

MINISTERIO DE INDUSTRIA Y ENERGIA  
 Registro de la Propiedad Industrial  
 6 NOV. 1978  
 Concedido el Registro de acuerdo con los datos que figuran en la presente descripción y según el contenido de la Memoria adjunta.



ESPAÑA

19 ES 21 22	11 NUMERO 460.184	10 AT
	FECHA DE PRESENTACION 28-6-77	

PATENTE DE INVENCION

30 PRIORIDADES:	32 FECHA	33 PAIS
31 NUMERO		
P 26 28 997.4	28.6.76	Rep. Federal Alemana.
P 27 21 526.5	12.5.77	Rep. Federal Alemana.
P 27 14 439.4	31.3.77	Rep. Federal Alemana.

47 FECHA DE PUBLICIDAD	51 CLASIFICACION INTERNACIONAL H04L; H04B	62 PATENTE DE LA QUE ES DIVISIONARIA
------------------------	--	--------------------------------------

64 TITULO DE LA INVENCION  
 PERFECCIONAMIENTOS EN SISTEMAS PARA LA RECEPCION DE SEÑALES DE MENSAJE DIGITALES DE FRECUENCIA MODULADA.

71 SOLICITANTE (S)  
 SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT

DOMICILIO DEL SOLICITANTE  
 Wittelsbacherplatz 2, D-8000 München 2, República Federal Alemana.

72 INVENTOR (ES)  
 Dipl.-Ing, Josef Gammel., Karl Kammerlaner., Hans-Jürgen von der Neyen

73 TITULAR (ES)

74 REPRESENTANTE  
 D. JOSE MIGUEL GOMEZ-ACEBO Y POMBO.

POOR QUALITY

La presente invención se refiere a un sistema para la recepción de señales de mensaje digitales, impresas en un portador en forma de una modulación de frecuencia, en un medio de propagación exento de reflexión, en especial para la recepción en estaciones móviles, servicio a lar  
5 ga distancia y comunicaciones transhorizonte.

En los sistemas digitales para la transmisión de mensajes cuando las condiciones de propagación están muy perturbadas (propagación en - varios caminos) el alcance es aproximadamente inversamente proporcional a la altura de la cuota de bits a transmitir. El caso límite determinante -  
10 del alcance le representa la total extinción de la información, en el que los signos de modulación llegan en contrafase al lugar de recepción, y se extinguen recíprocamente a consecuencia de las diferencias de tiempo de - recorrido originadas por las diferencias de rodeo de las ondas portadoras reflejadas. En una amplia zona ya antes de este caso límite tienen lugar  
15 ya parcialmente pérdidas de información por distorsiones del tiempo de re corrido y de amplitud, que conducen a cuotas de defectos muy altas en la - transmisión. La invención se fundamenta en el cometido de ocasionar para el caso últimamente mencionado un considerable mejoramiento de la calidad de la transmisión, es decir lograr un mejoramiento del alcance de los sis-  
20 temas digitales de transmisión de mensajes con modulación de frecuencia, especialmente entre estaciones móviles y con situación de propagación que varía constantemente.

Este cometido se soluciona según la invención en un sistema pa  
ra la recepción de señales de mensaje digitales, impresas en un portador -  
25 en forma de una modulación de frecuencia, en un medio de propagación afectado de reflexión, especialmente para la recepción en estaciones móviles, servicio a larga distancia y comunicaciones transhorizonte, porque las pér  
didas de información originadas por distorsiones de fase y amplitud se aban  
can en lo referente a su causa automáticamente en dos disposiciones que se  
30 complementan, una de las cuales es un discriminador de frecuencia al que -

está posconectado un dispositivo para reconocer los picos de perturbación originados por distorsiones de reflexión, y un circuito que compensa estos picos perturbadores, además un demodulador de amplitud que está conectado en paralelo en otra derivación al demodulador de frecuencia, y porque las salidas de ambos demoduladores van a un conmutador que se gobierna por un dispositivo analizador de modulación de amplitud y que a una modulación de amplitud reconocible de magnitud suficiente conecta el demodulador de amplitud, y a una modulación de frecuencia reconocible conecta el discriminador de frecuencia, juntamente con el dispositivo que reconoce los picos perturbadores, a una salida común, porque además a la salida del demodulador-AM está posconectado un inversor de polarización que gobernado por un integrador de polarización conmuta el producto de demodulación-AM en dependencia de la altura del producto de demodulación-FM en el sentido de demodulación-AM de polaridad correcta.

Mediante este sistema de recepción se consigue un considerable mejoramiento de la calidad de la transmisión y del alcance de mensajes digitalizados, en forma de modulación de frecuencia binaria.

Las reivindicaciones 2 a 6 contienen ventajosos perfeccionamientos del sistema de recepción.

A continuación se aclara con detalle la invención con sus ventajas, a base de figuras.

En todos los sistemas de radiotransmisión ligados tienen lugar en dependencia de particularidades topográficas, propagaciones de ondas en varios caminos, que especialmente al tratarse de transmisión móvil de corrientes de datos digitales modulados en frecuencia, especialmente al emplearse antenas omnidireccionales, conducen bajo determinadas circunstancias a perturbaciones de recepción decisivas. Los frentes de ondas emitidos por la antena emisora chocan en virtud de reflexiones desde diferentes direcciones, con tiempos de recorrido diferentes, sobre la antena receptora. A consecuencia de la adición pectorial de estos frentes de ondas en el lugar

de recepción, la tensión en nadir de la antena sufre un paso de amplitud y fase tanto dependiente de la frecuencia como también dependiente del lugar. (mínimos y máximos). Para muchas frecuencias y lugares esta distribución de energía significa, a consecuencia de las distorsiones y de los des-  
5 censos de energía (mínimos) originados por ella, la pérdida de la legibilidad de las señales de recepción digitales.

Para la clarificación fundamental de las distorsiones originadas por propagación en varios caminos, es conveniente elegir primero firmemente los puntos de localización del emisor y el receptor. Mediante esto  
10 se elimina de la consideración la distribución de la energía dependiente del lugar, y queda únicamente la distribución de energía dependiente de la frecuencia. Tan pronto como las diferentes del tiempo de recorrido de los frentes de ondas del haz directo  $U_d$  y del haz de rodeo  $U_u$ , que inciden en el lugar de recepción, llegan al orden de la duración de los bits (aproximadamente  $\Delta t = 0,1$  a  $0,7 t_{bit}$ ), la separación de frecuencia de la mínima  
15 de la característica de distribución se hace tan pequeña que la energía de la señal de recepción puede fluctuar casi arbitrariamente ya dentro de la desviación de modulación con la velocidad de la modulación y en dependencia de la radiofrecuencia  $\omega_0 t$  y la profundidad de la mínima.

Una consecuencia de estas fluctuaciones de energía originadas por la adición vectorial de las señales incidentes, que antes de la demodulación se eliminan de nuevo en el limitador de amplitud del sistema de  
20 recepción, son las rápidas variaciones de fase de la señal resultante, que se producen forzosamente en la adición vectorial. Estas rápidas variaciones de fase no pueden suprimirse naturalmente por el limitador de amplitud, y producen por lo tanto una modulación perturbadora sincrónica con los bits en la salida del demodulador FM. Esta modulación perturbadora puede superar en su magnitud a la modulación útil en un múltiplo y con ello aniquila la legibilidad de la modulación útil.

30 La máxima velocidad de fase del lector resultante aparece en -

la mínima de la característica de distribución y es tanto mayor cuanto más baja sea la mínima. En el caso límite, con extinción total selectiva, esta puede hacerse arbitrariamente grande.

Independientemente de que la mínima se encuentre dentro de la zona de desviación, definida por ambas frecuencias angulares, ó se encuentra fuera de la misma, aparecen dos casos de perturbación con diferentes características.

a) Mínimo fuera de la zona de desviación

Si el mínimo se encuentra fuera de la zona de desviación, pero en la proximidad de una de ambas frecuencias angulares, la energía de recepción será relativamente baja en esta frecuencia angular. Por el contrario la energía de recepción en la segunda frecuencia angular tiene que ser ahora forzosamente más alta, ya que se halla más junta al siguiente máximo. De este comportamiento resulta en la señal de recepción antes del limitador una clara modulación de amplitud sincrónica con los bits, cuyos polos están en dependencia de la situación del mínimo, bien en situación igual ó en situación inversa respecto a la señal de modulación primitiva. La limitación antes de la demodulación, usual en la modulación de frecuencia, suprime esta frecuencia de modulación de amplitud. Con ésto no es eficaz en la salida del demodulador. Por el contrario es eficaz la variación de fase que aparece en la proximidad del mínimo al cambiar de carácter, que se exterioriza como fuerte distorsión de los caracteres en la salida del demodulador.

Un caso límite muy esencial de este comportamiento de funcionamiento, se consigue tan pronto como la energía en una de las frecuencias angulares sobrepasa hacia abajo el ruido propio del receptor. Este es el caso frecuentemente cuando el sistema de radiotransmisión trabaja en la proximidad de la sensibilidad límite, ó el mínimo no se encuentra directamente sobre la frecuencia angular, y está muy bajo (extinción total selectiva). A consecuencia de la separación negativa del ruido, en una de las frecuen-

cias angulares aparecen únicamente ruidos en la salida del limitador y del demodulador, en lugar de todos los caracteres lógicos que corresponden a esta frecuencia angular (cero ó unos), La señal demodulada con el demodulador- $\overline{M}$  ha quedado con ésto inutilizable.

5 La señal de recepción delante del limitador tiene no obstante también aquí una modulación de amplitud sincrónica con los bits.

La duración del estado de ruido en la salida del demodulador corresponde en cada caso a la sucesión de caracteres de la corriente de datos de modulación. Durante un carácter del mismo significado (cero ó uno) que dure más de un bit, la frecuencia de recepción no varía, y también entra en el lugar de recepción la misma frecuencia por todos los rodeos, es decir persiste este estado invariablemente hasta el siguiente cambio de carácter, éste estado se designa como "estático". Las pérdidas de señal que se atribuyen a esta manifestación se designan en lo sucesivo como "extinciones estáticas".

10

15

b) Por definición el estado en el que el mínimo se halla en la frecuencia angular se designa como extinción estática. Esta definición es válida también aún cuando el lugar de extinción se halle ya dentro de la zona de desviación pero todavía próximo a la frecuencia angular, ya que la velocidad de variación de desviación en la exploración suave usual por motivos de economía de frecuencia (transición  $\cos^2$ ) en la proximidad de las frecuencias angulares es muy baja. Pero tan pronto como el mínimo se aproxima notablemente al centro de la zona de desviación, las condiciones varían del siguiente modo:

20

25 1) La velocidad de variación de fase en el mínimo se hace muy grande. La dislocación de frecuencia momentánea resultante de esto en la salida del limitador y del modulador se hace así mismo muy grande y alcanza un múltiplo de la desviación útil. La duración de la dislocación depende de la velocidad de modulación y de la profundidad relativa del mínimo. Ya

30 que a consecuencia de esta relación la duración de la dislocación tiene que

ser siempre menor que la duración del bit, la dislocación se exterioriza dentro de un carácter de modulación (bit) como picos cuya magnitud y expresión dependen de la profundidad del mínimo. Dentro de un carácter puede aparecer más de un pico (caso general con índices de modulación pequeños: como máximo dos picos con situación de polos opuesta por bit).

Los picos de distorsión no aparecen sin embargo forzosamente dentro de cada bit individual, sino solo en el cambio de carácter, ya que únicamente en este caso se recorre la zona de desviación. Por estos motivos estas distorsiones de la señal de salida demodulada se designan como "distorsiones dinámicas".

2) Tan pronto como el mínimo se aproxima notablemente a la frecuencia central se pierde delante del limitador la univocación de la modulación de amplitud sincrónica con los bits.

Según la invención se propone ahora evitar la pérdida de la legibilidad de la señal de recepción que se produce por extinción estática, mediante aprovechamiento de la modulación de amplitud sincrónica con los bits que aparece delante del limitador, en una disposición apropiada para esto, el corregidor estático, y además la pérdida de la legibilidad que se produce por la extinción dinámica, mediante exploración de los picos en una disposición apropiada para esto, el corregidor dinámico, que se describen ambos seguidamente.

Las ejecuciones precedentes se aclaran ahora con más detalle para mejor comprensión a base de las figuras y un ejemplo de ejecución.

En la figura 1 están representados tres casos I a III característicos. Se trata primero el caso I en el que el lector de la señal de recepción  $U_{res}$ , resultante, en el que la radiofrecuencia media  $f_m$  pasa un mínimo y en el que en ambas frecuencias angulares la zona de desviación  $f_0$  y  $f_1$  tiene aproximadamente la misma cuantía. Tan pronto como la frecuencia  $f$  momentánea se acerca a la frecuencia central  $f_m$ , aparece junto a la disminución de la amplitud resultante  $U_{res}$  el giro de fase  $\phi_{res}$  unido for-

zosamente con ésta, es decir un correspondiente salto de fase. Este salto de fase de tiempo relativamente corto que aparece dentro del espectro de modulación tiene que exteriorizarse forzosamente como dislocación momentánea de frecuencia ( $d\phi/dt$ ) ó correspondientes distorsiones del tiempo de recorrido ( $d\phi/df$ ) y significa una función perturbadora superpuesta a la función de modulación primitiva, que aparece a cada cambio de carácter digital. Un cambio de carácter digital pasa en cada caso por toda la zona de desviación.

En la figura 2 se representa una confrontación entre la corriente de datos digital existente primitivamente (arriba modulación de frecuencia binaria con perteneciente corriente de datos) y la función perturbadora obtenida al aparecer la perturbación según I, juntamente con la modulación (abajo). Se vé que los picos de desviación que aparecen en el modulador de frecuencia sobrepasan en mucho los valores de tensión de las denominadas frecuencias angulares  $f_0$  y  $f_1$ , ó sea la desviación máxima. Sin embargo de la representación para el caso I en la figura 1 puede ya extraerse que el carácter es legible en principio sin más en los puntos de pregunta, en cada caso en el centro del bits.

Las condiciones se alteran en forma gravosa si se varia la frecuencia central  $f_m$  y se lleva por ejemplo al valor  $f'_m$ , Este es el caso II de la figura 1 y significa lo mismo que una pequeña variación de rodeo ( $< 2$ ) respecto al caso 1. A partir de ahora aparecé la extinción ó bien el mínimo de amplitud en la frecuencia angular  $f_1'$ , y ya que la función de modulación precisamente en este estado tiene un punto de inversión (velocidad de alteración de fase relativamente baja) no aparecen aquí funciones perturbadoras muy decisivas. Pero no es igualmente gravoso el hecho de que debido a la notable reducción de la tensión de recepción la separación de ruido se reduce y en muchos casos se hace esto incluso negativa (es decir sobrepasan hacia abajo el nivel de recepción mínimo). Con ésto es irremisible la pérdida de la legibilidad de todos los caracteres digitales (uno) y

la cuota de errores intermedios originada con ésto en la salida del demodulador- $F_m$  es muy alta.

En lo referente a amplitud el carácter es sin embargo legible en principio, porque en todos los caracteres "cero" ( $f_0'$  en la figura 1) el nivel de recepción es claramente más alto que en  $f_m'$ .

En los casos I y II de la figura 1 hay dos tipos básicos de distorsión que en lo sucesivo, en tanto conciernan al caso I (extinción entre las frecuencias angulares y con ello distorsiones sólo en el cambio de carácter) se denominan "extinción estática".

La extinción estática puede aparecer según su naturaleza siempre sólo cuando una de ambas frecuencias angulares se halle con relativa exactitud en el lugar de extinción. La extinción dinámica por el contrario aparece como el lugar de extinción se encuentra entre ambas frecuencias angulares  $f_0$  y  $f_1$ . Con ésto la extinción dinámica y la extinción estática pasan una dentro de otra mediante variación de la situación del mínimo respecto al espectro.

Se dá un caso relativamente improblemático en la propagación por varios caminos al ir la frecuencia central  $f_m$  directamente sobre el lugar de adición, por ejemplo en el caso III de la figura 1. Aquí no aparecen ni distorsiones de amplitud notables, ni distorsiones del tiempo de recorrido dentro de las frecuencias angulares  $f_0''$  y  $f_1''$ . La señal de frecuencia modulada está aquí prácticamente sin distorsionar.

Las condiciones de la figura 1, valen para lugares de emplazamiento fijos de emisor y el receptor y representan una distribución de amplitud y de fase dependiente de la frecuencia. En general puede decirse que las condiciones para la anulación de una conversación permanecen constantes a una frecuencia, en tanto tomen parte en la propagación solo reflectores estacionarios y ningún reflector móvil (por ejemplo aviones, con lo que tiene que contarse en la amplia mayoría de los casos). El funcionamiento en marcha aparece junto a la distribución de frecuencia de la característi

ca de amplitud y de fase, también la distribución espacial de estos parámetros en el terreno. La distribución espacial está relacionada directamente con la longitud de onda de la radiofrecuencia. En el caso límite es por lo tanto la separación entre dos mínimas correspondientes a la mitad de la longitud de onda (por ejemplo con  $f = 300 \text{ KHz} = \lambda / 2 = 0,5 \text{ m}$ . La antena de un vehículo que se mueve a  $36 \text{ km/h} = 10 \text{ m/segundo}$  se recorren por segundo 20 mínimas. Para hacer una imagen pausable de las consecuencias en lo referente a distorsión, es conveniente sustituir en la figura 1 el eje de la frecuencia por un eje de tiempo y desplazar por ejemplo hacia la derecha la separación de modulación  $f_0$  y  $f_1$  representada en I con una velocidad tal que los tiempos para recorrer una onda de amplitud y de fase son de 1,20 segundos, ó bien se recorren 20 de estas ondas por segundo con velocidad uniforme. De los reconocimientos mencionados puede sacarse ahora en consecuencia que el funcionamiento en marcha los casos de extinción estática y dinámica (caso I y caso II) derivados de la figura 1, así como también el caso III-en el que no aparece ninguna distorsión de FM, pasan uno a otro en rápida sucesión, correspondientemente al recorrido de la distribución espacial, y se repiten con periodicidad correspondiente.

A continuación se indica un procedimiento en el que está ampliamente garantizada la posibilidad de reconocimiento de los caracteres digitales en cada uno de los casos I a III. Tiene que partirse de que junto a la rentabilidad debe indicarse un procedimiento de corrección que sobre todo esté técnicamente en situación de reconocer y de compensar automáticamente y exclusivamente en el lugar de recepción la configuración de los mecanismos de propagación, ya en el transcurso de la normal transmisión de mensajes, es decir instantáneamente. La ventaja de una semejante disposición está a la vista. Mediante el gobierno del sistema no necesita ya interrumpir el flujo de mensajes, ya que no es necesaria una emisión de prueba. El reconocimiento instantáneo de la repercusión de la situación de propagación debe efectuarse únicamente en el receptor. Primeramente se consi-

dera la figura 1, caso I, para aclarar la posibilidad de corrección de la extinción dinámica. El lugar de extinción se encuentra aquí por definición entre las frecuencias angulares  $f_0$  y  $f_1$ . Para el reconocimiento de la repercusión del lugar de extinción sirve la figura 3a en la que se vé claramente que en este caso la función perturbadora la representa un salto de frecuencia que aparece solo en el cambio de carácter. Este salto de frecuencia aparece periódicamente a sucesiones -01 y dificulta notablemente la valoración de los bits individuales, porque hace variar su contenido de energía y así pues provoca un desplazamiento respecto a sucesiones de ceros ó unos más largas. Este desplazamiento es independiente de que se empleen ó no medios integradores ó limitadores de banda para la ulterior valoración de la señal y regeneración.

Para evitar las indeseadas proporciones de energía en la señal demodulada, que se provocan por los saltos de fase, es posible un método de supresión como el representado en la figura 4. Esta muestra un interruptor de valor límite GS que se acciona siempre cuando se sobrepasa un determinado valor límite, ó sea por ejemplo el valor de desviación normal de  $f_0$  ó  $f_1$ . En la entrada del interruptor de valor límite se halla la señal normal modulada en frecuencia y en la salida la señal suprimida. Mediante la supresión se produce, donde antes había un gran pico de la señal, un descenso a cero (la figura 3b muestra este resultado). Mediante ésto se ha evitado el pico, pero al bit individual se ha extraído en la mayoría de los casos una parte de energía demasiado grande que no descarta errores de valoración de la señal. Una posibilidad mejor consiste en un circuito según la figura 5, en el que en un circuito Sample-Hold SH al sobrepasarse el valor de pico citado anteriormente se almacena este valor y mientras dura el sobrepaso del valor límite se sustituye en el hueco producido en el método de supresión. Ya que el interruptor de valor límite tiene un pequeño retardo de reacción, la prueba de la señal de recepción a retener se alimenta a través de una línea de retardo  $t$  al circuito Sample-Hold. El conmutador -

SI se conmuta durante este tiempo al circuito Sample-Hold y con ello no se halla ya en la entrada de señal directo. El resultado de este método está representado en la figura 3c.

5 Con esto la corrección de extinción dinámica tiene una solución satisfactoria. Pero este método falla en la extinción dinámica (extinción de la frecuencia angular) porque aquí no aparece un pico de desviación.

10 Antes de que se discuta la posibilidad para la corrección de la extinción estática debe aclararse el comportamiento del método de sustitución fuera de la zona de extinción estática y dinámica. El caso estándar para esto es el caso III de la figura 1, cuya señal de FM demodulada no tiene picos, que aparecen solo en la extinción dinámica. Así pues el interruptor de valor límite no se acciona y con ello en la salida del corrector se halla después del método de sustitución en este caso la señal de entrada invariada transconectada directamente.

15 En sí es posible ya con esta disposición relativamente sencilla una corrección automática que en la zona de extinción dinámica y fuera de la extinción estática se adapta simultáneamente y sin recargo de tiempo al correspondiente estado de servicio momentáneo.

20 Para el dominio de la extinción dinámica se ha de observar lo siguiente: tan pronto como en la modulación de frecuencia la extinción aparece en la frecuencia angular y así pues en esta frecuencia se sobrepasa hacia abajo el nivel de recepción mínimo, fallan todos los procedimientos de corrección diseñados para corrección de FM. En las actuales argumentaciones de la corrección de FM se partió de la suposición de que a consecuencia de la limitación de amplitud antes de la demodulación de frecuencia, es de interés únicamente la distorsión de fase. Pero si se considera ahora la marcha de la amplitud delante del limitador, en extinción estática, como aparece en el caso II, puede verse que siempre que se alcanza la frecuencia  $f_0'$ , la tensión de frecuencia intermedia alcanza el valor máximo,

30

pero en el caso de extinción al alcanzarse la frecuencia  $f_1'$  el valor mínimo. Con esto aparece en la señal de frecuencia intermedia delante del limitador una modulación de amplitud claramente valorable, correspondiente a la sucesión de caracteres digitales. Esto significa con otras palabras, que siempre que reina extinción estática correspondientemente a la modulación de frecuencia, la modulación de amplitud de la señal de frecuencia intermedia ilimitada es la más notoria.

De todos modos la aparición de una modulación de amplitud correcta en este sentido no da ninguna clase de información sobre su posibilidad de valoración. Por una parte una seria dificultad consiste en que los valores de la tensión de frecuencia intermedia pueden fluctuar en aproximadamente 80 db, es decir la modulación de amplitud valorable es suficientemente grande con alta tensión de frecuencia intermedia, pero muy pequeña con pequeña tensión de frecuencia intermedia. Precisamente al ser bajas las tensiones de frecuencia intermedia es generalmente más deseable la valoración. Esta desventaja puede eliminarse porque está previsto un amplificador logarítmico negativo con una alta zona dinámica en una derivación en paralelo al modulador de frecuencia, juntamente con el indicador de amplitud anticonectado. Detrás de éste se conecta un demodulador de AM, cuya salida entrega una tensión pico-pico que corresponde a la medida logarítmica del grado de modulación, que por su parte es independiente del nivel de recepción absoluto.

Otro problema consiste en que en la extinción estática (extinción en una de las frecuencias angulares) existen forzosamente dos diferentes estados:

a) Extinción en la frecuencia angular  $F_0$  que corresponde al cero digital. En este caso la modulación de amplitud está en fase con la sucesión de caracteres digitales.

b) Extinción en la frecuencia angular  $f_1$  que corresponde al uno digital. Aquí la modulación de amplitud está en contrafase con la su-

cesión de caracteres digitales. Para la correcta evaluación de la modulación de amplitud tiene que ponerse pues a disposición en caso de necesidad un criterio apropiado.

5 Si las dos evaluaciones expuestas de la modulación de amplitud y la modulación de frecuencia, se efectúan conjuntamente, se ofrece una alta medida en velocidad de adaptación, sencillez y rentabilidad al corregirse las perturbaciones de propagación. Las mediciones prácticas constan este reconocimiento en toda su amplitud.

10 A continuación se describe un ejemplo de ejecución, mediante el esquema de bloques de la figura 6.

La figura 6 muestra el esquema de bloques de la disposición total, que consta de la parte de frecuencia intermedia y la parte de modulación, del corrector dinámico, del corrector estático y de la evaluación de datos.

15 La parte de frecuencia intermedia y de demodulación DE es parte de un receptor convencional y está representada aquí solo por motivos de mayor claridad. La señal de entrada de frecuencia intermedia se conduce a través del filtro de frecuencia intermedia 1 al limitador 2 y se demodula en el demodulador de FM3.

20 Entre el filtro 1 y el limitador 2 está dispuesta adicionalmente una entrada selectiva de frecuencia intermedia, que está enlazada con el corrector estático SE.

La salida del demodulador de FM 3 va al corrector dinámico DE.

25 Primero se describe el corrector dinámico DE. La señal de salida del demodulador de FM3 va al interruptor 5 y al haber una recepción de FM exenta de perturbaciones va directamente a través del interruptor 13 al regenerador de datos 15. Tan pronto como ahora aparecen distorsiones dinámicas (mínimo aproximadamente en el centro de la desviación, ejemplo I en la figura 1) ó bien los picos originadas por éstas, entra en función el interruptor de valor límite 4 y hace pasar al interruptor 5 a su segunda -

30

posición. Al mismo tiempo vá una órden de conexión al circuito Sample-Hold 7 que obtiene a través del elemento de tiempo de tránsito 6 la señal del demodulador mínimamente retardada en tiempo. En el instante de la reacción del interruptor de valor límite 4 hay en el circuito Sample-Hold 7 una señal retardada cuyo valor momentáneo corresponde al de la señal demodulada antes de sobrepasarse el valor límite. Mientras dura este sobrepaso del valor límite se almacena este valor momentáneo mediante el circuito Sample-Hold 7, y a través del interruptor 7 se sustituye en la corriente de datos. Con esta medida se mantiene el contenido de energía del fin primitivo y se garantiza su legibilidad en el regenerador 15.

El funcionamiento del corrector estático es como sigue. La señal de frecuencia intermedia desacoplada delante del limitador 2 tiene en el caso de la extinción estática una modulación de amplitud sincrónica con los bits. Esta señal de AM se alimenta al demodulador de AM 9 a través del amplificador 8 logarítmico. El amplificador 8 logarítmico se ocupa de que la señal de datos que hay en la salida de 9 sea en su amplitud independiente de la intensidad de campo de retención. La señal de salida de AM vá desde la salida del demodulador de AM 9, a través del limitador de AM 10 y del inversor 11, al interruptor 13, que primeramente se halla todavía en suposición básica en la salida del interruptor 5. La polaridad de la señal de AM demodulada en la salida de 9 y 10 está bién en la misma situación ó en situación inversa con la señal de FM demodulada en la salida de 5, según esté extinguida una ú otra de ambas frecuencias angulares. Para crear aquí las necesarias condiciones inequívocas, se compara la parte legible en cada caso de la FM demodulada con la AM demodulada, en un integrador de polaridad 12; y se invierte según necesidad en un inversor 11. El integrador de polaridad consta de un circuito de coincidencia en el que según sea la situación igual ó contraria de FM/AM se entrega un valor de decisión correspondientemente integrado.

Ahora se describe brevemente la función del inversor 11 y del

integrador de polaridad 12; Como ya se ha dicho la fase de la función-AM puede ser falta en 180° en dependencia de que se hallen en el lugar de extinción la frecuencia angular  $f_1$  correspondiente al uno ó la frecuencia angular  $f_0$  correspondiente al cero.

5 La frecuencia angular que se halla en cada caso en el lugar de extinción no puede dar lugar a ninguna expresión razonable en el demodulador de FM. La otra frecuencia angular que no se halla en el lugar de extinción dá por el contrario lugar a una expresión completamente clara, ya que siempre que aparece en la sucesión de caracteres digitales la tensión de entrada del receptor y con ello el valor momentáneo de la función-AM son altos. Así pues si en el circuito de coincidencia KS del integrador de polaridad IR se abre a todos los tiempos de tensión-AM más alta, se produce como resultado de integración una tensión positiva ó negativa conforme a la situación de polaridad de la AM respecto a la FM. Si el resultado es negativo se conmuta el inversor 11, de manera que la función-AM conducida al interruptor 13 obtiene la polaridad correcta.

10 En el determinador 14, que está ubicado en la analización de datos, se verifica automáticamente si existe una AM sincrónica con los bits utilizable, y así pues ninguna FM utilizable con cierta probabilidad. Si es éste el caso, lo cual puede ser en forma aproximada sólo al tratarse de extinción estática, el determinador-AM 14 cambia el interruptor 13 en el inversor 11 y se alimentan al regenerador 15 los datos obtenidos de la AM.

25 La acción conjunta de los dispositivos anteriores tiene lugar como sigue:

La señal de frecuencia intermedia distorsionada correspondientemente a la respectiva situación de propagación, que puede tener un nivel de -92 a -10 dBm, recorre primero el filtro de frecuencia intermedia 1 (B = 16 khz) y a continuación un amplificador separador. Con un nivel de en cada caso -82 a 0 dBm (1 mw) alcanza simultáneamente el limitador 2 y

el compresor dinámico 8, para demodularse bien en el demodulador de FM 3 ó en demodulador de AM 9. En la salida del demodulador de FM 3 hay ahora una señal proporcional a la correspondiente desviación útil ó también perturbadora, y en la salida del demodulador de AM 9 hay a disposición una señal proporcional al lado de demodulación de AM.

Al tratarse de FM pura no aparece en la salida del demodulador de AM 9 ninguna señal de AM, el determinador -AM 14 proporciona la señal de salida lógica "cero", y el interruptor FM-AM 13 permanece en su situación de reposo FM.

Con esto la señal de salida de FM, en este caso pura (exenta de función perturbadora), del demodulador de FM 3 puede llegar directamente a través del interruptor de sustitución 5 que se encuentra en posición de reposo, del interruptor FM-AM 13 y un filtro de banda de fase, al regenerador 15. Este flujo de señales corresponde exactamente al flujo de señales convencional de un receptor de FM optimizado.

Pero la FM pura existe rara vez, concretamente, al haber solo un único camino de propagación. Surge un caso comparable, como ya se ha aclarado, en la propagación por varios caminos, cuando la situación de la radio frecuencia  $f_m$  se halla en el mínimo de la característica de amplitud (por ejemplo en la figura 1, caso III). La figura 8 muestra bajo esta condición un oscilograma de la corriente de datos-FM (arriba) y la función -AM en la salida del detector AM 9 (abajo).

Si se altera ahora la situación del espectro, por ejemplo a consecuencia de una variación de la radiofrecuencia, figura 9, esto tiene como consecuencia una AM correspondiente. Pero en este estado la AM no basta para el accionamiento del determinador AM y esto no sería tampoco necesario pues la FM no puede leerse todavía perfectamente.

Si se sigue desplazando el espectro hacia el lugar cero (figura 10), de manera que una frecuencia angular alcance precisamente el mínimo, se pierde la legibilidad de la FM a consecuencia de extinción estática

mientras que la AM está ahora completamente desarrollada. El determinador AM ha llevado ya a la posición AM el interruptor de FM-AM 13. La señal de AM existente en la salida del demodulador-AM se mezcla a través del determinador-AM 10 y del inversor 11 en el camino de señal (interruptor 13), con una amplitud correspondiente a la señal de FM.

Si se sigue desplazando ahora el espectro, de manera que se consiga la simetría de las frecuencias angulares alrededor del lugar de extinción (figura 11), desaparece de nuevo la AM, la FM queda afectada con una función perturbadora, ya que se trata aquí de una extinción dinámica.

El determinador-AM 14 ha reenviado el interruptor 13 de nuevo a su posición de partida FM. La función perturbadora reinante en la salida del demodulador de FM sobrepasa el interruptor de valor límite 14 que en el circuito Sample-Hold 7 lleva el valor momentáneo a sustituir, de la línea de retardo 6 al interruptor de sustitución 5 que al mismo tiempo se conmuta hacia abajo mientras dure el sobrepase por el interruptor de valor límite 4 y con ello sustituye el valor análogo almacenado en el circuito Sample-Hold.

Así pues se ofrece al regenerador 15 en la salida del filtro de limitación de banda de base para todos los casos discutidos una señal exenta de función perturbadora.

La disposición presentada aquí está en condiciones de reparar automáticamente ó bien compensar todos los errores, al tratarse de un desplazamiento de tiempo de recorrido de espacio  $t = 1/2$  bits en el rodeo y una profundidad de extinción máxima de 22 dB.

Si al analizarse la FM aparecen además cortas perturbaciones de ruido ó pulsatorias, éstas se exteriorizan asimismo como cortos picos en el texto de modulación. El corrector dinámico reconoce y elimina tales picos automáticamente y funciona así pues como supresor de perturbaciones.

En el esquema de bloques de la figura 6 se describió ya el corrector dinámico. La figura 12 muestra un ejemplo de ejecución para este

corrector. En la figura 13 se muestra un esquema de impulsos para el transcurso de los distintos procesos.

En la entrada del circuito, que está designado con FM ya demodulada, renglón a figura 13. En el esquema de la figura 12 las señales de los renglones de la fila 13 están representadas en un círculo. Esta señal llega por una parte a través de una línea 20 a un interruptor 25 que se gobierna por una salida de monoflop 23 en el circuito Sample-Hold SH. La señal-FM llega por otra parte a un circuito de limitación 21 unipolar en el interruptor de valor límite GS. El circuito de limitación está realizado mediante un comparador de tensión doble, cuyo umbral positivo es variable mediante un potenciómetro de ajuste 21a y el negativo mediante un potenciómetro 21b. Los umbrales de reacción del limitador 21 están ajustados a través de los potenciómetros 21a y 21b, de manera que éstos reaccionan a cada variación positiva y negativa que sobrepase la desviación útil (distorsión múltiple, ruidos), tal y como se representa ya en la solicitud principal. En tanto se sobrepase este umbral, el comparador de tensión 21 entrega una señal de salida la cual está aplicada a través del circuito-0 22 por una parte al monoflop y por otra parte al elemento de enlace 23a. La señal de gobierno, es decir la señal de salida del gate-0 22, representada en el renglón c de la figura 13, proporciona mientras dure el sobrepaso del umbral positivo ó negativo, un impulso rectangular. El monoflop 23 está ajustado de manera que del flanco ascendente de esta señal proporciona un estrecho impulso de mando (renglón d en la figura 13) a un interruptor 25 contenido en el circuito Sample-Hold (bloque 6 en la figura 6) del esquema de bloques. El interruptor toma así de la señal del demodulador de FM retardada en tiempo a través del elemento de tiempo de tránsito 20 (la cual está representada en el renglón b de la figura 13) una muestra a cuyo valor se carga el condensador C a través del amplificador 26.

El tiempo de retardo  $\tau$  del elemento de tiempo de tránsito 20 es pequeño respecto a la duración del bip, pero está dimensionado de mane

ra que se toma de la señal b un poco antes de sobrepasarse el umbral, una muestra la cual corresponde como máximo al valor de amplitud de la información de símbolos sin distorsionar en cada caso.

El monoflop 24 dispara con el flanco negativo de la señal del elemento de enlace 23a y prolonga el intervalo de tiempo de sustitución - en  $\tau$  a través del gate-0 24a. La señal de salida de 24a hace cambiar por - un lado a un interruptor 34 que en servicio sin distorsionar está cerrado. En este caso la señal-FM bien legible llega a través del elemento de tiempo de tránsito 20 y del interruptor 32 a una amplificador intermedio 33 y desde allí a la salida E. Tal y como se indica en el sistema de bloques - de la figura 6, a esta salida está conectado el conmutador FM-AM (designado allí con 13). Por otra parte la señal de salida de 24a hace cambiar a través del inversor 31 a un interruptor 30 que en servicio sin distorsionar - está abierto. Sin embargo si a consecuencia de sobrepasarse la desviación aparece en la salida del gate-0 24a un impulso como el indicado en el renglón e de la figura 13, éste cierra el interruptor 30 y abre el interruptor 32. El monoflop 24 amplía prácticamente en el tiempo de retardo  $\tau$  de la línea de retardo 20 el intervalo de tiempo de sustitución acortado en la cuantía de la duración de la muestra. El lado de salida con los interruptores está reunido formando el bloque 51.

En paralelo al condensador C hay un interruptor 27 que se gobierna por el impulso del gate-0 29 de tal manera que durante el tiempo - de la pulsación está abierto y con ello no altera el estado de carga del condensador. El gate-0 29 obtiene durante la fase Sample un impulso de apertura del monoflop 23 y durante la fase Hold lo obtiene del gate-0 24a. Es decir en el tiempo después del impulso del renglón g, la señal de mando del interruptor 27, la carga acumulada en el condensador C puede llegar a la salida-FM a través de un amplificador 28 y del interruptor 30 conectado a paso. En el restante tiempo el condensador C está sin embargo cerrado en corto, es decir descargado, por el interruptor 27 cerrado. De este modo se

asegura que no puedan llegar cargas incontroladas del condensador C al interruptor 30 y desde allí a la salida. El interruptor 30 (señal de mando f no conecta el valor de sustitución a la salida hasta que está cerrada la fase Sample).

5 En la figura 14 se representa un circuito para el corrector estático, para servicios estacionarios, que corresponden a las siguientes partes de la figura 2. PI es el integrador de polaridad, DA es el circuito para la salida de datos, I es el inversor de polaridad, designado con 11 en el esquema de bloques de la figura 6, AMB es el limitador-AM. Los elementos 52 y 60 constituyen el discriminador-AM 14 en la salida de datos de la figura 6.

10 En relación con el esquema de bloques se expuso que la señal-ZF atraviesa primero un amplificador logarítmico de tipo conocido y a continuación se demodula en un demodulador-AM. La señal de salida de este demodulador está designada aquí con AM y se lleva primero a un circuito de enclavamiento 57. Este sirve para separar el valor medio de la tensión continua que se determina por la intensidad de campo de la señal de recepción. Como se indica en el circuito, éste consta en el caso más sencillo, de un condensador longitudinal y de un diodo de enclavamiento en derivación transversal. Trás esto se conduce la señal a un paso bajo 58 cuya frecuencia límite se halla aproximadamente a la frecuencia de modulación máxima. Desde allí llega la señal primeramente a un limitador-AM 54 cuyo umbral es ajustable mediante un potenciómetro 55. El potenciómetro 55 se ajusta de manera que en estados de pura analización de FM (figura 1), casos I y II) el ripple de AM producido en la recepción múltiple debido al paso de amplitudes, no puede activar la analización de AM. Mediante este limitador 54 desarrollado como comparador se limitan las señales-AM y se transforman así en una información digital. La señal llega entonces como corriente de datos-AM al bloque del integrador de polaridad PI y al inversor AM I.

30 Como ya se ha dicho al tratarse de una corriente de datos de -

AM analizable el nivel-ZF en una de ambas frecuencias rectangulares es un  
una cierta cuantía más alto que en la otra frecuencia rectangular. Por con  
siguiente tiene que ser legible también la polaridad del nivel-ZF más alto  
detrás del demodulador FM. Solo esta señal acredita sin embargo una segura  
5 expresión sobre la polaridad, es decir un cero lógico ó uno lógico. Según  
en cual de las frecuencias se efectúe el disparo, la asociación de polari-  
dad entre la señal-AM y la corriente de datos-FM puede estar en situación  
normal ó inversa. Al integrador de polaridad se lleva pués junto a la se-  
ñal AM de 54, también la señal-FM, designada con FM, para comparar, a tra-  
10 vés del paso bajo 35. La señal FM se toma de la salida E del corrector di-  
námico de la figura 12. El paso bajo 35 tiene una frecuencia límite que -  
corresponde aproximadamente a la más alta frecuencia de modulación. A su  
salida sigue primeramente un limitador 36. A través de un interruptor 37 -  
llega entonces esta señal-FM, al estar cerrado el interruptor, al elemento  
15 RC 38. El interruptor 37 se gobierna por la corriente de datos AM desde el  
comparador 54. El interruptor 37 se cierra pués solo cuando la AM es tan -  
grande que se sobrepasa el umbral 55. Con otras palabras, durante la fre-  
cuencia rectángular sin distorsionar se carga el condensador C' en el ele-  
mento 38, y conserva su carga también durante la frecuencia rectangular dis  
20 torsionada. En paralelo el condensador C' del elemento 38 hay un interrup-  
tor 39. Este interruptor se gobierna a través de un formador de impulsos -  
40 y de un monoflop 41. El monoflop 41 produce del flanco ascendente de la  
señal de datos AM un impulso muy corto en relación a la duración del bip.  
Durante este impulso se descarga completamente el condensador C' en el ele  
25 mento 38. El interruptor 39 tiene posconectados un paso bajo 42 y un for-  
mador de impulsos 43. El paso bajo debe suprimir los picos de conexión de  
descarga para garantizar una necesaria expresión inequívoca de la polaridad  
en la salida del formador de impulsos 43.

Los procesos se describen con detalle otra vez a base de la fi  
30 gura 15.

En el renglón a de la figura 15 se representa una señal FM distorsionada que en el intervalo de tiempo I que corresponde a un bip tiene una expresión inequívoca y en el intervalo de tiempo II, de nuevo para un bip, es ilegible.

5 En el intervalo de tiempo I la tensión de salida del discriminador puede ser positiva ó negativa según la polaridad del signo (lógico 1 ó lógico 0). La última está indicada en menos mediante la línea de trazos. En el siguiente intervalo de tiempo III, (que corresponde a varios bips) la señal puede ser de nuevo positiva ó negativa, pero sin embargo es legible detrás del demodulador de frecuencia. En el renglón b se representa la perteneciente señal de datos-AM del demodulador-AM que aparece como señal de salida digital (renglón c) en la salida del comparador 54. Esta señal gobierna al monoflop 41 y al interruptor 37. En el renglón d se representa el transcurso de la tensión de condensador en C', y concretamente para el caso de que presenta una polaridad positiva de la señal-SM. En el renglón e se representa lo mismo para una polarización negativa. A causa de la conducción inicial (carga 0) tiene que cerrarse en corto la carga del condensador por el interruptor 39, por un corto tiempo (t 1 bip) al ascender la señal-AM, a través del monoflop 41. Esto se indica mediante la señal f de la figura 15. En la salida del formador de impulsos 43 aparece según sea normal ó inversa la situación de la polaridad de los datos de AM respecto a los de FM, una inequívoca información de ajuste digital, la cual se incluye a través del inversor de polaridad 51 a la corriente de datos AM - ahora analizable de 54 correspondientemente al sentido de polaridad en la corriente de datos FM.

25 El inversor de polaridad I consta en el caso más sencillo de un gate exclusivo-0, tal como está representado. De este modo se garantiza que la entrega proporcionada por el comparador 54 aparezca siempre en situación normal respecto a los datos FM en la salida en 51. Esta señal se lleva luego a través de un interruptor 47 a la salida de datos propiamente

30

dicha, es decir al regenerador de datos 48. Para garantizar que la anali-  
zación AM se lleve a cabo solo al ser suficiente la relación señal/ruído,  
y con segura expresión del limitador-AM y del integrador de polaridad, es  
tán previstos dos monoflops 44 y 50 disparables posteriormente. El mono-  
flop 44 se gobierna por la salida del formador de impulsos 43 y libera en-  
tonces la conmutación AM cuando existia para un cierto tiempo una segura  
expresión del integrador de polaridad. En el otro lado está previsto el -  
monoflop 50 que se gobierna a través de un discriminador AM AME. Este -  
consta de un comparador 52 y con un umbral ajustable a través de un poten-  
ciómetro 53 y se gobierna por la salida AM del paso bajo 46. Aquí sirven  
los mismos puntos de vista que para el potenciómetro 55 en el comparador  
54. Si la AM que hay en discriminador 52 sobrepasa el umbral por un cier-  
to intervalo de tiempo que es esencialmente mayor que la duración del bip,  
también el monoflop 50 deja libre la analización AM.

El conmutador propiamente dicho entre AM y FM consta de tramos  
de conexión 47 y 47 del inversor de polaridad 46 y se conmuta solo a anali-  
zación AM cuando hay inequívocas expresiones AM de los monoflop 44 y 50 en  
el elemento de enlace consistente en el gate 49. La constante de tiempo -  
de los monoflops 50 y 44 depende esencialmente de la velocidad de varia-  
ción del medio de propagación y de la rapidez de conmutación automática  
unida con éstos, de dos estados de analización.

En relación con la descripción de la figura 1 se ha partido de  
que el emisor y el receptor son estacionarios, de manera que aquí el nivel  
de señal recibido en su distribución de energía es esencialmente dependien-  
te de la frecuencia empleada. Un traslado del mínimo hacia afuera de la -  
zona de desviación de frecuencia ó hacia dentro de la zona de desviación  
de frecuencia puede efectuarse al tratarse de radiofrecuencias fijas prede-  
terminadas, mediante variaciones locales de los reflectores ó fluctuaciones  
de las manifestaciones de reflexión y difracción en el transcurso de la -  
recepción por varios caminos (recepción por la ionósfera y la tropósfera).

En general estas variaciones presentan velocidades relativamente pequeñas.

Si ahora el emisor y el receptor ejecutan durante el servicio movimientos, como es el caso al tratarse de estaciones móviles durante la marcha, el nivel de señal recibido obedece a la distribución de energía no solo en lo referente a frecuencia sino adicionalmente la dependiente del lugar relacionada con ésta, cuya separación local de la mínima es directamente proporcional a la longitud de onda de radiofrecuencia utilizada. Con otras palabras en el funcionamiento en marcha el respectivo grado de distorsión bajo la influencia de rodeos más largos, al haber reflectores estacionarios, varía en dependencia del lugar con la velocidad relativa del vehículo emisor y del vehículo receptor y en dependencia de las longitudes de onda de radiofrecuencia empleadas. Por ejemplo al emplearse una radiofrecuencia de 300 mhz, correspondiente a una media longitud de onda de 0,5 m, se pasan 20 mínimas por segundo con una velocidad de 10 m/s (36 km/h) de una estación móvil. A base de la figura 1 puede ilustrarse la medida de las distorsiones cuando el eje de frecuencia se sustituye por un eje de tiempo y la banda de modulación representada en el caso I se desplaza por ejemplo hacia la derecha entre las frecuencias  $f_0$  y  $f_1$  con una velocidad tal que los tiempos para el paso de una onda de amplitud y de fase suponen 1/20 segundos ó bien pasan estas ondas por segundo con velocidad uniforme. Los casos I, II y III representados en la figura 1 pasan unos a otros en rápida sucesión correspondientemente al paso de la disminución espacial y se repiten con periodicidad correspondiente.

La velocidad de sustitución del corrector dinámico DE de la figura 6 es solo dependiente del tiempo de reacción y de paso de los componentes integrados empleados en él. Así pues la corrección dinámica es notablemente más rápida que la variación de recorrido máxima a esperar entre emisor y receptor.

De otro modo son las condiciones al tratarse de corrector SE estático. De la señal ZF tomada delante del limitador evaluada logarítmica

camente y rectificadas, se separa en el corrector SE estático a través de un condensador en la salida del demodulador de amplitud 9, la tensión alterna bisoncónica necesaria para la obtención de los datos-AM, de la tensión continua correspondiente a la intensidad de campo media, Si durante el servicio en marcha varía periódicamente la intensidad de campo media, se falsea debido a la constante de carga y descarga del condensador la magnitud de la tensión de señal surgida en la salida del demodulador de amplitud, cuando éstas constantes de tiempo no son ya despreciablemente pequeñas respecto a la velocidad de variación de la intensidad de campo media. Este false de la tensión alterna perjudica en considerable medida la analización de los datos AM.

La distorsión de tensión alterna que surge en una separación usual de tensión alterna con un acoplamiento de condensador a variaciones rápidas de la intensidad de campo media, perjudica no sólo al exacto trabajo del discriminador-AM 14 de la figura 2 y con ello la conmutación correcta en tiempo del conmutador 13, sino que tiene como consecuencia además una condición asimétrica del ritmo del flujo de bip en la salida del demodulador-AM 9, con lo cual el resultado de integración en el integrador de polaridad obtiene una zona de dispersión muy grande. Debido a ello se impide prácticamente la analización de los datos obtenidos a través de la modulación de amplitud.

Convenientemente se dispone en el recorrido de enlace del segundo circuito explorador al dispositivo de sustracción un filtro paso bajo, para de este modo filtrar el transcurso de la variación de las magnitudes proporcionales a intensidad de campo media, en una medida favorable para la función del circuito general.

La señal de mando para la alimentación de candencia al segundo circuito explorador en dependencia de la variación del transcurso de la amplitud de la señal de salida del primer circuito explorador, se obtiene ventajosamente debido a que la entrada de mando del interruptor es-

tá enlazada con la salida del primer circuito explorador a través de un diferenciador, en caso dado en cadena con una etapa formadora de impulsos.

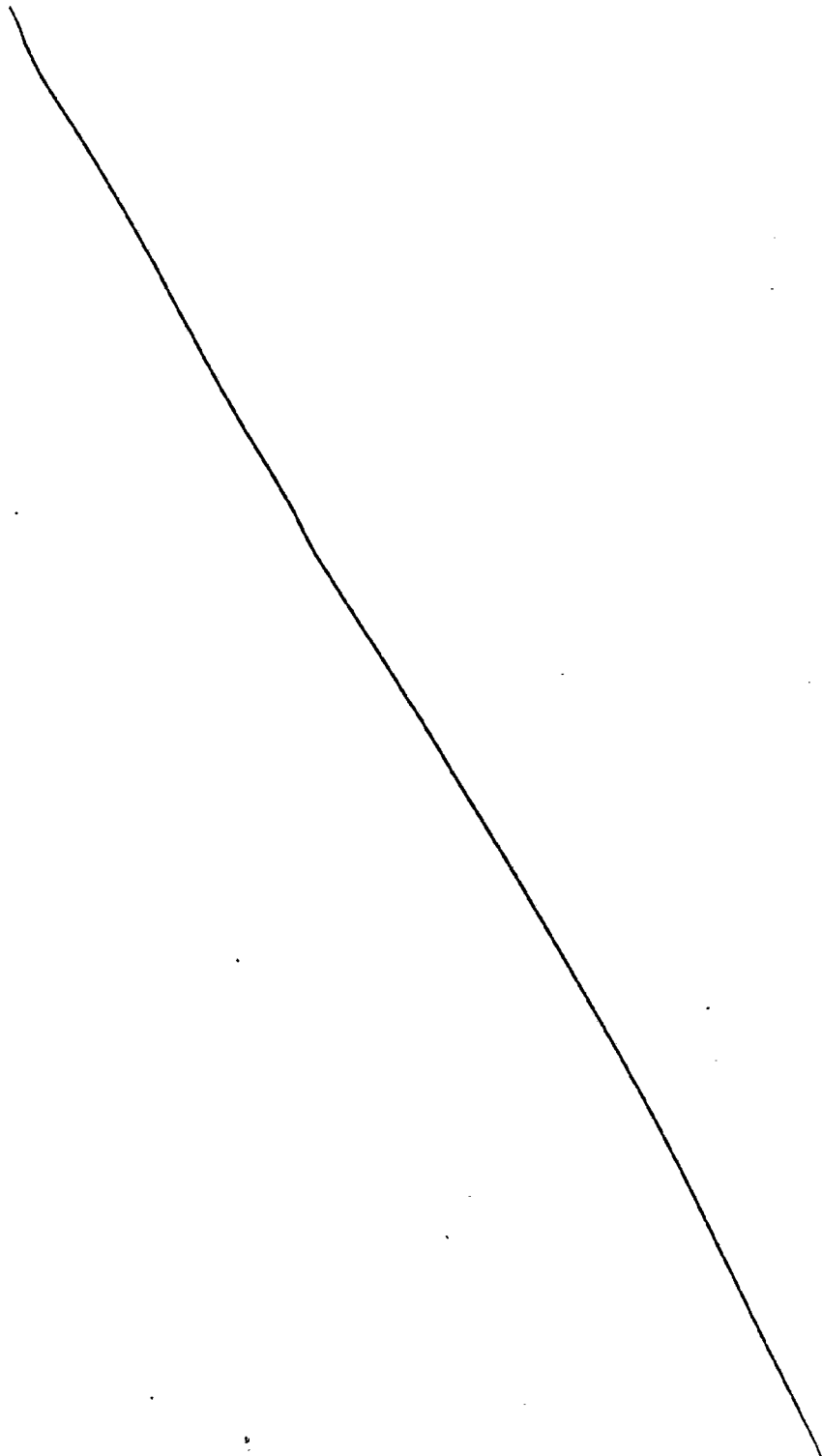
El circuito de separación de tensión alterna de la figura 16 sustituye al acoplamiento de condensador en el lado de salida del demodulador de amplitud 9 del corrector estático SE de la figura 6, es decir -  
5 sustituye a las unidades de construcción 56 y 57 del esquema de la figura 14.

En él están contenido pués el circuito de enclavamiento 56 y el paso bajo 57. Presenta dos circuitos exploradores 116 y 117 a los que  
10 se alimenta en caso dado en el lado de entrada la señal demodulada. Ambos circuitos exploradores se gobiernan por la cadencia T derivada en el lado de recepción de la señal que viene, y concretamente el circuito explorador 116 directamente y el circuito explorador 117 indirectamente a través del interruptor 122. En el lado de salida el circuito separador de tensión al-  
15 terna de la figura 16 consta del dispositivo de sustracción 118 a una de cuyas entradas se alimenta directamente la señal de salida del circuito explorador 116, mientras que la señal de salida del circuito explorador 117 se lleva a la otra entrada del dispositivo de sustracción 118 a través del paso bajo 119. La entrada de mando del interruptor 122 está enlazada ade-  
20 más con la salida del circuito explorador 116 a través de la conexión en serie del diferenciador 120 y la etapa formadora de impulsos 121.

Los transcurros de tensión representados sobre el tiempo t de los diagramas "a" a "f" de la figura 17 representan los transcurros de ten-  
25 sión en los puntos correspondientemente designados del circuito separador de tensión alterna de la figura 16. En el diagrama a se indica la señal demodulada en el lado de entrada, que representa una corriente de datos que fluctua entre los valores de tensión  $U_1$  y  $U_2$ . En cada caso en el centro de un bip se explora esta señal de entrada en forma de impulsos por la cadencia con la amplitud de impulsos  $U_T$  en un tiempo corto respecto a la  
30 longitud del bip. Esto sirve primeramente sólo para el circuito explorador

116, al que se alimenta directamente la cadencia. En la salida del circuito explorador 116 resulta por consiguiente la señal de entrada regenerada con condición de cadencia simétrica en forma de una sucesión de impulsos rectangulares superpuesta con una tensión continua. Esta sucesión de impulsos rectangulares se diferencia en el diferenciador 120 y después del paso por la etapa formadora de impulsos 21 se lleva a la entrada de mando del interruptor 22. El circuito para la derivación de la señal de mando para el interruptor 122 a partir de la señal de salida del circuito explorador 116, está dimensionado de manera que únicamente los flancos ascendentes de la sucesión de impulsos rectangulares del diagrama c conmutan al interruptor pasándole de estado abierto a estado cerrado. Esto tiene como consecuencia que el circuito explorador 117 almacene solo un valor de exploración de la señal demodulada del lado de entrada, que presenta un valor máximo correspondientemente al valor de tensión  $U_1$ . Como consecuencia de esto aparece en la salida del circuito explorador 117 una tensión continua, que está representada en el diagrama e y presenta el valor  $U_1$ . Esta tensión continua es proporcional al respectivo valor medio de la intensidad de campo de la señal primitiva recibida, y proporciona con ello la magnitud de referencia para la modulación de amplitud de la señal demodulada de AM. La frecuencia límite del paso bajo 119 está dimensionada según la radiofrecuencia más alta empleada "separación de la máxima de atenuación" dependiente del lugar, y la velocidad relativa máxima que surge entre el vehículo emisor y el receptor. De este modo se garantiza que la velocidad de variación máxima de la tensión continua se transmita todavía completamente a la salida del circuito explorador 117 a través del paso bajo, mientras que se suprimen las variaciones rápidas condicionadas por cualquier clase de perturbaciones. En la salida del dispositivo de sustracción 118 resulta por consiguiente el transcurso de tensión representado en el diagrama f, a partir de la diferencia de los valores de tensión  $U_1 - U_2$  según el diagrama a.

Descrita suficientemente la naturaleza del invento, así como la manera de realizarlo en la práctica, debe hacerse constar que las disposiciones anteriormente indicadas son susceptibles de modificaciones de detalle en cuanto no alteren su principio fundamental.



REIVINDICACIONES

5 1.- Perfeccionamientos en sistemas para la recepción de señales de mensaje digitales de frecuencia modulada, impresas en un portador en forma de una modulación de frecuencia, en un medio de propagación exento de reflexión, en especial para la recepción en estaciones móviles, servicio a larga distancia y comunicaciones transhorizonte, caracterizados porque las pérdidas de información originadas por distorsiones de fase y de amplitud se abarcan, en lo referente a su causa, automáticamente en dos disposiciones que se complementan, una de las cuales es un discriminador de frecuencia al que se posconecta un dispositivo para reconocer los picos de perturbación originados por distorsiones de reflexión, y un circuito que compensa los picos perturbadores, además un demodulador de amplitud que se conecta en paralelo en una derivación al demodulador de frecuencia, y porque las salidas de ambos demoduladores van a un conmutador que se gobierna por un dispositivo analizador de modulación de amplitud y que a una modulación de amplitud reconocible de magnitud suficiente, conecta al demodulador de amplitud, y a una modulación de frecuencia reconocible conecta el discriminador de frecuencia, juntamente con el dispositivo que reconoce los picos perturbadores, a una salida común y porque a la salida del demodulador-AM está posconectado un inversor de polarización que gobernado por un integrador de polarización conmuta al producto de demodulación-AM, en dependencia de la altura del producto de demodulación-FM, en el sentido de demodulación-AM de polaridad correcta.

25 2.- Perfeccionamientos según la reivindicación 1, caracterizados porque después del camino de frecuencia intermedia común hay delante del demodulador de FM un limitador y delante del demodulador AM un compresor dinámico.

30 3.- Perfeccionamientos según la reivindicación 2, caracterizados porque el compresor dinámico está desarrollado como amplificador con característica de amplitud logarítmica negativa.

4.- Perfeccionamientos según las reivindicaciones anteriores, caracterizados porque el dispositivo para el reconocimiento de perturbaciones originadas por distorsiones de reflexión, es un interruptor de valor límite que al haber picos perturbadores por encima de una cierta magnitud desconecta la señal que viene del demodulador de FM, a través de un conmutador, de su salida y mientras dura el pico perturbador (Sample) la aplica a una línea de retardo que se halla asimismo en la salida del demodulador FM.

5.- Perfeccionamientos según una de las reivindicaciones anteriores, caracterizados porque el integrador de polaridad en el ramal de AM gobierna a un circuito de coincidencia y al inversor de polaridad en el sentido de polaridad correcta de la señal de AM.

6.- Perfeccionamientos según una de las reivindicaciones anteriores, caracterizados porque entre el demodulador de AM y el inversor de polaridad hay un limitador de AM.

7.- Perfeccionamientos según la reivindicación 1, caracterizados porque el circuito para reconocimiento y eliminación de picos perturbadores, consta de un comparador de tensión doble cuyos umbrales positivo y negativo son ajustables a la desviación útil, porque al comparador está posconectado un gate-0 por cuyas señales de salida se gobierna en cada caso por corto tiempo, al sobrepasarse los umbrales, un interruptor que un poco antes del instante del sobrepaso transmite el valor momentáneo de la señal de entrada b retardada en un intervalo de tiempo pequeño en relación a la duración del bip, a un condensador cuya carga se mantiene hasta que se sobrepasa hacia abajo el umbral, incluido el tiempo de retardo, y está aplicado a través de una parte de un conmutador a la salida, porque además está prevista una parte de circuito que al aparecer el impulso de conmutación para el interruptor abre un interruptor de cortocircuito para el condensador y cierra la parte del conmutador, mientras que abre la otra parte del conmutador, que normalmente aplica la señal retardada b a la sa-

lida, y allí la parte de circuito está desarrollada de manera que el interruptor mantiene este estado de conexión hasta que ha concluido el sobrepaso de umbral.

5 8.- Perfeccionamientos según las reivindicaciones 1 y 7, caracterizados porque la señal AM se lleva desde el demodulador AM a un circuito de enclavamiento para separar el valor medio de la tensión continua luego a un paso bajo desde donde llega a un limitador AM y porque su señal de salida se lleva por un lado a una de las entradas del inversor de polaridad ejecutado como gate exclusivo-0, y por otra parte a un interruptor  
10 que al ser suficientemente grande la señal-AM se cierra mediante éste y pasa la señal FM, que está ya sustituida, a un condensador desde donde ésta señal se lleva a través de un paso bajo y un formador de impulsos a la otra entrada del gate exclusivo-0, porque además la señal de salida del limitador-AM se lleva a un circuito formador de impulsos que a partir de  
15 los flancos ascendentes de esta señal forma un impulso muy corto en comparación a la duración del bip, mediante el cual se cierra un interruptor que descarga el condensador, y porque finalmente la señal de salida del inversor de polaridad I (gate exclusivo-0) llega a través de un tramo de conexión cerrado al ser legible AM, del conmutador AM-FM, a la salida de  
20 la disposición general, a la que se une un regenerador de datos.

9.- Perfeccionamientos según las reivindicaciones 1, 7 y 8, caracterizados porque en la salida del formador de impulsos hay un monoflop disparable posteriormente, cuya salida vá a una entrada de un elemento de enlace, y porque la señal-AM se lleva a través de un circuito de umbral y de un monoflop disparable posteriormente, a la otra entrada del  
25 gate por cuya salida, nuevamente cuando a causa del monoflop existe una expresión inequívoca sobre AM bien analizable, se conmuta el conmutador AM-FM a la posición AM, es decir tramo de conexión cerrado y tramo de conexión abierto, mientras que en caso normal al ser bien legible la FM el  
30 tramo de conexión del conmutador AM-FM está cerrado y el tramo de conexión

*e*

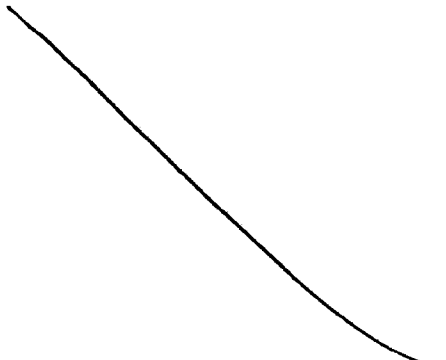

está abierto, y la FM de la salida está aplicada a la entrada del regenerador de datos.

5 10.- Perfeccionamientos según la reivindicación 1, caracterizados porque el demodulador AM contiene en el lado de salida un circuito separador de tensión alterna que presenta en el lado de entrada un circui-  
to explorador y un segundo circuito explorador conectado en paralelo al primero, de los que el primero está gobernado directamente y el segundo indirectamente, a través de un interruptor 122, por la cadencia derivada en lado de entrada de la señal que viene, y que contiene en el lado de -  
10 salida un dispositivo de sustracción cuyas dos entradas están enlazadas con ambas salidas de los circuitos exploradores, y porque el interruptor para la alimentación de la cadencia al segundo circuito explorador se acciona en dependencia de la variación del transcurso de amplitud de la se-  
ñal de salida del primer circuito explorador.

15 11.- Perfeccionamientos según la reivindicación 10, caracterizados porque en el recorrido de enlace del segundo circuito explorador al dispositivo de sustracción está dispuesto un filtro paso bajo.

20 12.- Perfeccionamientos según la reivindicación 10, caracterizados porque la entrada de mando del interruptor está enlazada con la salida del primer circuito explorador, a través de un diferenciador, en caso dado en cadena con una etapa formadora de impulsos.

25 13.- Perfeccionamientos en sistemas para la recepción de señales de mensaje digitales de frecuencia modulada; tal y como queda sustancialmente descrito en la presente Memoria.

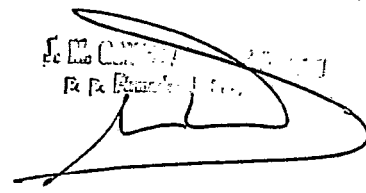


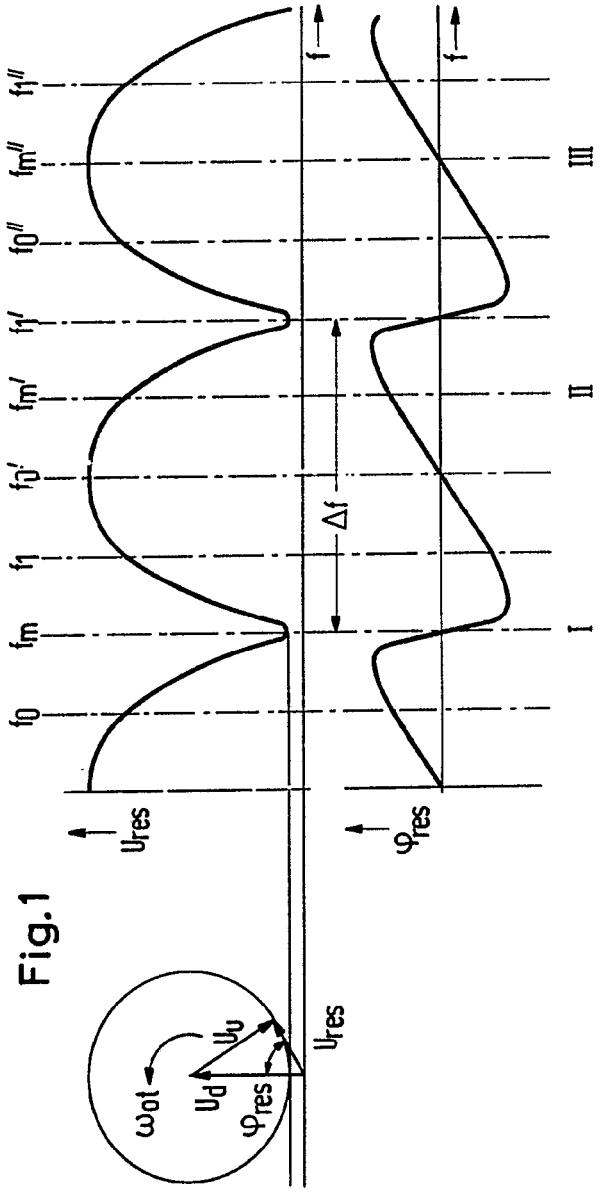
Esta Memoria consta de 33 hojas escritas a máquina por una so  
la cara.

Madrid, 30 NOV. 1977

SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT.

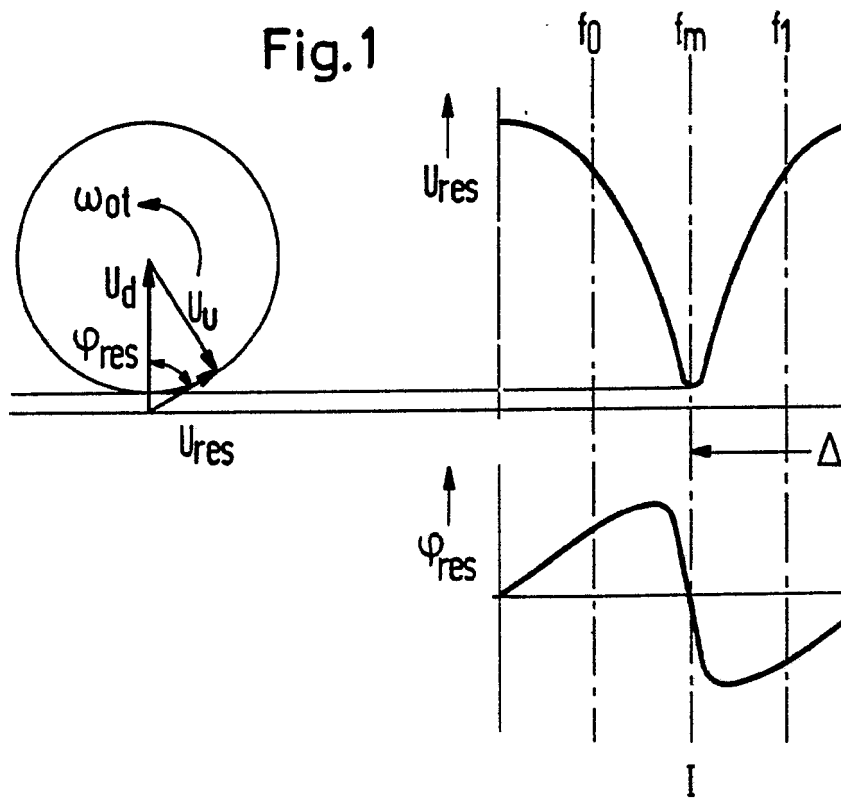
J. L. CANO  
R. E. BARRERA

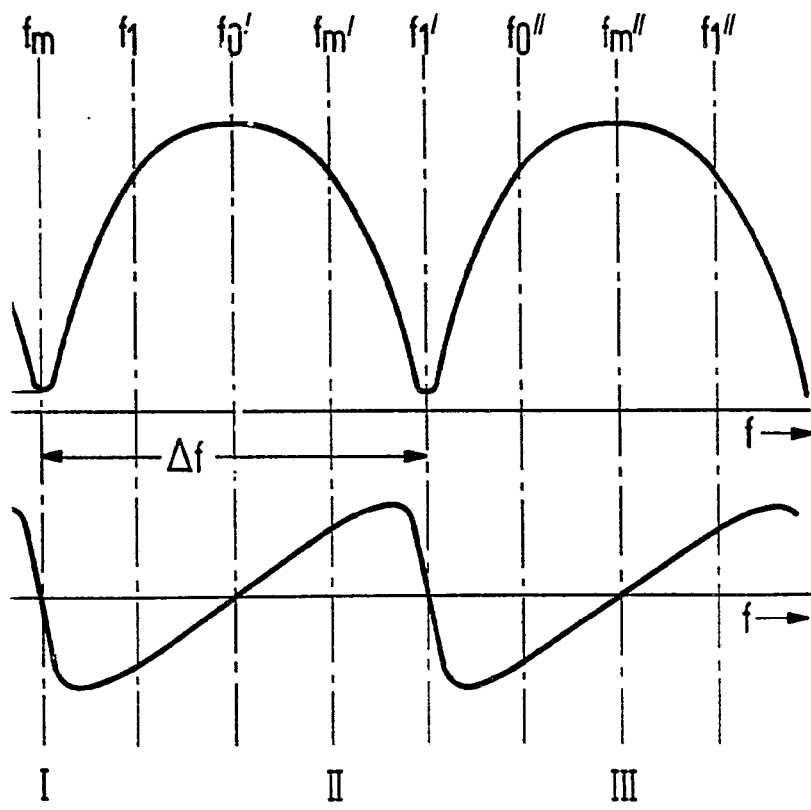




Handwritten signature and scribbles in the top right corner.

Fig.1

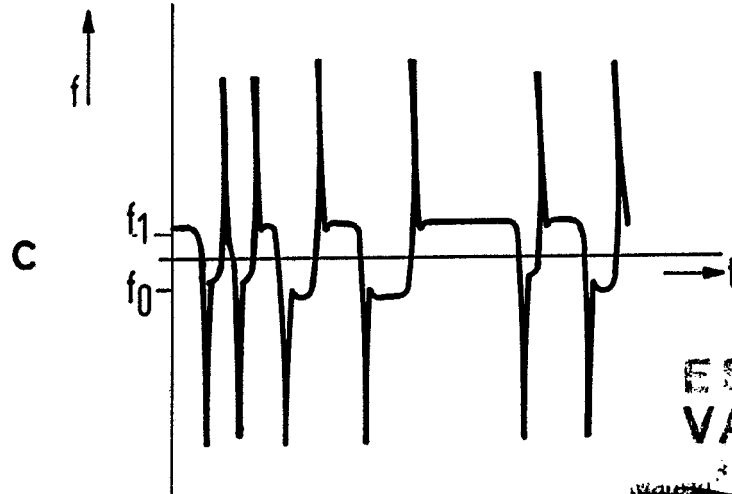
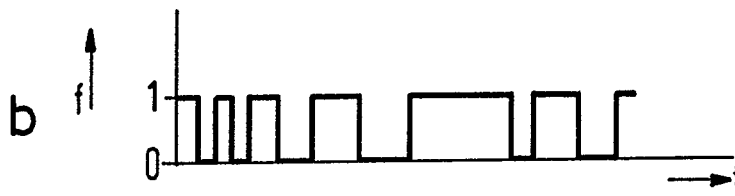
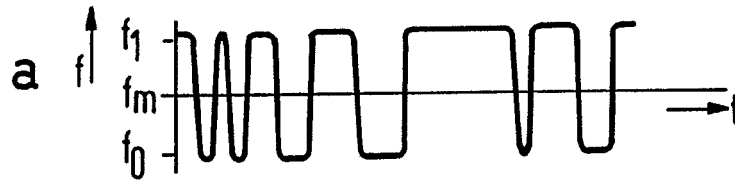




50 NOV. 197

*[Handwritten signature]*

Fig.2



ESCALA  
VARIABLE

30 NOV. 1977

Fig. 3

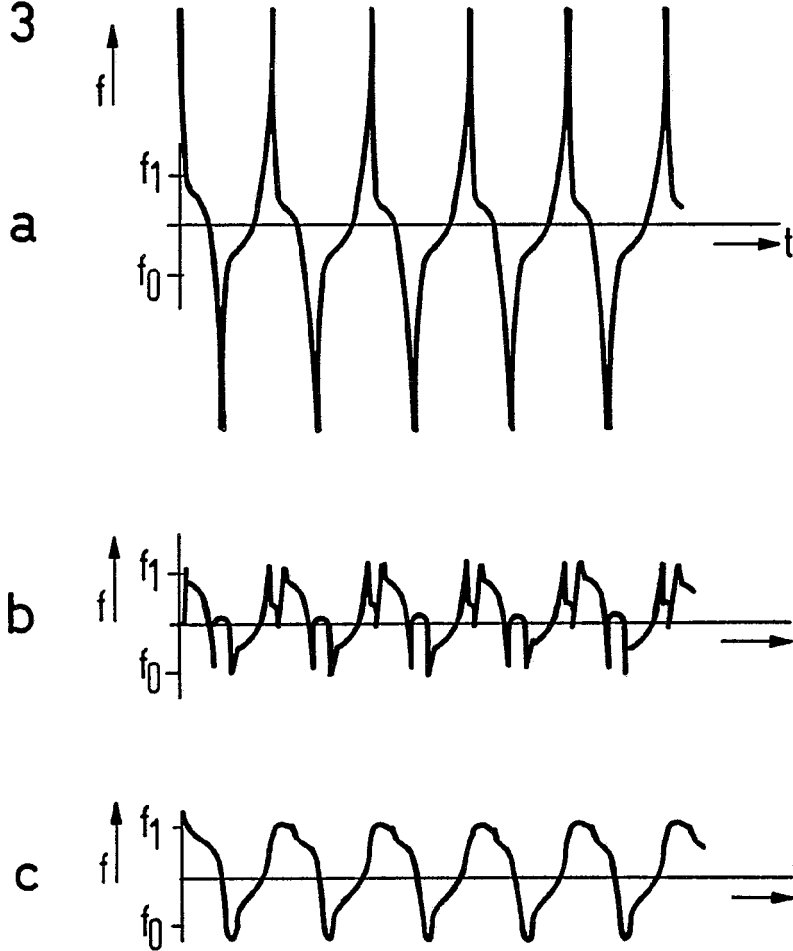


Fig. 4

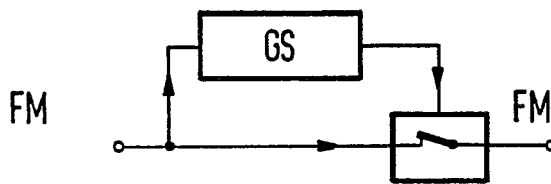
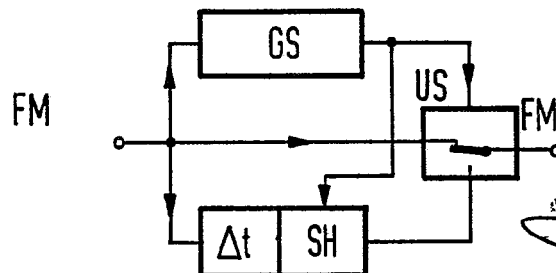


Fig. 5



FORMULA  
VARIABLE

NOV 1977

Fig. 6

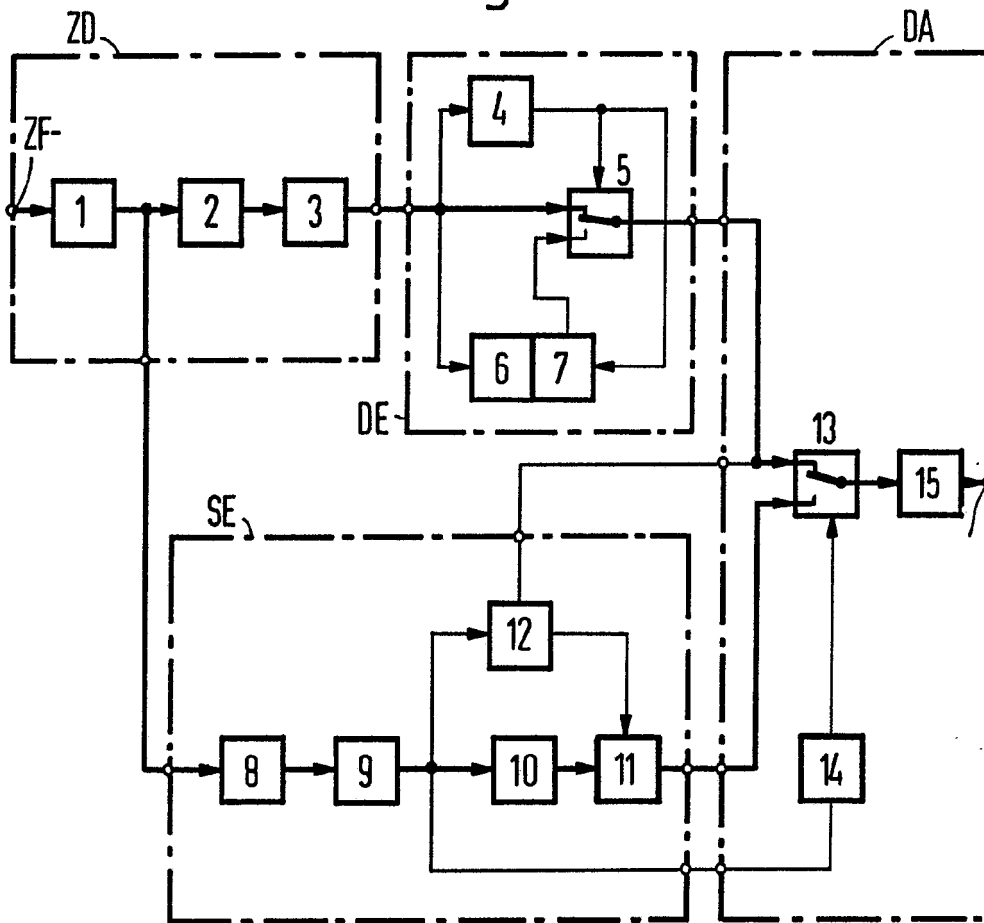
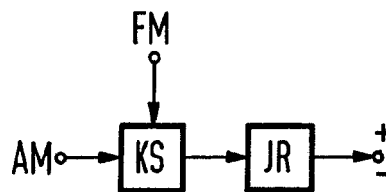


Fig. 7



NOV 1977

Fig. 8

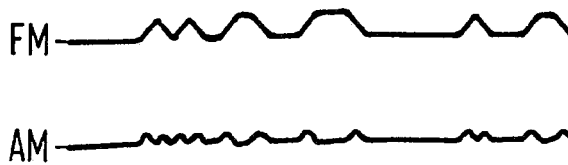


Fig. 9

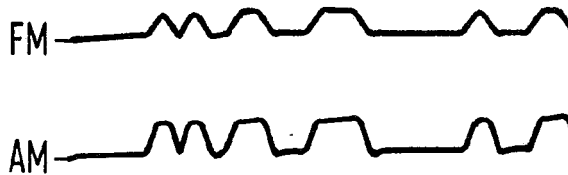
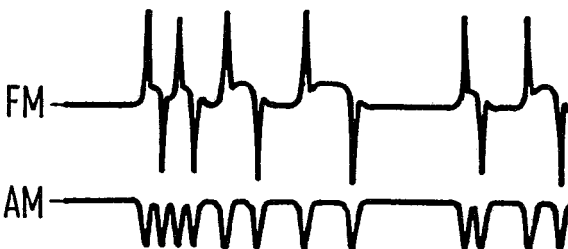


Fig. 10



Fig. 11



NOV 1977  
MDO  
Line

Fig.12

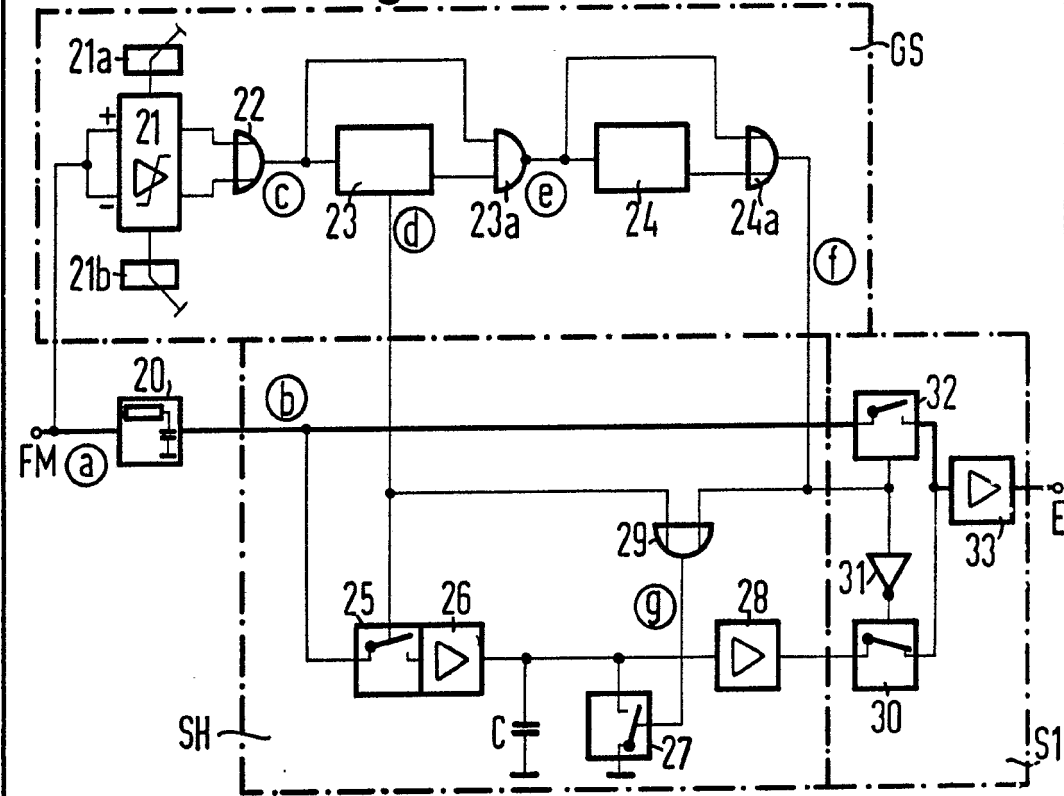
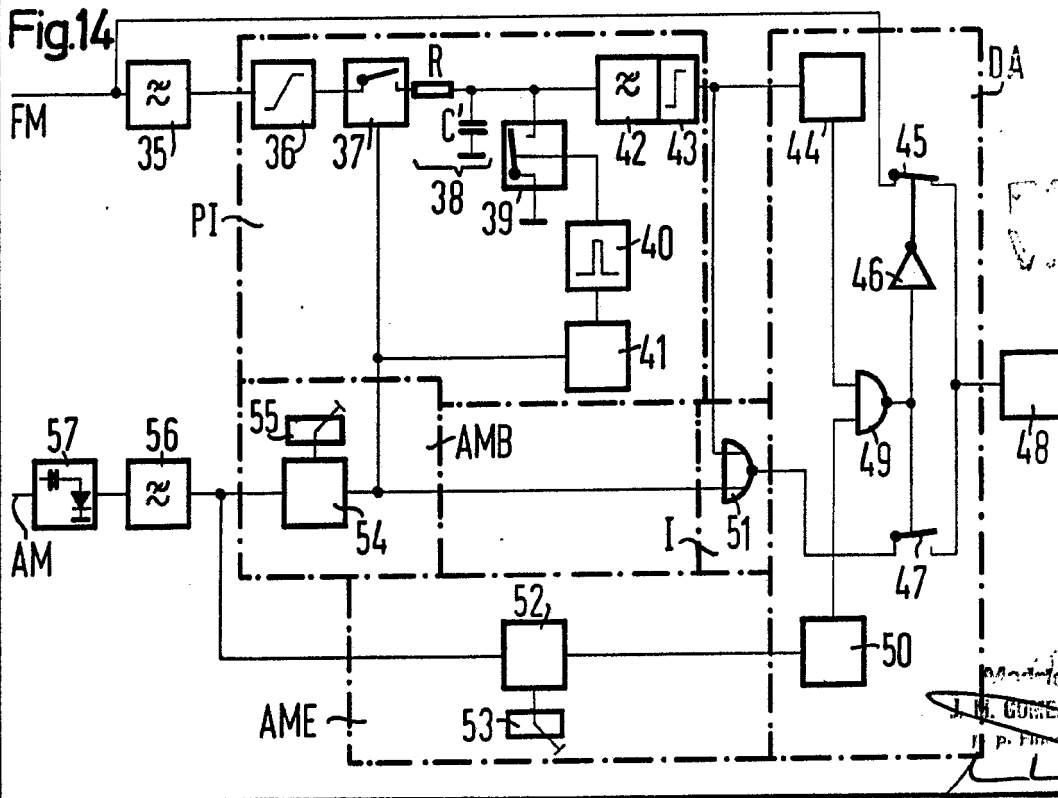


Fig.14



NOV 1977  
 J. M. GOMEZ AGEDO Y PO  
 P. E. FERRAZ

Fig.13

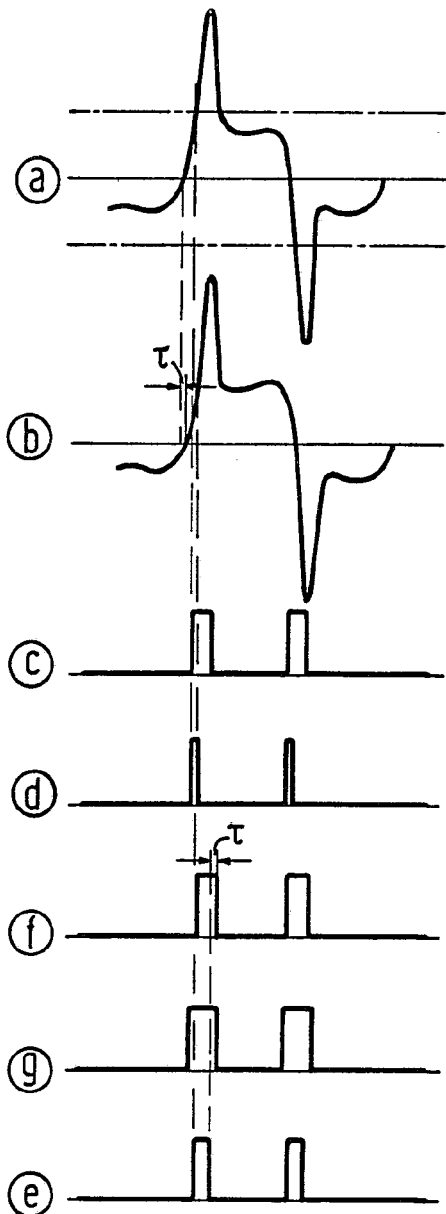
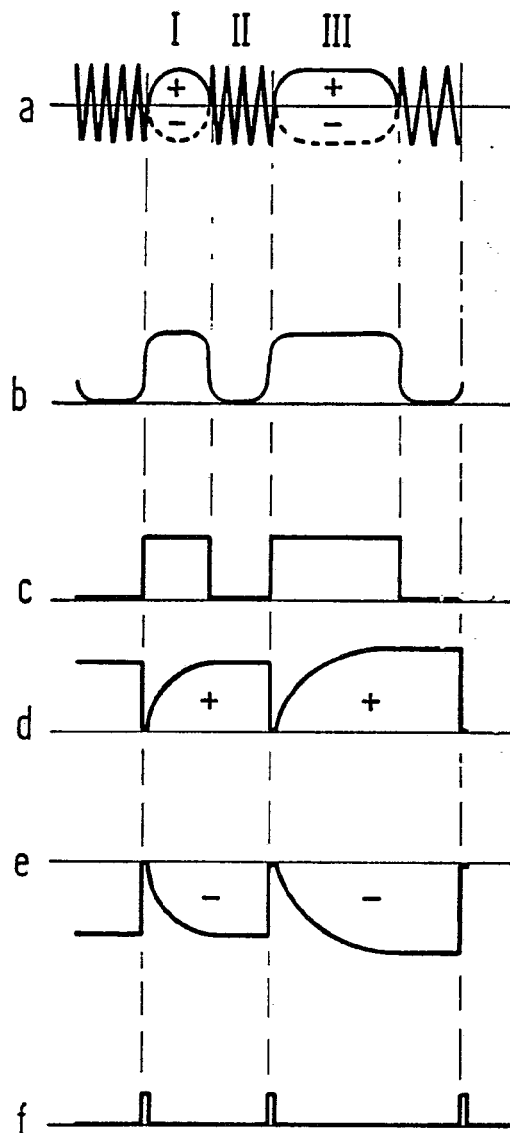


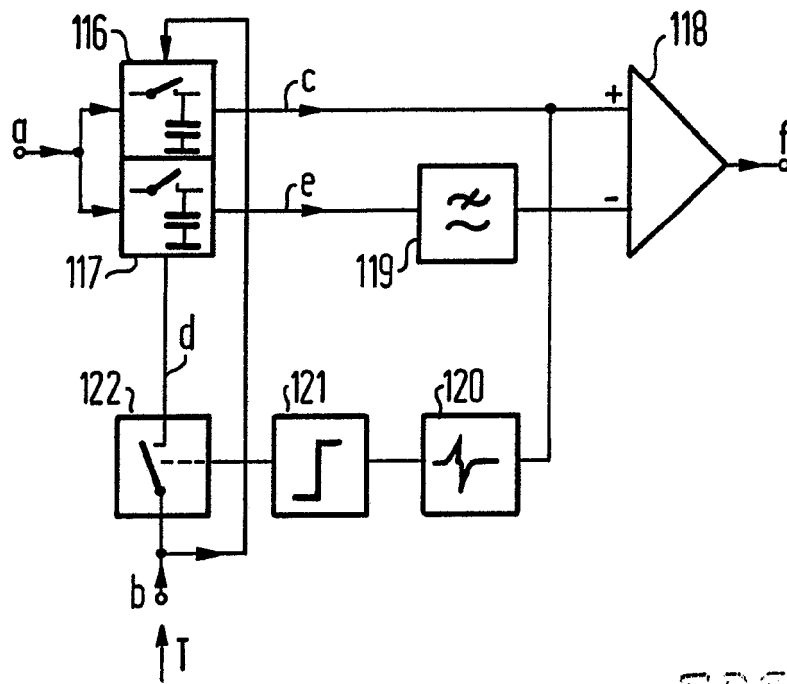
Fig.15



30 NOV. 1977

*[Handwritten signature]*

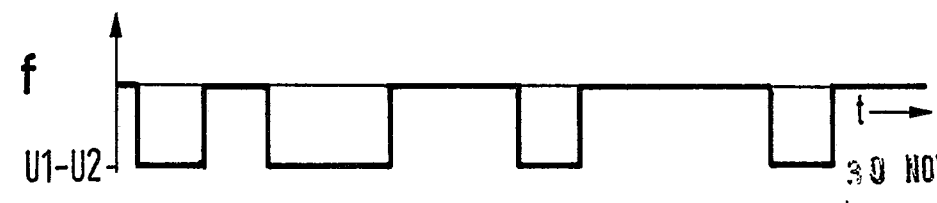
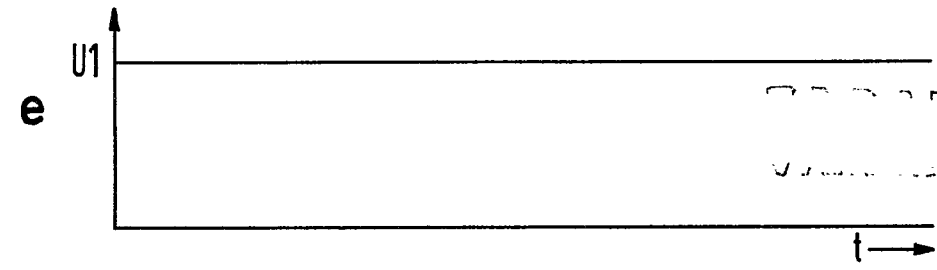
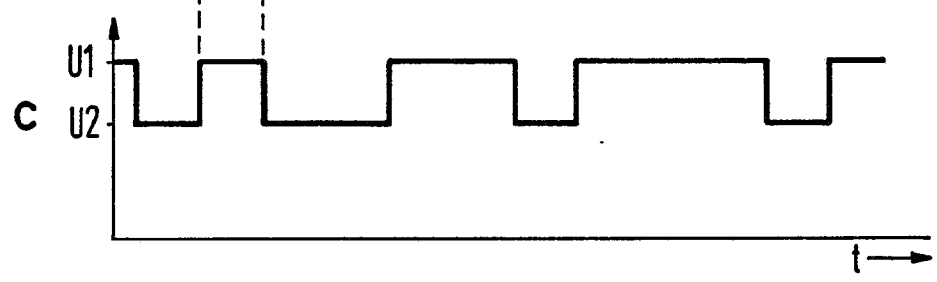
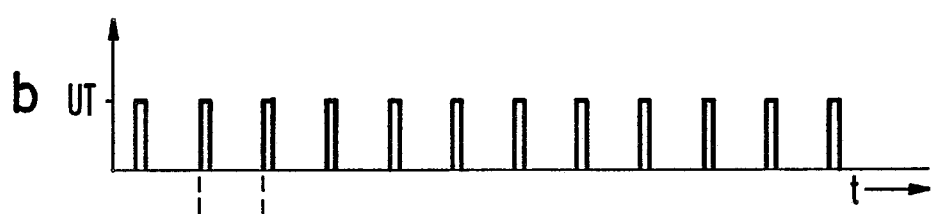
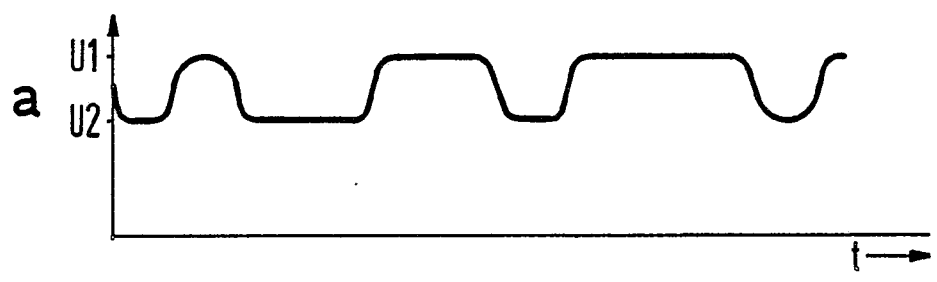
Fig. 16



RECEIVED  
NOV 1977

30 NOV. 1977

Fig. 17



30 NOV. 1977

J. M. GONZALEZ Y FERRAS  
p. p. Filadelfo J. Gomez Diaz