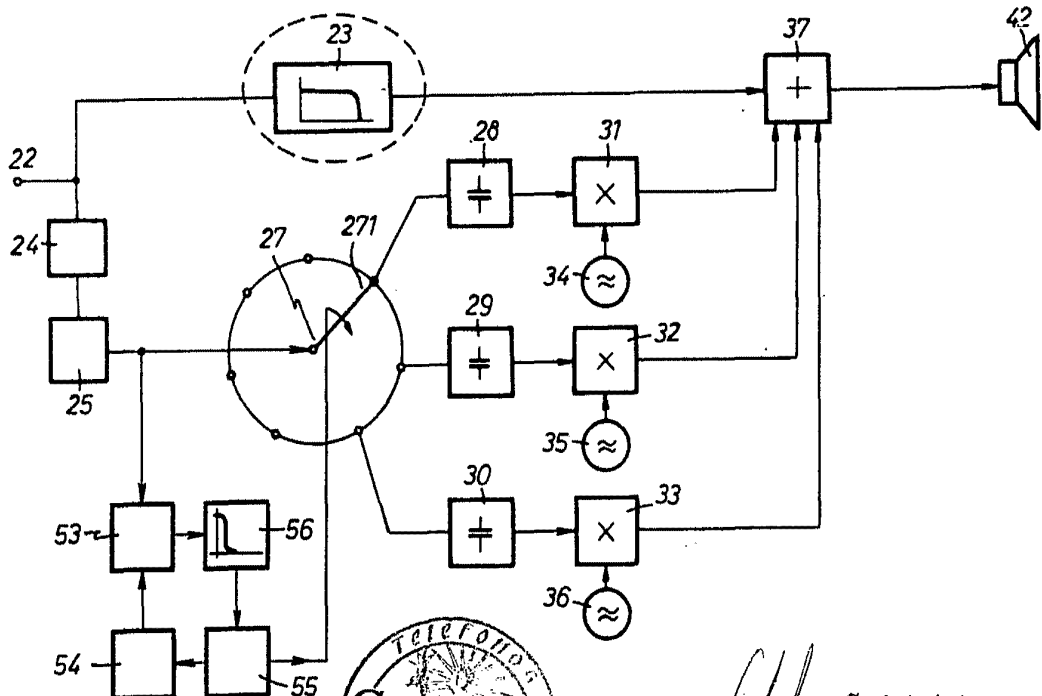


Fig. 1

10 MAYO 1974



*U. M. M.*  
Fig. 2

EUGENIO BARRERO  
Secretaría General





10 MAYO 1974

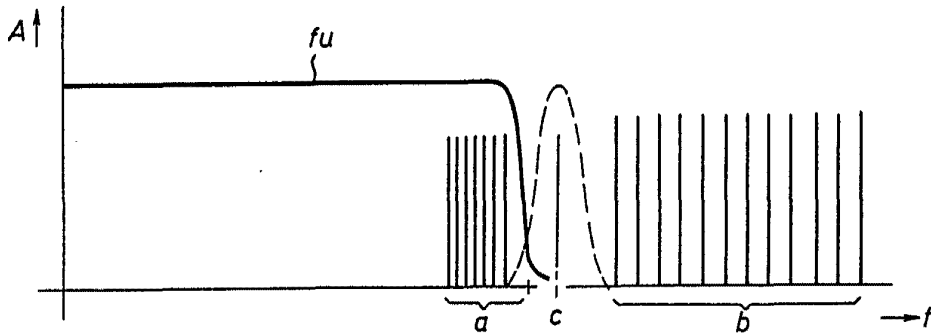


Fig.3

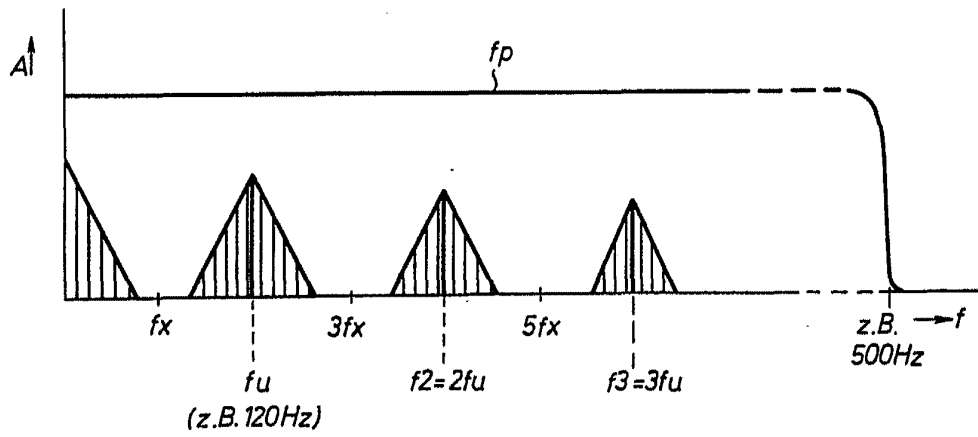
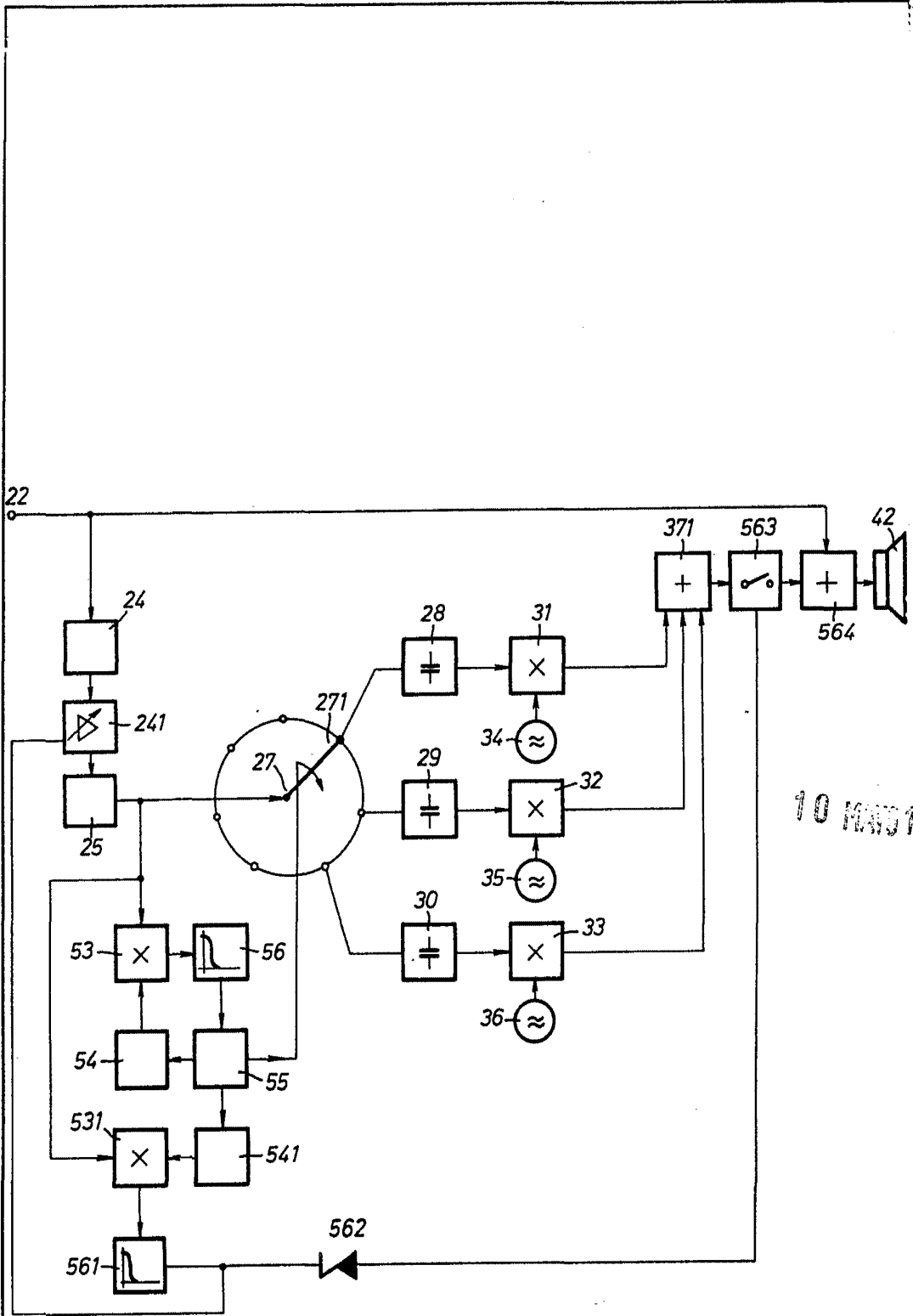


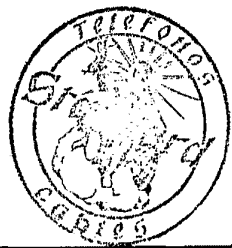
Fig.4



*Eugenio Barroso*  
**EUGENIO BARROSO**  
Secretario General



10 MAR 1974



*Eugenio Barroso*  
**EUGENIO BARROSO**  
Secretario General

Fig.5

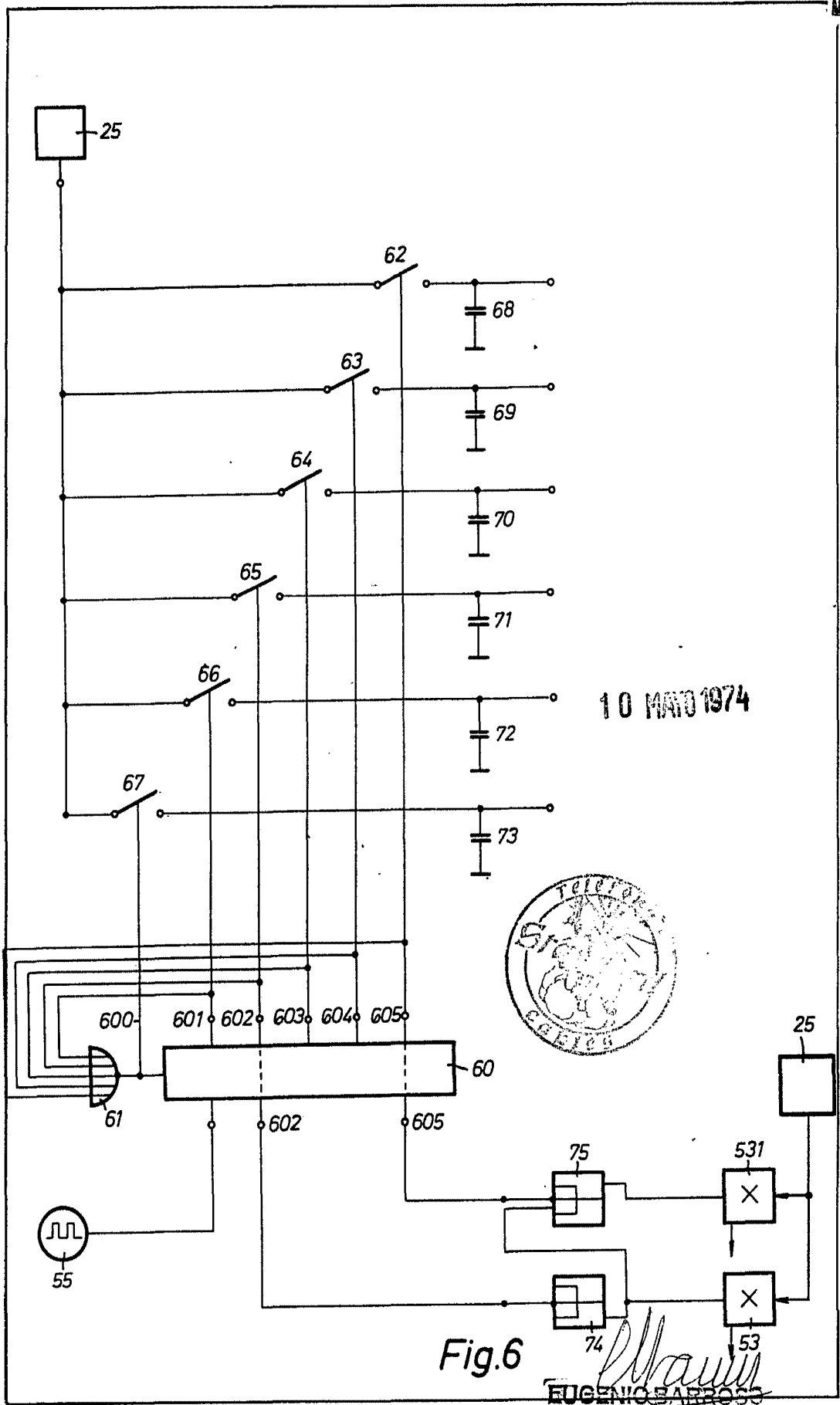


Fig. 6

*Eugenio Barroso*  
**EUGENIO BARROSO**  
 Secretario General