

MINISTERIO DE INDUSTRIA
REGISTRO DE LA PROPIEDAD INDUSTRIAL



12 NOV. 1977
PROPIEDAD INDUSTRIAL
PATENTE DE INVENCION

NUMERO	452383	10	A 1
FECHA DE PRESENTACION			

30 PRIORIDADES: 31 NUMERO	32 FECHA	33 PAIS
41388/75	14.10.75	Gran Bretaña

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

64 TITULO DE LA INVENCION
"UN RECEPTOR DE RADIO PARA SEÑALES MODULADAS EN FRECUENCIA"

71 SOLICITANTE (S)
Standard Eléctrica, S.A.

DOMICILIO DEL SOLICITANTE
Madrid, calle de Ramirez de Prado, nº 5.

72 INVENTOR (ES)
Ian Alistair Ward Vance, Ingeniero británico, 32 Norfolk Way, Bishops Stortford, Hertfordshire, England.

73 TITULAR (ES)
Standard Eléctrica, S.A.

74 REPRESENTANTE
D. Manuel Gómez Santamaría.

El presente invento se refiere a un receptor de radio para señales moduladas en frecuencias.

Este receptor de radio para señales moduladas en frecuencias comprende elementos de oscilador local para proporcionar primeras y segundas señales en cuadratura de fase en la frecuencia central de la señal modulada en frecuencia, primeros y segundos elementos mezcladores para mezclar, respectivamente, la señal modulada en frecuencia con la primera y con la segunda señal del oscilador local elementos para filtrar en paso bajo cada una de las salidas de los primeros y segundos elementos mezcladores, elementos para amplificar cada una de las salidas de los elementos de filtraje paso bajo a un nivel constante, elementos para diferenciar cada una de las salidas de los elementos de amplificación, elementos para multiplicar la salida de cada elementos de diferenciación, y elementos que responden a la diferencia entre las salidas de los elementos de multiplicación para proporcionar una señal de audio demodulada.

Describiremos el invento refiriéndonos a las figs. que se acompañan, en dónde:

La fig. 1 es un diagrama bloque de un receptor FM que incorpora el invento;

La fig. 2 es un diagrama bloque de una realización del invento en circuito integrado del receptor con componentes fuera de chip, y

La fig. 3 ilustra una alternativa para obtener las señales del oscilador local en cuadratura en el circuito general de la fig. 2.

La señal de entrada RF modulada en frecuencia se aplica a dos mezcladores M_1 , M_2 , que se alimentan con las

señales en cuadratura del oscilador local LO que oscila a la frecuencia de la señal proporcionando la frecuencia cero IF, estando solapadas las dos bandas laterales de la señal en la banda base que se extiende, en frecuencia, desde DC a la anchura de la banda lateral única de la señal original. Las salidas del mezclador se filtran en paso bajo por los filtros LP1, LP2 con parte de la anchura de banda $f\delta$ igual a la desviación máxima esperada de la señal de entrada de la frecuencia del oscilador local. De esta manera, a la salida de los filtros LP existen dos señales en cuadratura como se ha indicado, dónde $\delta\omega$ es la diferencia de frecuencia instantánea de la entrada del oscilador local.

Las salidas del filtro se amplifican por los amplificadores G1, G2. Estos amplificadores principales son amplificadores de control de nivel automático (ALC) con sus propios detectores DET1, DET2, y realimentación. De esta manera, las partes últimas del sistema tienen un nivel uniforme de señal (o ruido) con el que trabajar, lo que permite que el receptor tenga un gran margen de señal con el que trabajar.

Después de la amplificación, las dos señales son diferenciadas por los diferenciadores D1, D2, proporcionando información de la pendiente amplitud/frecuencia y un posterior cambio de la cuadratura de fase. Estas señales se acoplan a dos multiplicadores de cuatro cuadrantes M3 M4, que realizan la multiplicación lineal de las dos señales de entrada y producen las salidas de:

$$a^2 \delta\omega \cos^2 \delta\omega$$

y $a^2 \delta\omega \sin^2 \delta\omega$, respectivamente.

Restando estas en un aplificador diferencial DA da

una salida de $a^2 \delta \omega$ que es una tensión proporcional a la desviación de frecuencia. Esto es, todo el sistema se comporta como un discriminador de frecuencia.

5 La sensibilidad de este circuito a las variaciones de los parámetros bloque es pequeña. Por ejemplo, si no se obtiene un cambio de fase exacto de 90° , tiene lugar una reducción de ganancia (proporcional a $\cos \theta$ - la diferencia de 90°) y no se generan productos espúreos. Esto se debe a la simetría del circuito y el acoplamiento en cruce entre los
10 dos lados. AFC puede aplicarse al oscilador local desde la salida, de una manera normal.

La falta de elementos de sintonización hace a este receptor ideal para la integración y, como consecuencia, la microminiaturización. Como describiremos después, el
15 número de chips es pequeño.

La fig. 2 muestra el diagrama bloque de una versión del receptor en circuito integrado y los componentes en chips asociados. Dónde es apropiado se utilizan las mismas referencias que en la fig. 1.

20 El comportamiento de los mezcladores M1 y M2, a los que se aplica la señal de entrada, determina grandemente el comportamiento del equipo completo. Este debería ser de bajo coste, buenas propiedades para manejar una señal fuerte y que requiere un pequeño control del oscilador local. El mezclador doblemente equilibrado de cuadrete de diodos es óptimo para esta aplicación. Esto requiere
25 la utilización de una etapa RF diferencial que incluye un amplificador RF, RA, para proporcionar un control equilibrado a la etapa mezcladora, incluyendo los amplificadores
30 MA1 y MA2 en una forma integrada y controlada de forma

equilibrada desde el oscilador.

Una gran ventaja de esto es que la realimentación a través del oscilador local a la entrada es muy baja, especialmente con la compensación que podría obtenerse en un chip. Como el oscilador local está "en canal", esto resulta importante.

Es necesario obtener las señales del oscilador local en cuadratura en una anchura de banda relativamente grande y hacer que funcionen los dos mezcladores M1, M2 tan adaptados como sea posible. Una manera de hacer esto es utilizar un bucle sincronizado en fase (un detector de fase PD y un amplificador PA), que ajusta la fase del oscilador sincronizado L01 90° a partir de la señal de sincronización, con un error que depende de la ganancia del bucle. El sistema práctico requeriría la interconexión con un sintetizador S para la selección de canal y así cada mezclador tendrá un oscilador. Uno de ellos, el L02, sincronizado al sintetizador S a través de un divisor de pre-escalado PSD y el otro oscilador, el L01, sincronizado al L02. Estos son entonces idénticos, estando en un chip que seguirá las variaciones de temperatura y de la tensión de alimentación. Además ambos, tendrán el mismo comportamiento a la banda lateral de ruido, dentro de los límites de la ganancia de bucle. Existen los condensadores de temporización C1 y C2 para los dos osciladores fuera del chip.

Los filtros paso bajo deben poder trabajar en todo el margen dinámico del sistema y como se muestra, sin ganancia de RF, sus figuras de ruido y pérdidas determinan la sensibilidad del sistema para un comportamiento dado del mezclador. De esta manera, se han preferido los filtros acti

vos LC a los filtros RC o RC activos. Aunque esto significa componentes fuera del chip, la complejidad del circuito externo puede ser pequeña. Por ejemplo, para una desviación de 5 KHz (esto es, la esquina) solamente se necesitan una bobina L y tres condensadores C3, C4, C5 para conseguir un rechazo de 65 dB de los canales adyacentes a 25 KHz. Es indudable que los componentes tienen que tener muy buena Q no cargada en esta aplicación.

También es sencillo incorporar un filtraje de un tipo especial, por ejemplo modulación pseudo-gausiana por FSK (cambio de frecuencia pulsada, esto es, digital), o tomar salidas de banda ancha de los mezcladores M1 y M2 para técnicas como de exploración de banda o de espectro amplio.

La separación del circuito de este punto, aunque requiera 4 clavijas (pins) en la forma de circuito integrado hace que se pueda utilizar independientemente, si se necesita, cualquier parte del circuito.

Existen fuera del chip los condensadores C6 y C7 para determinar la constante de tiempo del sistema de realimentación de los amplificadores G1 y G2.

Los diferenciadores D1 y D2 están realizados como un cuadripolo CR. Para dar una respuesta de fase y amplitud aceptable en la banda base, se necesita que la frecuencia de esquina de este cuadripolo sea mucho más elevada que la parte superior de la banda base (normalmente diez veces mayor). De esta manera tiene una pérdida grande dentro de la banda, que debe ser compensada por un amplificador AD. Para una máxima flexibilidad, los condensadores C8, C9 estarán fuera del chip. Los multiplicadores de cuatro cuadrantes M3 y M4 son circuitos de transconductancia convencional

utilizados para este fin. La característica crítica de estos es la cantidad de equilibrio (esto es, rechazado de la entrada a la salida) que puede obtenerse. Este equilibrio establece el nivel espúreo a la salida. Similarmente, el equilibrio de todo el sistema y la relación de rechazo en modo común de la salida del amplificador DA determinan el nivel de corte de cualquier diferencia de frecuencia estática entre la señal y el oscilador local. Esto es, tal diferencia sólo produce idealmente una desviación DC en la respuesta, pero en la práctica produce un tono de batido que es rechazado por el equilibrio del circuito. El AFC mantendría este problema. El rechazo de AM depende similarmente del equilibrio conseguido en toda la sección del proceso. Una ventaja de la integración es que el equilibrio total será muy bueno.

La fig. 3 muestra una configuración alternativa y simplificada para obtener las frecuencias en cuadratura del oscilador local. Solamente se requiere un oscilador local LO3, que alimenta a dos amplificadores A1, A2. La alimentación al amplificador A2 incluye un cuadripolo loR y loC cuya constante de tiempo se elige para que introduzca un cambio de fase de 90° en la señal que alimenta el amplificador A2. La frecuencia de funcionamiento se elige por encima de la frecuencia angular introducida por el cuadripolo. Esto implica no solamente un cambio de fase de aproximadamente 90° sino también una reducción en la amplitud, que se compensa por el amplificador A2. El amplificador A1 está incluido para ecualizar el exceso de cambio de fase debido al amplificador A2. Las salidas LO1 y LO2 controlan los mezcladores M1 y M2 como anteriormente.

Para los multiplicadores de cuatro cuadrantes M3 y M4, además del multiplicador de transconductancia normal, puede emplearse otra técnica que utiliza la modulación de anchura de impulso.

5 Una de las señales a ser multiplicada, por ejemplo las salidas de D1 y D2 en cada caso, se aplican a un amplificador operacional, cuya otra entrada recibe una onda en diente de sierra de un oscilador local.

10 La salida del amplificador operacional es un tren de alta frecuencia de impulsos modulados en anchura que sustituye la señal lineal original del diferenciador. Por este sistema puede obtenerse mejor equilibrio del sistema sin la necesidad de compensación externa al chip.

15 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 limitación de su alcance.

20 El presente invento corresponde a una solicitud de patente formulada en Gran Bretaña el día 14 de Octubre de 1975, señalada con el Nº 41988/75 y se acoge por lo tanto, a los beneficios que otorgan los convenios internacionales vigentes.

-----NOTA-----

25 Los puntos de invención propia y nueva que se presentan para que sean objeto de esta patente de invención de 20 años son los siguientes:

30 1.- Un receptor de radio para señales moduladas en frecuencia que comprende un oscilador local para proporcionar primeras y segundas señales en cuadratura de fase en la frecuencia central de la primera y segunda señal modulada en frecuencia, segundos elementos mezcladores para

mezclar respectivamente la señal modulada en frecuencia con la primera y la segunda señal del oscilador local, elementos de filtro paso bajo para filtrar cada una de las salidas de los elementos mezcladores primero y segundo y
5 amplificar cada una de las salidas de los filtros paso bajo a un nivel constante, elementos para diferenciar cada una de las salidas de los elementos de amplificación, elementos para multiplicar la salida de cada elemento de diferenciación con la entrada del otro elemento de diferenciación, y
10 elementos que responde a la diferencia entre las salidas de los elementos de multiplicación para proporcionar una señal de audio demodulada.

2.- Un receptor, según el punto 1, en donde el oscilador local comprende osciladores primero y segundo, pro
15 porcionando el primero la primera señal y estando acoplado el segundo oscilador al primero por un dispositivo de bucle de sincronización de fase que proporciona la señal segunda.

3.- Un receptor según el punto 1, en donde el oscilador local comprende un oscilador cuya salida se aplica
20 directamente, como la primera señal, a los primeros elementos mezcladores y, a través de un cuadripolo de cambio de fase, a los segundos elementos mezcladores.

4.- Un receptor, según el punto 3, en donde las señales primera y segunda se aplican, a través de amplificadores primero y segundo que tienen respectivamente una
25 característica de cambio de fase similar pero teniendo el segundo amplificador más ganancia que el primero, de tal manera que las señales primera y segunda aplicadas a los elementos mezcladores tienen la misma amplitud.

30 5.- Un receptor, según cualquiera de los puntos

anteriores en dónde cada elemento de amplificación comprende un amplificador de control de nivel automático (alc).

6.- Un receptor, según cualquiera de las reivindicaciones anteriores que incluye elementos para convertir una de las entradas de señal de cada elemento de multiplicación, a partir de una señal lineal, en una señal modulada por anchura de impulso.

7.- Un receptor de radio para señales moduladas en frecuencia.

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 diez hojas escritas por una sola cara.

Madrid,



Alvarez
EUGENIO BARRERO
Secretario General

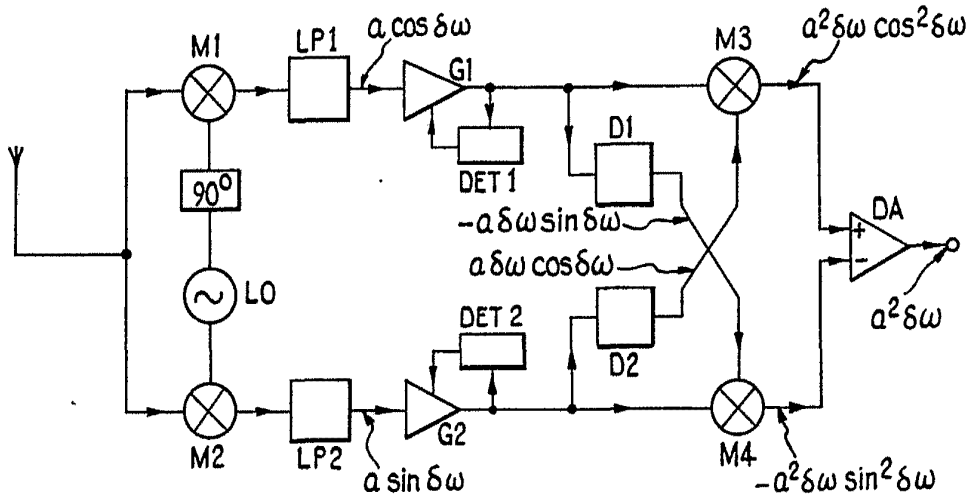


FIG.1

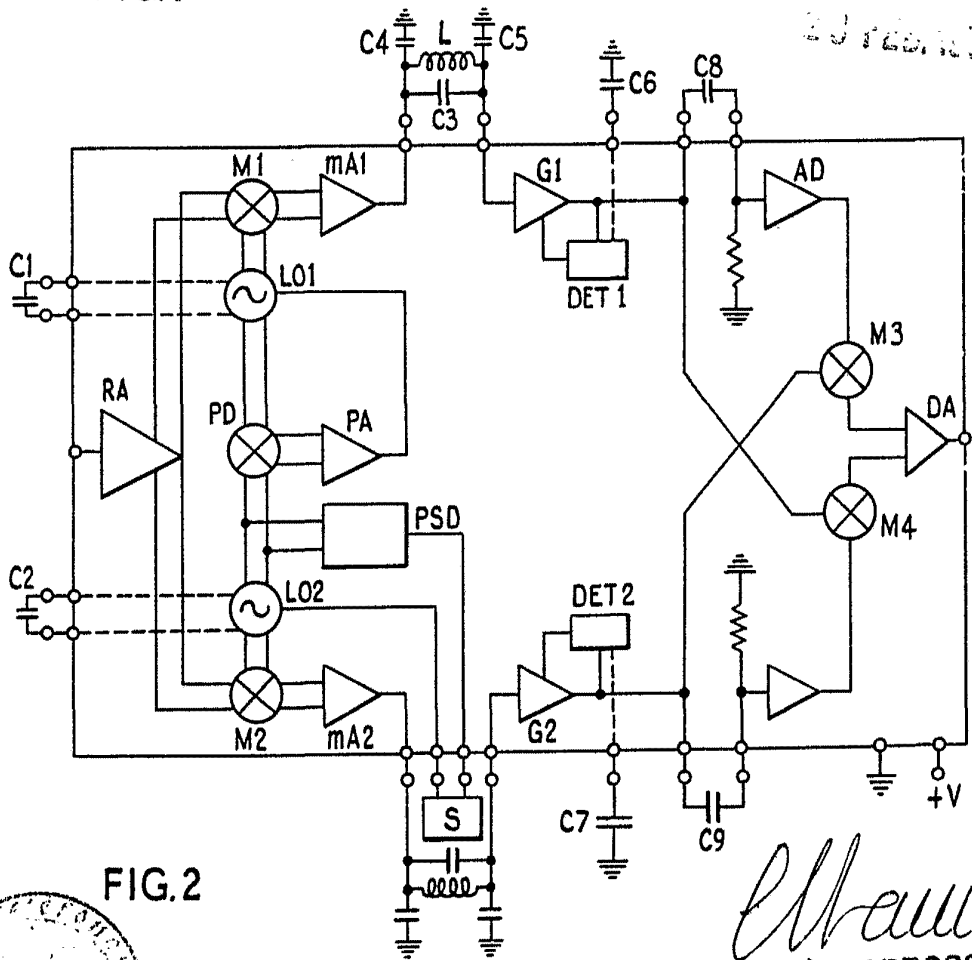
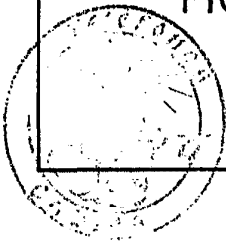


FIG.2

Eugenio Barroso
 EUGENIO BARROSO
 Secretario General



2/2

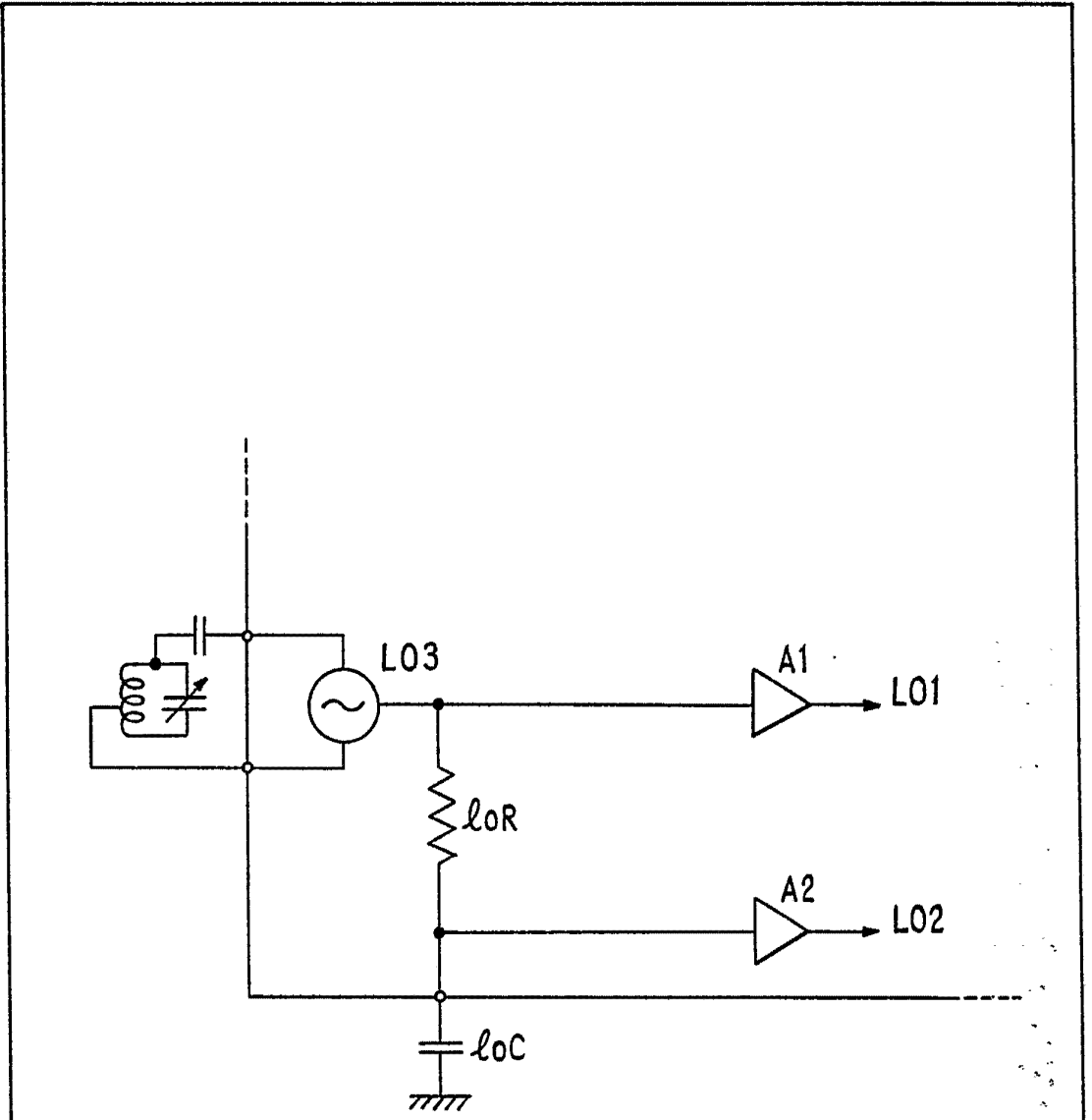


FIG.3

23 FEB. 1977



Elbaum
 EUGENIO SPATROGO
 Segretario Generale