

19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 530 818**

51 Int. Cl.:

**H03G 3/34** (2006.01)

**H04B 1/10** (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **04.10.2010 E 10013269 (5)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **03.12.2014 EP 2333953**

54 Título: **Procedimiento y dispositivo para la activación o desactivación de una señal para la supresión de una señal de recepción**

30 Prioridad:

**30.10.2009 DE 102009051369**

**29.01.2010 DE 102010006171**

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:

**05.03.2015**

73 Titular/es:

**ROHDE & SCHWARZ GMBH & CO. KG (100.0%)**  
**Mühldorfstrasse 15**  
**81671 München, DE**

72 Inventor/es:

**KRALL, CHRISTOPH, DR. y**  
**GEBAUER, THOMAS**

74 Agente/Representante:

**VALLEJO LÓPEZ, Juan Pedro**

**ES 2 530 818 T3**

Aviso: En el plazo de nueve meses a contar desde la fecha de publicación en el Boletín europeo de patentes, de la mención de concesión de la patente europea, cualquier persona podrá oponerse ante la Oficina Europea de Patentes a la patente concedida. La oposición deberá formularse por escrito y estar motivada; sólo se considerará como formulada una vez que se haya realizado el pago de la tasa de oposición (art. 99.1 del Convenio sobre concesión de Patentes Europeas).

## DESCRIPCIÓN

Procedimiento y dispositivo para la activación o desactivación de una señal para la supresión de una señal de recepción

5 La invención se refiere a un procedimiento y a un dispositivo para la activación o desactivación de una señal para la supresión de una señal de recepción.

10 Las señales recibidas en la radiotelecomunicación aérea contienen, aparte de la señal útil transmitida en una determinada frecuencia, también una parte de señal de ruido. Por el documento EP 1 843 467 A2 se obtiene un dispositivo para la generación de una señal para la supresión de la señal de recepción, una denominada señal silenciadora de ruido de fondo, a base del establecimiento de la relación señal-ruido. Para esto se establecen la magnitud y la fase de la señal de recepción, siendo la magnitud de la señal de recepción una medida de la parte de señal y el cambio en el tiempo de la fase de la señal de recepción, una medida de la parte de ruido.

15 En un denominado funcionamiento CLIMAX, la señal de audio irradiada por cada estación terrestre es una señal de radio idéntica de amplitud modulada. La frecuencia de la señal de audio es idéntica en todas las estaciones terrestres o diferente en cada estación terrestre. En caso de ubicación de frecuencia diferente, la frecuencia de la señal de audio se encuentra sobre la frecuencia portadora o con una determinada separación de frecuencia positiva o negativa con respecto a la frecuencia portadora. Las diferentes frecuencias se obtienen de la Figura 1 para diferentes anchos de banda de frecuencias y para una cantidad diferente de frecuencias diferentes.

20 En un receptor que se encuentra en la cabina de pilotaje del avión se recibe una señal de audio que está compuesta de una superposición de varias señales de audio con frecuencia respectivamente diferente. La superposición de varias señales de audio con frecuencias respectivamente diferentes conduce en la señal de audio recibida a la configuración de partes de señal que presentan, respectivamente, una frecuencia correspondiente a la frecuencia de diferencia entre dos frecuencias recibidas (parte de onda fundamental) y/o una frecuencia correspondiente al múltiplo de número entero de la frecuencia de diferencia (parte de onda armónica). Como se muestra todavía más adelante con detalle, las fases de las partes de señal de la señal de audio recibida en las frecuencias de diferencia individuales presentan, respectivamente, un recorrido intensamente no lineal. El espectro sobre la magnitud y la primera derivada de la fase de la señal de audio recibida contiene en las frecuencias de diferencia individuales, como se muestra también más adelante con detalle, líneas espectrales que son audibles para el piloto como tonos de golpes indeseados. En particular, las líneas espectrales en el recorrido de la primera derivada de la fase de la señal de audio recibida se superponen con la parte de fase por el ruido y empeoran considerablemente la relación señal-ruido de la señal de audio recibida. Una determinación de la señal para la supresión de la señal de recepción a base del establecimiento de la relación señal-ruido conduce, por consiguiente, entre otras cosas a una activación errónea de la señal para la supresión de la señal de recepción y, por tanto, queda descartada en el caso de un funcionamiento CLIMAX.

40 Por el documento US 4.371.981 A se obtiene un dispositivo para la generación de una señal silenciadora de ruido de fondo para el funcionamiento CLIMAX a base del establecimiento de la relación señal-ruido, en el que del espectro de frecuencia intermedia de banda limitada de la señal de recepción que, aparte de las partes espectrales del ruido contiene también las líneas espectrales de la señal útil en las frecuencias de diferencia, mediante un detector de curva envolvente se genera una señal de tiempo con un recorrido de tiempo correspondiente a la curva envolvente del espectro de frecuencia intermedia. Mientras que la parte de señal de la parte de recepción se obtiene del valor de pico de la señal de tiempo generada por el detector de curva envolvente, la parte de ruido de la señal de recepción se establece a partir del valor medio de la señal de tiempo generada por el detector de curva envolvente. En este dispositivo, las partes de señal útil de la señal de tiempo generada por el detector de curva envolvente se incluyen en el valor medio establecido y, por tanto, falsean también la parte de ruido establecida a partir de esto de la señal de recepción, lo que lleva a una activación errónea de la señal silenciadora de ruido de fondo.

55 En un dispositivo desvelado en el documento US 4.388.731 A para la generación de una señal silenciadora de ruido de fondo para el funcionamiento CLIMAX, la señal de recepción se somete en respectivamente tres cursos de señal paralelos a una filtración de paso de banda y una formación posterior del valor medio, correspondiéndose las frecuencias medias de los filtros de paso de banda previstos respectivamente en los cursos de señal individuales respectivamente a una frecuencia de diferencia diferente de las frecuencias de diferencia que aparecen en el funcionamiento CLIMAX de líneas espectrales pertenecientes a la señal útil. Para la activación de la señal silenciadora de ruido de fondo se recurre al menor valor medio de todos los valores medios respectivamente establecidos en los tres cursos de señal, que se corresponde con el valor medio de aquel curso de señal en el que las frecuencias de diferencia que aparecen de las líneas espectrales de la señal útil se encuentran fuera del ancho de banda del respectivo filtro de paso de banda. Un dispositivo de este tipo para la generación de una señal silenciadora de ruido de fondo es adecuado, tal como se ve también de forma clara e inequívoca en la divulgación del documento US 4.388.731 A, solamente para un funcionamiento Climax con hasta dos frecuencias de diferencia.

65 Por el documento US 5.365.592 A se obtiene un dispositivo para la detección de la presencia de una señal útil en una señal de recepción ruidosa en la banda de base. Para esto se usan procedimientos de la transformación de

Fourier, el establecimiento de cepstrum, la filtración con selectividad de frecuencia, el uso de ventanas en el intervalo de tiempo y frecuencias y la detección de valor umbral.

5 Por tanto, el objetivo de la invención es crear un procedimiento y un dispositivo para la supresión de la señal de recepción con partes de señal de dos portadoras en la radiotelecomunicación aérea, en particular para el funcionamiento CLIMAX.

10 El objetivo se consigue mediante un procedimiento para la generación de una señal para la supresión de una señal de recepción con las características de la reivindicación 1 y mediante un dispositivo para la generación de una señal para la supresión de una señal de recepción con las características de la reivindicación 19. Están indicadas ampliaciones técnicas ventajosas en las reivindicaciones dependientes.

15 De acuerdo con la invención, la señal de audio recibida se somete a una filtración de paso de banda, de tal manera que en el espectro de magnitud y de fases de diferencia respectivamente ya solo aparecen las líneas espectrales en las frecuencias de diferencia individuales en el intervalo de onda fundamental o las líneas espectrales en las frecuencias de diferencia individuales en el intervalo de onda fundamental y en un determinado intervalo de onda armónica (partes de señal de dos portadoras).

20 La identificación con elevada selectividad de frecuencia de partes de señal periódicas en la señal de audio recibida se realiza mediante establecimiento de los valores del espectro de densidad de potencia en las frecuencias de diferencia individuales de la señal de recepción.

25 Para esto, en una primera forma de realización de la invención se autocorrelaciona la señal de audio filtrada. A continuación se determinan los valores de la transformada de Fourier de la función de autocorrelación establecida en las frecuencias de diferencia individuales.

30 Para esto, en una segunda forma de realización de la invención se establecen los valores de la transformada de Fourier de la señal de recepción filtrada en las frecuencias de diferencia individuales. A continuación se forma la magnitud de los valores establecidos de la transformada de Fourier de la señal de recepción filtrada en las frecuencias de diferencia individuales.

35 Este espectro de densidad de potencia, por un lado, no presenta ninguna información de fase y, por otro lado, contiene con una elevada selectividad de frecuencia las líneas espectrales respectivamente pertenecientes a las partes de señal periódicas individuales, cuyos niveles espectrales destacan claramente de los niveles de las partes de señal de ruido.

40 Si los valores establecidos del espectro de densidad de potencia en las frecuencias de diferencia individuales a continuación se comparan con un valor umbral, entonces la calidad de recepción de la señal útil separada del ruido en la señal de audio recibida es insuficiente cuando disminuye el respectivo valor por debajo del valor umbral. En este caso se activa una señal para la supresión de la señal de audio recibida.

45 Ya que tanto en el espectro de la magnitud de la señal de recepción como en el espectro de la primera derivada temporal de la fase de la señal de recepción en las respectivas frecuencias de diferencia y sus armónicos superiores aparecen líneas espectrales de la parte de señal útil periódica con un nivel superior con respecto al nivel de las partes de señal de ruido, en una primera variante de la invención se usa la magnitud o la primera derivada temporal de la señal de recepción para el establecimiento de la señal para la supresión de la señal de recepción. En una segunda variante de la invención se usan al mismo tiempo la magnitud y la primera derivada temporal de la fase de la señal de recepción al estar realizada la cadena de procesamiento de señal de forma doble, una para la magnitud de la señal de recepción y otra para la primera derivada temporal de la fase de la señal de recepción. Los comparadores en las dos cadenas de procesamiento de señal trabajan respectivamente con un valor umbral diferente que está adaptado al nivel en el respectivo espectro de densidad de potencia. Para la generación de la señal para la supresión de la señal de recepción, las señales de salida de los dos cursos de señal preferentemente se vinculan entre sí en una operación Y lógica.

55 En una primera subvariante de la invención se determina el máximo de todos los valores respectivamente establecidos en las frecuencias de diferencia individuales del espectro de densidad de potencia a través de un detector de valor máximo y se suministra al comparador. La primera subvariante de la invención representa el método más seguro para la determinación de la calidad de recepción de la señal útil separada del ruido en la señal de audio recibida y, por tanto, de una señal para la supresión de la señal de recepción.

60 En una segunda subvariante de la invención se suministran varios valores respectivamente establecidos en las frecuencias de diferencia individuales en el intervalo de onda fundamental del espectro de densidad de potencia respectivamente a un comparador. Las señales de salida de los comparadores individuales se conducen a continuación a una unidad lógica para la selección dirigida de resultados de comparación en determinadas frecuencias de diferencia establecidas de antemano. Con la segunda subvariante de la invención se determina la señal para la supresión de la señal de recepción a base de la calidad de recepción de las señales respectivamente

recibidas por varios emisores establecidos de antemano.

En una tercera subvariante de la invención se suministran varios valores respectivamente establecidos en las frecuencias de diferencia individuales en el intervalo de onda fundamental y en el intervalo de onda armónica del espectro de densidad de potencia respectivamente a un comparador. Las señales de salida de los comparadores individuales a continuación se conducen también a una unidad lógica para la selección dirigida de resultados de comparación en determinadas frecuencias de diferencia establecidas de antemano. Con la tercera subvariante de la invención se determina la señal para la supresión de la señal de recepción a base de la calidad de recepción de las señales compuestas de parte de onda fundamental y armónica y respectivamente recibidas por varios emisores establecidos de antemano.

Entre el o los filtros de paso de banda y la o las unidades funcionales para la determinación de valores de un espectro de densidad de potencia de la señal de recepción filtrada está conectada con preferencia respectivamente una unidad funcional para la adaptación automática del nivel de señal que, por un lado, ha de evitar un desbordamiento (overflow) de la señal en los pasos de procesamiento de la señal individuales de la cadena de procesamiento de señal realizada preferentemente de forma digital y, por otro lado, ha de garantizar un aprovechamiento óptimo del intervalo dinámico en los pasos de procesamiento de la señal individuales de la cadena de procesamiento de señal.

La frecuencia límite inferior y superior del o de los filtros de paso de banda se corresponden con preferencia respectivamente con la menor y mayor frecuencia de diferencia en el intervalo de onda fundamental o en el intervalo de onda armónica más una determinada parte en el intervalo de onda armónica.

Para evitar una activación y desactivación constante de la señal para la supresión de la señal de recepción –un denominado "proceso de golpeteo" del o de los comparadores que hacen de conmutador–, el o los comparadores presentan preferentemente una histéresis con un valor umbral superior para la desactivación de la señal para la supresión de la señal de recepción en caso de que el respectivo valor del espectro de densidad de potencia sea mayor que el valor umbral superior. Existe un valor umbral inferior para la activación de la señal para la supresión de la señal de recepción en caso de que el respectivo valor del espectro de densidad de potencia sea menor que el valor umbral inferior.

Las frecuencias de diferencia en las que se establece respectivamente el valor del espectro de densidad de potencia resultan como diferencias de las frecuencias de las estaciones terrestres individuales que se seleccionan de acuerdo con el estándar CLIMAX.

Para aumentar la selectividad de frecuencia con fluctuaciones de frecuencia de las frecuencias de diferencia a causa de desviaciones de frecuencia de los osciladores en el emisor y el receptor y/o a causa del efecto Doppler se realiza la evaluación del espectro de densidad de potencia con preferencia no solo en las frecuencias de referencia del estándar CLIMAX, sino también en las frecuencias adecuadamente separadas con respecto a las frecuencias de diferencia individuales.

A continuación se explican a modo de ejemplo con detalle mediante el dibujo las formas de realización individuales, las variantes y las subvariantes del procedimiento de acuerdo con la invención y del dispositivo de acuerdo con la invención para la generación de una señal para la supresión de una señal de recepción. Las figuras del dibujo muestran:

La Figura 1, una tabla con frecuencias usadas de acuerdo con el estándar CLIMAX,

La Figura 2A, un diagrama de bloques de la primera variante de la primera forma de realización del dispositivo de acuerdo con la invención para la generación de una señal para la supresión de una señal de recepción,

La Figura 2B, un diagrama de bloques de la segunda variante de la primera forma de realización del dispositivo de acuerdo con la invención para la generación de una señal para la supresión de una señal de recepción,

La Figura 3A, un diagrama de bloques de la primera variante de la segunda forma de realización del dispositivo de acuerdo con la invención para la generación de una señal para la supresión de una señal de recepción,

La Figura 3B, un diagrama de bloques de la segunda variante de la segunda forma de realización del dispositivo de acuerdo con la invención para la generación de una señal para la supresión de una señal de recepción,

La Figura 4A, un diagrama de flujo de la primera forma de realización del procedimiento de acuerdo con la invención para la generación de una señal para la supresión de una señal de recepción,

- La Figura 4B, un diagrama de flujo de la segunda forma de realización del procedimiento de acuerdo con la invención para la generación de una señal para la supresión de una señal de recepción,
- 5 La Figura 5, un diagrama de tiempo de una señal de recepción con dos partes de señal útil periódicas y una parte de señal de ruido estocástica,
- 10 Las Figuras 6A, 6B, un diagrama de frecuencia de la magnitud y de la primera derivada temporal de la fase de una señal de recepción con dos partes de señal útil periódicas y una parte de señal de ruido estocástica,
- 15 La Figura 7A, 7B, un diagrama vectorial de las dos partes de señal útiles periódicas en la señal de recepción y un diagrama de tiempo del recorrido de fases de la señal de recepción compuesta únicamente de dos partes de señal útil periódicas,
- La Figura 8, un diagrama de frecuencia de la señal de recepción con filtración de paso de banda,
- La Figura 9, un diagrama de tiempo de la función de autocorrelación de la señal de recepción,
- 20 La Figura 10, un diagrama de frecuencia del espectro de densidad de potencia de la señal de recepción,
- La Figura 11, un diagrama de frecuencia de una línea espectral del espectro de densidad de potencia dependiendo de una fluctuación de frecuencia,
- 25 La Figura 12, un diagrama de frecuencia de líneas espectrales adyacentes del espectro de densidad de potencia con fluctuaciones de frecuencia,
- La Figura 13, un diagrama de nivel con los campos de aplicación de generación de señal silenciadora de ruido de fondo a base de una medición S/N-R y una medición de espectro de densidad de potencia,
- 30 La Figura 14A, un diagrama de bloques de una segunda o tercera subvariante de la primera variante de la primera forma de realización del dispositivo de acuerdo con la invención para la generación de una señal para la supresión de una señal de recepción y
- 35 La Figura 14B, un diagrama de bloques de una segunda o tercera subvariante de la primera variante de la segunda forma de realización del dispositivo de acuerdo con la invención para la generación de una señal para la supresión de una señal de recepción.

40 Antes de que se expliquen con detalle las formas de realización individuales, las variantes y las subvariantes del dispositivo de acuerdo con la invención y del procedimiento de acuerdo con la invención para la generación de una señal para la supresión de una señal de recepción, a continuación se deducen las bases matemáticas de la invención:

Para simplificar las bases de la teoría de los sistemas de la invención se considera la superposición de una primera  
 45 señal de audio  $x_1(t)$  con la frecuencia portadora  $\omega_c - \frac{\Delta\omega}{2}$ , que se emite por una primera estación terrestre y una

segunda señal de audio  $x_2(t)$  con la frecuencia portadora  $\omega_c + \frac{\Delta\omega}{2}$  en el receptor, por ejemplo, el sistema

CLIMAX con un ancho de portadora de frecuencia de 8,33 kHz y las frecuencias  $f_{c\pm 2,5}$  kHz o el sistema CLIMAX  
 con un ancho de portadora de frecuencia de 25 kHz y las frecuencias  $f_{c\pm 5}$  kHz de la Figura 1. En el caso de ambas  
 50 señales se trata de una señal de amplitud modulada en la que se modula la señal de frecuencia de audio  $a(t)$   
 analógica idéntica sobre la portadora. La segunda señal de audio  $x_2(t)$  está amortiguada con respecto a la primera  
 señal de audio  $x_1(t)$  con un factor de amortiguación  $k$  ( $0 < k < 1$ ), ya que la distancia del avión con respecto a la  
 segunda estación terrestre en el caso normal no es igual a la distancia del avión con respecto a la primera estación  
 terrestre y existe un diferente debilitamiento (*fading*) de curso entre ambas estaciones terrestres y el avión.

55 La señal de recepción de alta frecuencia  $x_{RF}(t)$  como superposición de la primera señal de audio  $x_1(t)$  y de la  
 segunda señal de audio  $x_2(t)$  resulta de acuerdo con la ecuación (1). Se desprecian diferentes retrasos temporales  
 en los tramos de transmisión entre ambas estaciones terrestres y el avión.

$$x_{RF}(t) = x_1(t) + k \cdot x_2(t) = a(t) \cdot \cos\left(\left(\omega_c - \frac{\Delta\omega}{2}\right) \cdot t\right) + k \cdot a(t) \cdot \cos\left(\left(\omega_c + \frac{\Delta\omega}{2}\right) \cdot t\right) \quad (1)$$

Después de la desmodulación de la señal de recepción de alta frecuencia  $x_{RF}(t)$  en la banda de base compleja se obtiene la señal de recepción en la banda de base  $x_{BB}(t)$  de acuerdo con la ecuación (2).

5

$$x_{BB}(t) = a(t) \cdot \left( e^{-j\frac{\Delta\omega}{2} \cdot t} + k \cdot e^{j\frac{\Delta\omega}{2} \cdot t} \right) = x_{1BB}(t) + x_{2BB}(t) \\ = a(t) \cdot \left( \cos\left(\frac{\Delta\omega}{2} \cdot t\right) \cdot (1+k) + j \cdot \sin\left(\frac{\Delta\omega}{2} \cdot t\right) \cdot (-1+k) \right) \quad (2)$$

La magnitud  $|x_{BB}(t)|$  de la señal de recepción en la banda de base  $x_{BB}(t)$  resulta de acuerdo con la ecuación (3).

10

$$|x_{BB}(t)| = \sqrt{\operatorname{Re}\{x_{BB}(t)\}^2 + \operatorname{Im}\{x_{BB}(t)\}^2} = \\ = a(t) \cdot \sqrt{\cos^2\left(\frac{\Delta\omega}{2} \cdot t\right) \cdot (1+2k+k^2) + \sin^2\left(\frac{\Delta\omega}{2} \cdot t\right) \cdot (1-2k+k^2)} = \\ = a(t) \cdot \sqrt{1+k^2 + 2k \cdot \cos(\Delta\omega \cdot t)} \quad (3)$$

Para simplificar la deducción matemática adicional se asume sin limitación de la generalidad un factor de amortiguación relativo  $k$  de uno. La magnitud  $|x_{BB}(t)|$  de la señal de recepción en la banda de base  $x_{BB}(t)$  resulta, por tanto, de acuerdo con la ecuación (4).

15

$$|x_{BB}(t)| = a(t) \cdot \sqrt{2 + 2 \cdot \cos(\Delta\omega \cdot t)} = \\ = a(t) \cdot \sqrt{4 \cdot \cos^2\left(\frac{\Delta\omega}{2} \cdot t\right)} = 2 \cdot a(t) \cdot \left| \cos\left(\frac{\Delta\omega}{2} \cdot t\right) \right| \quad (4)$$

La función periódica  $\left| \cos\left(\frac{\Delta\omega}{2} \cdot t\right) \right|$  se puede descomponer de acuerdo con la ecuación (5) en una serie de Fourier.

$$\left| \cos\left(\frac{\Delta\omega}{2} \cdot t\right) \right| \approx \frac{2}{\pi} \cdot \left( 1 + \frac{2}{3} \cdot \cos(\Delta\omega \cdot t) - \frac{2}{15} \cdot \cos(2 \cdot \Delta\omega \cdot t) + \frac{2}{35} \cdot \cos(3 \cdot \Delta\omega \cdot t) + \dots \right) \quad (5)$$

20

El espectro  $|X_{BB}(\omega)|$  con respecto a la magnitud  $|x_{BB}(t)|$  de la señal de recepción en la banda de base  $x_{BB}(t)$ , que es una medida de la parte de señal útil en la señal de recepción, resulta de acuerdo con la ecuación (6), siendo  $A(\omega)$  el espectro de la señal de frecuencia de audio analógica  $a(t)$ .

$$|X_{BB}(\omega)| = \frac{4}{\pi} \cdot A(\omega) * \left( 1 + \frac{1}{3} \cdot \delta(\omega \pm \Delta\omega) - \frac{1}{15} \cdot \delta(\omega \pm 2 \cdot \Delta\omega) + \frac{1}{35} \cdot \delta(\omega \pm 3 \cdot \Delta\omega) + \dots \right) =$$

$$= \frac{4}{\pi} \cdot (A(\omega) + \frac{1}{3} \cdot A(\omega \pm \Delta\omega) - \frac{1}{15} \cdot A(\omega \pm 2 \cdot \Delta\omega) + \frac{1}{35} \cdot A(\omega \pm 3 \cdot \Delta\omega) + \dots)$$

(6)

5 Como resulta de la ecuación (6), el espectro de magnitud  $|x_{BB}(\omega)|$  con respecto a la señal de recepción en la banda de base  $x_{BB}(t)$  con la frecuencia cero, en la frecuencia de diferencia  $\Delta\omega$  entre las dos frecuencias portadoras

$\omega_c \pm \frac{\Delta\omega}{2}$  de las dos señales de audio  $x_1(t)$  y  $x_2(t)$  y en el armónico superior  $n \cdot \Delta\omega$  de la frecuencia de diferencia

10 (con  $n > 1$ ) presenta respectivamente una línea espectral.

En la Figura 6A, el espectro de magnitud  $|x_{BB}(\omega)|$  con respecto a la señal de recepción en la banda de base  $x_{BB}(t)$  está representado con un funcionamiento CLIMAX con un ancho de portadora de frecuencia de 25 kHz y las frecuencias  $f_c \pm 5$  kHz. Se pueden reconocer claramente las líneas espectrales con la frecuencia de diferencia 10 kHz

Si se asume un factor de amortiguación  $k$  ( $0 < k < 1$ ) relativo discrecional, entonces la relación matemática para la magnitud  $|x_{BB}(t)|$  de la señal de recepción en la banda de base  $x_{BB}(t)$  de acuerdo con la ecuación (3), que también presenta una periodicidad, se tiene que descomponer en una serie de Fourier. El cálculo de los coeficientes de Fourier para la función matemática en la ecuación (3), sin embargo, resulta claramente más difícil que la descomposición en series de Fourier de la ecuación (4) y, por tanto, en este caso no se sigue. Pero ya que en el caso de la función matemática en la ecuación (3) se trata de una función par, la correspondiente serie de Fourier presenta también solo términos de coseno. El espectro de magnitud correspondiente presenta, por consiguiente, también impulsos de Dirac con la frecuencia de diferencia  $\Delta\omega$  y con los armónicos superiores  $n \cdot \Delta\omega$  de la frecuencia de diferencia  $\Delta\omega$ , cuyas amplitudes, no obstante, en relación con las amplitudes de los impulsos de Dirac en el caso de un factor de amortiguación relativo  $k$  de uno en la ecuación (6) difieren.

Como medida de la parte de ruido en la señal de recepción, en lugar del espectro de fases  $\arg\{X_{BB}(\omega)\}$  de la señal de recepción en la banda de base  $x_{BB}(t)$  se usa el espectro para la primera derivada temporal  $\frac{d \arg\{x_{BB}(t)\}}{dt}$  de la fase  $\arg\{x_{BB}(t)\}$  de la señal de recepción en la banda de base  $x_{BB}(t)$ .

Para simplificar la deducción matemática se asume a su vez un factor de amortiguación  $k$  relativo de uno. Si se considera, partiendo de la ecuación (2), el recorrido de fases  $\arg\{x_{1BB}(t)\}$  de la primera señal de audio en la banda de base  $x_{1BB}(t)$  y el recorrido de fases  $\arg\{x_{2BB}(t)\}$  de la segunda señal de audio en la banda de base  $x_{2BB}(t)$  en la Figura

35 7A, cuyos vectores de rotación complejos giran respectivamente con la frecuencia  $+\frac{\Delta\omega}{2}$  o  $-\frac{\Delta\omega}{2}$ , entonces se

obtiene el recorrido de fase  $\arg\{x_{BB}(t)\}$  de la señal de recepción en la banda de base  $x_{BB}(t)$  como el recorrido de fase del vector de rotación resultante de los dos vectores de rotación respectivamente pertenecientes a la primera señal de audio en la banda de base  $x_{1BB}(t)$  y a la segunda señal de audio en la banda de base  $x_{2BB}(t)$ . El recorrido de fase  $\arg\{x_{BB}(t)\}$  de la señal de recepción en la banda de base  $x_{BB}(t)$  salta de acuerdo con la ecuación (7), tal como se

40 puede observar también en la Figura 7B, con una periodicidad de  $\frac{4\pi}{\Delta\omega}$  entre los dos valores 0 y  $\pi$ .

$$\arg\{x_{BB}(t)\} = \begin{cases} 0 & \text{para } (4(n-1)+3) \cdot \frac{\pi}{\Delta\omega} \leq t < (4n+1) \cdot \frac{\pi}{\Delta\omega} \\ \pi & \text{para } (4n+1) \cdot \frac{\pi}{\Delta\omega} \leq t < (4n+3) \cdot \frac{\pi}{\Delta\omega} \end{cases} \quad \text{con } n = 0, 1, 2, \dots \quad (7)$$

La primera derivada temporal  $\frac{d \arg\{x_{BB}(t)\}}{dt}$  del recorrido de fase  $\arg\{x_{BB}(t)\}$  de la señal de recepción en la banda de base  $x_{BB}(t)$  conduce, de acuerdo con la ecuación (8), a impulsos de Dirac con signo alterno en los puntos de salto del recorrido de fase  $\arg\{x_{BB}(t)\}$  de la señal de recepción en la banda de base  $x_{BB}(t)$ .

5

$$\frac{d \arg\{x_{BB}(t)\}}{dt} = -\pi \cdot \sum_{n=-\infty}^{+\infty} (-1)^n \cdot \delta\left(t - \frac{(2n-1) \cdot \pi}{\Delta\omega}\right) \quad (8)$$

Ya que en el caso de la primera derivada temporal  $\frac{d \arg\{x_{BB}(t)\}}{dt}$  del recorrido de fase  $\arg\{x_{BB}(t)\}$  de la señal de recepción en la banda de base  $x_{BB}(t)$  se trata de una señal periódica, también aquí se puede desarrollar una serie de Fourier de acuerdo con la ecuación (9).

10

$$\frac{d \arg\{x_{BB}(t)\}}{dt} = -\Delta\omega \cdot \left( \frac{1}{2} + \sum_{n=-\infty}^{+\infty} (-1)^n \cdot \cos(n \cdot \Delta\omega \cdot t) \right) \quad (9)$$

El espectro  $\frac{d \arg\{X_{BB}(\omega)\}}{d\omega}$  con respecto a la primera derivada temporal  $\frac{d \arg\{x_{BB}(t)\}}{dt}$  de la fase  $\arg\{x_{BB}(t)\}$  de la señal de recepción en la banda de base  $x_{BB}(t)$ , por tanto, resulta de acuerdo con la ecuación (10).

15

$$\frac{d \arg\{X_{BB}(\omega)\}}{d\omega} = \frac{\Delta\omega}{2} \cdot (1 - \delta(\omega \pm \Delta\omega) + \delta(\omega \pm 2 \cdot \Delta\omega) - \delta(\omega \pm 3 \cdot \Delta\omega) \pm \dots) \quad (10)$$

De forma análoga al espectro de magnitud, también el espectro  $\frac{d \arg\{X_{BB}(\omega)\}}{d\omega}$  con respecto a la primera derivada temporal  $\frac{d \arg\{x_{BB}(t)\}}{dt}$  de la fase  $\arg\{x_{BB}(t)\}$  de la señal de recepción en la banda de base  $x_{BB}(t)$  de

20

acuerdo con la ecuación (10), como se puede obtener también de la Figura 6B, en la frecuencia cero, en la frecuencia de diferencia,  $\Delta\omega$  y en los armónicos superiores  $n \cdot \Delta\omega$  de la frecuencia de diferencia presenta respectivamente una línea espectral.

25

La magnitud  $|x_{BB}(t)|$  de la señal de recepción en la banda de base  $x_{BB}(t)$  y la fase  $\arg\{x_{BB}(t)\}$  de la señal de recepción en la banda de base  $x_{BB}(t)$  se suministra como alternativa a un filtro de paso de banda o al mismo tiempo, respectivamente, a un filtro de paso de banda para la eliminación de líneas espectrales en todo el intervalo de onda armónica o solo en un determinado segmento del intervalo de onda armónica de la frecuencia de diferencia. La frecuencia límite inferior y superior de los respectivos filtros de paso de banda está orientada en la menor y la mayor

de todas las frecuencias de diferencia que aparecen según el estándar CLIMAX en el caso de la eliminación de todo el intervalo de onda armónica o en la frecuencia límite inferior del segmento del intervalo de onda armónica que se ha de eliminar.

- 5 Después de una adaptación del nivel de señal, en una primera forma de realización de la invención se realiza el establecimiento de la función de autocorrelación  $R_{xx}(m)$  de acuerdo con la ecuación (11).

$$R_{xx}(m) = \frac{1}{N} \cdot \sum_{n=0}^{N-m} x(n) \cdot x(n+m) \quad \text{para } m = 0, 1, \dots, N-1 \quad (11)$$

- 10 Como señal  $x(n)$  se puede usar la magnitud  $|x_{BB}(n)|$  de la señal de recepción en la banda de base  $x_{BB}(n)$  o la fase  $\arg\{x_{BB}(n)\}$  de la señal de recepción en la banda de base  $x_{BB}(n)$  en los momentos de exploración  $n$  discretos.

- 15 A continuación se realiza en la primera forma de realización de la invención el establecimiento de los valores del espectro de densidad de potencia  $\Gamma_x(\omega)$  en las frecuencias de diferencia individuales  $\Delta\omega_i$  de acuerdo con la ecuación (12). El establecimiento del espectro de densidad de potencia  $\Gamma_x(\omega)$  se realiza de acuerdo con el teorema de Wiener-Khinchine de la transformación de Fourier discreta de la función de autocorrelación  $R_{xx}(m)$ .

$$\Gamma_x(\omega) = \sum_{m=-N+1}^{N-1} R_{xx}(m) \cdot e^{-j\omega m} \quad (12)$$

- 20 En la segunda forma de realización de la invención se realiza el establecimiento de los valores del espectro de densidad de potencia  $\Gamma_x(\omega)$  en las frecuencias de diferencia individuales  $\Delta\omega_i$  de acuerdo con la ecuación (13) a partir de la transformación de Fourier discreta y la formación posterior de magnitud de la función  $x(n)$  para la cual se usa la magnitud  $|x_{BB}(n)|$  de la señal de recepción en la banda de base  $x_{BB}(n)$  y/o la fase  $\arg\{x_{BB}(n)\}$  de la señal de recepción en la banda de base  $x_{BB}(n)$  en los momentos de exploración discretos  $n$ .

$$\Gamma_x(\omega) = \left| \sum_{n=-N+1}^{N-1} x(n) \cdot e^{-j\omega n} \right|^2 \quad (13)$$

- 25 Para el caso de que las frecuencias de diferencia en la señal de recepción a causa del efecto Doppler y/o a causa de fluctuaciones de frecuencia de los osciladores usados en el emisor y/o receptor estén sometidas a una fluctuación de frecuencia, se produce un ensanchamiento de la línea espectral en el espectro de densidad de potencia en la frecuencia de diferencia superpuesta con una fluctuación de frecuencia, tal como se muestra a continuación:

- 30 Ya que la función de autocorrelación  $R_{xx}(m)$  representa una función par, para la deducción adicional se tiene en cuenta únicamente el término de coseno del término exponencial complejo en la relación matemática para el espectro de densidad de potencia  $\Gamma_x(\omega_k)$  en la frecuencia de diferencia  $\omega_k$  en la ecuación (12).

$$\Gamma_x(\omega_k) = \sum_{m=-N+1}^{N-1} R_{xx}(m) \cdot \cos(\omega_k \cdot m) \quad (14)$$

- 35 Resulta un valor óptimo para el espectro de densidad de potencia  $\Gamma_x(\omega_k)$  cuando la función de autocorrelación  $R_{xx}(m)$  representa también una función de coseno con la frecuencia  $\omega_k \cdot m$ . Con una fluctuación de frecuencia  $\Delta\omega$  de la frecuencia de diferencia  $\omega_k$  se empeora el valor del espectro de densidad de potencia  $\Gamma_x(\omega_k + \Delta\omega)$ . Para examinar el efecto de una fluctuación de frecuencia  $\Delta\omega$  de la frecuencia de diferencia  $\omega_k$  sobre el espectro de densidad de potencia  $\Gamma_x(\omega_k + \Delta\omega)$  se transforma la relación matemática discreta para el espectro de densidad de potencia  $\Gamma_x(\omega_k)$  en una relación matemática continua para el espectro de densidad de potencia  $\Gamma_x(\omega_k + \Delta\omega)$  de acuerdo con la ecuación (15), en la que  $T$  es la duración de la secuencia de autocorrelación. La resolución de la integral en la ecuación (15) conduce a la función si que está representada dependiendo de la fluctuación de frecuencia  $\Delta\omega$  y para diferentes longitudes  $T$  de la secuencia de autocorrelación en la Figura 11.
- 40

$$\begin{aligned}
 \Gamma_x(\omega_k + \Delta\omega_k) &= \frac{2}{T} \cdot \int_{\tau=0}^T \cos(\omega_k \cdot \tau) \cdot \cos((\omega_k + \Delta\omega) \cdot \tau) d\tau = & (15) \\
 &= \frac{1}{T} \cdot \int_{\tau=0}^T \cos(\Delta\omega \cdot \tau) d\tau + \frac{1}{T} \cdot \int_{\tau=0}^T \cos(2 \cdot \omega_k + \Delta\omega \cdot \tau) d\tau = \\
 &= \frac{1}{\Delta\omega \cdot T} \cdot \text{sen}(\Delta\omega \cdot T) + \frac{1}{\underbrace{(2 \cdot \omega_k + \Delta\omega) \cdot T}_{\rightarrow 0 \text{ para } \omega_k \gg \Delta\omega}} \cdot \text{sen}((2 \cdot \omega_k + \Delta\omega) \cdot T) = \\
 &= \text{si}(\Delta\omega \cdot T)
 \end{aligned}$$

5 Como se obtiene de la ecuación (15) así como la Figura 11, con longitud  $T$  creciente de la secuencia de autocorrelación empeora el ancho de banda  $\Delta B$  admisible para fluctuaciones de frecuencia  $\Delta\omega$  en la respectiva frecuencia de diferencia  $\omega_k$ , mientras que al mismo tiempo aumenta la selectividad de frecuencia en el caso del registro de una línea espectral del espectro de densidad de potencia  $\Gamma_x(\omega_k)$  con longitud  $T$  creciente de la secuencia de autocorrelación.

10 A continuación se explica la primera forma de realización del procedimiento de acuerdo con la invención para la generación de una señal para la supresión de una señal de recepción en las manifestaciones de la primera subvariante de la primera y segunda variante de la invención mediante el diagrama de flujo en la Figura 4A. Para esto se describen también la primera y segunda variante de la primera forma de realización del dispositivo de acuerdo con la invención para la generación de una señal para la supresión de una señal de recepción mediante el diagrama de bloques en las Figuras 2A y 2B.

15 En la primera etapa del procedimiento S10 se transforma la señal de recepción analógica  $e(t)$ , que está compuesta de acuerdo con la Figura 5, por ejemplo, por dos señales útiles periódicas y una parte de señal de ruido superpuesta, en un transformador analógico-digital 1 en una señal de recepción digital  $e(n)$  correspondiente.

20 En la siguiente etapa del procedimiento S20 se realiza en una mezcladora 2 una mezcla descendente de la señal de recepción digital  $e(n)$  de la banda de frecuencia intermedia a la banda de base. Para esto, la mezcladora 2 es alimentada por un oscilador local 3 con la portadora de frecuencia intermedia.

25 Como alternativa, la mezcla descendente de la señal de recepción en la primera forma de realización al igual que en todas las demás formas de realización todavía desveladas se puede llevar a cabo antes de la transformación analógica-digital y está abarcada por la invención. En este caso, la mezcladora 2 junto con el oscilador local 3 está conectada delante del transformador analógico-digital 1.

30 El establecimiento de la magnitud  $|e(n)|$  y de la fase diferencial  $\frac{d \arg \{e(n)\}}{dn}$  de la señal de recepción digital en la banda de base con ayuda de un denominado componente CORDIC 4 es contenido de la etapa del procedimiento S30.

En la primera variante de la primera forma de realización de la invención se suministra la magnitud  $|e(n)|$  o la fase diferencial  $\frac{d \arg \{e(n)\}}{dn}$  de la señal de recepción digital en la banda de base a través de un conmutador 5 a un primer filtro de paso de banda  $6_1$  posterior. En la segunda variante de la primera forma de realización de la invención se suministra la magnitud  $|e(n)|$  de la señal de recepción digital en la banda de base a un primer filtro de paso de banda  $6_1$  y la fase diferencial  $\frac{d \arg \{e(n)\}}{dn}$  de la señal de recepción digital en la banda de base a un segundo filtro de paso de banda  $6_2$ .

40 En el primer y en el segundo filtro de paso de banda  $6_1$  y  $6_2$  se realiza en la siguiente etapa del procedimiento S40 una filtración de paso de banda de la respectiva señal de banda de base – magnitud  $|e(n)|$  y/o fase diferencial  $\frac{d \arg \{e(n)\}}{dn}$  de la señal de recepción digital  $|e(n)|$  en la banda de base– dentro de la banda de frecuencia en la que se encuentran las frecuencias de diferencia individuales del estándar CLIMAX. Todas las frecuencias de

diferencia del actual estándar CLIMAX se encuentran, de acuerdo con la tabla en la Figura 1, dentro del intervalo de frecuencias entre 4 kHz y 16 kHz. Naturalmente, la invención abarca también otros intervalos de frecuencia con frecuencias de diferencia de futuros estándares CLIMAX. El resultado de la filtración de paso de banda está representado en el diagrama de frecuencia de la Figura 8, en el que se puede observar claramente el intervalo de frecuencias con filtración de paso de banda entre 4 kHz y 16 kHz con la línea espectral de señal útil a 10 kHz.

En la siguiente etapa del procedimiento S50 se realiza una regulación automática del nivel de la respectiva señal de banda de base filtrada –recorrido de señal filtrado de la magnitud  $|e(n)|$  y/o de la fase diferencial  $\frac{d \arg \{e(n)\}}{dn}$  de

la señal de recepción digital– en una primera y/o segunda unidad funcional para la regulación automática del nivel de la señal de recepción  $7_1$  o  $7_2$ . Con la regulación automática del nivel se realiza una normalización de la respectiva señal de banda de base  $x(n)$  con el correspondiente valor efectivo –valor cuadrático medio (RMS)– de acuerdo con la ecuación (16).

$$\bar{x}(n) = \frac{x(n)}{\sqrt{E\{x(n)^2\}}} \quad (16)$$

La normalización con el correspondiente valor RMS (RMS = Root Mean Square = raíz del valor medio cuadrático) posibilita una adaptación óptima de la respectiva señal de banda de base  $x(n)$  al intervalo dinámico de los pasos individuales de procesamiento en la cadena de procesamiento de señal, al usarse por un lado el intervalo dinámico presente de los pasos de procesamiento individuales en la cadena de procesamiento de señal de la mejor manera posible y al evitarse, por otro lado, un desbordamiento (overflow) en los pasos individuales de procesamiento en la cadena de procesamiento de señal.

En la posterior etapa del procedimiento S60, la respectiva señal de recepción filtrada y normalizada con respecto a su nivel de señal se somete en un primer y/o segundo autocorrelacionador  $8_1$  y/o  $8_2$  a una autocorrelación de acuerdo con la ecuación (11). En la Figura 9 está representado el resultado de la autocorrelación. Se puede observar la periodicidad (12,8 valores de exploración por periodo) de la línea espectral con la frecuencia de diferencia con valor de 10 kHz en la función de autocorrelación  $R_{xx}(m)$  así como el ruido residual todavía existente después de la filtración de paso de banda y el valor máximo típico para una función de autocorrelación en el momento cero.

En la siguiente etapa del procedimiento se establecen los valores del espectro de densidad de potencia  $\Gamma_x(\omega)$  de la señal de recepción filtrada y adaptada en relación con su nivel de señal en las frecuencias de diferencia individuales del estándar CLIMAX usado. Para esto, de acuerdo con la ecuación (12) correspondientemente al teorema de Wiener-Khintchine se establece el espectro de densidad de potencia  $\Gamma_x(\omega)$  de la señal de recepción mediante transformación de Fourier de la función de autocorrelación de la señal de recepción en un primer y/o segundo transformador de Fourier discreto  $9_1$  y/o  $9_2$ . Las frecuencias de diferencia que están almacenadas respectivamente en una primera y/o segunda memoria de frecuencia de referencia  $10_1$  y/o  $10_2$  resultan a partir de las diferencias entre todas las frecuencias portadoras con el ancho de banda de portadora de frecuencia usada y la cantidad usada de portadoras de frecuencia. Con, por ejemplo, un ancho de banda de portadora de frecuencia de 25 kHz y en total 5 portadoras de frecuencia resultan, de acuerdo con la tabla en la Figura 1, las siguientes frecuencias de diferencia: 4 kHz, 8 kHz, 12 kHz y 16 kHz. En la Figura 10 está representado el espectro de densidad de potencia  $\Gamma_x(\omega)$  de la señal de recepción. Se puede observar claramente la línea espectral de señal útil con la frecuencia de diferencia con valor de 10 kHz que se puede detectar, frente a los niveles de señal de ruido adyacentes, con una elevada selectividad de frecuencia.

En la siguiente etapa del procedimiento S80, de todos los valores respectivamente detectados con las frecuencias de diferencia individuales del espectro de densidad de potencia  $\Gamma_x(\omega)$  de la señal de recepción en un primer y/o segundo detector de valor máximo  $11_1$  y/o  $11_2$  se establece el valor respectivamente mayor del espectro de densidad de potencia  $\Gamma_x(\omega)$  de la señal de recepción.

Ya que se establecen los valores del espectro de densidad de potencia  $\Gamma_x(\omega)$  de la señal de recepción con las frecuencias de diferencia individuales de forma casi continua, también el mayor valor establecido en la etapa del procedimiento S80 del espectro de densidad de potencia  $\Gamma_x(\omega)$  de la señal de recepción presenta un recorrido en el tiempo prácticamente continuo. Para evitar una constante conmutación en la salida de un primer y/o segundo comparador  $13_1$  y/o  $13_2$  posterior –un denominado "proceso de golpeteo"–, el recorrido prácticamente continuo del mayor valor del espectro de densidad de potencia  $\Gamma_x(\omega)$  de la señal de recepción en la siguiente etapa del procedimiento S90 se somete a filtración de paso bajo a través de un primer y/o segundo filtro de paso bajo  $12_1$  y/o  $12_2$  para el alisamiento de la señal.

En la siguiente etapa del procedimiento S100, el respectivo recorrido con filtración de paso bajo del mayor valor del espectro de densidad de potencia  $\Gamma_x(\omega)$  de la señal de recepción se compara en un primer y/o segundo comparador 13<sub>1</sub> y/o 13<sub>2</sub> con un primer y/o segundo valor umbral.

5 El uso de un primer y segundo valor umbral normalmente diferentes en el primer y segundo comparador 13<sub>1</sub> y/o 13<sub>2</sub> está fundamentado en el hecho de que el nivel del espectro de densidad de potencia  $\Gamma_x(\omega)$  entre la magnitud  $|e(n)|$  y la fase  $\arg\{e(n)\}$  de la señal de recepción digital en la banda de base por norma general es diferente y mediante el uso de un primer y segundo valor umbral diferente y respectivamente adaptado se iguala la activación o desactivación de la señal para la supresión de la señal de recepción entre el primer y segundo comparador 13<sub>1</sub> y 13<sub>2</sub> en el primer y segundo curso de señal.

Adicionalmente al alisamiento de señal en el primer y/o segundo filtro de paso bajo 12<sub>1</sub> y/o 12<sub>2</sub>, para evitar un "proceso de golpeteo" en el primer y segundo comparador 13<sub>1</sub> y 13<sub>2</sub> se implementa respectivamente una histéresis con un primer y segundo valor umbral superior para la desactivación de la señal para la supresión de la señal de recepción y con un primer y segundo valor umbral inferior para la activación de la señal para la supresión de la señal de recepción.

En la siguiente etapa del procedimiento S110, en la salida del primer o segundo comparador 13<sub>1</sub> o 13<sub>2</sub> se activa respectivamente la señal para la supresión de la señal de recepción, la denominada señal silenciadora de ruido de fondo, en caso de que el recorrido filtrado con paso bajo del mayor valor del espectro de densidad de potencia  $\Gamma_x(\omega)$  de la señal de recepción quede por debajo del primer o segundo valor umbral inferior. Equivalentemente, en la salida del primer o segundo comparador 13<sub>1</sub> o 13<sub>2</sub> se desactiva respectivamente la señal para la supresión de la señal de recepción, la denominada señal silenciadora de ruido de fondo, en caso de que el recorrido filtrado con paso bajo del mayor valor del espectro de densidad de potencia  $\Gamma_x(\omega)$  de la señal de recepción supere el primer o segundo valor umbral superior.

En la etapa del procedimiento S120 final que se aplica únicamente en la segunda variante de la primera forma de realización de la invención, las dos señales de salida del primer y segundo comparador 13<sub>1</sub> y 13<sub>2</sub> o del primer y segundo curso de señal se vinculan en una operación Y lógica a través de una compuerta Y 14 para la generación de la señal en sí para la supresión de la señal de recepción.

A continuación se explica la segunda forma de realización del procedimiento de acuerdo con la invención para la generación de una señal para la supresión de una señal de recepción mediante el diagrama de flujo en las manifestaciones de la primera subvariante de la primera y segunda variante de la invención en la Figura 4B. Para esto se describen también la primera y segunda variante de la segunda forma de realización del dispositivo de acuerdo con la invención para la generación de una señal para la supresión de una señal de recepción mediante el diagrama de bloques en las Figuras 3A y 3B.

Las etapas del procedimiento S200, S210, S220, S230, S240, S270, S280, S290, S300 y S310 de la segunda forma de realización del procedimiento de acuerdo con la invención para la generación de una señal para la supresión de una señal de recepción se corresponden con las etapas del procedimiento S10, S20, S30, S40, S50, S80, S90, S100, S110 y S120 de la primera forma de realización del procedimiento de acuerdo con la invención para la generación de una señal para la supresión de una señal de recepción y a continuación no se describen adicionalmente. También las unidades funcionales correspondientes 1, 2, 3, 4, 5, 6<sub>1</sub>, 6<sub>2</sub>, 7<sub>1</sub>, 7<sub>2</sub>, 9<sub>1</sub>, 9<sub>2</sub>, 10<sub>1</sub>, 10<sub>2</sub>, 11<sub>1</sub>, 11<sub>2</sub>, 12<sub>1</sub>, 12<sub>2</sub>, 13<sub>1</sub>, 13<sub>2</sub>, 14 en la primera y segunda variante de la segunda forma de realización del dispositivo de acuerdo con la invención para la generación de una señal para la supresión de una señal de recepción se corresponden con las respectivas unidades funcionales 1, 2, 3, 4, 5, 6<sub>1</sub>, 6<sub>2</sub>, 7<sub>1</sub>, 7<sub>2</sub>, 9<sub>1</sub>, 9<sub>2</sub>, 10<sub>1</sub>, 10<sub>2</sub>, 11<sub>1</sub>, 11<sub>2</sub>, 12<sub>1</sub>, 12<sub>2</sub>, 13<sub>1</sub>, 13<sub>2</sub>, 14 en la primera y segunda variante de la segunda forma de realización del dispositivo de acuerdo con la invención para la generación de una señal para la supresión de una señal de recepción y a continuación tampoco se tratan adicionalmente.

En la segunda forma de realización de la invención, en la etapa del procedimiento S250 se establece la respectiva transformada de Fourier de la señal de recepción filtrada y regulada en relación con su nivel de señal en las frecuencias de diferencia individuales en el primer y/o segundo transformador de Fourier discreto 9<sub>1</sub> y/o 9<sub>2</sub>. El primer y/o segundo transformador de Fourier discreto 9<sub>1</sub> y/o 9<sub>2</sub> obtiene las frecuencias de diferencia individuales respectivamente de una memoria de frecuencia de referencia 10<sub>1</sub> y/o 10<sub>2</sub>.

En la posterior etapa del procedimiento S260 se realiza mediante formación de la magnitud de las transformadas de Fourier respectivamente establecidas en las frecuencias de diferencia individuales de la señal de recepción filtrada y regulada en relación con su nivel de señal en el primer y/o segundo formador de magnitud 15<sub>1</sub> y/o 15<sub>2</sub> la determinación del espectro de densidad de potencia  $\Gamma_x(\omega)$  de la señal de recepción de acuerdo con la ecuación (13).

Mientras que en la primera subvariante representada hasta ahora de las variantes y formas de realización individuales de la invención se establece la activación o desactivación de la señal para la supresión de la señal de recepción a base de una única línea espectral en el espectro de densidad de potencia, en concreto la línea espectral

en el espectro de densidad de potencia con la mejor recepción en el receptor y, por tanto, el mayor valor de nivel, se realiza la activación o desactivación de la señal para la supresión de la señal de recepción en una segunda y tercera subvariante de la invención que está representada en las Figuras 14A y 14B solamente al existir varias líneas espectrales establecidas respectivamente de antemano del espectro de densidad de potencia con, respectivamente, un valor de nivel mínimo.

Aquí se trata en el caso de la segunda subvariante de la invención de líneas espectrales del espectro de densidad de potencia con varias frecuencias de diferencia definidas en el intervalo de onda fundamental o en el caso de la tercera subvariante de la invención de líneas espectrales del espectro de densidad de potencia en el intervalo de onda fundamental y al mismo tiempo armónica, que presentan todas respectivamente un valor de nivel por encima de un valor de nivel mínimo establecido de antemano. En caso de tener en cuenta líneas espectrales del espectro de densidad de potencia con varias frecuencias de diferencia en el intervalo de onda fundamental y al mismo tiempo armónica, la frecuencia límite superior del primer y/o segundo filtro de paso de banda  $6_1$  y/o  $6_2$  se tiene que desplazar de forma correspondiente al intervalo de onda armónica.

En lugar de un primer y/o segundo detector de valor máximo  $11_1$  y/u  $11_2$ , tal como está representado en las Figuras 2A, 2B, 3A y 3B, en la segunda y la tercera subvariante de la invención como está representado en la Figura 14A para la primera variante de la primera forma de realización de la invención y en la Figura 14B para la primera variante de la segunda forma de realización de la invención, está prevista una cantidad  $n$  correspondiente a la cantidad de frecuencias de diferencia en el intervalo de onda fundamental y armónica de acuerdo con el estándar CLIMAX de cursos de señal con respectivamente un filtro de paso bajo  $12_{11}, 12_{12}, \dots, 12_{1n}$  y respectivamente un comparador  $13_{11}, 13_{12}, \dots, 13_{1n}$ .

De este modo, para la línea espectral del espectro de densidad de potencia en cada una de las frecuencias de diferencia observadas en el intervalo de onda fundamental y armónica se activa o desactiva una señal en la salida del respectivo comparador  $13_{11}, 13_{12}, \dots, 13_{1n}$  dependiendo del valor del nivel de la línea espectral en relación con el valor umbral inferior o superior. A través de una unidad lógica 16 que está unida con las salidas de los comparadores individuales  $13_{11}, 13_{12}, \dots, 13_{1n}$ , para la activación o desactivación de la señal para la supresión de la señal de recepción, las señales de salida individuales de los comparadores  $13_{11}, 13_{12}, \dots, 13_{1n}$  se pueden vincular en una operación lógica, preferentemente Y lógica, entre sí y, por tanto, se pueden seleccionar las frecuencias de diferencia en el intervalo de onda fundamental y/o armónica en las que se encuentran los valores del espectro de densidad de potencia usados para la generación de la señal para la supresión de la señal de recepción.

Para aumentar el ancho de banda  $\Delta B$  con fluctuación de frecuencia  $\Delta\omega$  que aparece de acuerdo con la ecuación (15) y la Figura 11 se establece no solamente el valor del espectro de densidad de potencia  $\Gamma_x(\omega)$  con la frecuencia de diferencia  $\omega_k$ , sino también con frecuencias adyacentes  $\omega_k \pm \Delta\omega$  como está representado en la Figura 12.

En la Figura 13 está representado el campo de aplicación de la generación de señal silenciadora de ruido de fondo de acuerdo con la invención a base de la medición del espectro de densidad de potencia en comparación con la generación de señal silenciadora de ruido de fondo a base de una medición de relación señal-ruido dependiendo de la potencia de una primera portadora de señal útil y la amortiguación relativa de la segunda portadora de señal útil con respecto a la primera portadora de señal útil en un funcionamiento CLIMAX.

La generación de señal silenciadora de ruido de fondo a base de una medición de relación señal-ruido según el estado de la técnica está limitada al campo de aplicación en el que está presente un elevado nivel de potencia de una portadora de señal útil. Obsérvese en la Figura 13 la potencia comparativamente alta de la primera portadora de señal útil entre -70 dBm y -115 dBm con una relación señal-ruido mayor de 10 dB y la amortiguación en comparación relativamente baja de la segunda portadora de señal útil con respecto a la primera portadora de señal útil entre -20 dBm y -40 dBm.

La generación de señal silenciadora de ruido de fondo de acuerdo con la invención a base de la medición del espectro de densidad de potencia, por el contrario, está limitada al campo de aplicación sustancialmente mayor por encima de un límite de confianza determinado. En la Figura 13 está representado el campo de aplicación por encima del límite de confianza del 50 % representado con línea discontinua. Además del límite de confianza del 50 % usado normalmente se pueden usar naturalmente también otros valores para el límite de confianza.

La invención no está limitada a las formas de realización, variantes y subvariantes representadas. La invención abarca todas las combinaciones de las formas de realización, variantes y subvariantes desveladas, en particular una combinación de las subvariantes representadas en las Figuras 14A y 14B de la primera variante de la primera y segunda forma de realización con la segunda variante representada en la Figura 2B o la Figura 3B de la primera y segunda forma de realización.

## REIVINDICACIONES

- 5 1. Procedimiento para la activación o desactivación de una señal para la supresión de una señal de recepción que está compuesta por la superposición de varias señales emitidas en cada caso por un emisor y diferentes en la frecuencia y un ruido mediante filtros de paso de banda de la señal de recepción (S40; S230), **caracterizado por que** se llevan a cabo adicionalmente las siguientes etapas del procedimiento:
- 10 establecimiento de valores de un espectro de densidad de potencia de la señal de recepción filtrada con cada frecuencia de diferencia (S70; S260) que se obtiene, en cada caso, a partir de la diferencia entre respectivamente dos frecuencias pertenecientes a respectivamente un emisor,
- 15 comparación de los valores del espectro de densidad de potencia en las frecuencias de diferencia con un valor umbral (S100; S290) y activación de la señal para la supresión de la señal de recepción al quedar por debajo del valor umbral en el valor máximo del espectro de densidad de potencia y desactivación de la señal para la supresión de la señal de recepción al superar el valor umbral en el valor máximo del espectro de densidad de potencia (S110; S300).
- 20 2. Procedimiento de acuerdo con la reivindicación 1, **caracterizado por que** el mayor valor del espectro de densidad de potencia se establece en las frecuencias de diferencia y se compara con un valor umbral.
- 25 3. Procedimiento de acuerdo con las reivindicaciones 1 o 2, **caracterizado por que** los valores del espectro de densidad de potencia se establecen en frecuencias de diferencia seleccionadas en un intervalo de onda fundamental y se comparan en cada caso con un valor umbral.
- 30 4. Procedimiento de acuerdo con las reivindicaciones 1 o 2, **caracterizado por que** los valores del espectro de densidad de potencia se establecen en frecuencias de diferencia seleccionadas en un intervalo de onda fundamental y en un intervalo de onda armónica y se comparan en cada caso con un valor umbral.
- 35 5. Procedimiento de acuerdo con una de las reivindicaciones 1 a 4, **caracterizado por que** se genera una señal definitiva para la supresión de la señal de recepción mediante vinculación lógica de las señales respectivamente generadas en las salidas de varios comparadores para la supresión de la señal de recepción (S120; S310).
- 40 6. Procedimiento de acuerdo con una de las reivindicaciones 1 a 5, **caracterizado por que** el establecimiento del espectro de densidad de potencia de la señal de recepción filtrada comprende las siguientes etapas del procedimiento:
- 45
  - autocorrelación de la señal de recepción filtrada (S60) y
  - establecimiento de una transformada de Fourier de la señal de recepción autocorrelacionada (S70).
- 50 7. Procedimiento de acuerdo con una de las reivindicaciones 1 a 5, **caracterizado por que** el establecimiento del espectro de densidad de potencia de la señal de recepción filtrada comprende las siguientes etapas del procedimiento:
- 55
  - establecimiento de una transformada de Fourier de la señal de recepción filtrada (S250) y
  - formación de la magnitud de la transformada de Fourier establecida (S260).
- 60 8. Procedimiento de acuerdo con una de las reivindicaciones 1 a 7, **caracterizado por que** de la señal de recepción se usa la magnitud de la señal de recepción.
- 65 9. Procedimiento de acuerdo con una de las reivindicaciones 1 a 8, **caracterizado por que** de la señal de recepción se usa la primera derivada temporal de la fase de la señal de recepción.
10. Procedimiento de acuerdo con una de las reivindicaciones 1 a 7, **caracterizado por que** para la señal de recepción se usan, al mismo tiempo y de forma separada una de otra, la magnitud y la primera derivada temporal de la fase de la señal de recepción.
11. Procedimiento de acuerdo con la reivindicación 10, **caracterizado por que** la señal para la supresión de la señal de recepción en un curso de señal en el que se compara el valor del espectro de densidad de potencia de la magnitud de la señal de recepción filtrada con un primer valor umbral se vincula, en una operación Y lógica, con la señal para la supresión de la señal de recepción en un curso de señal en el que se compara el valor del espectro de densidad de potencia de la primera derivada temporal de la fase de la señal de recepción filtrada con un segundo valor umbral para la generación de una señal definitiva para la supresión de la señal de recepción.
12. Procedimiento de acuerdo con una de las reivindicaciones 1 a 11, **caracterizado por que** entre la filtración y el establecimiento del espectro de densidad de potencia de la señal de recepción se lleva a cabo una adaptación automática del nivel de la señal de recepción (S50; S240).

13. Procedimiento de acuerdo con una de las reivindicaciones 1 a 12, **caracterizado por que** la frecuencia límite inferior y superior de la filtración de paso de banda es la menor y mayor frecuencia de diferencia.
- 5 14. Procedimiento de acuerdo con una de las reivindicaciones 1 a 13, **caracterizado por que** las frecuencias individuales de las señales enviadas se corresponden con las especificaciones del estándar CLIMAX.
- 10 15. Procedimiento de acuerdo con una de las reivindicaciones 1 a 14, **caracterizado por que** para la activación de la señal para la supresión de la señal de recepción se usa un valor umbral inferior o un primer valor umbral inferior o un segundo valor umbral inferior y para la desactivación de la señal para la supresión de la señal de recepción, un valor umbral superior o un primer valor umbral superior o un segundo valor umbral superior.
- 15 16. Procedimiento de acuerdo con una de las reivindicaciones 1 a 15, **caracterizado por que** antes de la comparación de valores umbral se realiza una filtración de paso bajo para el alisamiento de señal del recorrido en el tiempo del valor del espectro de densidad de potencia (S90; S280).
- 20 17. Procedimiento de acuerdo con una de las reivindicaciones 1 a 16, **caracterizado por que** para aumentar la selectividad de frecuencia en el caso de fluctuaciones de frecuencia de líneas espectrales contenidas en el espectro de densidad de potencia se establecen los valores del espectro de densidad de potencia adicionalmente en frecuencias adyacentes en cada caso a las frecuencias de diferencia.
- 25 18. Dispositivo para la activación o la desactivación de una señal para la supresión de una señal de recepción que está compuesta por la superposición de varias señales enviadas en cada caso por un emisor y diferentes en la frecuencia y un ruido con al menos un filtro de paso de banda (6<sub>1</sub>, 6<sub>2</sub>) para la filtración de paso bajo de la señal de recepción, **caracterizado por** al menos una unidad funcional (8<sub>1</sub>, 8<sub>2</sub>, 9<sub>1</sub>, 9<sub>2</sub>, 10<sub>1</sub>, 10<sub>2</sub>; 9<sub>1</sub>, 9<sub>2</sub>, 10<sub>1</sub>, 10<sub>2</sub>, 15<sub>1</sub>, 15<sub>2</sub>) para la determinación de valores de un espectro de densidad de potencia de la señal de recepción filtrada a cada frecuencia de diferencia que resulta de la diferencia entre dos frecuencias respectivamente pertenecientes a un emisor, y al menos un comparador (13<sub>1</sub>, 13<sub>2</sub>; 13<sub>11</sub>, 13<sub>12</sub>,..., 13<sub>1n</sub>) para la comparación de los valores del espectro de densidad de potencia en, respectivamente, una frecuencia de diferencia con un valor umbral y para la activación o la desactivación de la señal para la supresión de la señal de recepción dependiendo del resultado de la comparación.
- 30 19. Dispositivo de acuerdo con la reivindicación 18, **caracterizado por que** delante de al menos un comparador (13<sub>1</sub>, 13<sub>2</sub>) está conectado, en cada caso, un detector de valor máximo (11<sub>1</sub>, 11<sub>2</sub>) para el establecimiento del mayor valor del espectro de densidad de potencia en las frecuencias de diferencia individuales.
- 35 20. Dispositivo de acuerdo con las reivindicaciones 18 o 19, **caracterizado por que** la unidad funcional (8<sub>1</sub>, 8<sub>2</sub>, 9<sub>1</sub>, 9<sub>2</sub>, 10<sub>1</sub>, 10<sub>2</sub>; 9<sub>1</sub>, 9<sub>2</sub>, 10<sub>1</sub>, 10<sub>2</sub>, 15<sub>1</sub>, 15<sub>2</sub>) para la determinación de valores de un espectro de densidad de potencia de la señal de recepción filtrada comprende un autocorrelacionador (8<sub>1</sub>, 8<sub>2</sub>) para autocorrelacionar la señal de recepción filtrada y un transformador de Fourier (9<sub>1</sub>, 9<sub>2</sub>) para la transformación de Fourier de la señal de recepción autocorrelacionada.
- 40 21. Dispositivo de acuerdo con las reivindicaciones 18 o 19, **caracterizado por que** la unidad funcional (8<sub>1</sub>, 8<sub>2</sub>, 9<sub>1</sub>, 9<sub>2</sub>, 10<sub>1</sub>, 10<sub>2</sub>; 9<sub>1</sub>, 9<sub>2</sub>, 10<sub>1</sub>, 10<sub>2</sub>, 15<sub>1</sub>, 15<sub>2</sub>) para la determinación de valores de un espectro de densidad de potencia de la señal de recepción filtrada comprende un transformador de Fourier (9<sub>1</sub>, 9<sub>2</sub>) para el establecimiento de una transformada de Fourier de la señal de recepción filtrada y un formador de magnitud (15<sub>1</sub>, 15<sub>2</sub>) para la formación de la magnitud de la transformada de Fourier.
- 45 22. Dispositivo de acuerdo con una de las reivindicaciones 18 a 21, **caracterizado por que** delante de cada comparador (13<sub>1</sub>, 13<sub>2</sub>; 13<sub>11</sub>, 13<sub>12</sub>,..., 13<sub>1n</sub>) está conectado respectivamente un filtro de paso bajo (12<sub>1</sub>, 12<sub>2</sub>; 12<sub>11</sub>, 12<sub>12</sub>,..., 12<sub>1n</sub>) para el alisamiento de señal del recorrido en el tiempo del valor del espectro de densidad de potencia.
- 50 23. Dispositivo de acuerdo con una de las reivindicaciones 18 a 22, **caracterizado por que** entre cada filtro de paso de banda (6<sub>1</sub>, 6<sub>2</sub>) y cada unidad funcional (8<sub>1</sub>, 8<sub>2</sub>, 9<sub>1</sub>, 9<sub>2</sub>, 10<sub>1</sub>, 10<sub>2</sub>; 9<sub>1</sub>, 9<sub>2</sub>, 10<sub>1</sub>, 10<sub>2</sub>, 15<sub>1</sub>, 15<sub>2</sub>) para la determinación de valores de un espectro de densidad de potencia de la señal de recepción filtrada está intercalada, en cada caso, una unidad funcional (7<sub>1</sub>, 7<sub>2</sub>) para la adaptación automática del nivel de la señal de recepción.
- 55 24. Dispositivo de acuerdo con una de las reivindicaciones 18 a 23, **caracterizado por que** el filtro de paso de banda (6<sub>1</sub>, 6<sub>2</sub>) comprende una primera unidad de filtro de paso de banda (6<sub>1</sub>) a la cual está suministrada la magnitud o la primera derivada temporal de la fase de la señal de recepción.
- 60 25. Dispositivo de acuerdo con la reivindicación 24, **caracterizado por que** a la primera unidad de filtro de paso de banda (6<sub>1</sub>) en un primer curso de señal está pospuesta al menos una primera unidad funcional (7<sub>1</sub>) para la adaptación automática del nivel de la señal de recepción, una primera unidad funcional (8<sub>1</sub>, 9<sub>1</sub>, 10<sub>1</sub>; 9<sub>1</sub>, 10<sub>1</sub>, 15<sub>1</sub>) para la determinación de valores de un espectro de densidad de potencia de la señal de recepción filtrada, un primer filtro de paso bajo (12<sub>1</sub>; 12<sub>11</sub>, 12<sub>12</sub>,..., 12<sub>1n</sub>) y un primer comparador (13<sub>1</sub>; 13<sub>11</sub>, 13<sub>12</sub>,..., 13<sub>1n</sub>).
- 65

26. Dispositivo de acuerdo con una de las reivindicaciones 18 a 23, **caracterizado por que** los filtros de paso de banda ( $6_1$ ,  $6_2$ ) son un primer filtro de paso de banda ( $6_1$ ) al que está suministrada la magnitud de la señal de recepción y un segundo filtro de paso de banda ( $6_2$ ) al cual está suministrada la primera derivada temporal de la fase de la señal de recepción.
- 5
27. Dispositivo de acuerdo con la reivindicación 26, **caracterizado por que** al primer filtro de paso de banda ( $6_1$ ) en un primer curso de señal está pospuesta al menos una primera unidad funcional ( $7_1$ ) para la adaptación automática del nivel de la señal de recepción, una primera unidad funcional ( $8_1$ ,  $9_1$ ,  $10_1$ ;  $9_1$ ,  $10_1$ ,  $15_1$ ) para la determinación de valores de un espectro de densidad de potencia de la señal de recepción filtrada, un primer filtro de paso bajo ( $12_1$ ;  $12_{11}$ ,  $12_{12}, \dots$ ,  $12_{1n}$ ) y un primer comparador ( $13_1$ ;  $13_{11}$ ,  $13_{12}, \dots$ ,  $13_{1n}$ ) y por que al segundo filtro de paso de banda ( $6_2$ ) en un segundo curso de señal está pospuesta al menos una segunda unidad funcional ( $7_2$ ) para la adaptación automática del nivel de la señal de recepción, una segunda unidad funcional ( $8_2$ ,  $9_2$ ,  $10_2$ ;  $9_2$ ,  $10_2$ ,  $15_2$ ) para la determinación de valores de un espectro de densidad de potencia de la señal de recepción filtrada, un segundo filtro de paso bajo ( $12_2$ ) y un segundo comparador ( $13_2$ ).
- 10
- 15
28. Dispositivo de acuerdo con la reivindicación 27, **caracterizado por que** el primer comparador ( $13_1$ ;  $13_{11}$ ,  $13_{12}, \dots$ ,  $13_{1n}$ ) compara frente a un primer valor umbral y el segundo comparador ( $13_2$ ) frente a un segundo valor umbral.
- 20
29. Dispositivo de acuerdo con las reivindicaciones 27 o 28, **caracterizado por que** con presencia de varios comparadores ( $13_{11}$ ,  $13_{12}, \dots$ ,  $13_{1n}$ ) en el primer o el segundo curso de señal, los comparadores ( $13_{11}$ ,  $13_{12}, \dots$ ,  $13_{1n}$ ) del primer y del segundo curso de señal están unidos respectivamente con una unidad lógica (16).
- 25
30. Dispositivo de acuerdo con una de las reivindicaciones 27 a 29, **caracterizado por que** las señales en la salida del primer y del segundo curso de señal son conducidas a una compuerta Y (14) para la generación de la señal para la supresión de la señal de recepción.
- 30
31. Dispositivo de acuerdo con las reivindicaciones 24 o 25, **caracterizado por que** la frecuencia límite inferior y superior de la primera unidad de filtro de paso de banda ( $6_1$ ) o una segunda unidad de filtro de paso de banda ( $6_2$ ) respectivamente es la menor y la mayor frecuencia de diferencia.
- 35
32. Dispositivo de acuerdo con una de las reivindicaciones 18 a 31, **caracterizado por que** para la activación de la señal para la supresión de la señal de recepción un primer y/o un segundo comparador ( $13_1$ ,  $13_2$ ;  $13_{11}$ ,  $13_{12}, \dots$ ,  $13_{1n}$ ) presentan un primer y/o un segundo valor umbral inferior y para la desactivación de la señal para la supresión de la señal de recepción el primer y/o el segundo comparador ( $13_1$ ,  $13_2$ ;  $13_{11}$ ,  $13_{12}, \dots$ ,  $13_{1n}$ ) presentan como valor umbral un primer y/o un segundo valor umbral superior.

| Cantidad<br>de las frecuencias | Frecuencias                        |                              |                              |                              |                              |
|--------------------------------|------------------------------------|------------------------------|------------------------------|------------------------------|------------------------------|
|                                | Frecuencia<br>de emisor<br>1       | Frecuencia<br>de emisor<br>2 | Frecuencia<br>de emisor<br>3 | Frecuencia<br>de emisor<br>4 | Frecuencia<br>de emisor<br>5 |
| 2                              | <u>Ancho de banda de 8,33 kHz:</u> |                              |                              |                              |                              |
|                                | $f_C - 2,5 \text{ kHz}$            |                              | $f_C + 2,5 \text{ kHz}$      |                              |                              |
| 2                              | <u>Ancho de banda de 25 kHz:</u>   |                              |                              |                              |                              |
|                                | $f_C - 5 \text{ kHz}$              | $f_C + 5 \text{ kHz}$        |                              |                              |                              |
|                                | $f_C - 7,3 \text{ kHz}$            | $f_C$                        | $f_C + 7,3 \text{ kHz}$      |                              |                              |
|                                | $f_C - 7,5 \text{ kHz}$            | $f_C - 2,5 \text{ kHz}$      | $f_C + 2,5 \text{ kHz}$      | $f_C + 7,5 \text{ kHz}$      |                              |
|                                | $f_C - 8 \text{ kHz}$              | $f_C - 4 \text{ kHz}$        | $f_C$                        | $f_C + 4 \text{ kHz}$        | $f_C + 8 \text{ kHz}$        |

Fig. 1

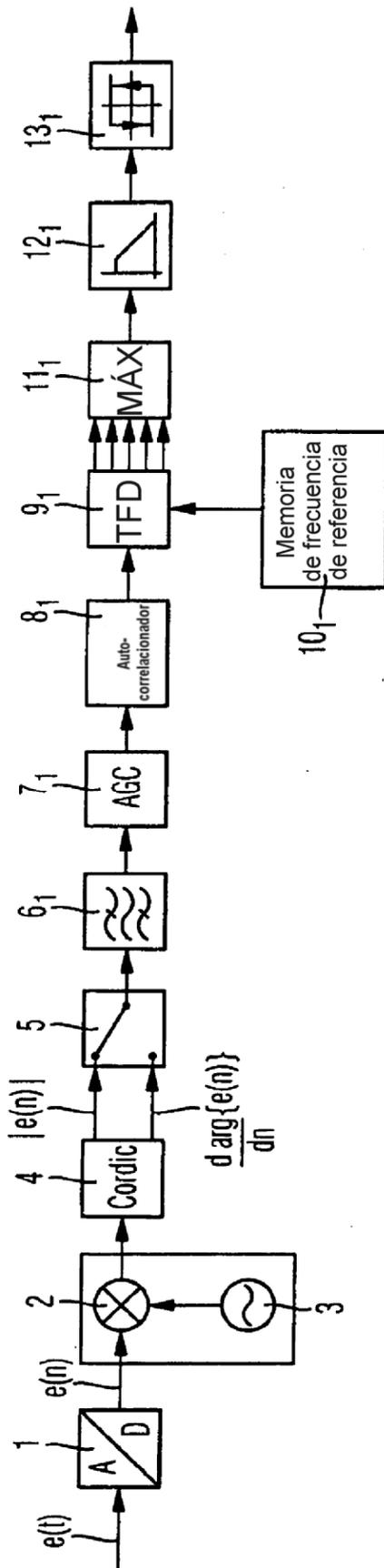


Fig. 2A

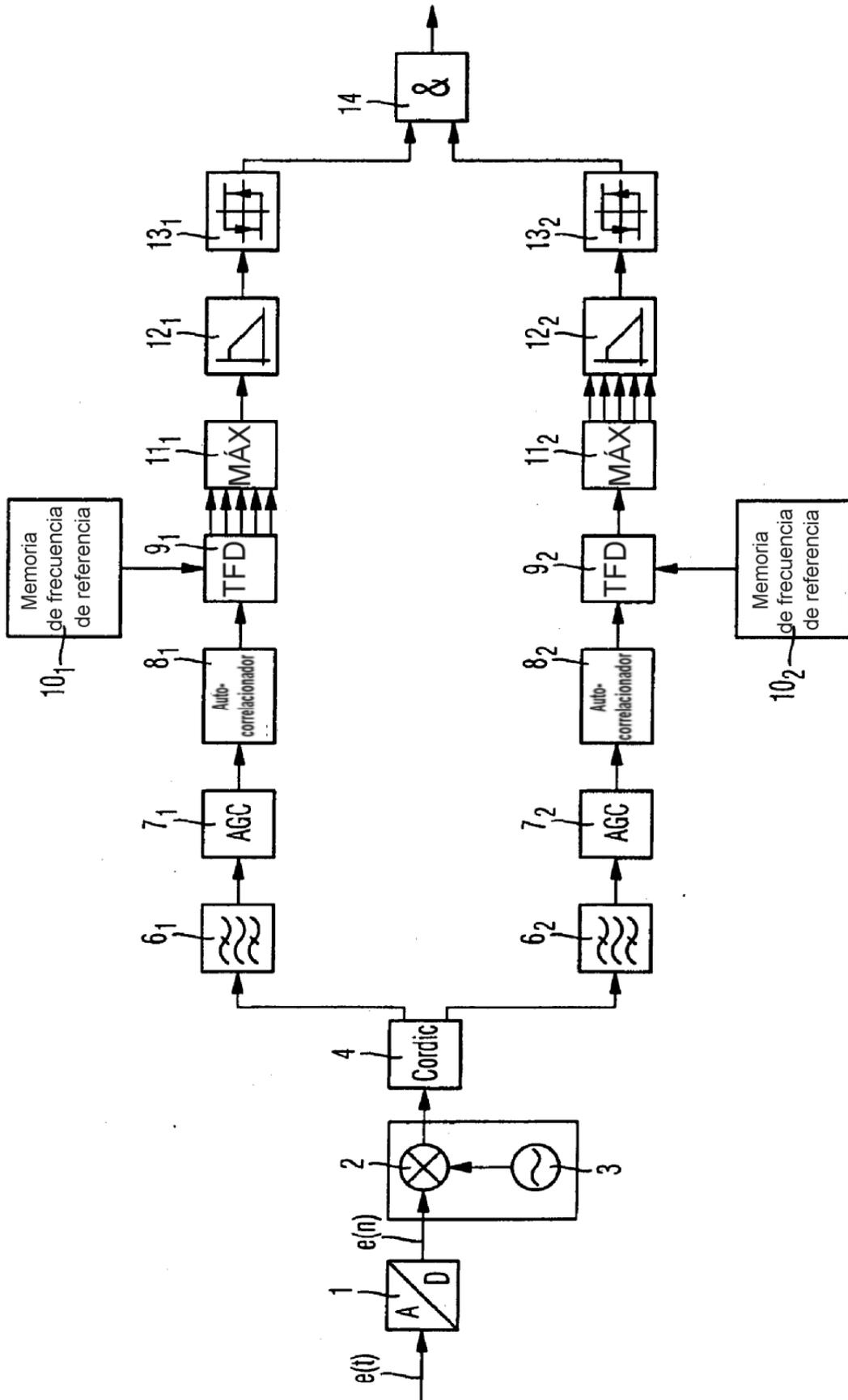


Fig. 2B

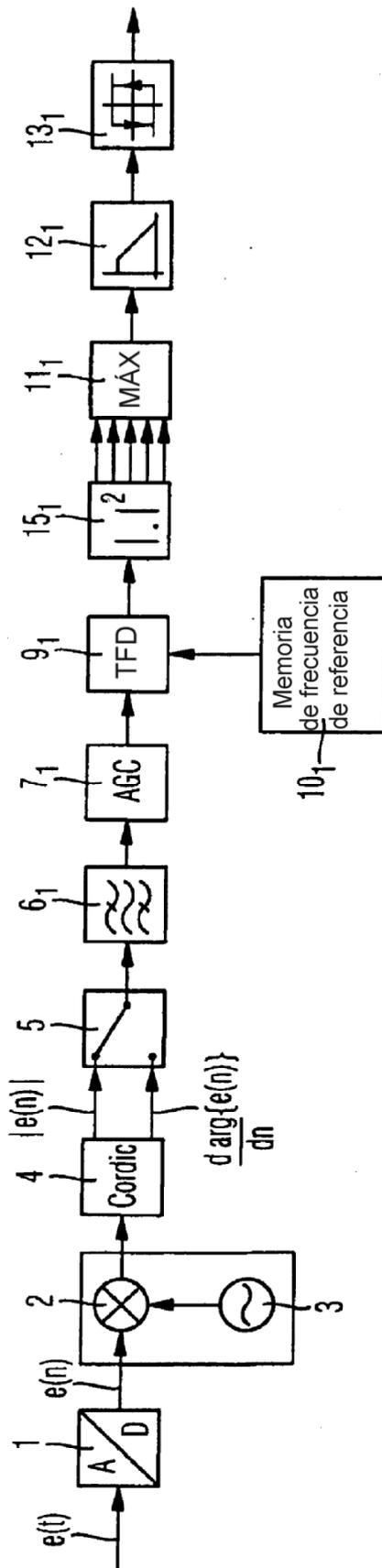


Fig. 3A

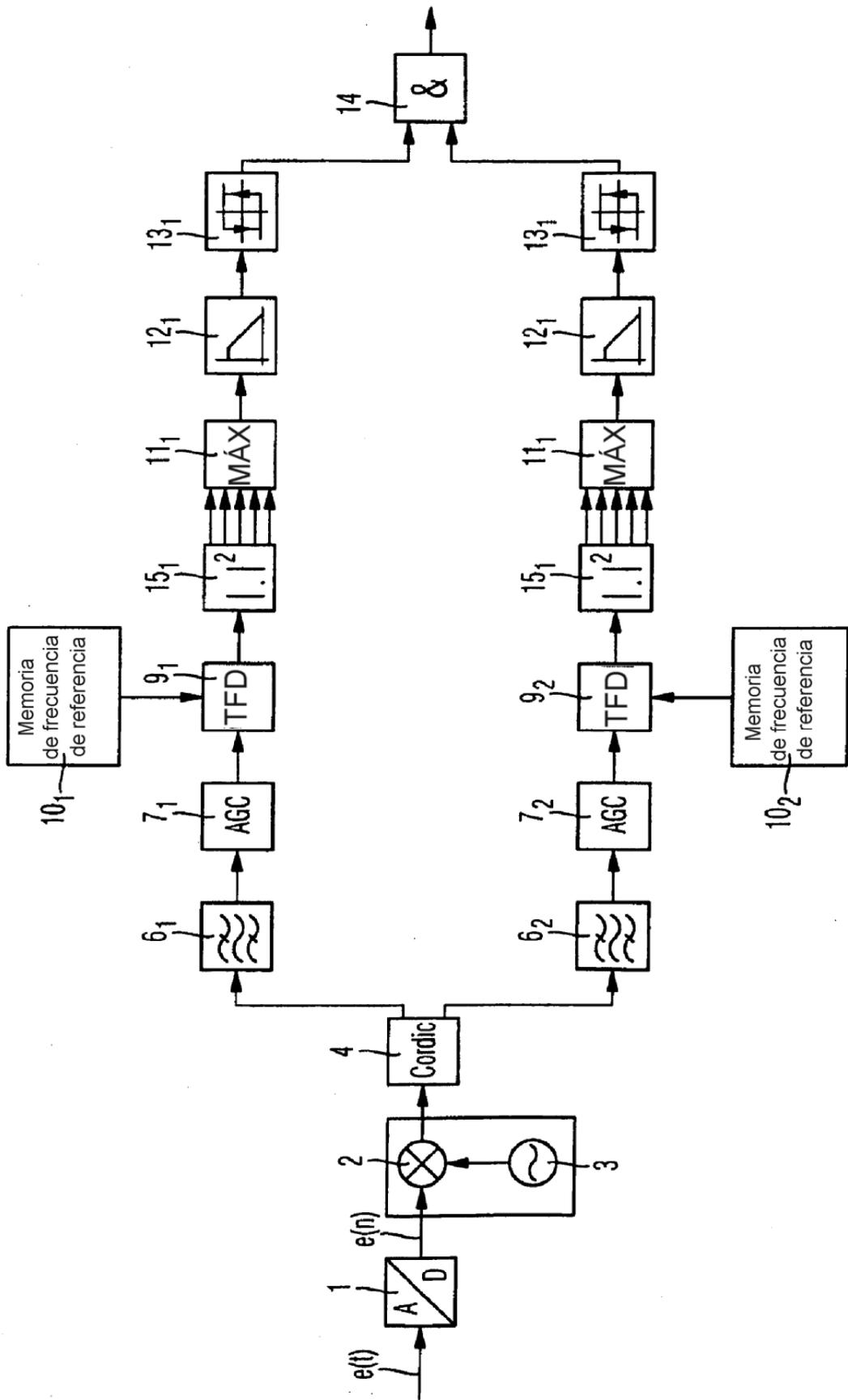


Fig. 3B

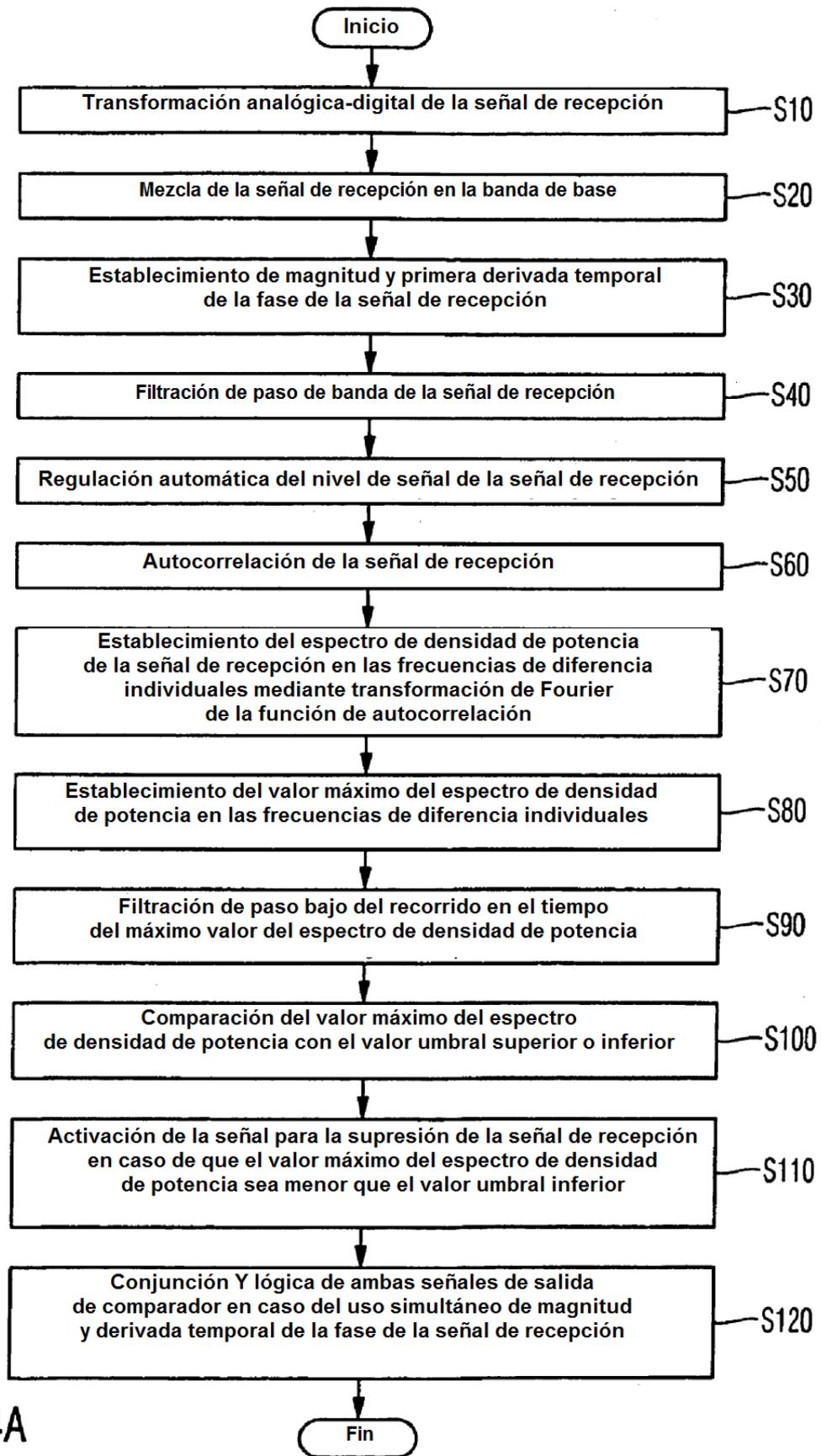


Fig. 4A

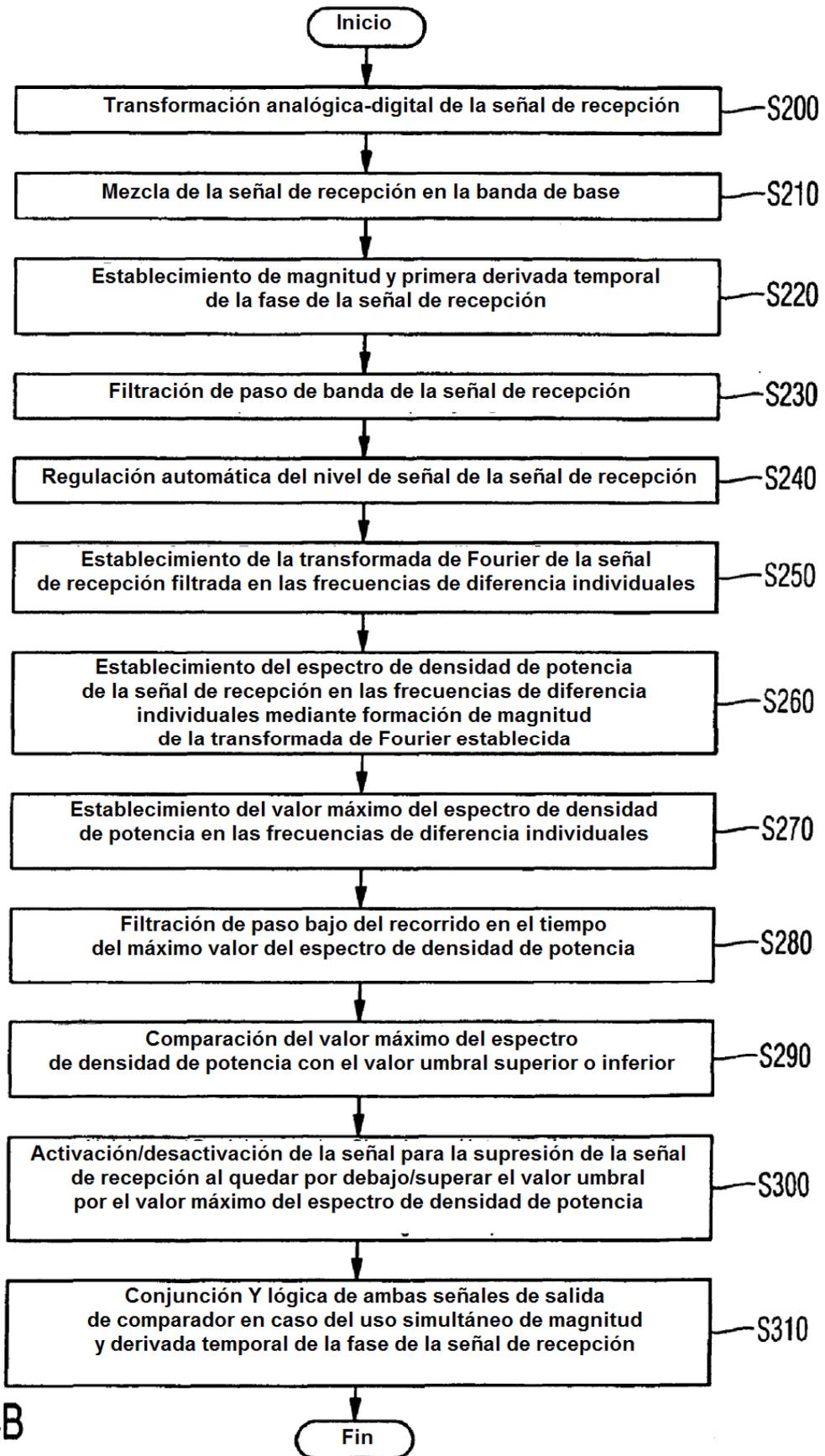


Fig. 4B

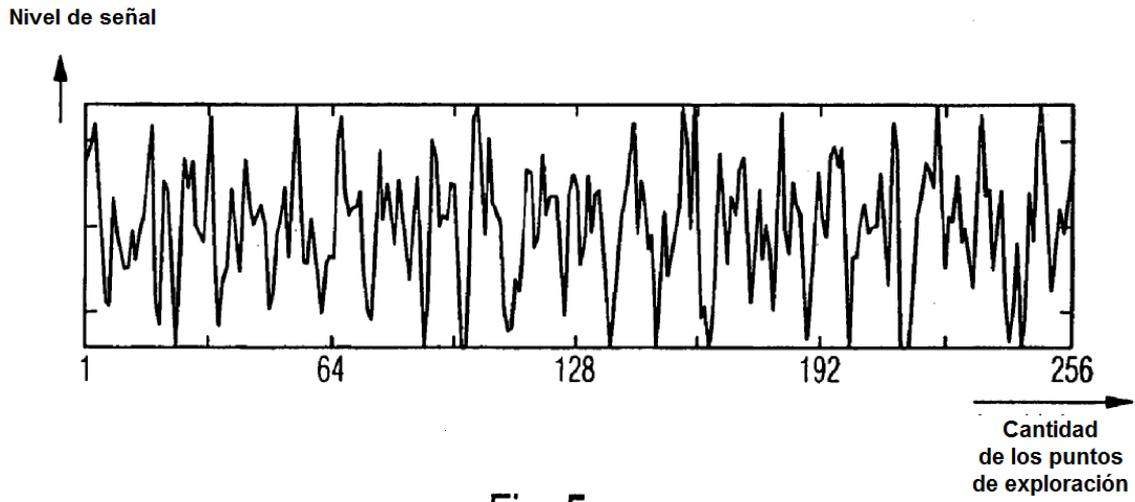


Fig. 5

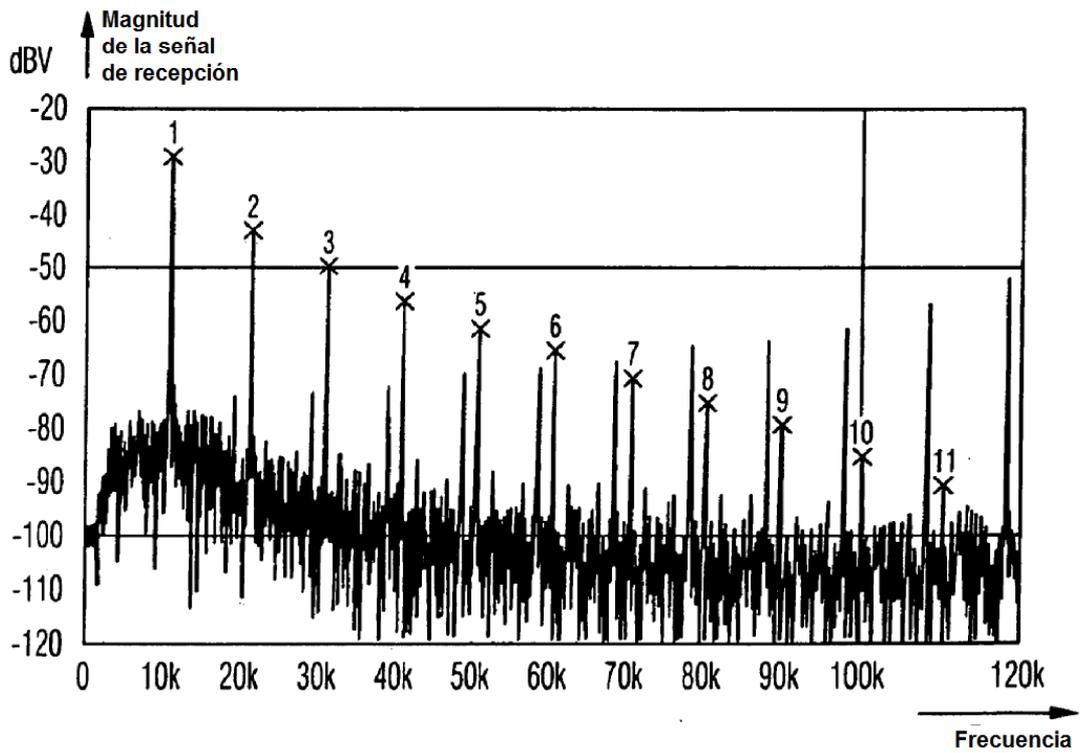


Fig. 6A

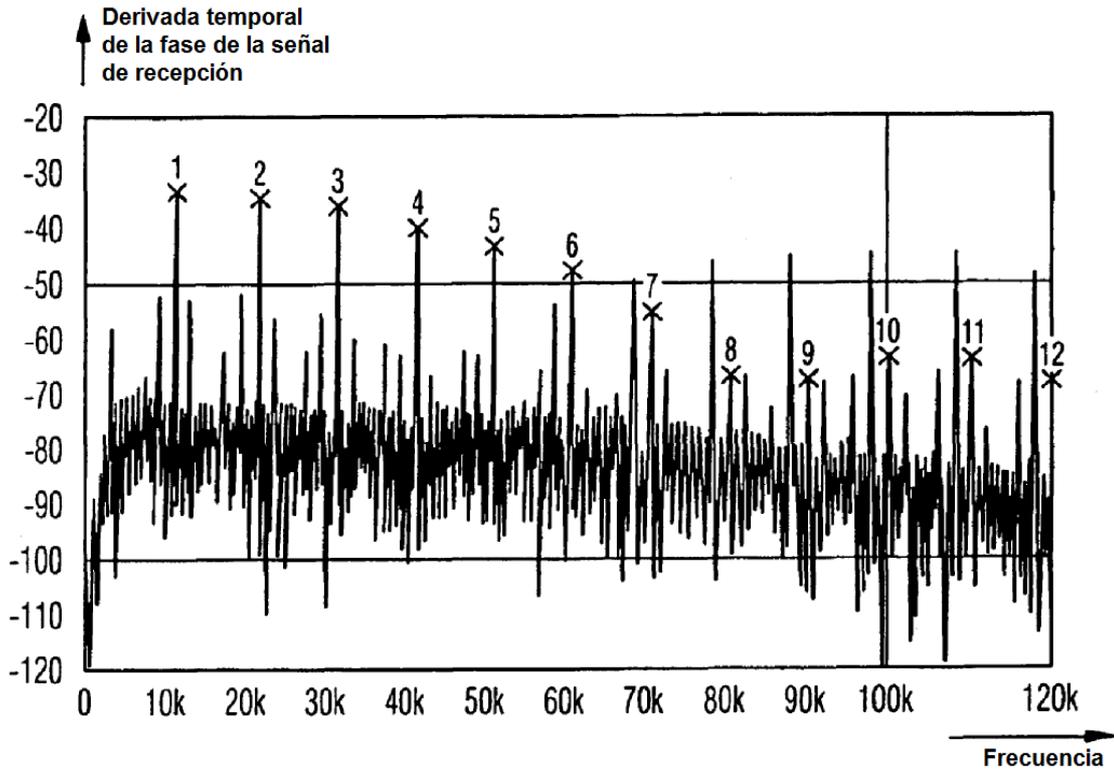


Fig. 6B

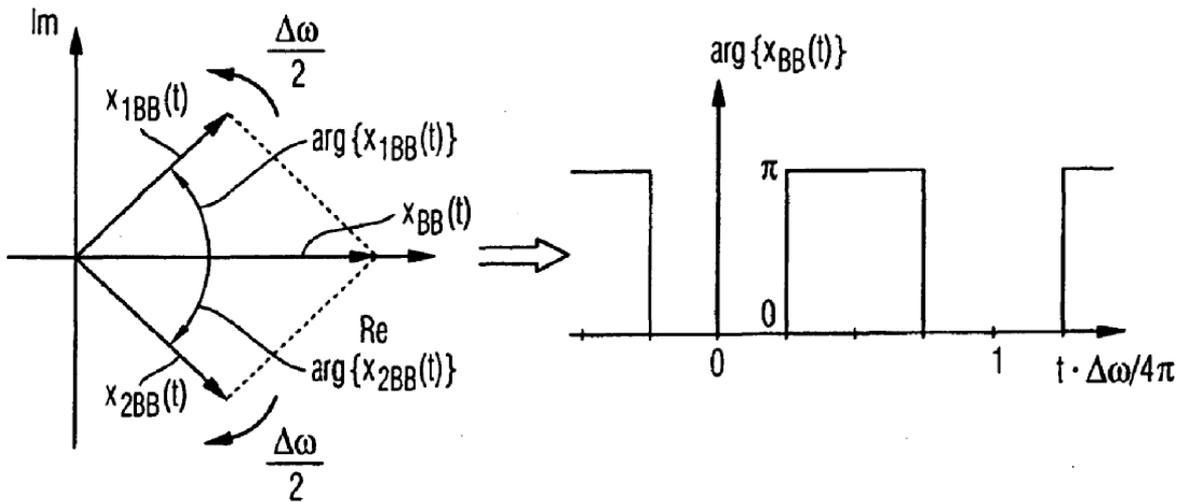


Fig. 7A

Fig. 7B

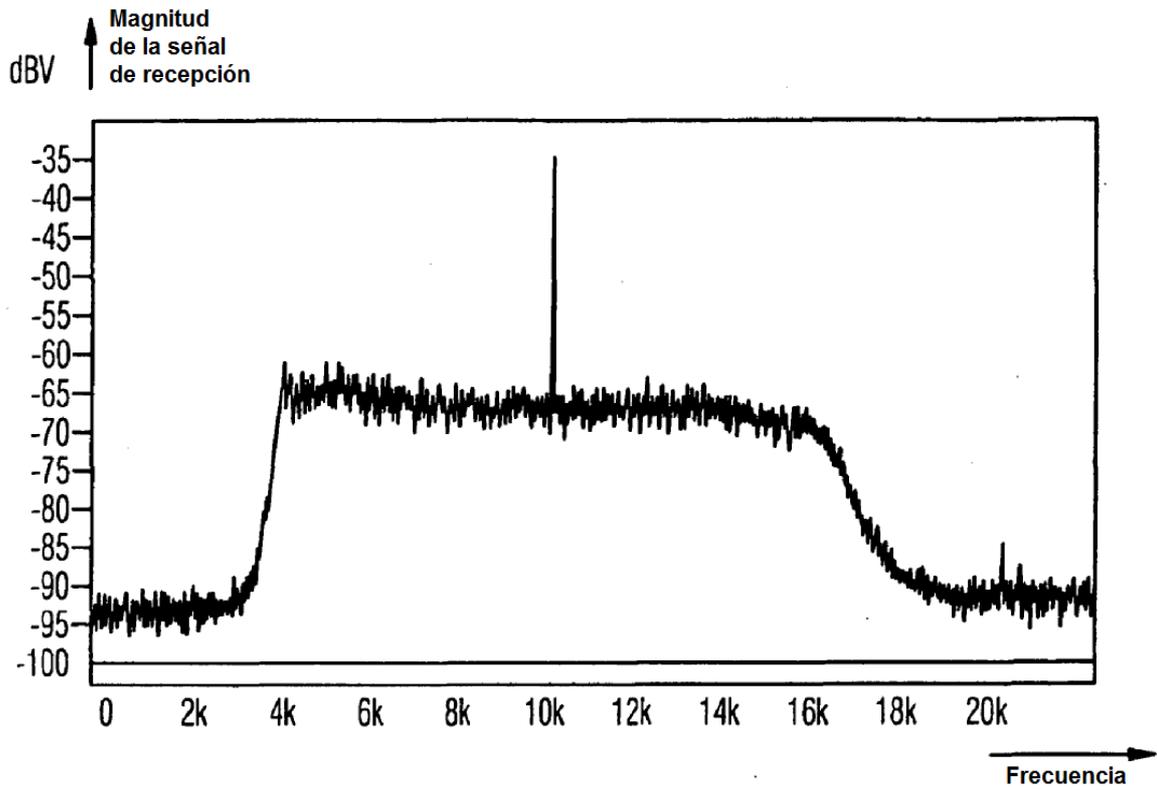


Fig. 8

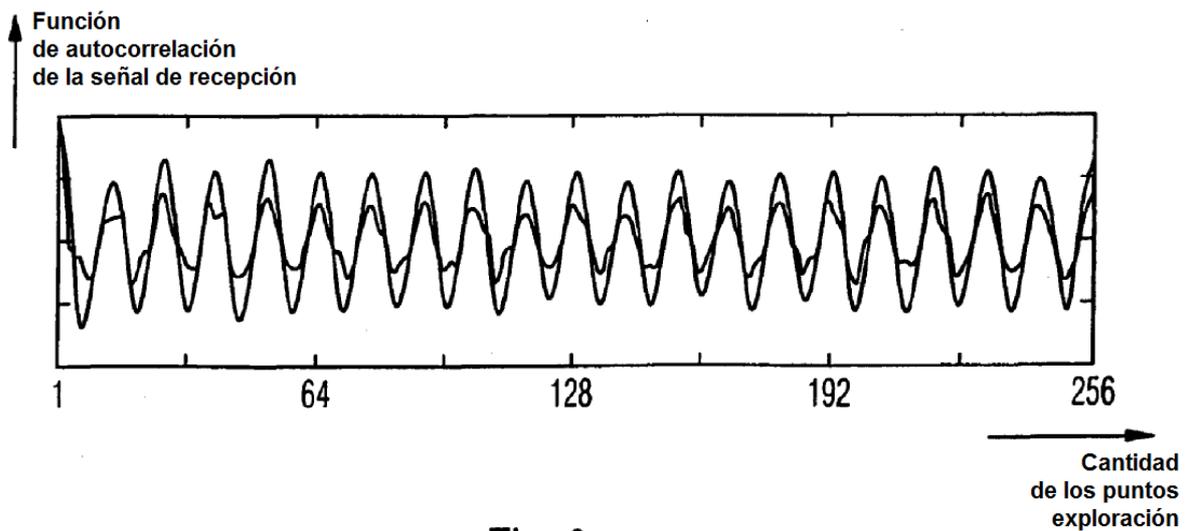


Fig. 9

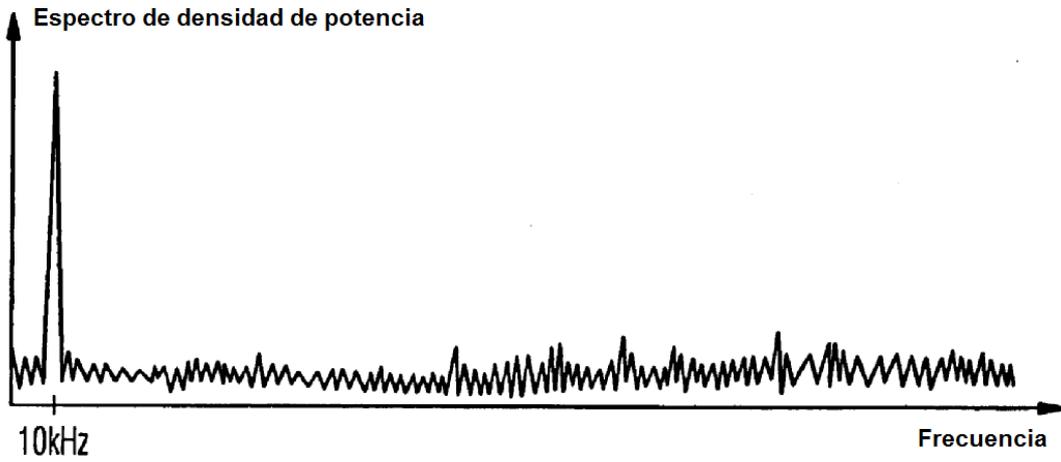


Fig. 10

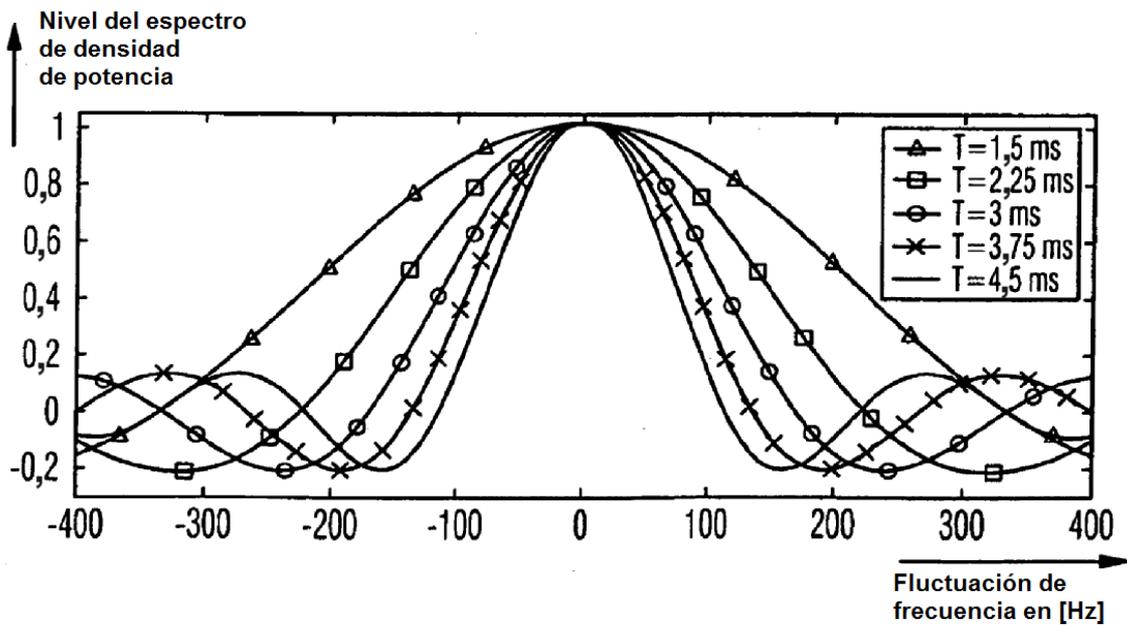


Fig. 11

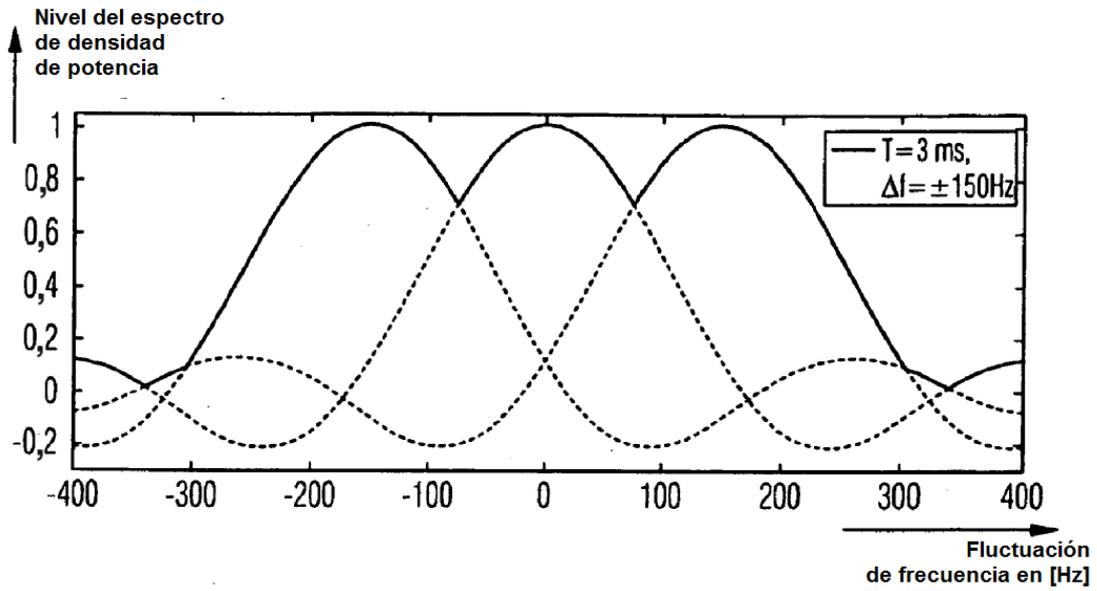


Fig. 12

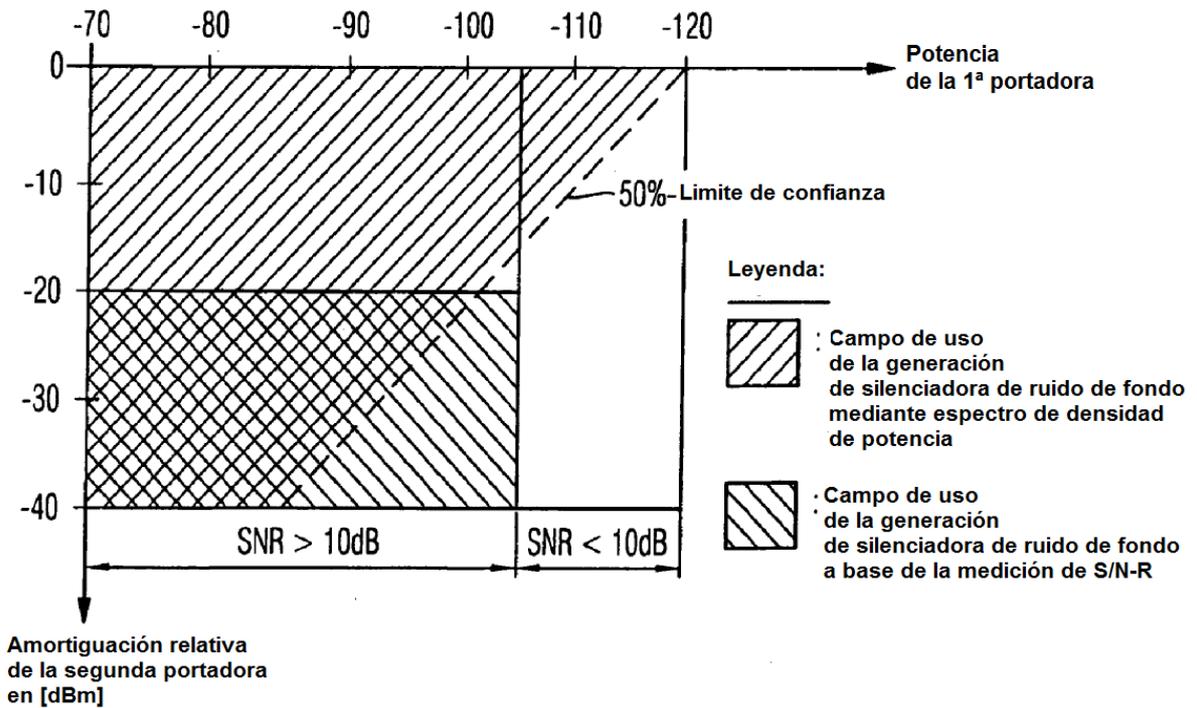


Fig. 13

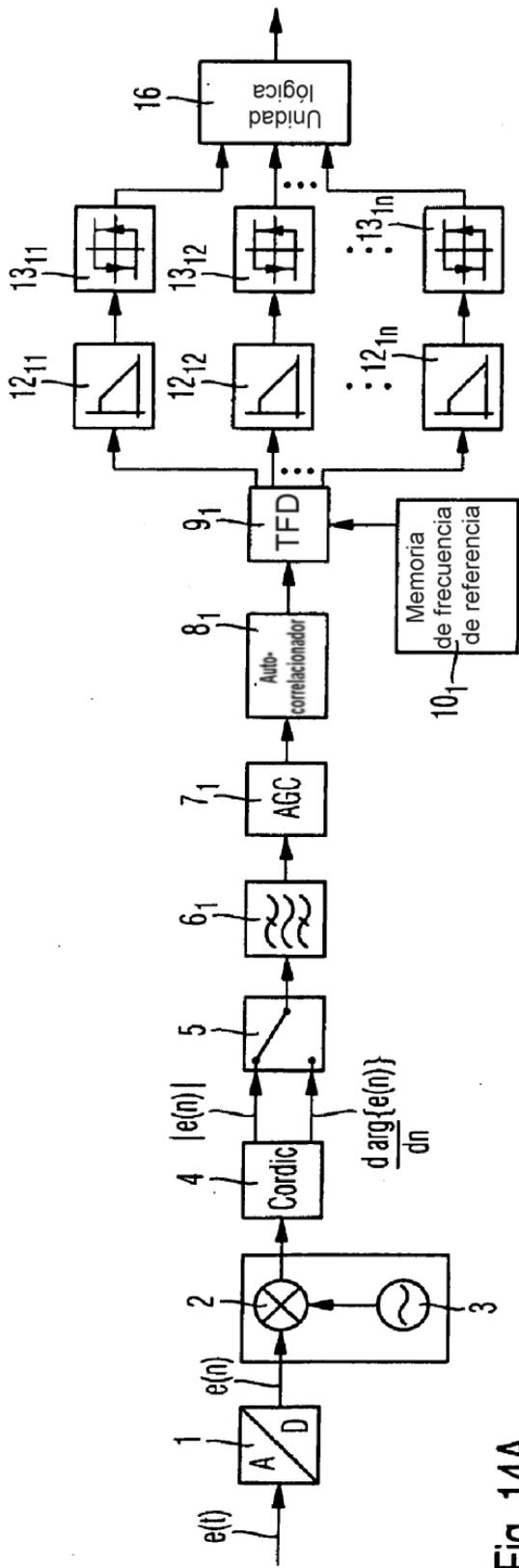


Fig. 14A

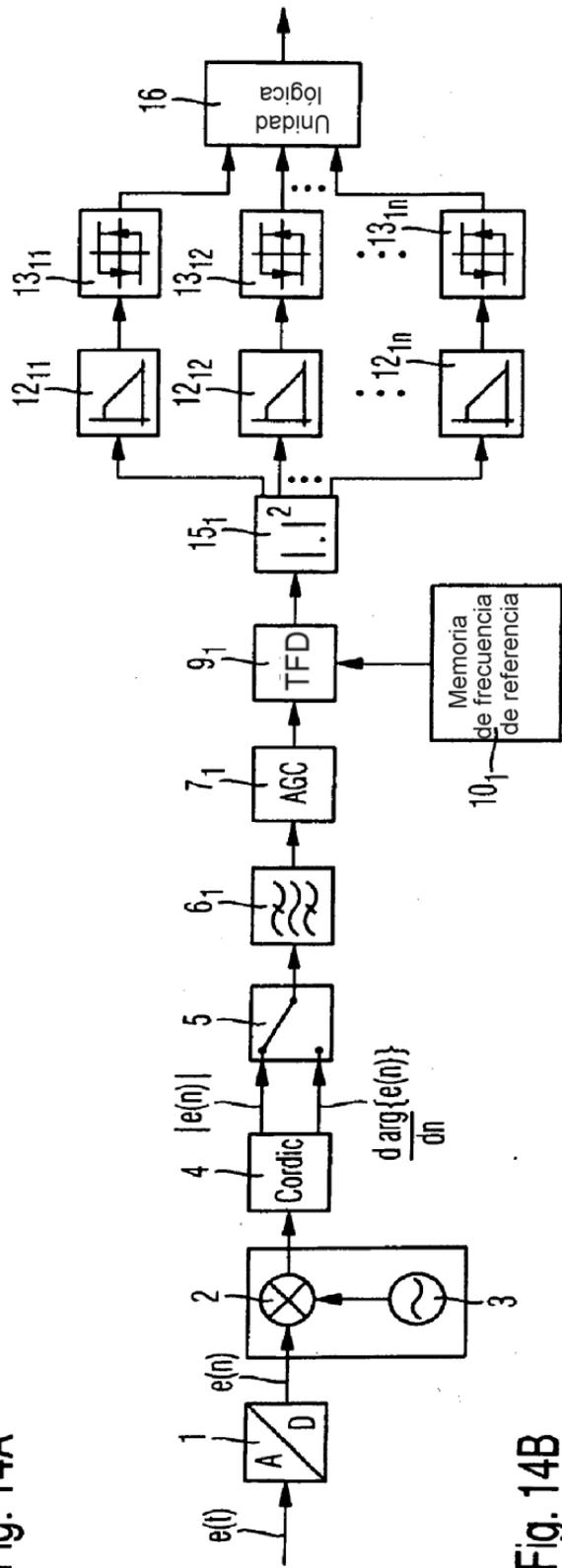


Fig. 14B