



19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

11 Número de publicación: **2 360 277**

51 Int. Cl.:  
**G01S 3/48** (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Número de solicitud europea: **09450106 .1**

96 Fecha de presentación : **29.05.2009**

97 Número de publicación de la solicitud: **2261686**

97 Fecha de publicación de la solicitud: **15.12.2010**

54 Título: **Procedimiento y aparato para medir desfases de señales.**

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:  
**02.06.2011**

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:  
**02.06.2011**

73 Titular/es: **KAPSCH TRAFFICCOM AG.**  
**Am Europlatz 2**  
**1120 Wien, ES**

72 Inventor/es: **Arthaber, Holger**

74 Agente: **Zea Checa, Bernabé**

ES 2 360 277 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

La presente invención se refiere a un procedimiento y a un aparato para medir el desfase entre una primera y una segunda señal.

5

La medición del desfase entre dos señales desfasadas se requiere en muchas aplicaciones tales como amplificadores con realimentación positiva o la estimación de la dirección de llegada (DOA) en un sistema de antenas, conf. Bong-Gee Song, Ritcey, J.A., "*Maximum Likelihood Estimation of the Angle of Arrival*", Antennas and Propagation Society International Symposium, 1994, AP-S Digest, págs. 1568-1571, Vol. 3, Junio 1994; o Balogh L. and Kollar, I., "*Angle of Arrival Estimation based on interferometer principle*", Intelligent Signal processing, 2003 IEEE International Symposium en págs. 219-223, Sept. 2003. De acuerdo con la técnica anterior, esto se realiza normalmente calculando la correlación entre las dos señales. Sin embargo, la utilización de una aproximación digital para este fin requiere una conversión de bajada de ambas señales, conversión analógico a digital con ADCs de alta velocidad para señales de banda ancha, y tratamiento rápido de señales. Por otra parte, la utilización de una aproximación analógica, por ejemplo multiplicando o mezclando las dos señales tiene como resultado un intervalo de medición inequívoco de solamente 180° y, además, una medición desviada del desfase debido a compensaciones de CC de la salida del mezclador que típicamente depende de la temperatura.

25 US 3.378.848 describe un procedimiento y un aparato de acuerdo con los preámbulos de las reivindicaciones 1 y 10.

Un objetivo de la invención es disponer un procedimiento y un aparato para medir el desfase entre dos señales que pueda medir desfases en un mayor intervalo de medición inequívoco. Otro objetivo de la invención es disponer tales procedimientos y aparato que no estén sometidos a errores de medición debidos a variaciones de temperatura. Todavía otro objetivo de la invención es disponer tales procedimientos y aparato que no se vean influenciados por compensaciones de CC que se producen en las trayectorias de procesamiento de señales.

35

En un primer aspecto de la invención, estos objetivos se consiguen con un

procedimiento para medir el desfase entre una primera y una segunda señal, que comprende las siguientes etapas:

desfasar la primera señal en frecuencia una frecuencia de desplazamiento, superponer la primera señal de frecuencia de desplazamiento y la segunda  
5 señal,

determinar una señal de la envolvente de la señal superpuesta, y medir el desfase de la señal de la envolvente a la frecuencia de desplazamiento, o un múltiplo de la misma, respecto a la fase de la frecuencia de desplazamiento,

10 caracterizado por el hecho de que el desfase se mide determinando un coeficiente de Fourier de la señal de la envolvente a la frecuencia de desplazamiento y extrayendo su fase.

El procedimiento de la invención está basado en un nuevo enfoque de la  
15 estimación de Fourier para medir el desfase de señales basándose en las estocásticas de las señales. Sin embargo, el procedimiento propuesto es bastante independiente del formato de modulación de las señales y, de este modo, resulta particularmente útil para la mayoría de formatos de modulación actuales tales como los formatos de modulación WLAN o WAVE, por ejemplo  
20 según los estándares IEEE 802.11a, 802.11g, 802.11p, 802.11n, etc (en lo sucesivo denominados en general IEEE 802.11). La invención consigue un intervalo de medición inequívoca de 360° completos y, tal como se detallará a continuación, es insensible a compensaciones de CC o a variaciones de temperatura de los componentes de equipo implicados. Por encima de todo,  
25 el procedimiento de la invención puede implementarse con componentes de equipo poco complejos y de bajo coste: no son necesarios ni convertidores analógico a digital de alta velocidad (ADCs) para el muestreo de todo el ancho de banda de la señal ni etapas de modulación ni dispositivos de procesamiento de señales digitales extensivos. El procedimiento se basa en  
30 la auto-interferencia de una señal con una versión desplazada en frecuencia de la otra, y la medición estimada para el desfase puede calcularse mediante microcontroladores económicos de baja velocidad.

En una primera realización preferida de la invención el desplazamiento se  
35 realiza mediante una multiplicación vectorial compleja con dicha frecuencia de desplazamiento. Alternativamente, el desplazamiento puede realizarse por modulación de banda lateral única con dicha frecuencia de desplazamiento.

En otra variante preferida para las señales que se desmodulan a partir de señales de radiofrecuencia (RF) el desplazamiento se realiza desmodulando dichas señales de RF con distintas frecuencias de desmodulación que se  
5 diferencian en dicha frecuencia de desplazamiento. De este modo, no es necesario un oscilador separado para generar la frecuencia de desplazamiento.

10 La superposición de la primera y la segunda señal puede realizarse de cualquier modo posible, por ejemplo sumando/añadiendo o restando las señales.

15 La señal de la envolvente también puede determinarse de manera conocida en la técnica, por ejemplo mediante un detector de diodos, o un detector de potencia que determina una medida de la potencia lineal o logarítmica de la señal superpuesta. Preferiblemente, la señal de la envolvente se determina como una medida logarítmica de la potencia de la señal superpuesta. Se ha demostrado que esta última variante da muy buenos resultados en la mayoría de los casos, tal como se detallará después.

20 Preferiblemente, el desfase medido se promedia sobre períodos múltiples de la frecuencia de desplazamiento de manera que la naturaleza estocástica de las señales puede aprovecharse mejor para una mayor precisión.

25 De acuerdo con otra realización preferida, tanto la determinación del coeficiente de Fourier como el promedio puede realizarse integrando un producto complejo de la señal de la envolvente y la frecuencia de desplazamiento en múltiples períodos de la frecuencia de desplazamiento.

30 El procedimiento de la invención es adecuado para señales de banda ancha que tienen un ancho de banda en el intervalo de 10 a 200 MHz, tal como por ejemplo señales WLAN y WAVE de acuerdo con el estándar IEEE 802.11, en particular cuando la frecuencia de desplazamiento se encuentra en el intervalo de 10 a 200 kHz, preferiblemente de 25 a 125 kHz, siendo  
35 particularmente preferido aproximadamente 50 kHz. Estas frecuencias de desplazamiento provocan la menor interferencia posible con las subportadoras de dichas señales.

En un segundo aspecto, la invención propone un aparato para medir el desfase entre una primera y una segunda señal, que comprende:

un oscilador para generar una frecuencia de desplazamiento,

5 un variador de frecuencias conectado al oscilador por una parte y que, por otra, recibe la primera señal para desplazar en frecuencia la primera señal por dicha frecuencia de desplazamiento,

un elemento de superposición conectado, por una parte, a la salida del variador de frecuencias y que, por otra, recibe la segunda señal para

10 superponer la primera señal desplazada en frecuencia y la segunda señal,

un detector de la envolvente conectado a la salida del elemento de superposición para determinar una señal de la envolvente de la señal superpuesta, y

un indicador de fase conectado a la salida del detector de la envolvente por

15 una parte y al oscilador por otra para medir la fase de la señal de la envolvente a la frecuencia de desplazamiento, o un múltiplo de la misma, respecto a la fase de la frecuencia de desplazamiento,

caracterizado por el hecho de que el indicador de fase es un elemento de transformada de Fourier que determina el coeficiente de Fourier de la señal

20 de la envolvente a la frecuencia de desplazamiento y que extrae su fase.

Tal como puede apreciarse fácilmente, el aparato de la invención es de una muy baja complejidad de equipo. En particular, no se requieren ni ADCs de alta velocidad ni desmoduladores ni un equipo de procesamiento de señales

25 digitales complicado. Sin embargo, puede conseguirse una medición en tiempo real rápida y fiable de la medición estimada del desfase en toda la gama de medición de  $360^\circ$  completos, resistente a compensaciones de CC y a variaciones de temperatura de los componentes del equipo implicados.

30 En caso de que el aparato comprenda desmoduladores para señales que requieran ser desmoduladas a partir de señales de RF, el variador de frecuencias está constituido preferiblemente por los citados demoduladores existentes y éstos son alimentados con diferentes frecuencias de desmodulación que difieren en dicha frecuencia de desplazamiento.

35 El detector de la envolvente puede implementarse de manera conocida en la técnica, por ejemplo como un detector de diodos, o un detector de potencia

que determina la potencia de la señal superpuesta en una escala lineal o logarítmica. Es particularmente ventajoso si el detector de la envolvente determina la señal de la envolvente como una medición de potencia logarítmica, tal como se explicará en detalle a continuación.

5

Preferiblemente, el elemento de transformada de Fourier se integra sobre múltiples períodos de la frecuencia de desplazamiento para promediar el desfase medido.

- 10 El aparato - así como el procedimiento - de la invención resulta adecuado para señales de banda ancha de tipo microonda por modulación OFDM, por ejemplo según el estándar IEEE 802.11 WLAN o WAVE citado anteriormente, en particular cuando la frecuencia de desplazamiento se encuentra en el intervalo de 10 a 200 kHz, preferiblemente 25 a 125 kHz, siendo  
15 particularmente preferido de aproximadamente 50 kHz.

La invención se describirá ahora además con referencia a realizaciones preferidas de la misma y a los dibujos que se incluyen, en los cuales:

- 20 La figura 1 es un diagrama de bloques de una primera realización del aparato de la invención que también explica las etapas del procedimiento de la invención;  
La figura 2 es un diagrama de bloques de una variante del detector de la envolvente y el indicador de fase de la realización de la figura 1;
- 25 La figura 3 muestra la estructura de tramas de un paquete de datos de acuerdo con el estándar IEEE 802.11p utilizado como señal de entrada de banda ancha;  
La figura 4a es un diagrama de bloques de una implementación de ejemplo del equipo del aparato y el procedimiento de la invención;
- 30 La figura 4b es un diagrama de bloques de una variante del variador de frecuencias de la realización de la figura 4a;  
La figura 5 es un diagrama de bloques de un generador de señales de ejemplo para generar señales de prueba como entradas para los procedimientos y el aparato de la invención;
- 35 La figura 6 es una gráfica que muestra el rendimiento del procedimiento y el aparato de la invención comparando distintas variantes lineales y logarítmicas del detector de la envolvente;

La figura 7 es una gráfica que muestra el efecto de incluir o excluir el preámbulo de un paquete de datos IEEE 802.11p sobre la desviación del desfase medido; y

La figura 8 es una gráfica que muestra el efecto de incluir o excluir el preámbulo de un paquete de datos IEEE 802.11p sobre la desviación estándar del desfase medido.

En la figura 1 se ha representado una primera realización de un aparato 1 para medir el desfase entre dos señales. Todas las señales y las trayectorias de las señales mostradas se han considerado complejas en el canal de banda base equivalente.

Como alimentación de prueba para el aparato 1 se ilustra un modelo simplificado de un canal de transmisión 2 que genera señales de entrada desfasadas  $u_1(t)$ ,  $u_2(t)$  de una señal  $s(t)$  de fuente común por un desfase  $\varphi$  como:

$$\begin{aligned} u_1(t) &= s(t)e^{j\varphi} + n_1(t) \\ u_2(t) &= s(t) + n_2(t) \end{aligned} \quad (2)$$

presentando ruido blanco aditivo Gaussiano  $n_{1,2}(t)$  añadido. Se supone que los ruidos  $n_1(t)$  y  $n_2(t)$  no están correlacionados, presentando ambos la misma energía. Además, la relación señal-ruido (SNR) de las entradas viene definida como

$$SNR_1 = \frac{E\{|u_1(t)|^2\}}{E\{|n_1(t)|^2\}} \quad (3)$$

$$SNR_2 = \frac{E\{|u_2(t)|^2\}}{E\{|n_2(t)|^2\}} \quad (4)$$

indicando  $E\{\}$  el operador de expectativa.

En una primera fase del aparato 1, de acuerdo con una primera etapa del procedimiento de la invención, la señal  $u_1(t)$  está desplazada en frecuencia por una frecuencia de desplazamiento  $f_0$  a través de un variador de frecuencias 3. El variador de frecuencias 3 recibe la frecuencia de desplazamiento  $f_0$  de un oscilador 4. En implementaciones prácticas del equipo el variador de frecuencias 3 puede implementarse, por ejemplo, como un modulador de banda lateral única (SSB) o un modulador vectorial.

10

En una segunda fase del aparato, o la segunda etapa del procedimiento, respectivamente, la salida del variador de frecuencias 3 se conecta a un sumador 5, recibiendo este último en su segunda entrada la segunda señal  $u_2(t)$  para sumar estas señales. Aquí puede tenerse en cuenta un factor de desequilibrio de la amplitud  $a=1$  (que puede producirse en una configuración del equipo):

15

$$v(t) = u_1(t) \cdot ae^{j2\pi f_0 t} + u_2(t) \quad (5)$$

20

El sumador 5 puede implementarse por ejemplo como un divisor/combinador Wilkinson de 3dB. En lugar de un sumador puede utilizarse cualquier otro medio para superponer las dos señales  $u_1$  y  $u_2$ , por ejemplo un elemento sustractor o en general cualquier elemento de superposición que superponga las dos señales  $u_1$  y  $u_2$ .

25

30

En una tercera fase, o tercera etapa, respectivamente, la salida del sumador 5 se envía a un detector de la envolvente 6. El detector de la envolvente 6 puede implementarse de manera conocida en la técnica, por ejemplo como un detector de diodos, un detector de potencia, o similar. A continuación se consideran en detalle dos realizaciones preferidas del detector de la envolvente 6: En la variante de la figura 1 el detector de la envolvente 6 es un detector de potencia que mide la potencia de la señal sumada  $v(t)$  en una escala lineal según

$$w_{lin}(t) = |v(t)|^2 \quad (6)$$

En la variante alternativa de la figura 2 el detector de la envolvente 6 es un detector de potencia que determina la señal de potencia  $w(t)$  en una escala logarítmica

$$w_{log}(t) = \log(|v(t)|^2) \quad (7)$$

5

En una cuarta fase del aparato 1, de acuerdo con una cuarta etapa del procedimiento de la invención, la fase de esa componente de la frecuencia de la señal de la envolvente  $w(t)$  que se produce en la frecuencia de desplazamiento  $f_0$  - o un múltiplo de la misma - se mide respecto a la fase de la frecuencia de desplazamiento  $f_0$ . Para este fin se utiliza un indicador de fase 7 sensible para este componente de la frecuencia que recibe la frecuencia de desplazamiento  $f_0$  del oscilador 4 como referencia.

El indicador de fase 7 puede implementar cualquier procedimiento de medición selectiva de frecuencia adecuado conocido en la técnica. En la realización preferida que está representada en las figuras 1 y 2, el indicador de fase 7 está constituido por un elemento de transformada de Fourier que determina el coeficiente X de Fourier de la señal de la envolvente  $w(t)$  en la frecuencia de desplazamiento  $f_0$ , es decir:

$$X_{lin,log} = \frac{1}{NT_0} \int_0^{NT_0} w_{lin,log}(t) e^{-j2\pi f_0 t} dt \quad (8)$$

20

siendo  $T_0 = 1/f_0$  el período de la frecuencia de desplazamiento  $f_0$  y N indicando el número de períodos  $T_0$  utilizados para integrar. De este modo, integrando sobre múltiples (N) períodos  $T_0$  de la frecuencia de desplazamiento  $f_0$ , el indicador de fase 7 promedia implícitamente la medida sobre esos N períodos.

25

En la presente descripción, el término transformada o coeficiente de “Fourier”, respectivamente, se considera en su sentido más amplio posible, incluyendo todas las variantes conocidas de la transformada de Fourier, por ejemplo, realizaciones de Fourier rápida, así como todas las transformadas matemáticas técnicamente equivalentes conocidas en la técnica.

A continuación se mostrará que la fase del coeficiente de Fourier complejo  $X$  puede considerarse como medida estimada del desfase entre las señales de entrada  $u_1(t)$  y  $u_2(t)$ :

10

Considerando el valor de expectativa  $E\{X_{\log, \text{lin}}\}$  y una estimación para el desfase  $\varphi$  bajo la suposición de que  $s(t)$  es un procedimiento aleatorio con una densidad espectral de potencia plana (“blanca”):

$$E\{X_{\text{lin}}\} = aE\{|s(t)|^2\}e^{j\varphi} \quad (9)$$

$$\varphi_{\text{lin}} = \arg(E\{X_{\text{lin}}\}) = \arg(aE\{|s(t)|^2\}e^{j\varphi}) = \varphi \quad (10)$$

15

De la ecuación (10) puede apreciarse claramente que el estimador de máxima verosimilitud  $\varphi_{\text{lin}}$  no está desviado y, por lo tanto, es igual al valor real de  $\varphi$ .

20 El cálculo de la estimación de la fase  $\varphi_{\log}$  después del detector de la envolvente logarítmica 6 de la figura 2 se vuelve algo más complicado debido a la función no lineal  $\log()$  que tiene como resultado una transformación de variables aleatorias. Sin embargo, puede calcularse la estimación para  $E\{X_{\log}\}$ , excepto para un factor  $k$  desconocido que depende de  $a$ ,  $E\{|n_{1,2}(t)|^2\}$  y las propiedades estadísticas de  $s(t)$  (incluyendo momentos estadísticos de orden superior, si no blancos):

25

$$E\{X_{\log}\} = ke^{j\varphi} \quad (11)$$

$$\varphi_{\log} = \arg(E\{X_{\log}\}) = \arg(ke^{j\varphi}) = \varphi \quad (12)$$

Por lo tanto, la estimación del desfase  $\varphi_{\log}$  tampoco está desviada.

Como que la estimación ( $\varphi_{\text{lin},\log}$  sólo depende de  $\arg(E\{X_{\text{lin},\log}\})$ ) no se requiere conocer la potencia media de la señal  $E\{|s(t)|^2\}$  y el desequilibrio de la amplitud  $a$ . Es evidente que la varianza del estimador está influenciada por estos pero no el valor de expectativa.

Además, como que  $\varphi_{\text{lin},\log}$  se determina calculando un único coeficiente de Fourier (componente espectral) a  $f_0$ , un componente desplazado o de CC, respectivamente, por lo tanto, no tiene influencia sobre ( $\varphi_{\text{lin},\log}$ . Se trata de un atractivo muy importante que hace que una implementación del equipo del procedimiento y el aparato propuestos sea insensible a desviaciones de desplazamiento de CC producidas por variaciones de temperatura.

## 15 EJEMPLO

Para verificar el rendimiento del procedimiento y el aparato de la invención se analizó su aplicación sobre una señal IEEE 802.11p. Se trata, por ejemplo, de un escenario de aplicación típica para estimar el ángulo de llegada de la onda en un sistema de antenas de dos elementos.

El estándar IEEE 802.11p utiliza un canal de 8.3 MHz de ancho para las frecuencias centrales  $f_c = (5860 + n \cdot 10)$  MHz con  $n = 0 \dots 6$ . La multiplexación por división de frecuencias ortogonales (OFDM) se aplica con 52 subportadoras (cuatro de ellas son portadoras piloto). La modulación de las subportadoras puede seleccionarse de BPSK, QPSK, 16-QAM, y 64-QAM con velocidades de codificación de 1/2, 2/3, y 3/4 y dando como resultado, de este modo, velocidades de transmisión de 3... 27 MBit/s. La estructura de tramas se muestra en la figura 3. Cada trama empieza con un preámbulo de 32  $\mu\text{s}$  de largo que consiste en dos símbolos OFDM (modulados en BPSK)

fijos pero diferentes, un símbolo OFDM de cabecera de 8  $\mu$ s (modulado en BPSK) que indica longitud de la trama y el formato de modulación, y una serie de símbolos de datos OFDM de 8  $\mu$ s (modulación seleccionable). El primer símbolo de datos también lleva 16 bits reservados para un uso posterior.

5

Debido a la naturaleza determinista del preámbulo, debe esperarse una degradación del rendimiento del procedimiento y el aparato de la invención si el preámbulo y la cabecera se encuentran incluidos en el tiempo de observación. De este modo, se realizaron simulaciones con y sin incluir el preámbulo y la cabecera.

10

Cuando se utiliza toda la longitud de trama mínima de 40  $\mu$ s para la medición  $\varphi$  del desplazamiento de la frecuencia  $f_0$  debe ser  $f_0 = n/40 \varphi \mu$ s =  $n \cdot 25$  kHz; Si debe utilizarse un único símbolo OFDM para la medición, entonces  $f_0 = n/8 \mu$ s =  $n \cdot 125$  kHz. En las simulaciones se eligió un valor de  $f_0 = 50$  kHz: Esto permite por una parte el uso de ADCs y DACs integrados de microcontroladores de bajo coste y, por otra, tiene como resultado un tiempo de integración de  $T_0 = 1/50$  kHz = 20  $\mu$ s que corresponda a 2,5 símbolos de OFDM. Se seleccionó, además, la modulación en QPSK con  $R = 3/4$ . Se vio que los resultados eran casi independientes del formato de modulación elegido. El número de períodos de integración  $N$  fue modificado por  $N \in \{1, 2, 5, 10\}$ . Esto correspondía a las cargas útiles de datos mínimas de la Tabla I (en la que los valores entre paréntesis indican el mínimo número de bits de datos necesarios si no se utiliza símbolo de preámbulo y cabecera):

25

TABLA I

N	BPSK, R= 1/2	QPSK, R= 3/4	64-QAM, R= 3/4
1	0 (3)	0 (51)	0 (195)
2	0 (51)	0 (195)	0 (627)
5	147 (243)	483 (771)	1491 (2355)
10	435 (531)	1347 (1635)	4083 (4947)

Número Mínimo de Bits de Datos Requerido para un N Determinado

#### *Modelo de implementación del equipo*

30

Para las simulaciones se adoptó una implementación de equipo tal como se muestra en la figura 4a, realizando una interfaz de RF típica para un sistema

multicanal.

Una primera etapa de filtro 8 preseleccionó la banda de frecuencia deseada para IEEE 802.11p. Se utilizaron unos demoduladores 9 alimentados por un  
5 oscilador local 10 que proporcionó la frecuencia de modulación  $f_{LO}$  para desmodular las señales de entrada de RF bajo la primera y la segunda señal  $u_1$ ,  $u_2$ . Se utilizaron unos filtros 11 de frecuencia intermedia (IF) para seleccionar uno de los siete subcanales. Como variador de frecuencias 3 se utilizó un modulador vectorial complejo de tipo ADL5390 de *Analog Devices*.  
10 El sumador 5 fue implementado como un divisor/combinador Wilkinson de 3dB, y el detector de la envolvente 6 era un detector de potencia logarítmico con una gama dinámica  $> 70$  dB de tipo HMC601LP4 de hitita para soportar un amplio rango dinámico de señales de entrada. El oscilador 4 así como el indicador de fase 4 fueron implementados por un microcontrolador MC  
15 compatible con Intel 8051 de *Silicon Laboratories*.

La figura 4b muestra una variante de la realización de la implementación del equipo de la figura 4a en la que el desplazamiento de frecuencia de la primera señal  $u_1$  se obtuvo por medio de unos demoduladores 9 *per se*. Para  
20 este fin, los demoduladores 9 fueron alimentados mediante unos osciladores locales individuales 12, 13 cuyas frecuencias de oscilación locales  $f_{LO}$  se diferenciaban en la frecuencia de desplazamiento  $f_0$ , es decir,  $f_{LO,2} = f_{LO,1} \pm f_0$ . De este modo, los demoduladores 9, junto con sus osciladores locales 12, 13, formaban el variador de frecuencias 3. Por motivos de estabilidad las  
25 frecuencias  $f_{LO,1}$ ,  $f_{LO,2}$  de los osciladores 12, 13 podrían derivarse de una base de frecuencias del oscilador común, por ejemplo del microcontrolador  $\mu C$ .

#### *Configuración de simulación*

30 Para las simulaciones se generó una señal de prueba IEEE 802.11p mediante una fuente de RF y se dividió en dos señales con una señal pasando por un variador de frecuencias manual, véase figura 5. Para añadir ruido sin correlación a ambos canales y para configurar la SNR se añadieron dos series de amplificadores de alta ganancia a las señales mediante unos  
35 atenuadores por pasos y acopladores direccionales. No se realizó una limitación de banda del ruido debido a que la implementación del equipo ya tenía un filtro limitador de banda en la entrada y un filtro de selección de

canales en la frecuencia IF.

En las simulaciones se llevaron a cabo por lo menos  $10^5$  operaciones de medición para conseguir una elevada precisión de las mediciones estadísticas de la fase  $\varphi$ . La simulación fue controlada totalmente por un código MATLAB; solamente tuvo que establecerse manualmente el desfase.

### *Resultados de la simulación*

Como primera prueba, se comparó el rendimiento de ambas realizaciones, figura 1 ( $\varphi_{lin}$ ) y figura 2 ( $\varphi_{log}$ ) por simulación y el resultado se muestra en la figura 6. La prueba se realizó en símbolos de datos OFDM solamente, sin ocuparse de la influencia del preámbulo y la cabecera. El resultado de la figura 6 fue asombroso: Debido a la transformación no lineal de las variables aleatorias ocurrió que la desviación estándar del aparato utilizando el detector de potencia logarítmico (figura 2) tenía un rendimiento mejor que la variante lineal de la figura 1 para  $SNR > 5$  dB. Teniendo en cuenta que la SNR requerida para una correcta desmodulación se encuentra en el intervalo de 5 a 20 dB (dependiendo de velocidad de modulación y codificación), el detector de potencia logarítmico debe preferirse como detector de la envolvente.

La comparación de la desviación de ambas variantes no fue necesaria dado que se esperaba que ambas variantes no estuvieran desviadas, véase las ecuaciones (10) y (12). Esto se verificó también mediante simulaciones.

Como segunda prueba se investigó la influencia del preámbulo y la cabecera. En esta prueba tanto la desviación (figura 7) como la desviación estándar (figura 8) de la fase medida ( $\varphi$  se determinó para ambas variantes (figuras 1 y 2)). Las figuras 7 y 8 indican claramente, según lo esperado, la influencia negativa del preámbulo y la cabecera sobre el rendimiento del procedimiento y el aparato de la invención. Es interesante notar que el error máximo se produjo a  $N = 2$ , lo cual puede explicarse como sigue: la utilización de  $N = 1$  tiene como resultado un tiempo de integración de  $T = T_0 = 20 \mu s$  que solamente cubre partes del preámbulo. Debido a la señal del preámbulo determinista ocurrió en el caso especial de  $f_0 = 50$  kHz que la densidad espectral de potencia de  $w_{log}(t)$  a 50 kHz no dependía de la señal  $s(t)$  y, por lo tanto, el resultado  $\varphi_{log}$  no estaba desviado. Al aumentar  $N$  también aumentó el

- tiempo de integración  $N_{T0}$ : Para  $N = 2$  podía observarse una desviación de fase de hasta  $3,5^\circ$  que se redujo al aumentar  $N$  pero no se redujo al aumentar SNR. Este último efecto fue una consecuencia de la desviación determinada solamente por las propiedades del preámbulo y la cabecera de  $s(t)$  y no por el
- 5 ruido. El aumento de  $N$  incluía cada vez más símbolos OFDM de datos aleatorios, y por lo tanto, el “blanqueo” de la densidad espectral de la potencia de  $s(t)$  y por consiguiente la reducción de la desviación de la medida de la fase.
- 10 La figura 8 indica que la desviación estándar era inferior en el caso de incluir el preámbulo y la cabecera, lo cual parece claro: Tener señales de entrada parcialmente deterministas reducía la varianza. La línea recta para  $N = 1$  con preámbulo y cabecera soportaba la explicación anterior sobre la desviación: Debido a que  $\varphi_{\log}$  no estaba influenciado por las propiedades de  $s(t)$  en ese
- 15 caso especial, no podía esperarse una interrelación lineal con la SNR.

La invención no está limitada a las realizaciones de ejemplo y preferidas descritas aquí sino que comprende todas las variantes y modificaciones de la misma que se encuentran dentro del alcance de las reivindicaciones adjuntas.

20

## REIVINDICACIONES

1. Procedimiento para medir el desfase ( $\varphi$ ) entre una primera y una segunda señal, que comprende las etapas de
  - 5 desfasar la primera señal ( $u_1$ ) en frecuencia una frecuencia de desplazamiento ( $f_0$ ),  
superponer la primera señal de frecuencia de desplazamiento y la segunda señal ( $u_2$ ),  
determinar una señal de la envolvente ( $w$ ) de la señal superpuesta ( $v$ ), y
  - 10 medir el desfase ( $\varphi$ ) de la señal de la envolvente ( $w$ ) a la frecuencia de desplazamiento ( $f_0$ ), o un múltiplo de la misma, respecto a la fase de la frecuencia de desplazamiento ( $f_0$ ),  
caracterizado por el hecho de que el desfase ( $\varphi$ ) se mide determinando un coeficiente de Fourier ( $X$ ) de la señal de la envolvente ( $w$ ) a la frecuencia de
  - 15 desplazamiento ( $f_0$ ) y extrayendo su fase.
  
2. Procedimiento según la reivindicación 1, caracterizado por el hecho de que el desfase medido ( $\varphi$ ) se promedia sobre múltiples períodos ( $T_0$ ) de la frecuencia de desplazamiento ( $f_0$ ).
- 20
3. Procedimiento según la reivindicación 2, caracterizado por el hecho de que se determina el coeficiente de Fourier ( $X$ ) y el promedio se realiza integrando un producto complejo de la señal de la envolvente ( $w$ ) y la señal de frecuencia de desplazamiento ( $f_0$ ) sobre múltiples períodos ( $T_0$ ) de la frecuencia de
- 25 desplazamiento ( $f_0$ ).
  
4. Procedimiento según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 3, caracterizado por el hecho de que la señal de la envolvente ( $w$ ) se determina como una medición logarítmica de la potencia de la señal superpuesta ( $v$ ).
- 30
5. Procedimiento según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 4, caracterizado por el hecho de que el desplazamiento se realiza por multiplicación vectorial compleja con dicha frecuencia de desplazamiento ( $f_0$ ).
  
- 35 6. Procedimiento según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 4, caracterizado por el hecho de que el desplazamiento se realiza por modulación de banda lateral única con dicha frecuencia de desplazamiento

( $f_0$ ).

5 7. Procedimiento según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 4 para una primera y una segunda señal ( $u_1$ ,  $u_2$ ) que se desmodulan a partir de señales de RF, caracterizado por el hecho de que el desplazamiento se realiza desmodulando dichas señales de RF con diferentes frecuencias de demodulación ( $f_{LO,1}$ ,  $f_{LO,2}$ ) que se diferencian en dicha frecuencia de desplazamiento ( $f_0$ ).

10 8. Procedimiento según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 7 para señales de banda ancha ( $u_1$ ,  $u_2$ ) que presentan un ancho de banda en el intervalo de 10 a 200 MHz, caracterizado por el hecho de que la frecuencia de desplazamiento ( $f_0$ ) se encuentra en el intervalo de 10 a 200 kHz, preferiblemente de 25 a 125 kHz, siendo particularmente preferido de aproximadamente 50 kHz.

20 9. Procedimiento según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 8 para señales de banda ancha ( $u_1$ ,  $u_2$ ) que son señales de microondas por modulación OFDM según el estándar WLAN o WAVE, caracterizado por el hecho de que la frecuencia de desplazamiento ( $f_0$ ) se encuentra en el intervalo de 10 a 200 kHz, preferiblemente de 25 a 125 kHz, siendo particularmente preferido de 50 kHz.

25 10. Aparato (1) para medir el desfase ( $\varphi$ ) entre una primera y una segunda señal ( $u_1$ ,  $u_2$ ) que comprende un oscilador (4; 12, 13) para generar una frecuencia de desplazamiento ( $f_0$ ), un variador de frecuencias (3; 9) conectado al oscilador (4; 12, 13) por una parte y que, por otra, recibe la primera señal ( $u_1$ ) para desplazar en frecuencia la primera señal ( $u_1$ ) por dicha frecuencia de desplazamiento ( $f_0$ ),  
30 un elemento de superposición (5) conectado, por una parte, a la salida del variador de frecuencias (3; 9) y que, por otra, recibe la segunda señal ( $u_2$ ) para superponer la primera señal desplazada en frecuencia y la segunda señal ( $u_2$ ),  
un detector de la envolvente (6) conectado a la salida del elemento de superposición (5) para determinar una señal de la envolvente ( $w$ ) de la señal superpuesta ( $v$ ), y  
35 un indicador de fase (7) conectado a la salida del detector de la envolvente

- (6) por una parte y al oscilador (4; 12, 13) por otra para medir la fase de la señal de la envolvente ( $w$ ) a la frecuencia de desplazamiento ( $f_0$ ), o un múltiplo de la misma, respecto a la fase de la frecuencia de desplazamiento ( $f_0$ ),
- 5    caracterizado por el hecho de que el indicador de fase (7) es un elemento de transformada de Fourier que determina el coeficiente de Fourier ( $X$ ) de la señal de la envolvente ( $w$ ) a la frecuencia de desplazamiento ( $f_0$ ) y que extrae su fase.
- 10   11. Aparato según la reivindicación 10, caracterizado por el hecho de que el elemento de la transformada de Fourier integra sobre múltiples períodos ( $T_0$ ) de la frecuencia de desplazamiento ( $f_0$ ).
- 15   12. Aparato según la reivindicación 12, caracterizado por el hecho de que el elemento de la transformada de Fourier integra un producto complejo de la señal de la envolvente ( $w$ ) y la señal de frecuencia de desplazamiento ( $f_0$ ) sobre múltiples períodos ( $T_0$ ) de la frecuencia de desplazamiento ( $f_0$ ).
- 20   13. Aparato según cualquiera de las reivindicaciones 10 a 12, caracterizado por el hecho de que el detector de la envolvente (6) determina la señal de la envolvente ( $w$ ) como medida de potencia logarítmica.
- 25   14. Aparato según cualquiera de las reivindicaciones 10 a 13, que comprende un primer y un segundo desmodulador (9) para dicha primera y segunda señal ( $u_1, u_2$ ), caracterizado por el hecho de que el variador de frecuencias está constituido por dichos demoduladores (9) que son alimentados con diferentes frecuencias de desmodulación ( $f_{LO1}, f_{LO2}$ ) que difieren por dicha frecuencia de desplazamiento ( $f_0$ ).
- 30   15. Aparato según cualquiera de las reivindicaciones 10 a 14 para señales de banda ancha ( $u_1, u_2$ ) que son señales de microondas por modulación OFDM según el estándar WLAN o WAVE, caracterizado por el hecho de que la frecuencia de desplazamiento ( $f_0$ ) se encuentra en el intervalo de 10 a 200 kHz, preferiblemente de 25 a 125 kHz, siendo particularmente preferido de
- 35   aproximadamente 50 kHz.

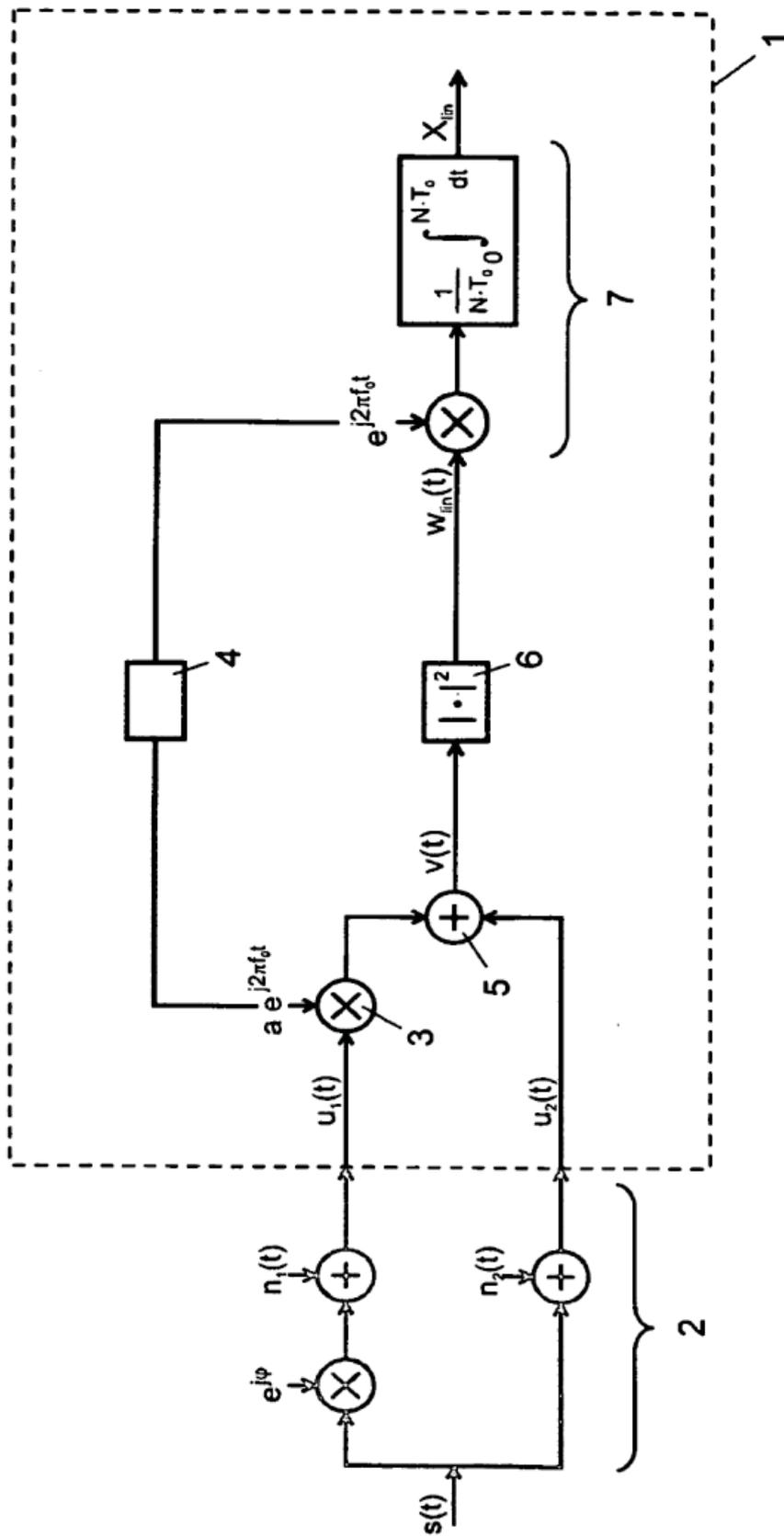
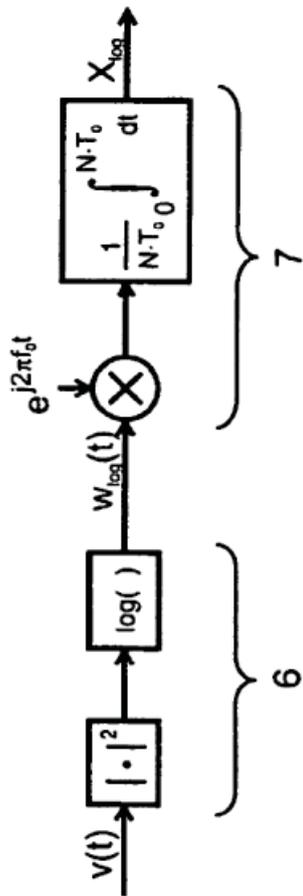
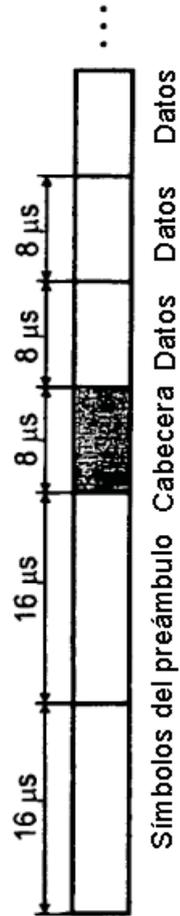


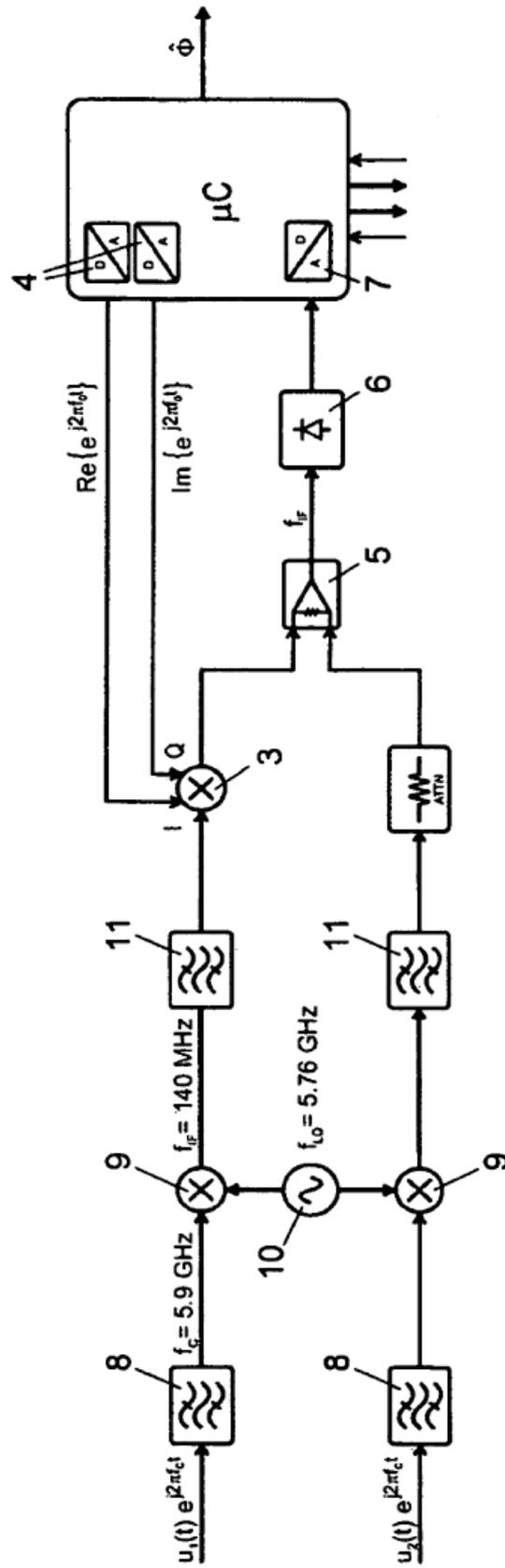
Fig. 1



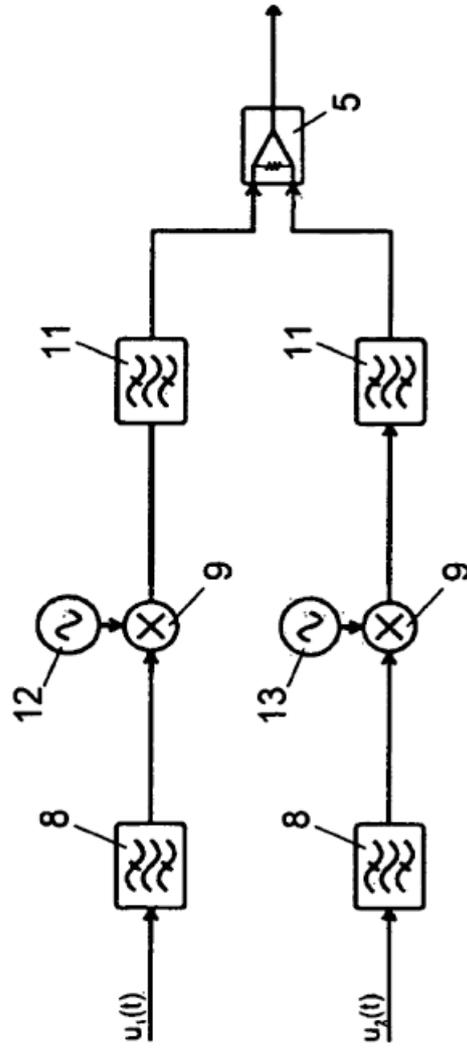
**Fig. 2**



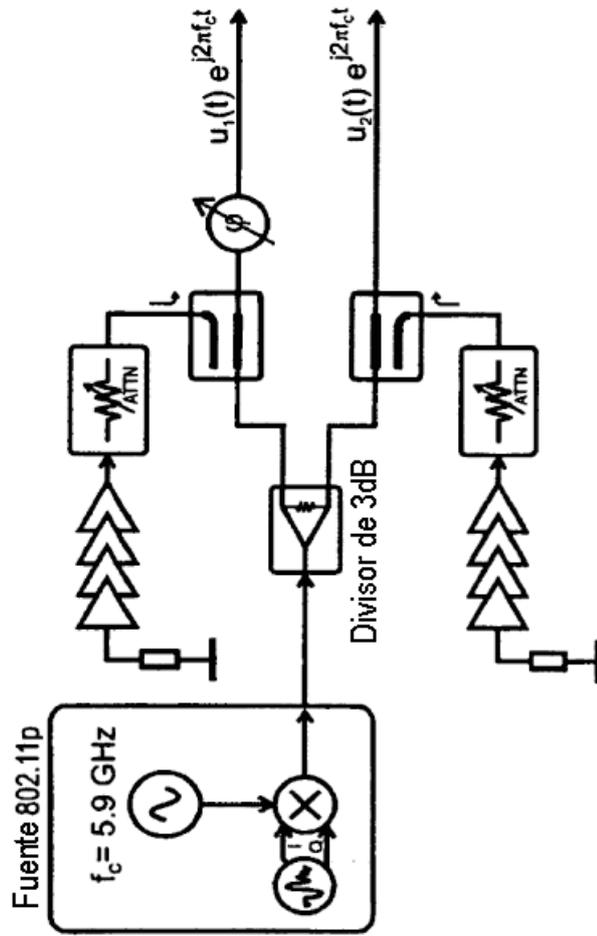
**Fig. 3**



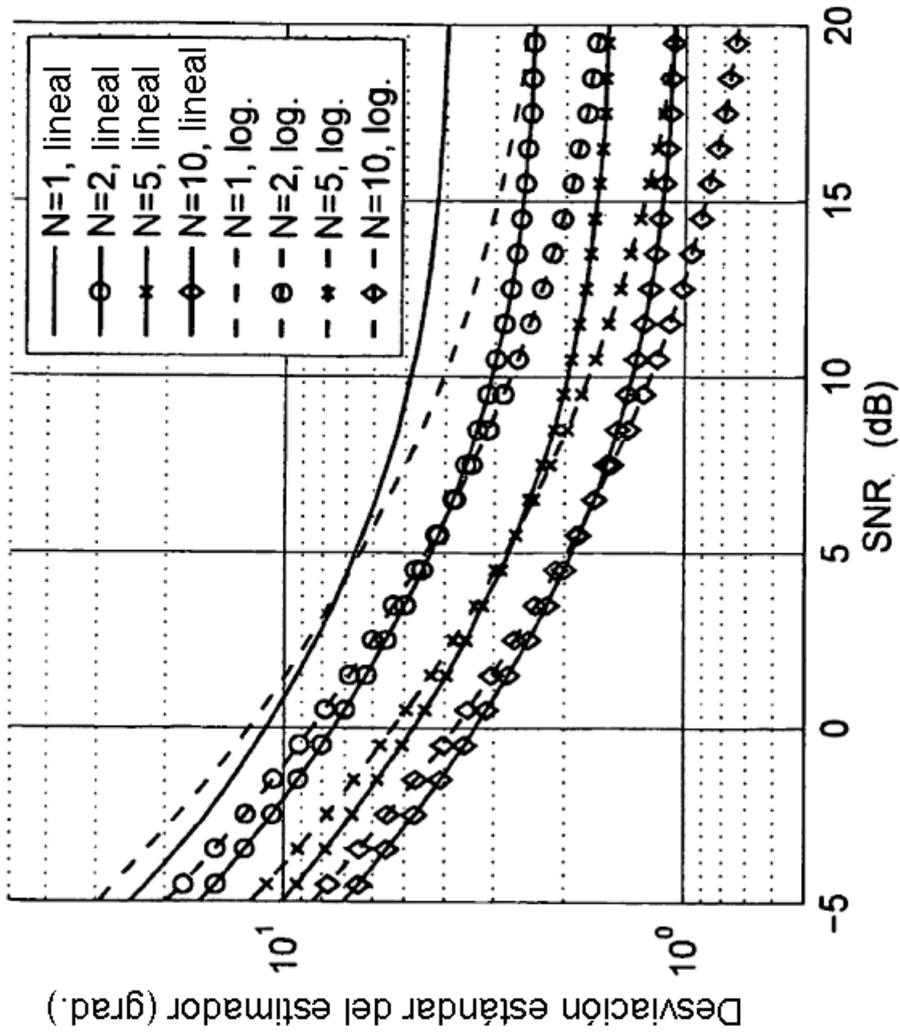
*Fig. 4a*



*Fig. 4b*



**Fig. 5**



**Fig. 6**

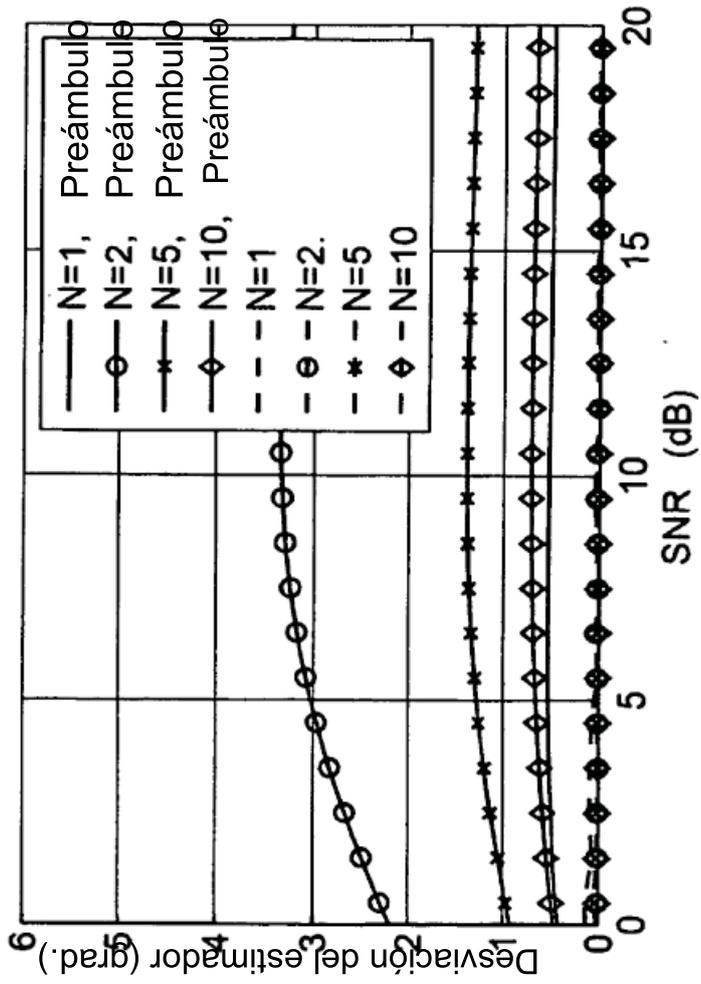
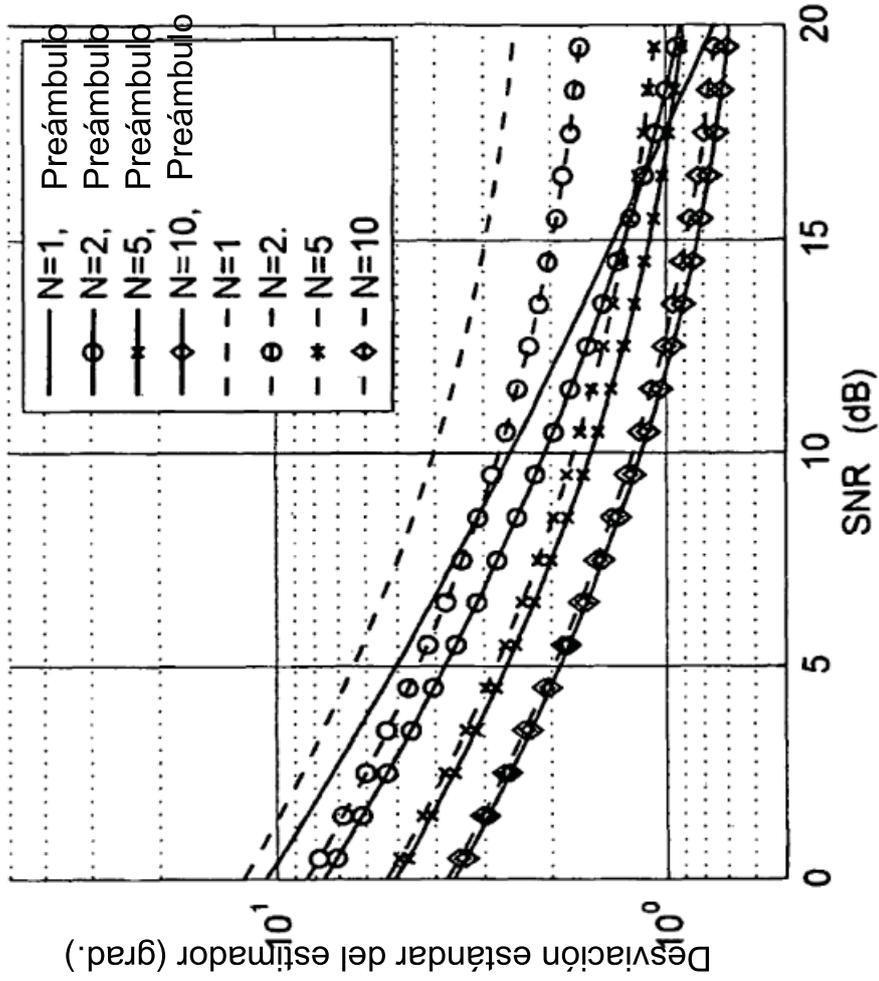


Fig. 7



**Fig. 8**