

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 614 734**

51 Int. Cl.:

G08B 13/24 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Fecha de presentación y número de la solicitud internacional: **22.03.2002 PCT/US2002/08921**

87 Fecha y número de publicación internacional: **03.10.2002 WO02077940**

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **22.03.2002 E 02753817 (2)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **09.11.2016 EP 1374196**

54 Título: **Filtros de detección digital para la vigilancia electrónica de artículos**

30 Prioridad:

26.03.2001 US 278805 P

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

01.06.2017

73 Titular/es:

**SENSORMATIC ELECTRONICS, LLC (100.0%)
One Town Center Road
Boca Raton, FL 33486, US**

72 Inventor/es:

FREDERICK, THOMAS, J.

74 Agente/Representante:

DURÁN MOYA, Carlos

ES 2 614 734 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

Filtros de detección digital para la vigilancia electrónica de artículos

5 ESTADO DE LA TÉCNICA ANTERIOR

Sector de la invención

10 Esta aplicación hace referencia a la implementación digital del filtrado de detección de vigilancia electrónica de artículos (VEA) y, más concretamente, al filtrado de detección en los sistemas de impulsos VEA.

Descripción de la técnica relacionada

15 Los sistemas VEA, tal como los dados a conocer en la Patente USA con números 4.622.543 y 6.118.378, transmiten una señal electromagnética a una zona de interrogación. Las etiquetas VEA de la zona de interrogación responden a la señal transmitida con una señal de respuesta que es detectada por un receptor VEA correspondiente. Los sistemas de impulsos VEA anteriores, tales como el sistema ULTRA*MAX vendido por la firma Sensormatic Electronics Corporation, utilizan electrónica analógica en el receptor para implementar filtros de detección bien con demodulación en cuadratura a banda base o una detección de envolvente de una conversión de frecuencia intermedia. La respuesta de la etiqueta VEA es una señal de banda estrecha, en la región de 58.000 hercios, por ejemplo.

Una etiqueta VEA se comporta como un filtro resonante de segundo orden con respuesta

$$25 \quad s(t) = A \cdot e^{-\alpha t} \cdot \text{sen}(2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot t + \theta),$$

donde A es la amplitud de la respuesta de la etiqueta, f_0 es la frecuencia natural de la etiqueta y α es el coeficiente de amortiguamiento exponencial de la etiqueta. La frecuencia natural de la etiqueta es determinada por un número de factores, que incluyen la longitud del resonador y la orientación de la etiqueta en el campo de interrogación y similar. Dada la población de etiquetas y las posibles trayectorias a través de la zona de interrogación, la frecuencia natural es una variable aleatoria. La distribución de la probabilidad de la frecuencia natural tiene una curva en forma de campana algo similar a la Gaussiana. Para simplificar el diseño del receptor se puede suponer uniforme sin una gran pérdida en el rendimiento. Su distribución se supone limitada entre algunas frecuencias mínima y máxima, f_{\min} y f_{\max} , respectivamente.

35 El coeficiente de amortiguamiento exponencial α , en efecto, establece el ancho de banda de la señal de la etiqueta. Los valores nominales para α son alrededor de 600 con etiquetas del tipo magnetomecánico o acusticomagnético. Por otra parte, para etiquetas de ferrita, α será mucho mayor, del orden de 1.200 a 1.500.

40 La fase de la respuesta de la etiqueta depende de la señal de transmisión y muchos de los mismos parámetros como la frecuencia natural. La señal de transmisión determina las condiciones iniciales de la etiqueta cuando el transmisor se desconecta. Esto establece la fase de la respuesta cuando atraviesa su respuesta natural. La amplitud de la respuesta de la etiqueta depende de todos los mismos parámetros: orientación y posición en el campo, física de la etiqueta, etc.

45 Los sistemas de impulsos VEA, tales como los sistemas ULTRA*MAX, que funcionan alrededor de los 60.000 Hz presiden en un entorno de ruido atmosférico de baja frecuencia. La característica estadística del ruido atmosférico en esta zona es cercano al Gaussiano, pero algo más impulsivo, por ejemplo, una distribución estable de α simétrica con exponente característico, cercano, pero menor que 2.0. Además del ruido atmosférico, el espectro de los 60.000 hercios se llena con las fuentes de ruido artificial en entornos de oficina o comercios habituales. Esas fuentes artificiales son predominantemente de banda estrecha, y casi siempre, no Gaussiana. Cuando se combinan muchas de estas fuentes sin una sola fuente dominante, la suma se acerca a una distribución normal debido al teorema del límite central. En este documento se utiliza el supuesto clásico de detección en ruido blanco Gaussiano aditivo. La porción "blanca" de este supuesto es razonable dado que el ancho de banda de entrada del receptor de 3.000 a 5.000 hercios es mucho mayor que el ancho de banda de la señal. El supuesto Gaussiano se justifica como sigue.

55 Donde el ruido atmosférico domina la distribución, se sabe que la distribución está cerca de la Gaussiana. Del mismo modo, cuando existe un elevado número de fuentes de interferencia independientes, la distribución es cercana a la Gaussiana debido al teorema del límite central. Si se tuvo en cuenta la impulsividad del ruido atmosférico de baja frecuencia, entonces el detector localmente óptimo se podría mostrar como un filtro adaptado precedido por una no linealidad sin memoria (para el caso de una señal pequeña). La no linealidad óptima puede ser derivada utilizando el concepto de "funciones de influencia". Aunque esto es, en general, muy irresoluble, existen varias no linealidades simples que se le acercan en rendimiento. Para diseñar un detector robusto se debe incluir alguna forma de no linealidad.

65

Cuando existe un número pequeño de fuentes de ruido dominante se incluye otro filtrado, antes de los filtros de detección, para procesar dichas fuentes. Por ejemplo, se elimina la interferencia de la banda estrecha mediante filtros de corte o un cancelador LMS de referencia. Una vez se han filtrado estas fuentes de ruido, el ruido restante es cercano al Gaussiano.

Haciendo referencia a la figura 1, cuando la señal de interés es completamente conocida, un filtro adaptado es el detector óptimo. En nuestro caso, digamos que conocemos la frecuencia resonante de la etiqueta y su ángulo de fase preciso cuando resuena. La señal que estamos intentando detectar es

$$s(t) = A \cdot e^{-\alpha \cdot t} \cdot \text{sen}(2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot t + \theta).$$

A continuación, el filtro adaptado es simplemente la señal invertida con respecto al tiempo (y retardada por causalidad), $s(T_r - t)$ en 2. La salida del filtro adaptado es muestreada en 4 en el extremo de la ventana receptora T_r , y es comparada con el umbral en 6. Una señal de decisión puede ser enviada dependiendo de los resultados de la comparación con el umbral. La decisión puede ser una señal para disparar una alarma o para tomar alguna otra acción. Se debe observar que no necesitamos conocer la amplitud, A. Esto es debido a que el filtro adaptado es una "prueba uniformemente más potente" con respecto a este parámetro. Este comentario se aplica a todas las variaciones de los filtros adaptados que se exponen a continuación.

Haciendo referencia a la figura 2, cuando la señal de interés es completamente conocida excepto por su fase θ , entonces el detector óptimo es el filtro adaptado en cuadratura (FAC). FAC también es conocido como detección no coherente, dado que la fase del receptor no es coherente con la de la señal recibida. Por otra parte, el filtro adaptado es un detector coherente, dado que la fase del receptor es coherente con la señal recibida. La señal recibida $r(t)$ que incluye ruido y la señal $s(t)$ deseada es filtrada por $s(T_r - t)$ en 8 como en el filtro adaptado, y de nuevo desplazada ligeramente $\pi/2$ en fase en 10. Las salidas de 8 y 10 son cada una elevadas al cuadrado en 12, combinadas en 14, muestreadas en 16 y comparadas con el umbral en 18.

Haciendo referencia a la figura 3, cuando la señal de interés es completamente conocida excepto por su frecuencia f_n y la fase θ , a continuación el detector óptico es un banco de filtros adaptados en cuadratura (BFAC). Un banco de filtros adaptados en cuadratura puede ser implementado como una pluralidad de filtros adaptados en cuadratura -20-, -22-, -24- y -26-, que correlacionan los filtros adaptados en cuadratura con las frecuencias centrales de f_1 , f_2 hasta f_n , respectivamente. Las salidas de los filtros adaptados en cuadratura son sumadas en 28, muestreados en 29 y comparados con un umbral en 30.

Haciendo referencia a la figura 4, se muestra un diagrama de bloques de un receptor VEA analógico convencional. La señal de la antena -32- pasa a través de una etapa de ganancia y filtrado -34- con una frecuencia central igual a la frecuencia nominal de la etiqueta y un ancho de banda de aproximadamente 3.000 hercios, por ejemplo. A continuación, la señal es demodulada a la banda base con un oscilador -36- receptor local en cuadratura. La frecuencia del oscilador puede o puede no adaptarse precisamente a la frecuencia de transmisión. Además, la fase del oscilador no está bloqueada necesariamente a la fase del oscilador de transmisión.

Los componentes de la banda base en fase (I) y en cuadratura de fase (Q) son filtrados, a continuación, a paso bajo por los filtros de banda base en fase -38- y en cuadratura de fase -40-, respectivamente. Esto sirve para eliminar las componentes de doble frecuencia generados por el proceso de mezclado, así como reducir adicionalmente el ancho de banda de detección. Estos filtros de banda base son habitualmente filtros analógicos de cuarto orden, por ejemplo, del tipo Butterworth and Chebychev.

Las salidas de los filtros de banda base -38- y -40- se pasan a través de los rectificadores -42- y -44-, respectivamente, lo que elimina la información de signo de los componentes I y Q. Las salidas de los rectificadores son muestreadas por CAD (Convertor analógico digital) -46- y -48-, respectivamente, en el extremo de la ventana receptora y son pasadas al microprocesador, donde los componentes I y Q son elevadas al cuadrado y sumadas entre sí para generar una estadística de detección no coherente.

Haciendo referencia a la figura 5, se muestra un diagrama de bloques de un receptor VEA analógico alternativo. La señal de la antena -50- pasa a través de una etapa de ganancia y filtrado -52- con una frecuencia central igual a la frecuencia nominal de la etiqueta y un ancho de banda de aproximadamente 5.000 hercios, por ejemplo. A continuación, la señal es modulada a una frecuencia intermedia (FI) de aproximadamente 10.000 hercios con un oscilador receptor local en 52. La señal FI es filtrada por un filtro pasa banda -54- FI con un ancho de banda de aproximadamente 3.000 hercios para eliminar los productos de frecuencia del mezclador y reducir adicionalmente el ancho de banda para el detector.

La señal filtrada FI pasa a continuación a través de un detector de envolvente que, en este caso, es la combinación de un rectificador -55- y un filtro paso bajo -56-. La salida del detector de envolvente es muestreada mediante un CAD -58- y pasada al procesador para el procesamiento de detección. Se debe observar que la detección de la envolvente elimina la fase de la señal de recepción. De hecho, se puede mostrar que la detección de envolvente es

simplemente una implementación diferente de un detector en cuadratura y, de este modo, es no coherente.

El problema presentado era diseñar un sistema económico, que detectaría más fiablemente una respuesta de una etiqueta en la presencia de ruido. El entorno de ruido se supone cercano al Gaussiano con un ancho de banda mucho más ancho que el de la señal de la etiqueta. Algunos entornos pueden incluir interferencia de banda estrecha de equipos electrónicos.

BREVE RESUMEN DE LA INVENCION

La presente invención da a conocer, en un primer aspecto, un sistema y un procedimiento, que utiliza un banco de filtros adaptados en cuadratura, para detectar digitalmente una señal de una etiqueta de vigilancia electrónica de artículos. El sistema y el procedimiento incluyen: el filtrado utilizando un par de filtros de detección compuestos por $h(T_0-t)\text{-sen}(\omega\cdot t)$ y $h(T_0-t)\text{-cos}(\omega\cdot t)$, donde T_0 es el tiempo de muestreo de la salida de los filtros de detección, ω es la frecuencia central del filtro y $h(T_0-t)$ es la versión invertida en el tiempo de la señal a detectar; elevando al cuadrado la salida de cada uno de los filtros; la suma de las salidas al cuadrado de cada uno de los pares de filtros; el filtrado utilizando una pluralidad de los pares de filtro en el que cada par se encuentra en una frecuencia central ω_n para $1 \leq n \leq N$, donde N es seleccionada para cubrir el rango de incertidumbre de la señal a detectar, y la suma de cada uno de los resultados al cuadrado y sumados de cada uno de los pares de filtros para proporcionar la estadística de prueba para la detección de la señal de la etiqueta.

Cada uno de los pares de filtros puede ser adaptado a una de las señales de respuesta esperadas de la etiqueta de vigilancia electrónica del artículo.

BREVE DESCRIPCION DE LAS DIFERENTES VISTAS DE LOS DIBUJOS

La figura 1 es un diagrama de bloques de un detector de filtro adaptado convencional.

La figura 2 es un diagrama de bloques de un detector de filtro adaptado en cuadratura convencional.

La figura 3 es un diagrama de bloques de una implementación convencional de un banco de filtros adaptados en cuadratura mostrado en la figura 2.

La figura 4 es un diagrama de bloques de un receptor VEA analógico convencional.

La figura 5 es un diagrama de bloques de un receptor VEA analógico convencional alternativo.

La figura 6 es un diagrama de bloques que muestra la conversión de frecuencia para frecuencias intermedias no superpuestas de la presente invención.

La figura 7 es un diagrama de bloques que muestra la conversión de frecuencia para superponer frecuencias intermedias en superposición para la presente invención.

La figura 8 es un diagrama de bloques que muestra la conversión de frecuencia y el desplazamiento utilizando un CAD para frecuencias intermedias no superpuestas para la presente invención.

La figura 9 es un diagrama de bloques que muestra una realización para la implementación directa del banco de filtros adaptados en cuadratura de la presente invención.

La figura 10 es un diagrama de bloques que muestra la implementación del banco de los filtros adaptados en cuadratura que utilizan la detección de envolvente.

La figura 11 es un diagrama de bloques que muestra la implementación del banco de filtros adaptados en cuadratura como un banco de receptores de correlación.

La figura 12 es un diagrama de bloques que muestra la implementación del banco de filtros adaptados en cuadratura como una transformada de Fourier discreta.

La figura 13 es un gráfico que muestra las no linealidades sub-óptimas seleccionadas para el filtro no lineal que precede el banco de filtros adaptados en cuadratura de la presente invención.

DESCRIPCION DETALLADA DE LA INVENCION

A continuación se describe la implementación básica de varios componentes necesarios para implementar un receptor VEA en hardware digital o software. Los osciladores locales son una parte fundamental de la mayoría de las arquitecturas de los receptores. Existen varios modos de implementarlos digitalmente. Cuando la velocidad de muestreo es un múltiplo de la frecuencia del oscilador, se puede almacenar directamente una versión muestreada de

un periodo, a continuación se lee repetidamente desde la tabla para generar una señal de oscilador continua. Si la frecuencia de muestreo no es un múltiplo de la frecuencia del oscilador, la frecuencia necesita ser programable o se necesitan múltiples frecuencias, entonces existen dos enfoques comunes. Uno es almacenar un muestreo mucho más fino de la senoide del oscilador, a continuación, utilizar un tamaño de etapa de fase variable en la tabla para cambiar la frecuencia. Si se requiere una resolución de la frecuencia muy fina, la tabla de la senoide puede volverse muy grande. En este caso, las identidades trigonométricas comunes $\cos(A + B) = \cos(A)\cos(B) - \sin(A)\sin(B)$ y $\sin(A + B) = \sin(A)\cos(B) + \cos(A)\sin(B)$ pueden ser utilizadas para generar una etapa de fase mucho más fina utilizando dos tablas: una tabla de senoide gruesa y una tabla de senoide fina. Son posibles otras variaciones de estos esquemas, pero las ideas básicas son las mismas.

Los moduladores de señal son, en el caso más simple, multiplicadores simples que multiplican dos señales entre sí. Esto es a menudo difícil de conseguir en hardware analógico, así que se utilizan métodos abreviados, tales como relés moduladores, etc. No obstante, en una implementación digital es posible implementar directamente la multiplicación de la señal.

Las implementaciones digitales de filtros lineales están divididas en dos clases amplias: filtros de respuesta finita al impulso y filtros de respuesta infinita al impulso. En circuitería analógica habitualmente sólo es posible implementar los filtros de respuesta infinita al impulso, con la excepción de dispositivos especializados tales como filtros de ondas acústicas superficial (OAS), que a 58 kHz serían realmente enormes.

En general, los filtros de respuesta finita al impulso (RFI) pueden ser implementados utilizando únicamente la señal de entrada y versiones retardadas de la señal de entrada. Existe un amplio rango de referencias disponibles para diseñar o implementar filtros RFI y un experto en la técnica puede realizarlo.

Los filtros de respuesta infinita al impulso (RII) deben utilizar, además de la señal de entrada, copias de la señal de salida o variables de estado internas para ser implementados. De nuevo, existe un amplio rango de referencias disponibles para diseñar e implementar filtros RII y un experto en la técnica puede realizarlo.

Una implementación de receptor no coherente común utilizará la detección de envolvente. Esto se puede conseguir utilizando algoritmos de la transformada de Hilbert implementados digitalmente. Esto ofrece una estimación precisa de la envolvente de la forma de onda. Diseñando un filtro RFI de la transformada de Hilbert es posible obtener selectividad de frecuencias conjuntamente con una estimación de la envolvente. Otro enfoque que es una aproximación más tosca, particularmente útil para señales de banda estrecha, es elegir la velocidad de muestreo de manera que un desplazamiento de fase de 90 grados (en la frecuencia central) es aproximadamente un número entero de muestras. A continuación, las señales en cuadratura son simplemente un número entero del desplazamiento de muestras.

A continuación se describe la invención dada a conocer que incluye varias realizaciones para la implementación digital de filtros de detección para sistemas VEA de impulso. Las realizaciones muestran implementaciones para la conversión de frecuencia y para los filtros de detección. Un supuesto fundamental para todo lo que sigue a continuación es que la señal de recepción se ha muestreado mediante un convertidor analógico a digital (CAD). De este modo, todo el procesamiento tiene lugar en el dominio "digital" del tiempo muestreado a diferencia del dominio analógico en el tiempo continuo. Una excepción a lo expuesto a continuación es cuando se da a conocer el concepto de submuestreo de la señal, en cuyo caso el muestreo CAD en realidad es la conversión de frecuencia.

Haciendo referencia a las figuras 6 y 7, habitualmente se utilizará la conversión de frecuencia para convertir la señal de recepción menor en frecuencia para facilitar algún otro aspecto del procesamiento, habitualmente memoria o consumo computacional. Esto es debido a que al reducirse la frecuencia central de la señal, se puede reducir asimismo la frecuencia de muestreo. Son posibles dos situaciones: frecuencias intermedias sin superposición o frecuencias intermedias en superposición.

La figura 6 muestra un ejemplo en el que las frecuencias intermedias de salida no se superponen. En este caso, el oscilador local de recepción puede tener valores reales y la salida puede tener valores reales.

La figura 7 muestra un ejemplo en el que las frecuencias intermedias de salida se superponen. En este caso, el oscilador local de recepción debe tener un valor complejo y la salida tendrá un valor complejo.

Haciendo referencia a la figura 8, si tiene lugar poca o ninguna superposición de frecuencias intermedias, se puede utilizar un CAD para muestrear y convertir los datos simultáneamente. La distorsión de superposición es posible si tiene lugar una cantidad significativa de ruido en la frecuencia de la imagen. Además, las velocidades de muestreo menores pueden ser menos efectivas para filtrar el ruido de impulso.

A continuación se describe la implementación digital del detector óptimo como un banco de filtros adaptados en cuadratura (BFAC). Las implementaciones son independientes de la frecuencia de operación, es decir, directamente en pasa banda, a una frecuencia intermedia, o a banda base. Únicamente cambian las frecuencias de los osciladores locales. Se debe observar que la combinación del FAC es mostrada como una suma uniforme, que es

adecuada para una distribución de probabilidad uniforme de las frecuencias naturales. Si se supone una distribución no uniforme, a continuación las salidas del BFAC se deben ponderar adecuadamente. Asimismo, se debe tener en cuenta la diferencia entre α en etiquetas de ferrita y las etiquetas VEA magnetomecánicas normales. Esto se puede conseguir mediante uno de tres enfoques: la selección manual de la función de envolvente adaptada, el cálculo del BFAC con ambas funciones de envolvente y la selección de la salida con la mayor energía (normalizada), o la elección de una función de envolvente como un compromiso subóptimo para ambos tipos de entornos de etiquetas.

Haciendo referencia a la figura 9, se muestra una implementación directa del BFAC. Los filtros adaptados " $h(T_0-t)\cdot\text{sen}(\omega_n\cdot t)$ " y " $h(T_0-t)\cdot\text{cos}(\omega_n\cdot t)$ " se encuentran en cuadratura de fase entre sí. La envolvente " $h(T_0-t)$ " es la versión invertida con respecto al tiempo de la envolvente nominal de la señal a detectar. El tiempo T_0 es el tiempo de muestreo en la salida de los filtros de detección. Se eligen las frecuencias ω_n para $1 \leq n \leq N$ para cubrir el rango de incertidumbre de la señal de la etiqueta. En la práctica, la función ventana " $h(T_0-t)$ " puede ser elegida en base a un número de criterios y restricciones, incluyendo la resolución espectral, la minimización de la energía debido a la señalización del transmisor, o simplemente la minimización de la complejidad del receptor. Los filtros adaptados serían implementados, en general, como filtros RFI, dado que sería difícil controlar la amplitud final utilizando un diseño de filtro RII.

Haciendo referencia a la figura 10, se muestra una implementación del BFAC que utiliza la detección (estimación) de envolvente. En esta implementación, únicamente se requiere un único filtro adaptado. El filtro adaptado debe encontrarse dentro de un desplazamiento de fase constante. La detección de envolvente es utilizada para extraer las estadísticas FAC individuales.

Haciendo referencia a la figura 11, se muestra una implementación como un banco de receptores de correlación. La señal entrante es modulada con los osciladores locales y de envolvente adaptados, a continuación integrada en el instante T_0 de muestreo. Los integradores son implementados digitalmente como sumas, escalados por el periodo de muestreo. Esta implementación es habitualmente mejor que las dos anteriores debido a que únicamente se necesita almacenar una envolvente y, de hecho, la modulación de envolvente sólo necesita ser calculada una vez. La modulación e integración del oscilador local son una estructura muy simple de implementar. En general, esto es mucho mejor que un banco de filtros RFI.

Haciendo referencia a la figura 12, se muestra una implementación como una transformada de Fourier discreta (TDF). Esto es una consecuencia directa de la estructura mostrada en la figura 11. Cuando la velocidad de muestreo y la resolución de la frecuencia de los osciladores locales son elegidas adecuadamente, la TDF puede ser implementada como una transformada rápida de Fourier (TRF), una implementación digital extremadamente eficiente del BFAC. Son posibles otras variaciones, tales como las TRF Zoom cuando la banda de frecuencia de interés es más estrecha. No obstante, el concepto básico es el mismo.

Haciendo referencia a la figura 13, muchos de los entornos de ruido en los que están instalados los sistemas VEA tienen algo de nivel de ruido de impulso. En dichos entornos, el BFAC deben ser precedido por una no linealidad. La no linealidad localmente óptima es dada en términos de funciones de influencia. No obstante, no es práctico, o a menudo posible dado que muchas de estas formas de onda no pueden ser generadas en forma cerrada, para utilizar la no linealidad actual óptima. Por tanto, recurrimos a no linealidades subóptimas, tal como se muestra en la figura 13. La no linealidad de "perforación" ("hole punch") -100- tiene, en general, el rendimiento más alto, pero cuando se implementan los criterios de detección auxiliares tales como las estimaciones de frecuencia o fase, esta no linealidad tienen efectos adversos. La no linealidad de "recorte" -101- funciona mejor. El umbral para estas no linealidades debe ser elegido de modo adaptativo. Si el interés recae en el rendimiento localmente óptimo, es decir, la detección de señales débiles, entonces el umbral debe elegirse en algún nivel por encima del suelo del ruido de RMS. No obstante, si el interés recae asimismo en la detección de señales fuertes, entonces se debe calcular el umbral de manera adaptativa a partir del mismo registro de datos. Por ejemplo, se calcula el nivel de RMS de los primeros 100 microsegundos de datos más o menos, a continuación el umbral se fija a algún nivel por encima del mismo. De este modo, las señales de la etiqueta fuertes no se recortan excesivamente por la no linealidad.

Existen otras muchas posibilidades que pueden ser implementadas en el receptor digital y que están contempladas por esta invención, incluyendo filtros no lineales, filtros híbridos o filtrado no lineal seguidos por filtros de detección lineales. Estos patrones de configuración pueden ser necesarios en entornos de ruido impulsivo.

Se debe entender que se pueden realizar variaciones y modificaciones de la presente invención sin desviarse del alcance de la invención. Asimismo se debe entender que el alcance de la invención no se debe interpretar como limitado a las realizaciones determinadas expuestas en este documento, sino únicamente según las reivindicaciones adjuntas cuando se consideran conjuntamente con la descripción anterior.

REIVINDICACIONES

- 5 1. Detector digital implementado como un banco de filtros adaptados en cuadratura para detectar una señal de respuesta de una etiqueta de vigilancia electrónica de artículos, comprendiendo el detector:
- un par de filtros de detección que tienen funciones de respuesta respectivas de $h(T_0-t) \cdot \text{sen}(\omega \cdot t)$ y $h(T_0-t) \cdot \text{cos}(\omega \cdot t)$, en las que T_0 es el tiempo de muestreo de la salida de los filtros de detección, ω es la frecuencia central del filtro y $h(T_0-t)$ es la versión invertida con respecto al tiempo de la envolvente nominal de la señal a detectar;
- 10 medios para elevar al cuadrado la salida de cada uno de los filtros; y
medios para sumar las salidas al cuadrado de cada uno de dichos pares de filtros;
- caracterizado porque**
una pluralidad de dichos pares de filtros de detección, en los que cada par tiene una frecuencia central ω_n seleccionada para cubrir el rango de incertidumbre de frecuencia de la señal de respuesta, para $1 \leq n \leq N$ con N siendo el número de pares de filtro; y
- 15 medios para sumar cada uno de los resultados elevados al cuadrado y sumados de cada uno de dichos pares de filtros para proporcionar la estadística de prueba para la detección de la señal de respuesta.
2. Detector, según la reivindicación 1, en el que cada uno de dichos pares de filtros es adaptado a una de las señales de respuesta esperada de la etiqueta de vigilancia electrónica de artículos.
3. Detector, según la reivindicación 2, que comprende, además, medios para un filtrado no lineal antes de dicho par de filtros de detección, en el que la no linealidad de dichos medios para el filtrado no lineal es seleccionada de entre una no linealidad de perforación o de recorte.
- 25 4. Procedimiento que utiliza un banco de filtros adaptados en cuadratura para detectar digitalmente una señal de una etiqueta de vigilancia electrónica de artículos, comprendiendo el procedimiento:
- el filtrado utilizando un par de filtros de detección que tiene funciones de respuesta respectivas de $h(T_0-t) \cdot \text{sen}(\omega \cdot t)$ y $h(T_0-t) \cdot \text{cos}(\omega \cdot t)$, donde T_0 es el tiempo de muestreo de la salida de los filtros de detección, ω es la frecuencia central del filtro y $h(T_0-t)$ es la versión invertida con respecto al tiempo de la envolvente nominal de la señal a detectar;
- 30 elevar al cuadrado la salida de cada uno de dichos filtros; y
la suma de las salidas al cuadrado de cada uno de los pares de filtros; **caracterizado porque**
- 35 el filtro utiliza una pluralidad de dichos pares de filtro de detección, donde cada par tiene una frecuencia central ω_n seleccionada para cubrir el rango de incertidumbre de frecuencia de la señal a detectar, $1 \leq n \leq N$ con N siendo el número de pares de filtros; y
la suma de cada uno de los resultados al cuadrado y sumados de cada uno de dichos pares de filtros proporciona la estadística de prueba para detectar la señal de respuesta.
- 40 5. Procedimiento, según la reivindicación 4, en el que cada uno de dichos filtros puede ser adaptado a una de las señales de respuesta esperadas de la etiqueta de vigilancia electrónica de artículos.
- 45 6. Procedimiento, según la reivindicación 5, que comprende, además, antes de dicho filtro de detección, el filtrado no lineal utilizando una no linealidad seleccionada de entre una no linealidad de perforación o de recorte.

Fig. 1
TÉCNICA ANTERIOR

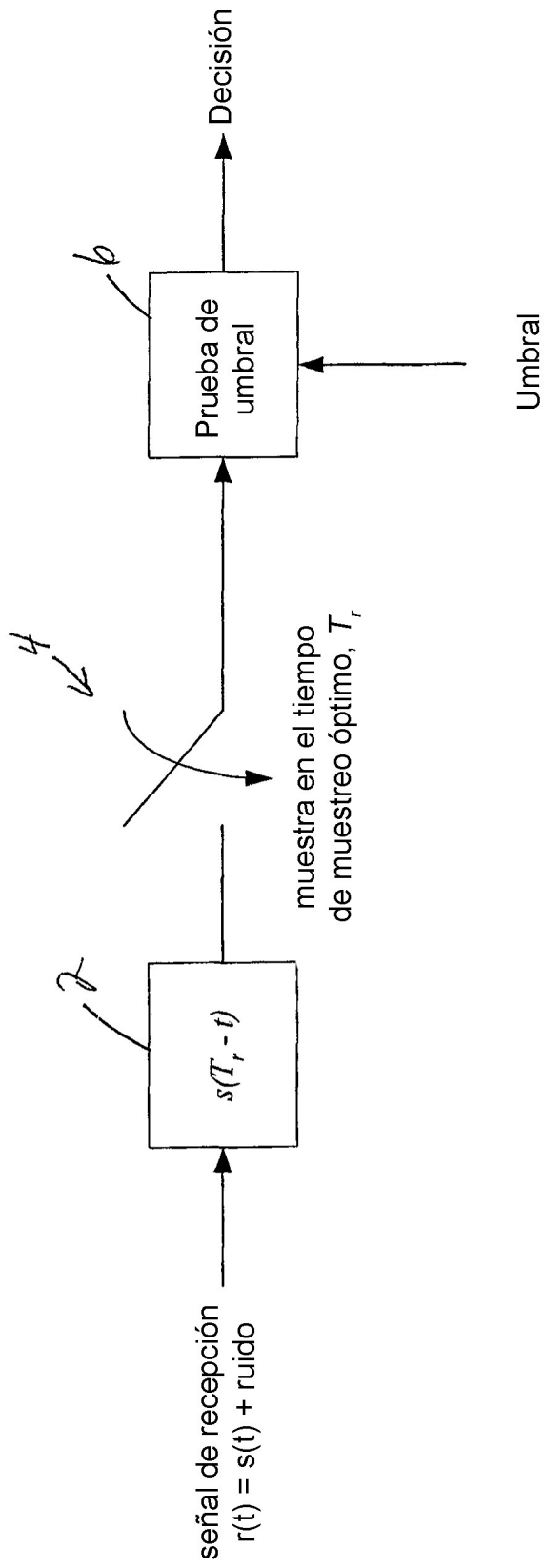


Fig. 2
TÉCNICA ANTERIOR

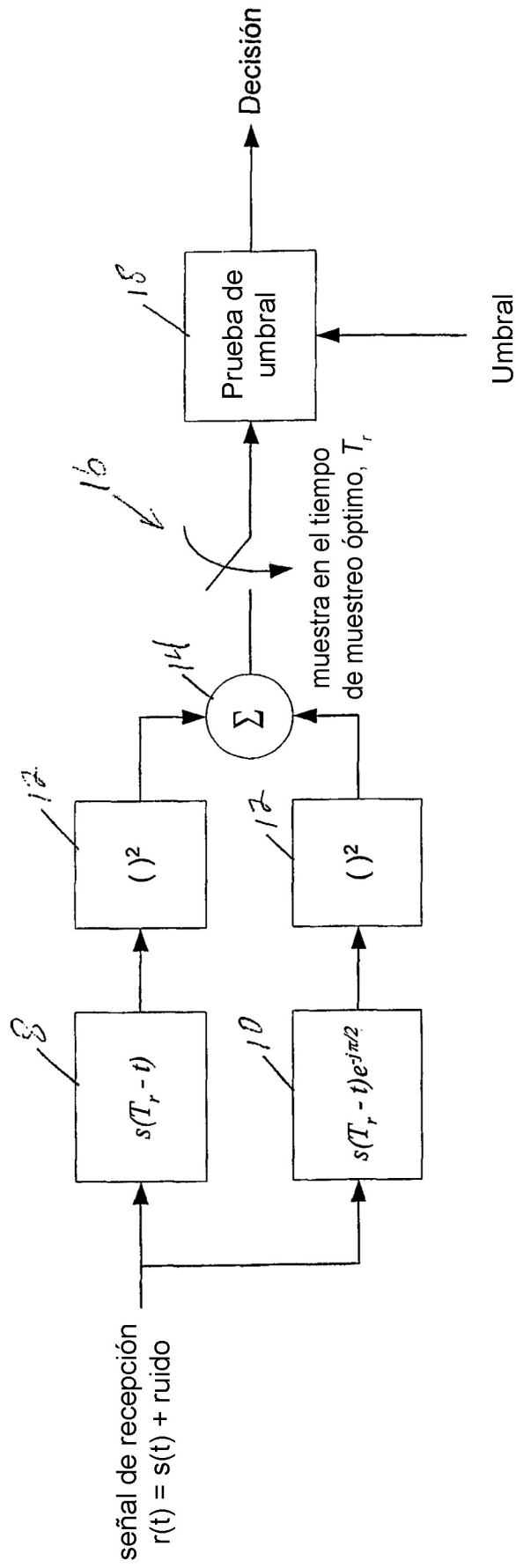


Fig. 3
TÉCNICA ANTERIOR

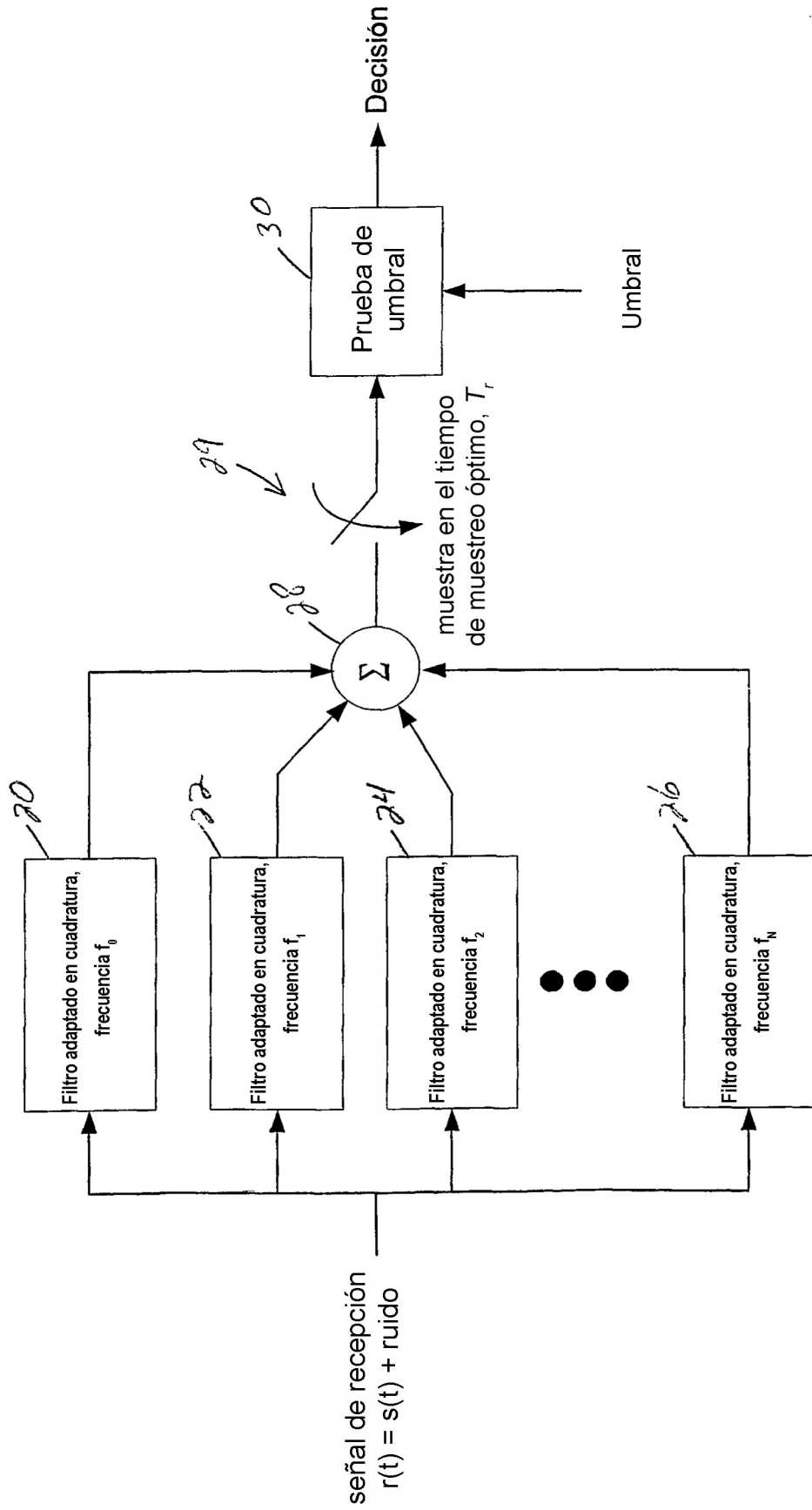


Fig. 4
TÉCNICA ANTERIOR

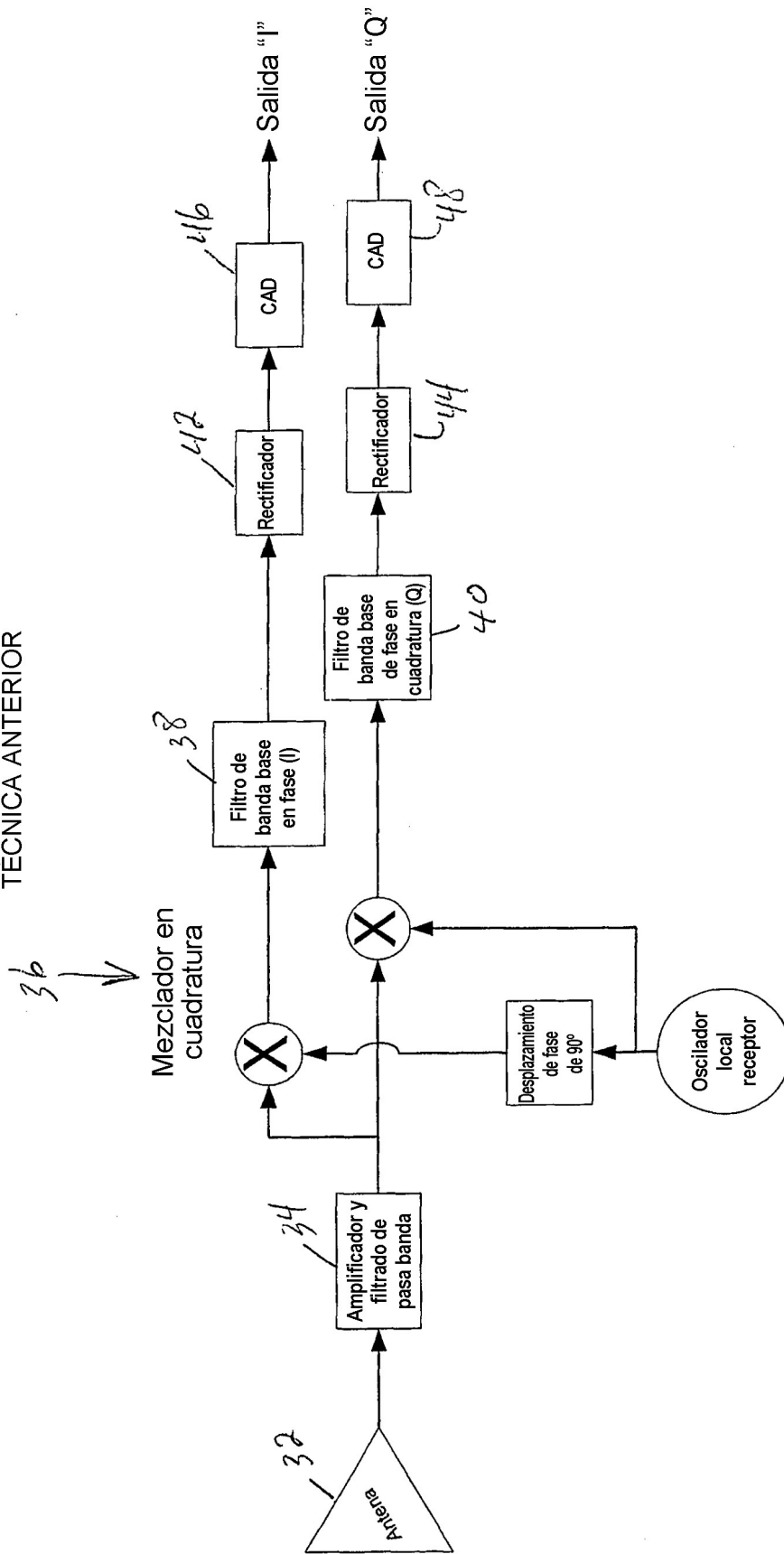


Fig. 5
TÉCNICA ANTERIOR

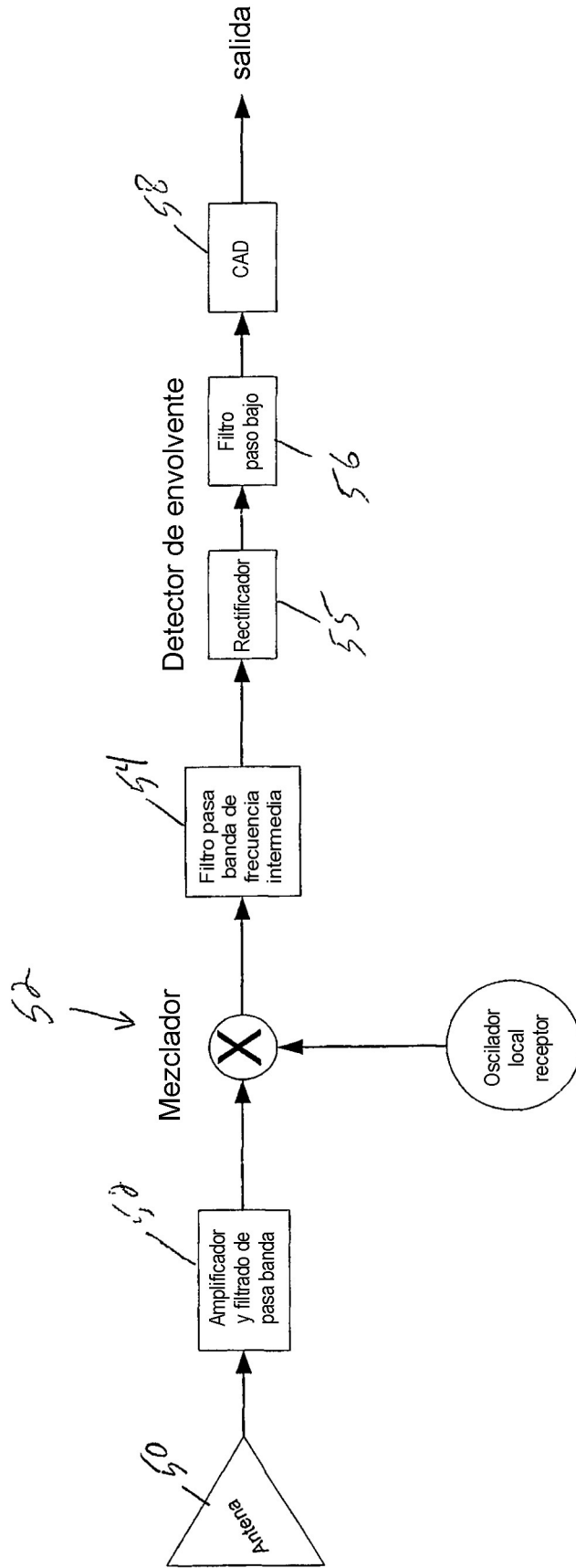


Fig. 6

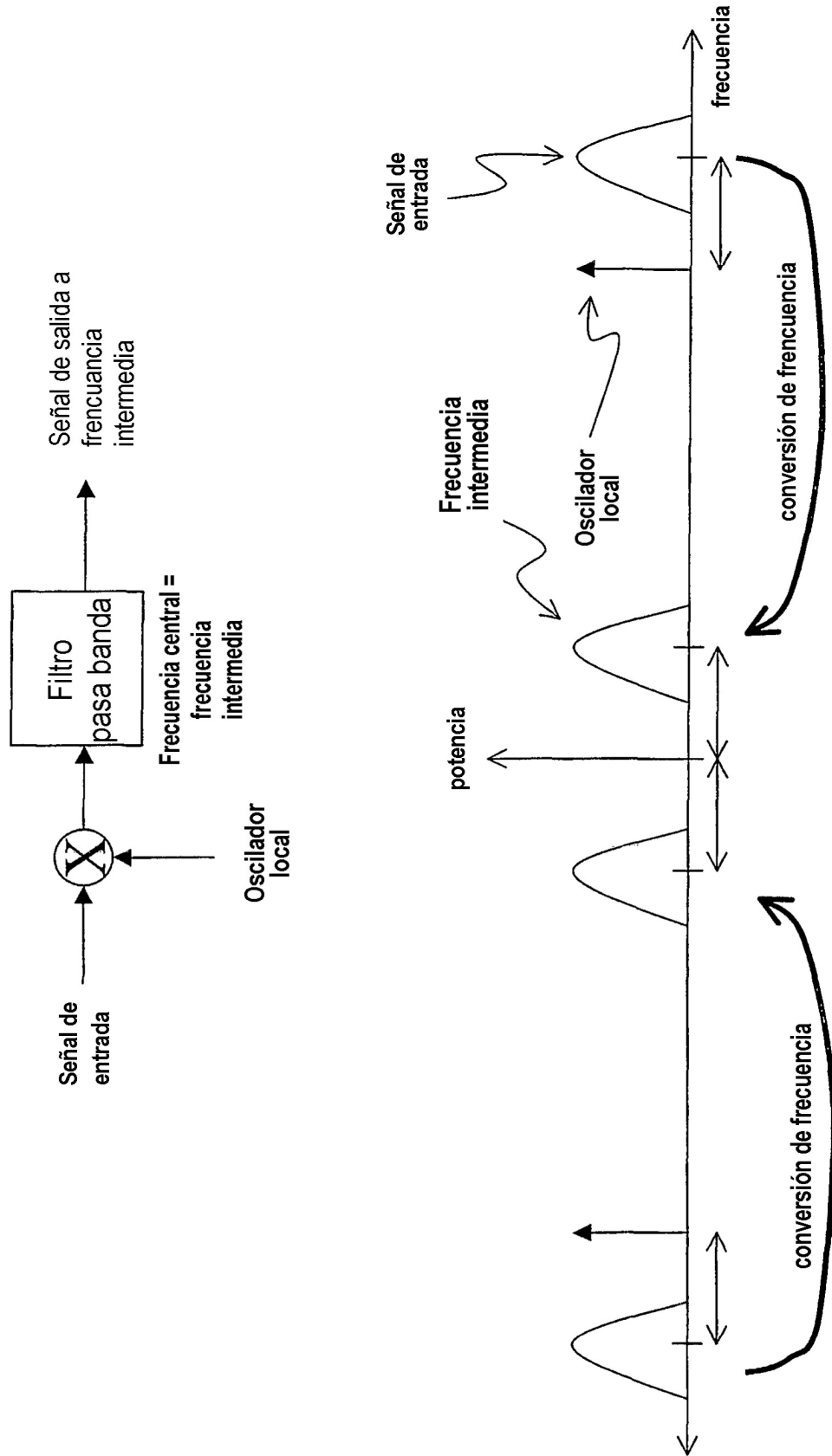


Fig. 7

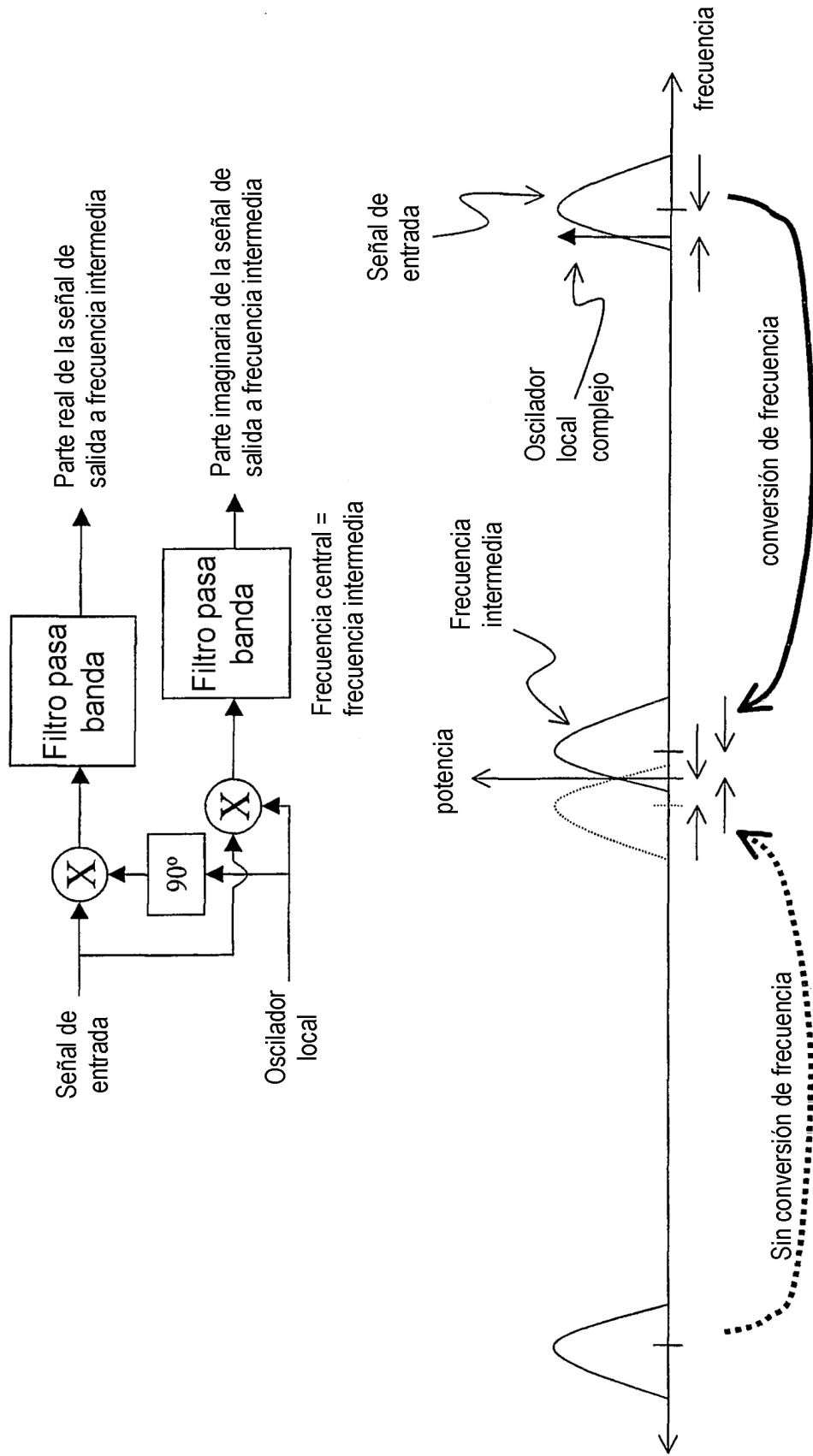


Fig. 8

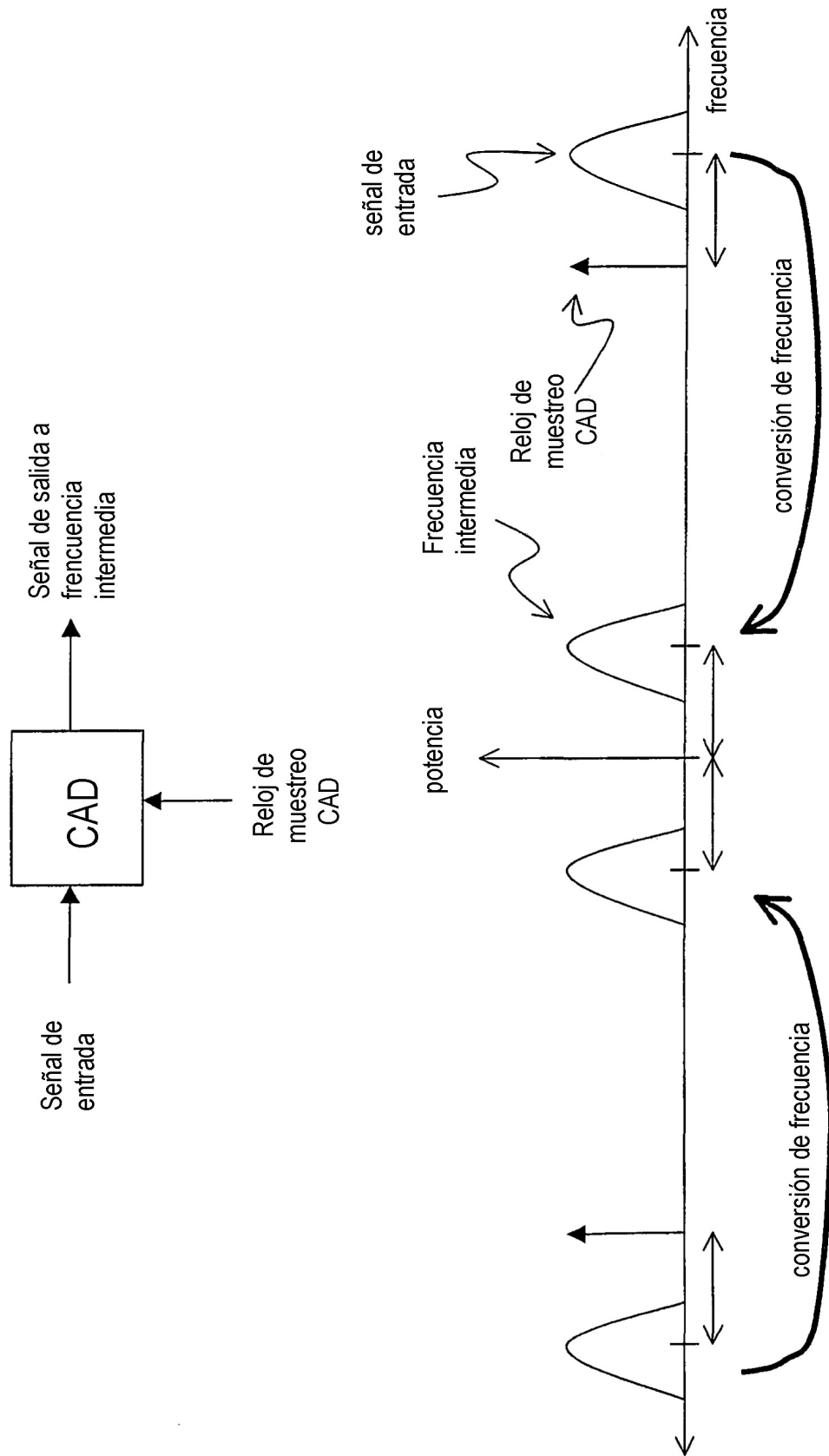


Fig. 9

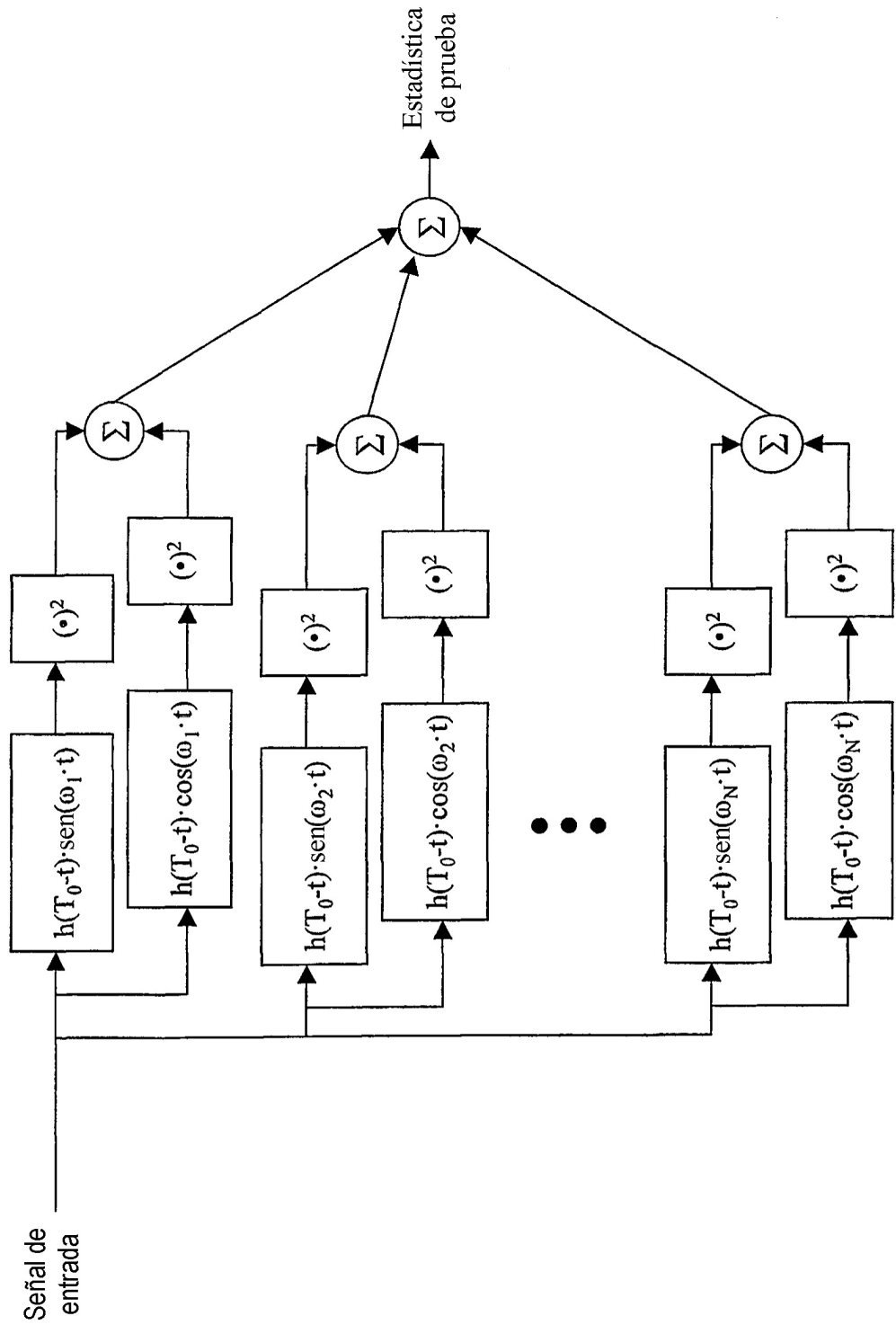


Fig. 10

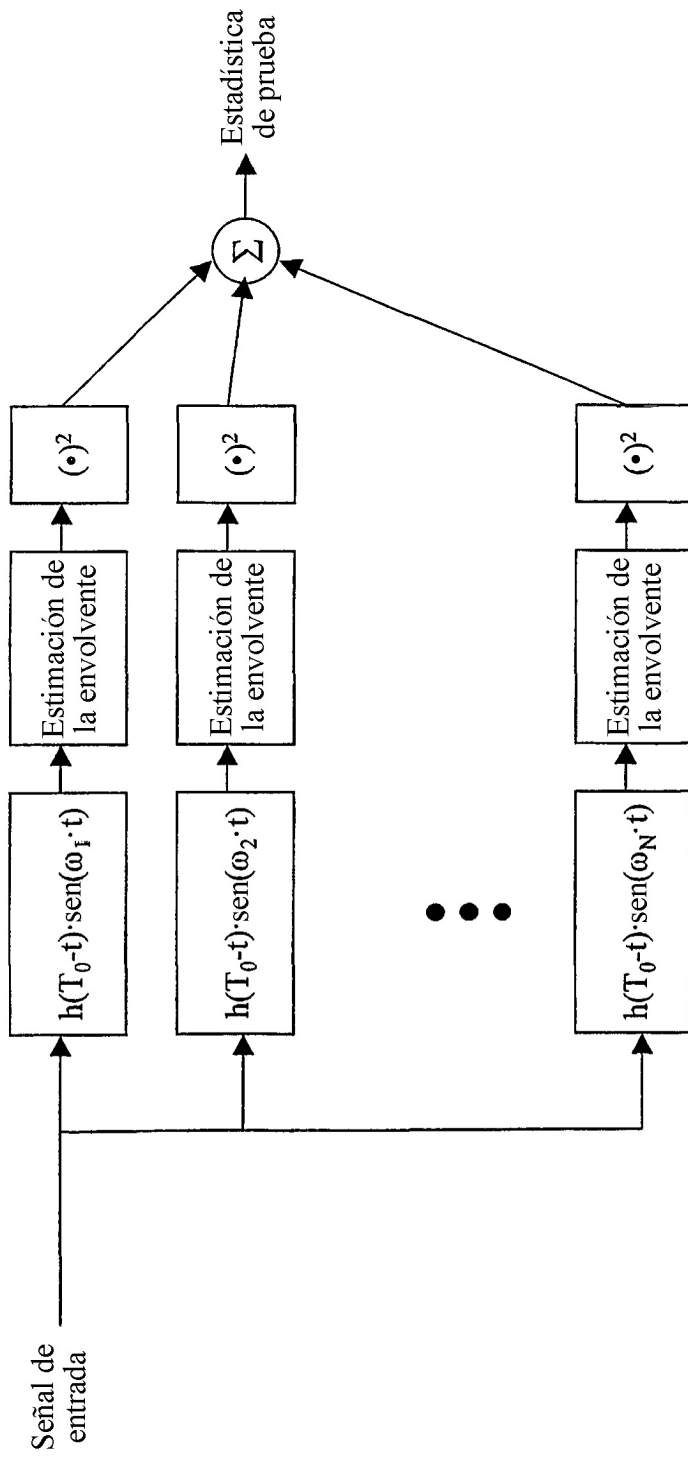


Fig. 11

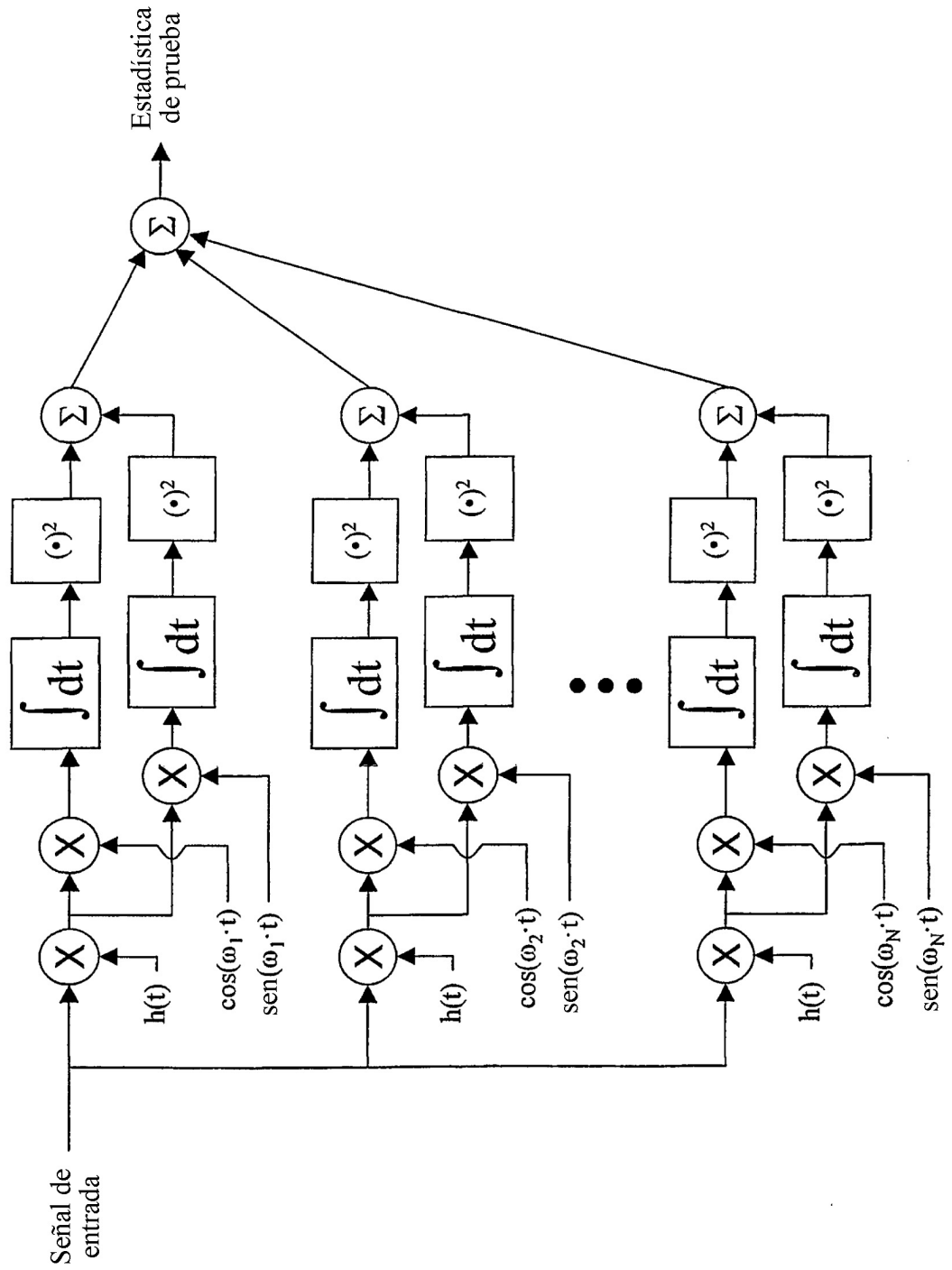


Fig. 12

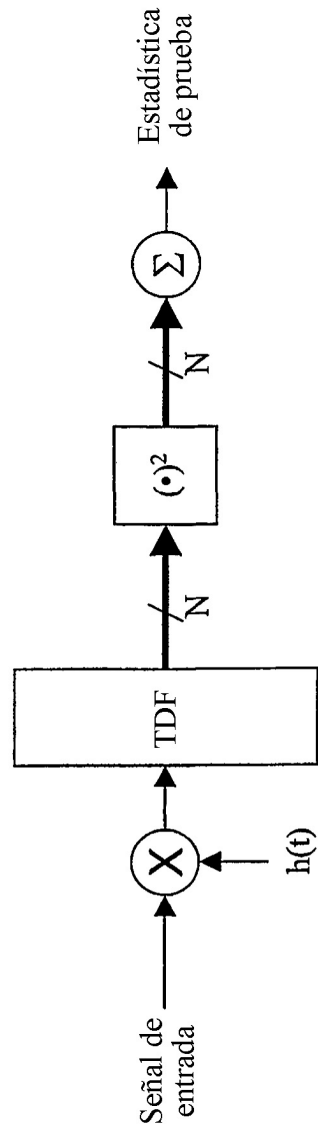


Fig. 13

