

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 661 212**

51 Int. Cl.:

H04B 17/336 (2015.01)

H04L 1/20 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **22.03.2010** **E 10002981 (8)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **20.12.2017** **EP 2244408**

54 Título: **Procedimiento y dispositivo para la estimación de la relación señal-ruido**

30 Prioridad:

24.04.2009 DE 102009018780

17.06.2009 DE 102009025220

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

28.03.2018

73 Titular/es:

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

72 Inventor/es:

VOLYANSKIY, MIKHAIL

74 Agente/Representante:

VALLEJO LÓPEZ, Juan Pedro

ES 2 661 212 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 estimación de la relación señal-ruido

5 La invención se refiera a un procedimiento y un dispositivo para la estimación de la relación señal-ruido.

El conocimiento de la relación señal-ruido en la señal de recepción es relevante para numerosos procedimientos en el ámbito de la sincronización, de la estimación de canal y descodificación. Además de los procedimientos para la medición separada de los porcentajes de señal y ruido en la señal de recepción también se conocen procedimientos para la estimación de la relación señal-ruido en la señal de recepción. Una visión general de los procedimientos de estimación corrientes de la relación señal-ruido puede deducirse de David R. Pauluzzi et al.: „*A Comparison an SNR Estimation Techniques for the AWGN Channel*” en IEEE Transaction an Communications, Vol. 48, N°. 10, páginas 1681-1691, octubre de 2000. Un método de estimación para la relación señal-ruido en el caso de señales de recepción moduladas linealmente que se basa en una fórmula de aproximación para la función de Bessel modificada de primera especie y de orden 1 puede deducirse de LOPEZ-VALCARTE R ET AL: “*Iterative envelope-based SNR estimation for nonconstant modulus constellations*” SPAWC 2007- IEEE 8TH WORKSHOP, 17 de junio de 2007, páginas 1-5. El procedimiento para la estimación de la relación señal-ruido más corriente se basa en el planteamiento de la máxima probabilidad. En el caso de determinados procedimientos de modulación en la aplicación del planteamiento de la máxima probabilidad puede formarse una ecuación no lineal para la estimación de la relación señal-ruido, para la que no es posible una solución analítica cerrada. Más bien la solución debe averiguarse numéricamente mediante por ejemplo el procedimiento de Newton-Raphson. El esfuerzo numérico es muy costoso en el caso de un número de etapas de iteración normalmente elevado.

25 Por lo tanto el objetivo de la invención es desarrollar un procedimiento y un dispositivo para la estimación de la relación señal-ruido basándose en el planteamiento de la máxima probabilidades con un esfuerzo de cálculo escaso.

El objetivo de la invención se consigue mediante un procedimiento para averiguar un valor estimado para una relación señal-ruido de una señal de recepción de fase modulada o frecuencia modulada de manera no lineal con las características de la reivindicación 1 así como mediante un dispositivo correspondiente para averiguar un valor estimado para una relación señal-ruido de una señal de recepción de fase modulada o frecuencia modulada de manera no lineal con las características de la reivindicación 19 y un procedimiento para averiguar un valor estimado para una relación señal-ruido de una señal de recepción modulada linealmente con las características de la reivindicación 9 así como un dispositivo correspondiente para averiguar un valor estimado para una relación señal-ruido de una señal de recepción modulada linealmente con las características de la reivindicación 20. Las reivindicaciones 21 o 22 reivindican un medio de memoria digital correspondiente o un programa informático correspondiente.

40 De acuerdo con la invención el cociente se aproxima a partir de la función de Bessel modificada de primera especie y de primer orden y de la función de Bessel modificada de primera especie y de orden 0, que está incluido en la ecuación no lineal que va a optimizarse según el principio de *Maximum-Likelihood* (máxima probabilidad), mediante un término $1 - \frac{\alpha}{x}$, representando la magnitud α un factor de ajuste que va a optimizarse y la magnitud x el argumento del cociente a partir de las funciones de Bessel modificadas. Mediante esta aproximación se forma una ecuación de segundo grado para la que hay una solución analítica cerrada en sí misma.

45 Los procedimientos de acuerdo con la invención y los dispositivos de acuerdo con la invención se refieren por un lado a señales de recepción de fase modulada o frecuencia modulada de manera no lineal, preferentemente señales de recepción de modulación *full-response-continous-Phase* (de respuesta completa y fase continua) (señal de recepción FR-CPM), entre las cuales están incluidas por ejemplo señales de recepción *continous-phase-frequency-shift-keying* (de desplazamiento de frecuencia y fase continua)(señales de recepción CPFSK) y por otro lado a señales de recepción moduladas linealmente(por ejemplo 16-QAM, M-ASK, 16-APSK, M-PSK, M-DPSK).

55 Esencialmente los procedimientos se basan en el cálculo interactivo bidireccional de valores estimados para la potencia de ruido y de señal por un lado y de probabilidades condicionadas para la coincidencia de un símbolo de datos enviado en una sucesión de símbolos de datos enviados con símbolos de datos del alfabeto de símbolos en señales de recepción medidas de filtro adaptado en el caso de una señal de recepción de fase modulada o frecuencia modulada de manera no lineal o de probabilidades condicionadas para la coincidencia de la amplitud de un símbolo de datos enviado en una sucesión de símbolos de datos enviados con valores de amplitud del alfabeto de símbolos en una señal de recepción medido de filtro adaptado en el caso de una señal de recepción modulada linealmente.

60 Mientras que en el caso de una señal de recepción modulada linealmente se miden las amplitudes de la señal de recepción y entran en las estimaciones el nivel de potencia de la señal de emisión y de la señal de ruido, y en el cálculo de las probabilidades condicionadas individuales la señal de recepción en el caso de una señal de recepción de fase modulada o frecuencia modulada de manera no lineal en cada caso en un número de filtros adaptados que
65 corresponde a la potencia de conjunto del alfabeto de símbolos cuya respuesta de impulso en cada caso

corresponde en cada caso a la envolvente compleja de un símbolo de datos del alfabeto de símbolos modulado en la señal de emisión, y las amplitudes de las señales de salida individuales de los filtros adaptados entran en la estimación de las amplitudes de desvanecimiento (*fading*) elevadas al cuadrado y los niveles de potencia de la señal de ruido y en el cálculo de las probabilidades condicionadas individuales.

5 La iteración se interrumpe tan pronto como se alcanza un criterio de convergencia definido para el valor estimado de la relación señal-ruido, por ejemplo cuando la variación del valor estimado de nivel de iteración respecto al nivel de iteración queda por debajo de un valor umbral inferior.

10 Mientras que en el cálculo iterativo de los valores estimados para la potencia de ruido y de señal de la señal de recepción entran valores previamente averiguados de las probabilidades condicionadas individuales, se calculan las probabilidades condicionadas individuales de valores estimados previamente averiguados para la potencia de ruido y de señal. En el primer nivel de iteración para las probabilidades condicionadas individuales se emplean aproximaciones que llevan a la estimación de la potencia de señal y ruido. En todos los niveles de iteración adicionales para la estimación de la potencia de señal y ruido se utilizan las probabilidades condicionadas averiguadas en el nivel de iteración precedente en cada caso y para el cálculo de las probabilidades condicionadas individuales se utilizan los valores estimados averiguados en el mismo nivel de iteración para la potencia de ruido y de señal.

20 Para el cálculo de las probabilidades condicionadas, al aplicarse la regla de Bayes se emplean las probabilidades no condicionadas correspondientes para las que se utilizan o bien probabilidades a priori averiguadas previamente o probabilidades a posteriori averiguadas por un decodificador que sigue al estimador.

25 A continuación se explican con detalle ejemplos de realización de los procedimientos de acuerdo con la invención y de los dispositivos de acuerdo con la invención para la estimación de la relación señal-ruido a modo de ejemplo mediante el dibujo. Las figuras del dibujo muestran:

La figura 1 un diagrama de bloques del dispositivo de acuerdo con la invención para averiguar un valor estimado para la relación señal-ruido de una señal de recepción de fase modulada o frecuencia modulada de manera no lineal,

la figura 2 un diagrama de bloques del dispositivo de acuerdo con la invención para averiguar un valor estimado para la relación señal-ruido de una señal de recepción modulada linealmente,

35 la figura 3 un diagrama de flujo del procedimiento de acuerdo con la invención para calcular un valor estimado para la relación señal-ruido de una señal de recepción de fase modulada o frecuencia modulada de manera no lineal,

la figura 4 un diagrama de flujo del procedimiento de acuerdo con la invención para calcular un valor estimado para la relación señal-ruido de una señal de recepción modulada linealmente,

la figura 5 un diagrama del error de estimación medio normalizado por encima de la relación señal-ruido para una señal modulada CPFSK según el estado de la técnica y según el procedimiento de acuerdo con la invención o el dispositivo de acuerdo con la invención y

45 la figura 6 un diagrama del error de estimación medio normalizado por encima de la relación señal-ruido para una señal modulada 16QAM según el estado de la técnica y según el procedimiento de acuerdo con la invención o el dispositivo de acuerdo con la invención en diferentes factores de adaptación a.

50 Antes de la explicación en detalle de los dispositivos de acuerdo con la invención y los procedimientos de acuerdo con la invención mediante las figuras 1 a 4 a continuación se deducen los principios matemáticos necesarios para el entendimiento de la invención:

55 en la primera parte se deducen los principios matemáticos para el caso de la señal de recepción de fase modulada o frecuencia modulada de manera no lineal, preferentemente para el caso de las señales de recepción CPM moduladas de respuesta completa, entre las que entra por ejemplo una señal de recepción CPFSK modulada:

60 una señal de emisión $s_{FM}(t)$ de fase modulada o frecuencia modulada de valor M no lineal, en particular una señal de emisión $s_{CPFSK}(t)$ CPFSK modulada, con amplitud de unidad puede representarse según la ecuación (1), siendo ΔF la desviación de frecuencia, T_S la duración de símbolo, $d(k)$ un símbolo de datos del alfabeto de símbolos de valor M con $d(k) \in [\pm 1, \pm 3, \dots, \pm(M - 1)]$ y $g(t)$ la respuesta de impulso de frecuencia y φ_0 la fase inicial de la modulación CPFSK. El índice de modulación correspondiente h resulta según la ecuación (2).
65 La respuesta de impulso de fase $q(t)$ se calcula según la ecuación (3) de la respuesta de impulso de frecuencia $g(t)$ y es preferentemente una respuesta de impulso completa (Full Impulse Response) con $q(t) = 0$

para $t < 0$ y $q(t) = 1$ para $t \geq T_S$:

$$s_{CPFSK}(t) = \frac{1}{\sqrt{T_S}} \cdot \exp \left[j(2\pi\Delta F \int_0^{K-1} d(k) \cdot g(\zeta - k \cdot T_S) d\zeta + \varphi_0) \right] =$$

$$= \frac{1}{\sqrt{T_S}} \cdot \exp \left[j(\pi \cdot h \sum_{k=0}^{K-1} d(k) \cdot q(t - k \cdot T_S) + \varphi_0) \right] \quad (1)$$

Con

5

$$h = 2 \cdot \Delta F \cdot T_S \quad (2)$$

$$q(t) = \int_0^t g(\zeta) d\zeta \quad (3)$$

10 La curva envolvente $s_{d(k)}(t)$ compleja de la señal de emisión $s_{PFSSK}(t)$ CPFSK modulada en el caso de un único símbolo de datos $d(k)$ y en una fase inicial φ_0 de cero resulta de acuerdo con la ecuación (4):

$$s_{d(k)}(t) = \frac{1}{\sqrt{T_S}} \cdot \exp [j(\pi \cdot h \cdot d(k) \cdot q(t))] \quad (4)$$

15 En el caso de canal de transmisión con ruido blanco, de distribución gaussiana (AWGN) resulta la señal de recepción $r_{d(k)}(t)$ instantánea del símbolo de datos $d(k)$ transmitido en el instante $k \cdot T_S$ en la señal de recepción $r_{FM}(t)$ de fase modulada o frecuencia modulada de manera no lineal, en particular en una señal de recepción $r_{CPSK}(t)$ CPSK modulada, según la ecuación (5) a partir del componente real de una suma que depende de la envolvente compleja $s_{d(k)}(t)$ des en el símbolo de datos $d(k)$ transmitido en el instante $k \cdot T_S$ en la señal de emisión $s_{CPFSK}(t)$ correspondiente y de la señal de ruido $z_k(t)$ en el intervalo de tiempo de la envolvente compleja $s_{d(k)}(t)$ del símbolo de datos $d(k)$ transmitido en el instante $k \cdot T_S$, que es un ruido blanco, de distribución gaussiana con un valor medio de 0 y con una densidad de potencia de ruido espectral bidireccional de $0,5 \cdot \sqrt{S}$ y N_0 representan la amplitud de desvanecimiento y la potencia de ruido de la señal de recepción $r_{CPSK}(t)$, f_c la frecuencia portadora y θ_k el giro de fase, desconocido, posiblemente variable en el tiempo en el canal de transmisión.

$$25 \quad r_{d(k)}(t) = \text{Re} \left\{ \sqrt{2S} \cdot s_{d(k)}(t) \cdot \exp(j(2\pi f_c \cdot t + \theta_k)) \right\} + \sqrt{N_0} \cdot z_k(t) \quad (5)$$

La señal de recepción $r_{d(k)}(t)$ se filtra en M filtros adaptados en cada caso cuya respuesta de impulso puede averiguarse en cada caso según el criterio de filtro adaptado con ayuda de la envolvente compleja conjugada reflejada en el tiempo de la señal de emisión $s_{\alpha(m)}^*(-t)$ modulada con uno de los símbolos de datos $\alpha(m)$ del alfabeto de símbolos. La señal de salida $y_{k,m}$ del filtro adaptado respectivo en el instante $k \cdot T_S$ resulta según la ecuación (6) con la energía cruzada correspondiente $\rho_{k,m}$ según la ecuación (7). $z_{k,m}$ resulta según la ecuación (8) y es un ruido, de distribución gaussiana blanco complejo con un valor medio de cero y una varianza de 1.

$$30 \quad y_{k,m} = \sqrt{S} \cdot \rho_{k,m} \cdot \exp(j\theta_k) + \sqrt{N_0} \cdot z_{k,m} \quad (6)$$

$$35 \quad \rho_{k,m} = \int_0^{T_S} s_{d(k)}(t) \cdot s_{\alpha(m)}^*(t) dt \quad (7)$$

$$z_{k,m} = \sqrt{2} \cdot \int_0^{T_S} z_k(t) \cdot e^{-j2\pi f_c t} \cdot s_{\alpha(m)}^*(t) dt \quad (8)$$

Las señales de salida exploradas en el instante $k \cdot T_S$ de todos los filtros adaptados se resumen según la ecuación (9) en un vector \underline{y}_k .

40

$$\underline{y}_k = [y_{k,0} \quad \dots \quad y_{k,M-1}]^T \quad (9)$$

Partiendo de la relación entre las señales de salida \underline{y}_k de todos los filtros adaptados en el instante $k \cdot T_S$ y la señal de

ruido $\underline{z}_k = [z_{k,0} \dots z_{k,i} \dots z_{k,M-1}]^T$ en la ecuación (10) y de la definición para la matriz R , cuyos elementos de matriz incluyen energías cruzadas según la ecuación (11), resulta de acuerdo con la ecuación (12) la función de densidad de probabilidad $f(\underline{y}_k | \Phi, d(k) = \alpha(m))$ condicionada necesaria para la estimación de máxima probabilidad de la relación

señal-ruido de las señales de salida \underline{y}_k de filtro adaptado en el caso de un vector dado $\Phi = [\sqrt{S} \quad N_0]$ y en la coincidencia del símbolo de datos recibido $d(k)$ con el símbolo de datos $\alpha(m)$ del alfabeto de símbolos.

$$\underline{y}_k = E(\underline{y}_k) + \underline{z}_k \quad (10)$$

$$R = E(\underline{z}_k \cdot \underline{z}_k^H) = \begin{bmatrix} \rho_{0,0} & \dots & \dots & \dots & \rho_{0,M-1} \\ \vdots & \dots & \dots & \dots & \vdots \\ \vdots & \dots & \rho_{o,m} & \dots & \vdots \\ \vdots & \dots & \dots & \dots & \vdots \\ \rho_{O-1,0} & \dots & \dots & \dots & \rho_{O-1,M-1} \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$f(\underline{y}_k | \Phi, d(k) = \alpha(m), \theta_k) = \frac{1}{\pi^M \cdot N_0^M \cdot \det\{R\}} \cdot \exp\left(-\frac{1}{N_0} \cdot (\underline{y}_k - E(\underline{y}_k))^H \cdot R^{-1} \cdot (\underline{y}_k - E(\underline{y}_k))\right)$$

(12)

10 El argumento $Q_k = (\underline{y}_k - E(\underline{y}_k))^H \cdot R^{-1} \cdot (\underline{y}_k - E(\underline{y}_k))$ en el término exponencial de la función de densidad de probabilidad $f(\underline{y}_k | \Phi, d(k) = \alpha(m), \theta_k)$ en la ecuación (12) lleva mediante multiplicación a la relación matemática en la ecuación (13).

$$\begin{aligned} Q_k &= (\underline{y}_k - E(\underline{y}_k))^H \cdot R^{-1} \cdot (\underline{y}_k - E(\underline{y}_k)) = \\ &= \underline{y}_k^H \cdot R^{-1} \cdot \underline{y}_k + E(\underline{y}_k^H) \cdot R^{-1} \cdot E(\underline{y}_k) - 2 \cdot \text{Re}\{\underline{y}_k^H \cdot R^{-1} \cdot E(\underline{y}_k)\} \end{aligned} \quad (13)$$

15 De la ecuación (6) y ecuación (10) se deduce mediante la ecuación (11) que el valor esperado $E(\underline{y}_k)$ en todas las señales de salida \underline{y}_k de filtro adaptado es proporcional a la columna de orden k de la matriz R según la ecuación (14).

$$E(\underline{y}_k) = \sqrt{S} \cdot e^{j\theta_k} \cdot R_{k,:} \quad (14)$$

20 Dado que $R^{-1} \cdot R$ es I únicamente la componente de orden k de $R^{-1} \cdot E(\underline{y}_k)$ en la ecuación (13) no es cero, de manera que la ecuación (13) puede convertirse en la ecuación (15).

$$Q_k = \underline{y}_k^H \cdot R^{-1} \cdot \underline{y}_k + S - 2 \cdot \sqrt{S} \cdot \text{Re}\{y_{k,m} \cdot e^{-j\theta_k}\} \quad (15)$$

25 Cuando $y_{k,m}$ se expresa en coordenadas polares $y_{k,m} = |y_{k,m}| \cdot e^{j\arg(y_{k,m})}$ y se integra en el caso del ángulo de fase de igual distribución θ_k a través $[0, 2\pi]$ a través del ángulo de fase $\theta_{k,0}$, de este modo partiendo de la ecuación (12) se obtiene una relación matemática para la función de densidad de probabilidad $f(y_{k,m} | \Phi, d(k) = \alpha(m))$ según la ecuación (16) con la función de Bessel modificada $I_0(\cdot)$ de la primera especie y del orden 0.

$$f(\underline{y}_k | \Phi, d(k) = \alpha(m)) = \frac{1}{\pi^M \cdot N_0^M \cdot \det\{R\}} \cdot \exp\left(-\frac{\underline{y}_k^H \cdot R^{-1} \cdot \underline{y}_k + S}{N_0}\right) \cdot I_0\left(\frac{2\sqrt{S} \cdot |y_{k,m}|}{N_0}\right)$$

(16)

30 Dado que las señales de salida de filtro adaptado individuales \underline{y}_k en los instantes individuales $k = 0, \dots, K - 1$ son independientes unas de otras puede averiguarse una función de densidad de probabilidad $f(Y | \Phi)$ con la matriz Y a partir de las señales de salida de filtro adaptado individuales \underline{y}_k en los instantes individuales $k = 0, \dots, K - 1$ según la ecuación (17), que puede averiguarse según la ecuación (18) del producto de las funciones de densidad de probabilidad individuales $f(\underline{y}_k | \Phi)$. La función de densidad de probabilidad $f(\underline{y}_k | \Phi)$ resulta a su vez según la ecuación (18) de la promediación de la función de probabilidad $f(\underline{y}_k | \Phi, d(k) = \alpha(m))$ ponderada con la probabilidad condicionada $\text{Pr}\{d(k) = \alpha(m) | \Phi, \underline{y}_k\}$ ponderadas a través de todos los símbolos de datos $\alpha(m)$ del alfabeto de símbolos.

$$Y = [\underline{y}_0 \quad \dots \quad \underline{y}_{K-1}]^T \quad (17)$$

40

$$f(Y | \Phi) = \prod_{k=0}^{K-1} f(\underline{y}_k | \Phi) = \prod_{k=0}^{K-1} \sum_{m=0}^{M-1} \Pr \{ d(k) = \alpha(m) | \hat{\Phi}, \underline{y}_k \} \cdot f(\underline{y}_k | \Phi, d(k) = \alpha(m)) \quad (18)$$

Un valor estimado $\hat{\Phi}$ para el vector buscado $\Phi = [\sqrt{S} \ N_0]$ resulta según el planteamiento de la máxima probabilidad según la ecuación (19) mediante maximización de la función de densidad de probabilidad $f(Y|\Phi)$.

$$\hat{\Phi} = \arg \max_{\Phi} \{ f(Y | \Phi) \} \quad (19)$$

Debido a la complejidad de la función de densidad de probabilidad $f(Y|\Phi)$ para el problema de optimización en la ecuación (19) no puede indicarse ninguna solución cerrada en sí. Una salida de esta situación se ofrece mediante la aplicación del *planteamiento de esperanza-maximización* (planteamiento de esperanza-maximización) tal como está descrito por ejemplo en N. Noels et al.: „A Theoretical Framework for Soft-Information-Based Synchronization in Iterative (Turbo) Receivers”, EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, 2005-2, pág. 117 a 129.

Mediante el uso del planteamiento de esperanza-maximización según la ecuación (20) se introduce una función auxiliar $\Lambda(\tilde{\Phi}, \hat{\Phi}^{(n-1)})$ que corresponde al valor esperado $E_{\alpha(m)} \{ \}$ del logaritmo natural de la función de densidad de probabilidad $\ln[f(Y|\Phi, d(k) = \alpha(m))]$.

$$\Lambda(\tilde{\Phi}, \hat{\Phi}^{(n-1)}) = E_{\alpha(m)} \left\{ \ln (f(Y | \Phi, d(k) = \alpha(m))) | Y, \hat{\Phi}^{(n-1)} \right\} \quad (20)$$

El término matemático para la función auxiliar $\Lambda(\tilde{\Phi}, \hat{\Phi}^{(n-1)})$ puede transformarse mediante la ayuda de la ecuación (16) según la ecuación (21) más la ecuación (22).

$$\begin{aligned} \Lambda(\tilde{\Phi}, \hat{\Phi}^{(n-1)}) &= \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{m=0}^{M-1} p_{k,m}^{(n-1)} \cdot \left[-\log \left[\pi^M \cdot \det \{ R \} \right] - M \cdot \log N_0 - \frac{\underline{y}_k^H \cdot R^{-1} \cdot \underline{y}_k + S}{N_0} + \log \left[I_0 \left(\frac{2 \cdot \sqrt{S} \cdot |y_{k,m}|}{N_0} \right) \right] \right] = \\ &= -K \cdot \log \left[\pi^M \cdot \det \{ R \} \right] - K \cdot M \cdot \log N_0 - \frac{K \cdot D}{N_0} - \frac{K \cdot S}{N_0} + \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{m=0}^{M-1} p_{k,m}^{(n-1)} \cdot \log \left[I_0 \left(\frac{2 \cdot \sqrt{S} \cdot |y_{k,m}|}{N_0} \right) \right] \end{aligned} \quad (21)$$

Con

$$D = \frac{1}{K} \cdot \sum_{k=0}^{K-1} \underline{y}_k^H \cdot R^{-1} \cdot \underline{y}_k \quad (22)$$

Las derivaciones de la función auxiliar $\Lambda(\tilde{\Phi}, \hat{\Phi}^{(n-1)})$ hacia el elemento buscado N_0 y del vector \sqrt{S} resultan en el sentido del planteamiento de esperanza-maximización según la ecuación (23) y (24) con la magnitud auxiliar $\Psi(x)$, que puede calcularse según la ecuación (25) del cociente de la función de Bessel modificada $I_1(\cdot)$ de primera especie y de primera orden y de la función de Bessel modificada $I_0(\cdot)$ de primera especie y de orden cero.

$$\begin{aligned} \frac{\partial \Lambda(\tilde{\Phi}, \hat{\Phi}^{(n-1)})}{\partial N_0} &= -\frac{K \cdot M}{N_0} + \frac{K \cdot D}{N_0^2} + \frac{K \cdot S}{N_0^2} - \\ &\sum_{k=0}^{K-1} \sum_{m=0}^{M-1} \frac{2 \cdot \sqrt{S} \cdot |y_{k,m}| \cdot p_{k,m}^{(n-1)}}{N_0^2} \cdot \Psi \left(\frac{2 \cdot \sqrt{S} \cdot |y_{k,m}|}{N_0} \right) = 0 \end{aligned} \quad (23)$$

$$\frac{\partial \Lambda(\tilde{\Phi}, \hat{\Phi}^{(n-1)})}{\partial \sqrt{S}} = -\frac{2 \cdot K \cdot \sqrt{S}}{N_0} + \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{m=0}^{M-1} \frac{2 \cdot |y_{k,m}| \cdot p_{k,m}^{(n-1)}}{N_0} \cdot \Psi \left(\frac{2 \cdot \sqrt{S} \cdot |y_{k,m}|}{N_0} \right) = 0 \quad (24)$$

$$\Psi(x) = \frac{I_1(x)}{I_0(x)} \quad (25)$$

La ecuación (24) puede transformarse matemáticamente según la ecuación (26).

$$\frac{\sqrt{S}}{N_0} \cdot \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{m=0}^{M-1} \frac{2 \cdot |y_{k,m}| \cdot p_{k,m}^{(n-1)}}{N_0} \cdot \Psi \left(\frac{2 \sqrt{S} \cdot |y_{k,m}|}{N_0} \right) = \frac{\sqrt{S}}{N_0} \cdot \frac{2K \cdot \sqrt{S}}{N_0} \quad (26)$$

El término en el lado izquierdo de la ecuación (26) corresponde a un término en la ecuación (23), de manera el término derecho de la ecuación (26) puede utilizarse en la ecuación (23) y lleva a la ecuación (27).

$$-\frac{K \cdot M}{N_0} + \frac{K \cdot D}{N_0^2} + \frac{K \cdot S}{N_0^2} - \frac{2K \cdot S}{N_0^2} = 0 \quad (27)$$

De la ecuación (27) resulta mediante transformación matemática la relación matemática para la potencia de ruido N_0 buscada según la ecuación (28).

$$N_0 = \frac{1}{M} \cdot (D - S) \quad (28)$$

La ecuación (28) utilizada en la ecuación (24) proporciona según transformación matemática la relación matemática para la magnitud buscada \sqrt{S} según la ecuación (29).

$$\sqrt{S} = \frac{1}{K} \cdot \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{m=0}^{M-1} |y_{k,m}| \cdot p_{k,m}^{(n-1)} \cdot \Psi \left(\frac{2 \cdot M \cdot \sqrt{S} \cdot |y_{k,m}|}{D - S} \right) \quad (29)$$

La ecuación (29) representa una ecuación no lineal que no puede resolverse de manera analíticamente cerrada. Según el estado de la técnica esta ecuación no lineal se resuelve numéricamente mediante por ejemplo procedimientos de Newton-Raphson. De acuerdo con la invención la función auxiliar $\Psi(x)$ se aproxima mediante una aproximación según la ecuación (30).

$$\Psi(x) \approx 1 - \frac{a}{x} \quad (30)$$

Con esta aproximación la ecuación (29) puede transformarse en la ecuación (31).

$$\begin{aligned} \sqrt{S} &= \frac{1}{K} \cdot \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{m=0}^{M-1} |y_{k,m}| \cdot p_{k,m}^{(n-1)} \cdot \left(1 - \frac{a(D-S)}{2 \cdot M \cdot \sqrt{S} \cdot |y_{k,m}|} \right) = \\ &= \frac{1}{K} \cdot \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{m=0}^{M-1} |y_{k,m}| \cdot p_{k,m}^{(n-1)} - \frac{a(D-S)}{2 \cdot K \cdot M \cdot \sqrt{S}} \cdot \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{m=0}^{M-1} p_{k,m}^{(n-1)} \end{aligned} \quad (31)$$

Mediante el hecho de que la suma de las probabilidades condicionadas $\sum_{m=0}^{M-1} p_{k,m}^{(n-1)}$ en todos los símbolos del alfabeto de símbolos $a(m)$ con $m = 0, 1, \dots, M - 1$ da como resultado exactamente 1 la ecuación (31) mediante la introducción de la magnitud auxiliar $B^{(n-1)}$ en la etapa de iteración anterior $n - 1$ según la ecuación (33) puede

transformarse a la ecuación (32) que posibilita una solución cerrada para el valor estimado $\sqrt{\hat{S}}^{(n)}$ para la magnitud buscada \sqrt{S} en la etapa de iteración n según la ecuación (34).

$$(2 \cdot M - a) \cdot S - 2 \cdot M \cdot B^{(n-1)} \cdot \sqrt{S} + a \cdot D = 0 \quad (32)$$

$$B^{(n-1)} = \frac{1}{K} \cdot \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{m=0}^{M-1} |y_{k,m}| \cdot p_{k,m}^{(n-1)} \quad (33)$$

$$\widehat{\sqrt{S}}^{(n)} = \frac{2 \cdot B^{(n-1)} + \sqrt{4 \cdot [M \cdot B^{(n-1)}]^2 - 4 \cdot (2 \cdot M - a) \cdot a \cdot D}}{2(2 \cdot M - a)} \quad (34)$$

Un valor estimado $\widehat{N}_0^{(n)}$ para la potencia de ruido N_0 en la etapa de iteración n resulta según la ecuación (35) partiendo de la ecuación (28) al considerar la ecuación (34).

$$\widehat{N}_0^{(n)} = \frac{1}{M} \cdot (D - \widehat{S}^{(n)}) \quad (35)$$

5 Dado que para el cálculo de la magnitud auxiliar $B^{(n-1)}$ en la etapa de iteración anterior $n-1$ según la ecuación (33) y con ello también para la averiguación del valor estimado $\widehat{\sqrt{S}}^{(n)}$ de la magnitud buscada en la etapa de iteración n según la ecuación (34) y del valor estimado $\widehat{N}_0^{(n)}$ para la potencia de ruido N_0 en la etapa de iteración n según la ecuación (35) la probabilidad condicionada $p_{k,m}^{(n-1)} = \Pr(d(k) = \alpha(m) | \widehat{\Phi}^{(n-1)}, \underline{y}_k)$ en la etapa de iteración $n-1$ esta debe
10 determinarse antes de la averiguación de los valores estimados $\widehat{\sqrt{S}}^{(n)}$ y $\widehat{N}_0^{(n)}$.

La probabilidad condicionada $p_{k,m}^{(n-1)} = \Pr(d(k) = \alpha(m) | \widehat{\Phi}^{(n-1)}, \underline{y}_k)$ resulta según la ecuación (36) mediante la aplicación de la regla de Bayes.

$$p_{k,m}^{(n)} = \Pr(d(k) = \alpha(m) | \widehat{\Phi}^{(n)}, \underline{y}_k) = \frac{f(\underline{y}_k | \widehat{\Phi}^{(n)}, d(k) = \alpha(m)) \cdot \Pr(d(k) = \alpha(m) | \widehat{\Phi}^{(n)})}{f(\underline{y}_k | \widehat{\Phi}^{(n)})} \quad (36)$$

15 A este respecto la probabilidad condicionada $\Pr(d(k) = \alpha(m) | \widehat{\Phi}^{(n)})$, en la ecuación (36) puede sustituirse por la probabilidad no condicionada $\Pr(d(k) = \alpha(m))$ dado que la probabilidad $\Pr(d(k) = \alpha(m) | \widehat{\Phi}^{(n)})$ es independiente de la relación señal-ruido Φ . La función de densidad de probabilidad condicionada $f(\underline{y}_k | \widehat{\Phi}^{(n)})$ en la ecuación (36) resulta según la ecuación (37) de la promediación de la función de densidad de probabilidad condicionada $f(\underline{y}_k, d(k) = \alpha(m) | \widehat{\Phi}^{(n)})$
20 a través de todos los símbolos de datos $\alpha(m)$ del alfabeto de símbolos, que se compone a su vez según la estocástica del producto de la función de densidad de probabilidad condicionada $f(\underline{y}_k, d(k) = \alpha(m) | \widehat{\Phi}^{(n)})$ y de la probabilidad condicionada $\Pr(d(k) = \alpha(m) | \widehat{\Phi}^{(n)})$.

$$\begin{aligned} f(\underline{y}_k | \widehat{\Phi}^{(n)}) &= \sum_{m=0}^{M-1} f(\underline{y}_k, d(k) = \alpha(m) | \widehat{\Phi}^{(n)}) = \\ &= \sum_{m=0}^{M-1} f(\underline{y}_k | \widehat{\Phi}^{(n)}, d(k) = \alpha(m)) \cdot \Pr(d(k) = \alpha(m) | \widehat{\Phi}^{(n)}) \end{aligned} \quad (37)$$

25 Considerando estos conocimientos partiendo de la ecuación (36) resulta por tanto la probabilidad condicionada $p_{k,m}^{(n)}$ según la ecuación (38) que contiene un factor de normalización $\mu_k^{(n)}$ según la ecuación (39).

$$p_{k,m}^{(n)} = \mu_k^{(n)} \cdot I_0\left(\frac{2\sqrt{S}^{(n)} \cdot |y_{k,m}|}{N_0^{(n)}}\right) \cdot \Pr(d(k) = \alpha(m)) \quad (38)$$

$$\mu_k^{(n)} = \frac{1}{\sum_{m=0}^{M-1} I_0\left(\frac{2\sqrt{S}^{(n)} \cdot |y_{k,m}|}{N_0^{(n)}}\right) \cdot \Pr(d(k) = \alpha(m))} \quad (39)$$

La suma de las probabilidades condicionadas $\sum_{m=0}^{M-1} p_{k,m}^{(n-1)}$ a través de todos los símbolos del alfabeto de símbolos $d(m)$ con $m = 0, 1, \dots, M-1$ al considerar el factor de normalización $\mu_k^{(n)}$ da como resultado el valor correcto 1,
35

En la inicialización se averigua la magnitud auxiliar $B^{(0)}$ en la etapa de iteración 0 que partiendo de la ecuación (34) debido a la falta de conocimiento de la probabilidad condicionada $p_{k,m}^{(0)}$ en la etapa de iteración 0 se aproxima

mediante la magnitud de salida de filtro adaptado máxima en cada caso en el instante de orden k según la ecuación (40).

$$B^{(0)} = \frac{1}{K} \cdot \sum_{k=0}^{K-1} \max_m \{|y_{k,m}|, m = 0, 1, \dots, M-1\} \quad (40)$$

5 Tras la inicialización en etapas de iteración n consecutivas en cada caso se averigua en primer lugar el valor estimado $\widehat{S}^{(n)}$ para la potencia de señal S mediante elevación al cuadrado del valor estimado averiguado $\widehat{\sqrt{S}}^{(n)}$ de la magnitud buscada \sqrt{S} y el valor estimado $\widehat{N}_0^{(n)}$ de la potencia de ruido N_0 buscada y a continuación se averiguan iterativamente las probabilidades condicionadas individuales $P_{k,m}^{(n)}$ para todos $k = 0, 1, \dots, K-1$ y todos $m = 0, 1, \dots, M-1$. El valor estimado $\widehat{SNR}^{(n)}$ para la relación señal-ruido puede averiguarse según la ecuación (41).

$$\widehat{SNR}^{(n)} = \frac{\widehat{S}^{(n)}}{\widehat{N}_0^{(n)}} \quad (41)$$

En la segunda parte se deducen los principios matemáticos para el caso de la señal de recepción modulada linealmente:

15 desde el emisor según la ecuación (42) se emite una señal de emisión $s_{LM}(t)$ siendo $c(k) = |c(k)| \cdot e^{j\theta_k}$ un símbolo de datos de un alfabeto de símbolo de valor M , $g_T(\cdot)$ la respuesta de impulso del filtro de emisor, f_C la frecuencia portadora y T_S la duración de símbolo.

$$s_{LM}(t) = \sqrt{2} \cdot \text{Re} \left\{ \sum_{k=0}^{K-1} c(k) \cdot g_T(t - k \cdot T_S) \cdot \exp(j2\pi \cdot f_C \cdot t) \right\} \quad (42)$$

20 La señal de recepción correspondiente $r_{LM}(t)$ resulta en el caso de un canal de transmisión AWGN- o de *flat fading* (desvanecimiento plano) según la ecuación (43), siendo \sqrt{S} la amplitud de desvanecimiento, θ_k el giro de fase desconocido en el canal de transmisión y $n(t)$ señal de ruido blanco de distribución gaussiana con valor medio 0 y con densidad de potencia de ruido espectral bidireccional de 0,5.

$$r_{LM}(t) = \sqrt{2S} \cdot \text{Re} \left\{ \sum_{k=0}^{K-1} c(k) \cdot g_T(t - k \cdot T_S) \cdot \exp(j2\pi \cdot f_C \cdot t + \theta_k) \right\} + n(t) \quad (43)$$

30 La señal de recepción $r_{LM}(t)$ se alimenta a la mezcla a la banda de base a un filtro adaptado cuya respuesta de impulso $g_R(t)$ cumple con el criterio de filtro adaptado según la ecuación (44) y la condición de según la ecuación (45).

$$g_R(t) = g_T^*(-t) \quad (44)$$

$$g_R(t) \otimes g_T(t) = \begin{cases} 1 & t = 0 \\ 0 & t = k \cdot T_S, k = \pm 1, \pm 2, \dots \end{cases} \quad (45)$$

35 La señal de salida r_k del filtro adaptado que se explora en los instantes $t = k \cdot T_S$, resulta según la ecuación (46), siendo N_0 la potencia de ruido y z_k ruido blanco de distribución gaussiana con valor medio 0 y varianza 1.

$$r_k = \sqrt{S} \cdot |c(k)| \cdot \exp(j\theta_k) + \sqrt{N_0} \cdot z_k \quad (46)$$

40 Una relación matemática para la función de densidad de probabilidad $f(r_k|\Phi)$, $|c(k)| = \beta(m)$ en un vector dado $\Phi = [\sqrt{S} \ N_0]$ y en la coincidencia de la amplitud $|c(k)|$ del símbolo de datos recibido $c(k)$ con la amplitud $\beta(m)$ del alfabeto de símbolos de una señal de recepción lineal apoyándose en Gao, F. et Tepedelenlioglu, C.: "SNR estimation for non-constant modulus constellation" in IEEE Trans. señal Processing, Vol. 53, marzo de 2005, páginas 865 a 870, según la ecuación.

$$f(r_k | \Phi, |c(k)| = \beta(m)) = \frac{2 \cdot |r_k|}{N_0} \cdot \exp \left[-\frac{|r_k|^2 + S \cdot \beta(m)^2}{N_0} \right] \cdot I_0 \left(\frac{2 \cdot \sqrt{S} \cdot \beta(m) \cdot |r_k|}{N_0} \right) \quad (47)$$

5 La función de densidad de probabilidad $f(r|\Phi, |c(k)| = \beta(m))$ con el vector $\underline{r} = [r_0 \ r_1 \ \dots \ r_{K-1}]$ de las señales de recepción r_k en los instantes de medición individuales $k = 0, 1, \dots, K - 1$ resulta para el caso de la señal de recepción modulada linealmente según la ecuación (48). La función de densidad de probabilidad $f(r_k|\Phi)$ resulta a su vez según la ecuación (48) de la promediación de la función de probabilidad $f(r_k|\Phi, |c(k)| = \beta(m))$ ponderada con la probabilidad condicionada $\Pr\{|c(k)| = \beta(m) | \hat{\Phi}, r_k\}$ a través de todas las amplitudes $\beta(m)$ del alfabeto de símbolos.

$$\begin{aligned} f(\underline{r} | \Phi) &= \prod_{k=0}^{K-1} f(r_k | \Phi) = \\ &= \prod_{k=0}^{K-1} \sum_{m=0}^{M-1} \Pr\{|c(k)| = \beta(m) | \hat{\Phi}, r_k\} \cdot f(r_k | \Phi, |c(k)| = \beta(m)) \end{aligned} \quad (48)$$

10 El vector buscado $\Phi = [\sqrt{S} \ N_0]$ para la amplitud de desvanecimiento elevada al cuadrado S y la potencia de ruido N_0 resulta de nuevo mediante aplicación del planteamiento de la máxima probabilidades según la ecuación (49).

$$\hat{\Phi} = \arg \max_{\Phi} \{f(\underline{r} | \Phi)\} \quad (49)$$

15 Dado que de la ecuación (49) no es posible una solución cerrada en sí en el caso de una función de densidad de probabilidad dada $f(r|\Phi, |c(k)| = \beta(m))$ se usa de nuevo el planteamiento de esperanza-maximización. Para ello según la ecuación (50) para el caso de una señal de recepción modulada linealmente se introduce una función auxiliar $\Lambda(\tilde{\Phi}, \hat{\Phi}^{(n-1)})$ que corresponde al valor esperado $E_{\beta(m)}\{\ln(f(\underline{r} | \Phi, |c(k)| = \beta(m)) | \underline{r}, \hat{\Phi}^{(n-1)})\}$ del logaritmo natural de la función de densidad de probabilidad $f(r|\Phi, |c(k)| = \beta(m))$ original.

$$\Lambda(\tilde{\Phi}, \hat{\Phi}^{(n-1)}) = E_{\beta(m)} \left\{ \ln \left(f(\underline{r} | \Phi, |c(k)| = \beta(m)) | \underline{r}, \hat{\Phi}^{(n-1)} \right) \right\} \quad (50)$$

25 La función de densidad de probabilidad $\Lambda(\tilde{\Phi}, \hat{\Phi}^{(n-1)}, |c(k)| = \beta(m))$ puede averiguarse según la ecuación (51) partiendo de la ecuación (51) empleando la ecuación (47) y mediante la introducción las magnitudes auxiliares L según la ecuación (52), la magnitud auxiliar $\rho_k^{(n-1)}$ en la etapa de iteración $n-1$ según la ecuación (53), la magnitud auxiliar $A^{(n-1)}$ en la etapa de iteración $n-1$ según la ecuación (54), y la magnitud auxiliar $\alpha_{k,m}$ según la ecuación (55).

$$\begin{aligned} \Lambda(\tilde{\Phi}, \hat{\Phi}^{(n-1)}) &= \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{m=0}^{M-1} P_{k,m}^{(n-1)} \cdot \\ &\left[\log(2 \cdot |r_k|) - \log(N_0) - \frac{|r_k|^2}{N_0} - \frac{S \cdot \beta(m)^2}{N_0} + \log I_0 \left(\frac{2 \cdot \sqrt{S} \cdot \beta(m) \cdot |r_k|}{N_0} \right) \right] = \\ &\sum_{k=0}^{K-1} \log(2 \cdot |r_k|) - K \cdot \log(N_0) - \frac{K \cdot L}{N_0} - \frac{K \cdot S \cdot A^{(n-1)}}{N_0} + \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{m=0}^{M-1} P_{k,m}^{(n-1)} \cdot \log I_0 \left(\frac{2 \cdot \sqrt{S} \cdot \alpha^{(n-1)}}{N_0} \right) \end{aligned} \quad (51)$$

$$L = \frac{1}{K} \cdot \sum_{k=0}^{K-1} |r_k|^2 \quad (52)$$

$$\rho_k^{(n-1)} = \sum_{m=0}^{M-1} \beta(m)^2 \cdot p_{k,m}^{(n-1)} \quad (53)$$

30

$$A^{(n-1)} = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} \rho_k^{(n-1)} \quad (54)$$

$$\alpha_{k,m} = |r_k| \cdot \beta(m) \quad (55)$$

5 El vector buscado $\Phi = [\sqrt{S} N_0]$ para la amplitud de desvanecimiento elevada al cuadrado S y la potencia de ruido N_0 resulta aplicando el planteamiento de esperanza-maximización s según la ecuación (56).

$$\hat{\Phi}^{(n)} = \arg \max_{\Phi} \left\{ \Lambda(\tilde{\Phi}, \hat{\Phi}^{(n-1)}) \right\} \quad (56)$$

10 Las derivaciones de la función de densidad de probabilidad $\Lambda(\tilde{\Phi}, \hat{\Phi}^{(n-1)})$ hacia el elemento buscado N_0 y del vector Φ resultan en el sentido del planteamiento de la máxima probabilidad según la ecuación (57) y (58) con la magnitud auxiliar $\Psi(x)$, que puede calcularse según la ecuación (25) del cociente de la función de Bessel modificada $I_1(\cdot)$ de primera especie y de primera orden y de la función de Bessel modificada $I_0(\cdot)$ de primera especie y de orden cero.

$$\frac{\partial \Lambda(\underline{r} | \hat{\Phi}^{(n-1)}, |c(k)| = \beta(m))}{\partial N_0} = -\frac{K}{N_0} + \frac{K \cdot L}{N_0^2} + \frac{K \cdot S \cdot A^{(n-1)}}{N_0^2} - \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{m=0}^{M-1} \frac{2 \cdot \sqrt{S} \cdot p_{k,m}^{(n-1)} \cdot \alpha^{(n-1)}}{N_0^2} \cdot \Psi \left(\frac{2 \cdot \sqrt{S} \cdot \alpha^{(n-1)}}{N_0} \right) = 0 \quad (57)$$

$$\frac{\partial \Lambda(\underline{r} | \hat{\Phi}^{(n-1)}, |c(k)| = \beta(m))}{\partial \sqrt{S}} = -\frac{2 \cdot K \cdot \sqrt{S} \cdot A^{(n-1)}}{N_0} + \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{m=0}^{M-1} \frac{2 \cdot p_{k,m}^{(n-1)} \cdot \alpha^{(n-1)}}{N_0} \cdot \Psi \left(\frac{2 \cdot \sqrt{S} \cdot \alpha^{(n-1)}}{N_0} \right) = 0$$

15 (58)

La ecuación (58) puede transformarse matemáticamente según la ecuación (59).

$$\frac{\sqrt{S}}{N_0} \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{m=0}^{M-1} \frac{2 \cdot p_{k,m}^{(n-1)} \cdot \alpha^{(n-1)}}{N_0} \cdot \Psi \left(\frac{2 \cdot \sqrt{S} \cdot \alpha^{(n-1)}}{N_0} \right) = \frac{\sqrt{S}}{N_0} \cdot \frac{2 \cdot K \cdot \sqrt{S} \cdot A^{(n-1)}}{N_0} \quad (59)$$

20 El término en el lado izquierdo en la ecuación (59) corresponde al último término del lado de ecuación izquierdo te de la ecuación (57), de manera que término en el lado derecho de la ecuación (59) puede sustituir a este y por lo tanto se forma la ecuación (60).

$$-\frac{K}{N_0} + \frac{K \cdot L}{N_0^2} + \frac{K \cdot S \cdot A^{(n-1)}}{N_0^2} - \frac{2 \cdot K \cdot S \cdot A^{(n-1)}}{N_0^2} = 0 \quad (60)$$

25

Mediante transformación matemática de la ecuación (60) se llega a la ecuación.

$$N_0 = L - S \cdot A^{(n-1)} \quad (61)$$

30

El término matemático para N_0 de la ecuación (61) utilizado en la ecuación (58) da como resultado la ecuación (62).

$$\sqrt{S} = \frac{1}{K \cdot A^{(n-1)}} \cdot \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{m=0}^{M-1} p_{k,m}^{(n-1)} \cdot \alpha^{(n-1)} \cdot \Psi \left(\frac{2 \cdot \sqrt{S} \cdot \alpha^{(n-1)}}{L - S \cdot A^{(n-1)}} \right) \quad (62)$$

35 La ecuación (62) representa una ecuación no lineal que no puede resolverse de manera analíticamente cerrada. De acuerdo con la invención la función auxiliar $\Psi(x)$ se aproxima mediante una aproximación según la ecuación (30). Con la aproximación de la función auxiliar $\Psi(x)$ según la ecuación (30) la ecuación (62) puede transformarse matemáticamente según la ecuación (63), al introducirse las magnitudes auxiliares $\eta_k^{(n-1)}$ y $C^{(n-1)}$ en la etapa de

iteración n-1 según la ecuación (64) y (65) y aprovechando el hecho de que la suma de las probabilidades condicionadas $\sum_{m=0}^{M-1} p_{k,m}^{(n-1)}$ a través de todas las amplitudes de símbolo $|\beta(m)|$ del alfabeto de símbolos con $m = 0, 1, \dots, M-1$ da como resultado exactamente 1.

$$\begin{aligned} \sqrt{S} &= \frac{1}{K \cdot A^{(n-1)}} \cdot \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{m=0}^{M-1} p_{k,m}^{(n-1)} \cdot \alpha^{(n-1)} \cdot \left(1 - \frac{a \cdot (L - S \cdot A^{(n-1)})}{2 \cdot \sqrt{S} \cdot \alpha^{(n-1)}} \right) = \\ &= \frac{C^{(n-1)}}{A^{(n-1)}} - \frac{a \cdot (L - S \cdot A^{(n-1)})}{2 \cdot \sqrt{S} \cdot A^{(n-1)}} \end{aligned} \quad (63)$$

5

$$\eta_k^{(n-1)} = \sum_{m=0}^{M-1} \beta(m) \cdot p_{k,m}^{(n-1)} \quad (64)$$

$$C^{(n-1)} = \frac{1}{K} \cdot \sum_{k=0}^{K-1} \eta_k^{(n-1)} \cdot |r_k| \quad (65)$$

10 La ecuación (63) da como resultado matemáticamente transformada la ecuación (66) elevada al cuadrado que puede resolverse de manera analíticamente cerrada, y proporciona el valor estimado $\widehat{\sqrt{S}}^{(n)}$ para la magnitud buscada \sqrt{S} según la ecuación (67).

$$(2-a) \cdot A^{(n-1)} \cdot S - 2 \cdot C^{(n-1)} \cdot \sqrt{S} + a \cdot L = 0 \quad (66)$$

$$\widehat{\sqrt{S}}^{(n)} = \frac{2 \cdot C^{(n-1)} + \sqrt{4 \cdot [C^{(n-1)}]^2 - 4 \cdot (2-a) \cdot a \cdot A^{(n-1)} \cdot L}}{2 \cdot (2-a) \cdot A^{(n-1)}} \quad (67)$$

15 Partiendo de la ecuación (61) resulta el valor estimado \widehat{N}_0 para la potencia de ruido N_0 por lo tanto según la ecuación (68).

$$\widehat{N}_0^{(n)} = L - \left[\widehat{\sqrt{S}}^{(n)} \right]^2 \cdot A^{(n-1)} \quad (68)$$

20 Dado que para el cálculo de las magnitudes auxiliares $A^{(n-1)}$ y $C^{(n-1)}$ en la etapa de iteración anterior n- 1 según la ecuación (54) y (65) y con ello también para la averiguación del valor estimado $\widehat{\sqrt{S}}^{(n)}$ de la magnitud buscada \sqrt{S} en la etapa de iteración n según la ecuación (71) y del valor estimado $\widehat{N}_0^{(n)}$ para la potencia de ruido N_0 en la etapa de iteración n según la ecuación (67) se necesita la probabilidad condicionada $p_{k,m}^{(n-1)} = \Pr\{|c(k)| = \beta(m) | \widehat{\Phi}^{(n-1)}, |r_k|\}$ en la etapa de iteración n-1 esta debe determinarse antes de la averiguación de los valores estimados $\widehat{\sqrt{S}}^{(n)}$ y $\widehat{N}_0^{(n)}$. La probabilidad condicionada $p_{k,m}^{(n-1)} = \Pr\{|c(k)| = \beta(m) | \widehat{\Phi}^{(n-1)}, |r_k|\}$ resulta según la ecuación (69) mediante la aplicación de la regla de Bayes.

25

$$p_{k,m}^{(n)} = \Pr\{|c(k)| = \beta(m) | \widehat{\Phi}^{(n)}, |r_k|\} = \frac{f(|r_k| | \widehat{\Phi}^{(n)}, |c(k)| = \beta(m)) \cdot \Pr\{|c(k)| = \beta(m) | \widehat{\Phi}^{(n)}\}}{f(|r_k| | \widehat{\Phi}^{(n)})}$$

(69)

30 A este respecto la probabilidad condicionada $\Pr\{|c(k)| = \beta(m) | \widehat{\Phi}^{(n-1)}$ en la ecuación (69) puede sustituirse por la probabilidad no condicionada $\Pr\{|c(k)| = \beta(m)\}$ dado que la probabilidad $\Pr\{|c(k)| = \beta(m) | \widehat{\Phi}^{(n)}\}$ es independiente de la relación señal-ruido Φ . La función de densidad de probabilidad $f(|r_k| | \widehat{\Phi}^{(n)})$ condicionada en la ecuación (69) resulta según la ecuación (70) de la promediación de la función de densidad de probabilidad condicionada $f(|r_k|, |c(k)| =$

$\beta(m) | \hat{\Phi}^{(n)}$) a través de todas las amplitudes de símbolo $\beta(m)$ del alfabeto de símbolos, que se compone de nuevo según la estocástica del producto de la función de densidad de probabilidad condicionada $f(|r_k| | \hat{\Phi}^{(n)}, d(k) = \alpha(m))$ y de la probabilidad condicionada $\Pr(|c(k)| = \beta(m) | \hat{\Phi}^{(n)})$.

$$f(|r_k| | \hat{\Phi}^{(n)}) = \sum_{m=0}^{M-1} f(|r_k|, |c(k)| = \beta(m) | \hat{\Phi}^{(n)}) = \sum_{m=0}^{M-1} f(|r_k| | \hat{\Phi}^{(n)}, |c(k)| = \beta(m)) \cdot \Pr\{|c(k)| = \beta(m) | \hat{\Phi}^{(n)}\} \quad (70)$$

Por lo tanto para la probabilidad condicionada $p_{k,m}^{(n)}$ resulta la relación matemática en la ecuación (71) que presenta un factor de normalización $\mu_k^{(n)}$ según la ecuación (72).

$$p_{k,m}^{(n)} = \mu_k^{(n)} \cdot \Pr\{|c(k)| = \beta(m)\} \cdot \exp\left[-\frac{\left[\widehat{\sqrt{s}}^{(n)}\right]^2 \cdot \beta(m)^2}{\widehat{N}_0^{(n)}}\right] \cdot I_0\left(\frac{2 \cdot \widehat{\sqrt{s}}^{(n)} \cdot \alpha_{k,m}}{\widehat{N}_0^{(n)}}\right) \quad (71)$$

$$\mu_k^{(n)} = \frac{1}{\sum_{m=0}^{M-1} \Pr\{|c(k)| = \beta(m)\} \cdot \exp\left[-\frac{\left[\widehat{\sqrt{s}}^{(n)}\right]^2 \cdot \beta(m)^2}{\widehat{N}_0^{(n)}}\right] \cdot I_0\left(\frac{2 \cdot \widehat{\sqrt{s}}^{(n)} \cdot \alpha_{k,m}}{\widehat{N}_0^{(n)}}\right)} \quad (72)$$

Mediante estos principios matemáticos se explican a continuación los procedimientos de acuerdo con la invención y los dispositivos correspondiente de acuerdo con la invención:

15 en la primera etapa de procedimiento S10 del procedimiento de acuerdo con la invención para calcular un valor estimado para una relación señal-ruido de una señal de recepción de fase modulada o frecuencia modulada de manera no lineal se averigua según el diagrama de flujo en la figura 3 la magnitud intermedia $B^{(0)}$ en la fase de inicialización en la etapa de iteración 0 según la ecuación (40).

20 A este respecto la magnitud intermedia $B^{(0)}$ en la etapa de iteración 0 a diferencia de en el cálculo de la magnitud intermedia $B^{(n-1)}$ en todas las etapas de iteración siguientes 1, 2, 3, .. no se calcula según la relación matemática en la ecuación (33) dado que la probabilidad a priori $p_{k,m}^{(0)}$ en la etapa de iteración 0 ($n = 1$) no se presenta. En su lugar para la magnitud intermedia $B^{(0)}$ se averigua una aproximación que corresponde al valor medio de las amplitudes de señal $\max\{|y_{k,m}|\}, n = 0, 1, \dots, M-1$ medidas como máximo en cada caso en las salidas de los filtros adaptados
25 individuales $2_0, 2_1, \dots, 2_{M-1}$ según la figura 1 en todos los instantes de medición $k = 0, 1, \dots, K-1$. Los filtros adaptados individuales $2_0, 2_1, \dots, 2_{M-1}$ se alimentan a este respecto según la figura 1 con la señal de recepción $r_{d(k)}(t)$ demodulada en un mezclador 1.

30 En la siguiente etapa de procedimiento S20 según la ecuación (22) se averigua la magnitud intermedia D que resulta de la promediación, realizada en cada caso a lo largo de todos los instantes de medición $k = 0, 1, \dots, K-1$, de la matriz R^{-1} inversa, ponderada con las señales de salida de filtro adaptados \underline{y}_k medidas en el instante de medición respectivo k en cada caso, de la matriz R ocupada con términos de energía cruzada $\rho_{o,m}$. Los términos de energía cruzada $\rho_{o,m}$ representan en este caso según la ecuación (7) y (11) en cada caso el enlace de multiplicación de la curva envolvente compleja de la señal de emisión $s_o(t)$ de uno de los en total M símbolos de datos posibles del
35 alfabeto de símbolos empleado con la curva envolvente compleja de la respuesta de impulso $s_m(t)^*$ de uno de los en total M filtros adaptados $2_0, 2_1, \dots, 2_{M-1}$. La matriz R con sus términos energía cruzada $\rho_{o,m}$ incluye en este caso para cada combinación de un símbolo de datos enviado y de un filtro adaptado el correspondiente grado de coincidencia entre las correspondientes envolventes complejas.

En la siguiente etapa de procedimiento S30 se calculan el valor estimado $\widehat{\sqrt{S}}^{(n)}$ de la amplitud de desvanecimiento

para la etapa de iteración $n = 1$ según la ecuación (34) a partir de las magnitudes intermedias $B^{(0)}$ y D determinadas en las primeras dos etapas de procedimiento S10 y S20 y se averigua un factor de adaptación a de libre elección.

Adicionalmente en la etapa de procedimiento S30 con el valor estimado $\widehat{\sqrt{S}}^{(n)}$ averiguado con ello de la amplitud de desvanecimiento \sqrt{S} y de la magnitud intermedia D se calcula el valor estimado $\widehat{N}_0^{(n)}$ para la potencia de ruido N_0 para la etapa de iteración $n = 1$ según la ecuación (35).

En la siguiente etapa de procedimiento S40 para cada instante de medición $k = 0, 1, \dots, K - 1$ del intervalo de medición K y para cada símbolo de datos $m = 0, 1, \dots, M - 1$ del alfabeto de símbolos de potencia M se calcula la correspondiente probabilidad a posteriori condicionada $p_{k,m}^{(n)}$ para el suceso en la etapa de iteración $n = 1$, de que el símbolo de datos $d(k)$ enviado en el instante de medición k corresponda al símbolo de datos $\alpha(m)$ del alfabeto de

símbolos en el caso de valores estimados determinados $\widehat{\sqrt{S}}^{(n)}$ y $\widehat{N}_0^{(n)}$ en la misma etapa de iteración $n = 1$ para la amplitud de desvanecimiento \sqrt{S} y para la potencia de ruido N_0 y en el caso de amplitudes de señal de salida de filtros adaptado $|y_k|$ medidas en el instante de medición k según la ecuación (38). La función de Bessel $I_0(x)$ de primera especie y de orden cero modificada que va a calcularse a este respecto se averigua por ejemplo a través de valores de función depositados en una memoria interna (*Look-Up-Table*, tabla de referencia) para argumentos correspondientes en una trama de valores determinada. El procedimiento de acuerdo con la invención calcula para ello el valor del término

$$\frac{2\sqrt{S}^{(n)} \cdot |y_{k,m}|}{N_0^{(n)}}$$

Y averigua el valor de argumento situado el siguiente en la tabla en la tabla de referencia.

La probabilidad $\Pr(d(k) = \alpha(m))$ necesaria igualmente para el cálculo de la probabilidad a posteriori condicionada $p_{k,m}^{(n)}$ para el suceso de que el símbolo de datos $d(k)$ enviado en el instante de medición k corresponda al símbolo de datos $\alpha(m)$ del alfabeto de símbolos puede averiguarse previamente en la primera etapa de iteración como probabilidad a priori y depositarse en una memoria interna del estimador 3 para la relación señal-ruido o en etapas de iteración siguientes suministrarse como probabilidad a posteriori de un descodificador 4 que sigue al estimador 3. Cualquier probabilidad a posteriori condicionada $p_{k,m}^{(n)}$ contiene un factor $\mu_k^{(n)}$ que se calcula según la ecuación (39).

En la siguiente etapa de procedimiento S50 la magnitud intermedia $B^{(1)}$ en la etapa de iteración 1 según la ecuación (33) se calcula a partir de las amplitudes de señal de salida de filtros adaptado $|y_k|$ medidas en el instante de medición k según la ecuación (33) y la probabilidad a posteriori condicionada $p_{k,m}^{(1)}$ calculada en cada caso para cada símbolo de datos $d(k)$ enviado en el instante de medición k y cada símbolo de datos $\alpha(m)$ del alfabeto de símbolo en la etapa de iteración 1.

En la siguiente etapa de procedimiento S60 se calcula el valor estimado $\widehat{SNR}^{(1)}$ para la relación señal-ruido según la ecuación (41) como cociente del valor estimado $\widehat{S}^{(1)}$ en la etapa de iteración 1 para la amplitud de desvanecimiento elevada al cuadrado S y del valor estimado $\widehat{N}_0^{(1)}$ en la etapa de iteración 1 para la potencia de ruido N_0 .

En la siguiente etapa de procedimiento S70 se comprueba si se cumple un criterio de convergencia determinado predefinido para la iteración. Como criterio de convergencia puede recurrirse por ejemplo la variación del valor estimado averiguado $\widehat{SNR}^{(1)}$ en la actual etapa de iteración n para la relación señal-ruido con respecto al valor estimado averiguado $\widehat{SNR}^{(1)}$ en la etapa de iteración anterior $n-1$ para la relación señal-ruido que cuando no se alcanza un valor umbral inferior predefinido se interrumpe la iteración,

En la interrupción de la iteración termina el procedimiento de acuerdo con la invención para averiguar un valor estimado para una relación señal-ruido de una señal de recepción de fase modulada o frecuencia modulada de manera no lineal. De otro modo el índice de iteración n aumenta en 1 y la iteración en la etapa de procedimiento S30 continúa con el cálculo del valor estimado $\sqrt{S}^{(n+1)}$ de la amplitud de desvanecimiento \sqrt{S} y del valor estimado $\widehat{N}_0^{(n+1)}$ para la potencia de ruido N_0 en la siguiente etapa de iteración $n + 1$.

En la primera etapa de procedimiento S100 del procedimiento de acuerdo con la invención para averiguar un valor estimado para una relación señal-ruido de una señal de recepción modulada linealmente para cada amplitud de símbolo de datos $|c(k)|$ enviada en el instante de medición respectivo $k = 0, 1, \dots, K - 1$ y para cada amplitud de símbolo $\beta(m)$ $m = 0, 1, \dots, M - 1$ del alfabeto de símbolos la probabilidad condicionada correspondiente $p_{k,m}^{(0)}$ en la etapa de iteración 0 para el suceso de que la amplitud $|c(k)|$ del símbolo de datos enviado $c(k)$ en el instante de medición k coincida con la amplitud de símbolo $\beta(m)$ del alfabeto de símbolos, mediante la probabilidad a priori $\Pr(|c(k)| = \beta(m))$ que puede averiguarse previamente determina que la amplitud de símbolo de datos $|c(k)|$ enviada

en el instante de medición k coincide con la amplitud de símbolo $\beta(m)$ del alfabeto de símbolos. Esta probabilidad $\Pr(|c(k)| = \beta(m))$ a priori- es conocida para una señal de recepción modulada linealmente, por ejemplo para una modulación 16QAM y puede determinarse con ello.

5 En la siguiente etapa de procedimiento S110 se calcula la magnitud intermedia $\alpha_{k,m}$ según la ecuación (55) como ponderación de la amplitud $|r_k|$ de la señal de recepción r_k medida en el instante de medición k , mezclada en el mezclador 1 según la figura 2 en la banda base y filtrada en un filtro adaptado 2' con la amplitud de símbolo $\beta(m)$ del alfabeto de símbolos empleado.

10 Además en la etapa de procedimiento S110 el valor medio L se averigua mediante la elevación al cuadrado de amplitud $|r_k|^2$ de la señal de recepción r_k medida en cada instante de medición $k = 0, 1, \dots, K-1$ según la ecuación (52).

15 En la siguiente etapa de procedimiento S120 según la ecuación (64) en la etapa de iteración 0 (=1) para todos los instantes de medición $k = 0, 1, \dots, K-1$ el valor medio correspondiente $\eta_k^{(n-1)}$ se calcula a través de todas las amplitudes de símbolo $\beta(m)$ del alfabeto de símbolos que se ponderan en cada caso con la probabilidad condicionada $p_{k,m}^{(n-1)}$ correspondiente averiguada en la etapa de iteración 0 ($n=1$) de que la amplitud $|c(k)|$ del símbolo de datos $c(k)$ enviado en el instante de medición k coincida con la amplitud de símbolo $\beta(m)$ del alfabeto de símbolos.

20 A continuación según la ecuación (65) en la etapa de iteración 0 ($n=1$) se calcula el valor medio $C^{(n-1)}$ a través de todos los valores medios $\eta_k^{(n-1)}$ averiguados en los instantes de medición individuales $k = 0, 1, \dots, K-1$ según la ecuación (64) que se ponderan en cada caso con la correspondiente amplitud $|r_k|$ de la señal de recepción r_k .

25 Además en la etapa de procedimiento S120 según la ecuación (53) en la etapa de iteración 0 ($n=1$) para todos los instantes de medición $k = 0, 1, \dots, K-1$ se calcula el valor medio correspondiente $\rho_k^{(n-1)}$ a través de todas las amplitudes de símbolo elevadas al cuadrado $\beta(m)^2$ del alfabeto de símbolos que se ponderan en cada caso con la probabilidad condicionada $p_{k,m}^{(n-1)}$ correspondiente averiguada en la etapa de iteración 0 ($n=1$) de que la amplitud $|c(k)|$ del símbolo de datos $c(k)$ enviado en el instante de medición k coincida con la amplitud de símbolo $\beta(m)$ del alfabeto de símbolos. A continuación según la ecuación (54) en la etapa de iteración 0 ($n=1$) se calcula el valor medio $A^{(n-1)}$ a través de todos los valores medios $\rho_k^{(n-1)}$ elevados al cuadrado averiguados en los instantes de medición individuales $k = 0, 1, \dots, K-1$ según la ecuación (53).

35 En la siguiente etapa de procedimiento S130 se calculan el valor estimado $\widehat{\sqrt{S}}^{(n)}$ de la amplitud de desvanecimiento \sqrt{S} para la etapa de iteración 0 $n=1$ según la ecuación (67) a partir de las magnitudes intermedias $A^{(n-1)}$ y $C^{(n-1)}$ averiguadas en la etapa de procedimiento S120 anterior para la etapa de iteración 0 $n=1$, el valor medio L averiguado en la etapa de procedimiento S110 a través de las amplitudes elevadas al cuadrado $|r_k|^2$ de la señal de recepción r_k medida en cada instante de medición $k = 0, 1, \dots, K$ y un factor de adaptación a de libre elección.

40 Adicionalmente en la etapa de procedimiento S130 con el valor estimado averiguado $\widehat{\sqrt{S}}^{(n)}$ con ello de la amplitud de desvanecimiento \sqrt{S} , de las magnitudes intermedias $A^{(n-1)}$ averiguadas en la etapa de procedimiento S120 anterior para la etapa de iteración 0 $n = 1$ y el valor medio L averiguado en la etapa de procedimiento S110 a través de la amplitud elevada al cuadrado $|r_k|^2$ de la señal de recepción r_k medida en cada instante de medición $k = 0, 1, \dots, K-1$ se calcula el valor estimado $\widehat{N}_0^{(n)}$ para la potencia de ruido N_0 para la etapa de iteración 0 $n = 1$ según la ecuación (68).

45 En la siguiente etapa de procedimiento S140 para cada instante de medición $k = 0, 1, \dots, K-1$ del intervalo de medición K y para cada posible valor de amplitud de símbolo $\beta(m)$ $m = 0, 1, \dots, M-1$ del alfabeto de símbolos se calcula la probabilidad a posteriori- $p_{k,m}^{(n)}$ condicionada correspondiente para el suceso en la etapa de iteración $n = 1$, de que la amplitud de símbolo de datos $|c(k)|$ del símbolo de datos $c(k)$ enviado en el instante de medición k corresponda al valor de amplitud de símbolo $\beta(m)$ del alfabeto de símbolos en el caso de los valores estimados $\widehat{\sqrt{S}}^{(n)}$ y $\widehat{N}_0^{(n)}$ averiguados en la misma etapa de iteración $n = 1$ para la amplitud de desvanecimiento \sqrt{S} y para la potencia de ruido N_0 y en el caso de una amplitud $|r_k|$ de la señal de recepción r_k medida en el instante de medición k según la ecuación (71).

55 La función de Bessel $I_0(x)$ modificada que va a calcularse a este respecto de primera especie y de orden cero se averigua igualmente por ejemplo a través de valores de función depositados en una memoria interna (tabla e referencia) para argumentos correspondientes en una trama de valores determinada.

60 La probabilidad $\Pr(|c(k)| = \beta(m))$ necesaria igualmente para el cálculo de la probabilidad a posteriori $p_{k,m}^{(n)}$ condicionada para el suceso de que la amplitud de símbolo de datos $|c(k)|$ enviada en el instante de medición k corresponda a la amplitud de símbolo $\beta(m)$ del alfabeto de símbolos ya se ha averiguado para la primera etapa de iteración en la primera etapa de procedimiento S100 como una probabilidad a priori y se deposita en una memoria interna del estimador para la relación señal-ruido 3' según la figura 4 y puede suministrarse para todas las etapas de iteración siguientes como probabilidad a posteriori por un decodificador 4 que sigue al estimador 3'.

La magnitud intermedia $\alpha_{k,m}$ igualmente necesaria a este respecto ya se ha calculado en la etapa de procedimiento S110 en la inicialización y se ha depositado igualmente en una memoria interna del estimador para la relación señal-ruido 3'. Cada probabilidad a posteriori $p_{k,m}^{(n)}$ condicionada averiguada de tal manera obtiene un factor $\mu_k^{(n)}$, que se calcula según la ecuación (72).

5 Las siguientes etapas de procedimiento S150 y S160 corresponden a las etapas de procedimiento S60 y S70 del procedimiento de acuerdo con la invención para averiguar un valor estimado para una relación señal-ruido de una señal de recepción no lineal de fase o de frecuencia modulada según la figura 3.

10 En la figura 5 se representa el fallo de estimación medio normalizado por encima de la relación señal-ruido del procedimiento de acuerdo con la invención o del dispositivo de acuerdo con la invención para averiguar un valor estimado para una relación señal-ruido de una señal de recepción de fase modulada o frecuencia modulada de manera no lineal con respecto al estado de la técnica. Puede distinguirse en particular en el caso de valores más bajos de la relación señal-ruido el valor de error de estimación más alto según el estado de la técnica con respecto a
15 la invención.

En la figura 6 se representa el fallo de estimación medio normalizado por encima de la relación señal-ruido del procedimiento de acuerdo con la invención o del dispositivo de acuerdo con la invención para averiguar un valor estimado para una relación señal-ruido de una señal de recepción modulada linealmente para diferentes valores del factor de adaptación a con respecto al estado de la técnica. Pueden distinguirse también en este caso los valores de error de estimación más altos según el estado de la técnica con respecto a la invención para todos los valores del factor de adaptación a .
20

La invención no está limitada a las formas de realización representadas de la invención. Mediante la invención están cubiertas también otros modos de modulación no representados en la presente memoria, así como otros canales de transmisión a parte de los canales AWGN, por ejemplo canales de desvanecimiento plano. El procedimiento se ejecuta preferentemente en un ordenador o un procesador de señales digital. Sin embargo puede realizarse también en hardware por ejemplo sobre un FPGA.
25

30

REIVINDICACIONES

1. Procedimiento para averiguar un valor estimado ($\hat{S}NR^{(n)}$) para una relación señal-ruido de una señal de recepción ($r_{FM}(t)$) de fase modulada o de frecuencia modulada de manera no lineal que depende de una señal de emisión ($s_{FM}(t)$) y de una señal de ruido ($z_k(t)$), mediante estimación iterativa de máxima probabilidad de un valor estimado ($\hat{S}^{(n)}$) para la amplitud de desvanecimiento (S) elevada al cuadrado, de un valor estimado ($\hat{N}_0^{(n)}$) para la potencia de ruido (N_0) de la señal de ruido ($z_k(t)$) y de probabilidades condicionadas ($p_{k,m}^{(n)}$) para la coincidencia de cada símbolo de datos ($d(k)$) modulado en la señal de emisión ($s_{FM}(t)$) en un instante k con cada símbolo de datos ($\alpha(m)$) del alfabeto de símbolos empleado, hasta que un valor estimado ($\hat{S}NR^{(n)}$) calculado como cociente del valor estimado ($\hat{S}^{(n)}$) para la amplitud de desvanecimiento (S) elevada al cuadrado y del valor estimado ($\hat{N}_0^{(n)}$) para la potencia de ruido (N_0) de la señal de ruido ($z_k(t)$) para la relación señal-ruido corresponde a un criterio de convergencia definido, **caracterizado por que** el valor estimado ($\hat{S}^{(n)}$) para la amplitud de desvanecimiento (S) elevada al cuadrado y el valor estimado ($\hat{N}_0^{(n)}$) para la potencia de ruido (N_0) de la señal de ruido ($z_k(t)$) en una etapa de iteración n se averiguan mediante maximización de una función de densidad de probabilidad $f(Y|\Phi)$ de señales de salida ($y_0, \dots, y_k, \dots, y_{k-1}$) de M filtros adaptados ($2_0, 2_1, \dots, 2_{M-1}$) que filtran en cada caso la señal de recepción de fase modulada o de frecuencia modulada de manera no lineal ($r_{FM}(t)$) y un cociente ($\Psi(x)$) que aparecen en la maximización de la función de densidad de probabilidad $f(Y|\Phi)$ a partir de una función de Bessel modificada de primera especie y de primer orden ($I_1(x)$) y de una función de Bessel modificada de primera especie y de orden 0 ($I_0(x)$) se sustituye por un término aproximativo $1 - \frac{a}{x}$, siendo a un factor de adaptación ajustable y x un argumento de ambas funciones de Bessel ($I_0(x), I_1(x)$).

5

10

15

20
2. Procedimiento para averiguar un valor estimado para una relación señal-ruido de acuerdo con la reivindicación 1, **caracterizado por que** la respuesta de impulso de cada filtro adaptado ($2_0, 2_1, \dots, 2_{M-1}$) depende en cada caso de una envolvente ($s_{d(m)}^*(-t)$) de un símbolo de datos ($\alpha(m)$) compleja de manera conjugada, reflejada en el tiempo de en conjunto M símbolos de datos posibles ($\alpha(m)$) del alfabeto de símbolos en la señal de emisión ($s_{FM}(t)$).

25
3. Procedimiento para averiguar un valor estimado para una relación señal-ruido de acuerdo con las reivindicaciones 1 o 2, **caracterizado por que** se calcula una matriz (R) con elementos de matriz ($\rho_{0,0}, \dots, \rho_{0,m}, \dots, \rho_{0-1,M-1}$), que representan en cada caso posibles energías cruzadas entre la envolvente compleja ($s_{\alpha(o)}(t)$) de un símbolo de datos ($\alpha(o)$) del alfabeto de símbolos en la señal de emisión ($s_{FM}(t)$) con la envolvente compleja conjugada ($s_{\alpha(m)}^*(t)$) de otro símbolo de datos ($\alpha(m)$) del alfabeto de símbolos en la señal de emisión ($s_{FM}(t)$).

30
4. Procedimiento para averiguar un valor estimado para una relación señal-ruido de acuerdo con la reivindicación 3, **caracterizado por que** el valor estimado ($\hat{S}^{(n)}$) para la amplitud de desvanecimiento (S) elevada al cuadrado y el valor estimado ($\hat{N}_0^{(n)}$) para la potencia de ruido (N_0) de la señal de ruido ($z_k(t)$) en cada nivel de iteración (n) en cada caso se calcula a partir de los elementos de matriz ($\rho_{0,0}, \dots, \rho_{0,m}, \dots, \rho_{0-1,M-1}$) de la matriz (R) ocupada con energías cruzadas y de cada señal de salida ($y_0, \dots, y_k, \dots, y_{k-1}$) de cada filtro adaptado ($2_0, 2_1, \dots, 2_{M-1}$) explorada en un instante ($k \cdot T_s$) en cada caso y las probabilidades ($p_{k,m}^{(n)}$) condicionadas ponderadas con las amplitudes ($|y_{k,m}|$) de las señales de salida ($y_{k,m}$) de los filtros adaptados ($2_0, 2_1, \dots, 2_{M-1}$) medidas en instantes de medición ($k \cdot T_s$) individuales para la coincidencia del símbolo de datos ($d(k)$) enviado en cada instante de medición ($k \cdot T_s$) con cada símbolo de datos ($\alpha(m)$) del alfabeto de símbolos.

35

40
5. Procedimiento para averiguar un valor estimado para una relación señal-ruido de acuerdo con la reivindicación 4, **caracterizado por que** en la primera etapa de iteración para las amplitudes ($|y_{k,m}|$) de las señales de salida ($y_{k,m}$) de los filtros adaptados ($2_0, 2_1, \dots, 2_{M-1}$) individuales ponderadas en cada caso con las correspondientes probabilidades ($p_{k,m}^{(n)}$) condicionadas se emplea la amplitud máxima ($|y_{k,m}|$) en cada caso en cada instante de medición ($k \cdot T_s$) de la señal de salida ($y_{k,m}$) de todos los filtros adaptados ($2_0, 2_1, \dots, 2_{M-1}$).

45
6. Procedimiento para averiguar un valor estimado para una relación señal-ruido de acuerdo con la reivindicación 4, **caracterizado por que** en los niveles de iteración siguientes (n) para las amplitudes ($|y_{k,m}|$) de las señales de salida ($y_{k,m}$) de los filtros adaptados ($2_0, 2_1, \dots, 2_{M-1}$) individuales ponderadas en cada caso con las correspondientes probabilidades ($p_{k,m}^{(n)}$) condicionadas se emplean las amplitudes ($|y_{k,m}|$) de las señales de salida ($y_{k,m}$) de los filtros adaptados ($2_0, 2_1, \dots, 2_{M-1}$) individuales ponderadas en cada caso con las correspondientes probabilidades ($p_{k,m}^{(n-1)}$) condicionadas averiguadas en cada caso en la etapa de iteración anterior $n - 1$.

50

55
7. Procedimiento para averiguar un valor estimado para una relación señal-ruido de acuerdo con una de las reivindicaciones 1 a 6, **caracterizado por que** la probabilidad condicionada ($p_{k,m}^{(n)}$) para la coincidencia del símbolo de datos ($d(k)$) enviado en el instante ($k \cdot T_s$) respectivo con el símbolo de datos $\alpha(m)$ respectivo del alfabeto de símbolos en el caso de señales de salida medidas (y_k) de los filtros adaptados ($2_0, 2_1, \dots, 2_{M-1}$) individuales en cada nivel de iteración (n) se averigua a partir de los valores estimados ($\hat{S}^{(n)}, \hat{N}_0^{(n)}$) averiguados en el mismo nivel de iteración (n) para la amplitud de desvanecimiento (S) elevada al cuadrado y para la potencia de ruido (N_0) de la señal de ruido ($z_k(t)$) y la señal de salida ($y_{k,m}$) del filtro adaptado ($2_0, 2_1, \dots, 2_{M-1}$) respectivo y de la probabilidad no condicionada para la coincidencia del símbolo de datos ($d(k)$) enviado en el instante de medición ($k \cdot T_s$) con el

60

símbolo de datos $\alpha(m)$ modulado del alfabeto de símbolos.

8. Procedimiento para averiguar un valor estimado ($\hat{S}^{(n)}$) para una relación señal-ruido de una señal de recepción ($r_{LM}(t)$) modulada linealmente que depende de una señal de emisión ($s_{LM}(t)$) y de una señal de ruido ($z_k(t)$), mediante estimación de probabilidad máxima iterativa de un valor estimado ($\hat{S}^{(n)}$) para la amplitud de desvanecimiento (S) elevada al cuadrado, de un valor estimado ($\hat{N}_0^{(n)}$) para la potencia de ruido (N_0) de la señal de ruido ($z_k(t)$) y de probabilidades condicionadas ($p_{k,m}^{(n)}$) para la coincidencia de la amplitud ($|c(k)|$) de cada símbolo de datos ($c(k)$) modulado en un instante k en la señal de emisión ($s_{LM}(t)$) con cada valor de amplitud ($\beta(m)$) del alfabeto de símbolos empleado, hasta que un valor estimado ($\hat{S}^{(n)}$) para la relación señal-ruido calculado como cociente del valor estimado ($\hat{S}^{(n)}$) para la amplitud de desvanecimiento (S) elevada al cuadrado y del valor estimado ($\hat{N}_0^{(n)}$) para la potencia de ruido (N_0) de la señal de ruido ($z_k(t)$) corresponda a un criterio de convergencia definido, **caracterizado por que** el valor estimado ($\hat{S}^{(n)}$) para la amplitud de desvanecimiento (S) elevada al cuadrado y el valor estimado ($\hat{N}_0^{(n)}$) para la potencia de ruido (N_0) de la señal de ruido ($z_k(t)$) se determinan en una etapa de iteración n mediante maximización de una función de densidad de probabilidad de una señal de salida de un filtro adaptado ($\Psi(x)$) al que se alimenta la señal de recepción modulada linealmente ($r_{LM}(t)$) y un cociente ($\Psi(x)$) que aparece durante la maximización de la función de densidad de probabilidad a partir de una función de Bessel modificada de primera especie y de primer orden ($I_1(x)$) y de una función de Bessel modificada de primera especie y de orden 0 ($I_0(x)$) se sustituye por un término aproximativo $1 - \frac{a}{x}$, siendo a un factor de adaptación ajustable y x el argumento de ambas funciones de Bessel ($I_0(x)$, $I_1(x)$).
9. Procedimiento para averiguar un valor estimado para una relación señal-ruido de acuerdo con la reivindicación 8, **caracterizado por que** el valor estimado ($\hat{S}^{(n)}$) para la amplitud de atenuación (S) elevada al cuadrado y el valor estimado ($\hat{N}_0^{(n)}$) para la potencia de ruido (N_0) de la señal de ruido se averiguan mediante maximización de una función de densidad de probabilidad $f(r|\Phi)$ de la señal de recepción.
10. Procedimiento para averiguar un valor estimado para una relación señal-ruido de acuerdo con la reivindicación 9, **caracterizado por que** el valor estimado ($\hat{S}^{(n)}$) para la amplitud de atenuación (S) elevada al cuadrado y el valor estimado ($\hat{N}_0^{(n)}$) para la potencia de ruido (N_0) de la señal de ruido ($z_k(t)$) en cada etapa de iteración en cada caso se averigua a partir de las amplitudes ($|r_k|$) elevadas al cuadrado de la señal de recepción (r_k) en cada instante (k), a partir de las amplitudes de símbolo ($\beta(m)^2$) elevadas al cuadrado del alfabeto de símbolos que están ponderadas en cada caso con cada probabilidad ($p_{k,m}^{(n)}$) condicionada para la coincidencia de la amplitud ($|c(k)|^2$) del símbolo de datos ($c(k)$) enviado en el instante ($k \cdot T_s$) respectivo con una amplitud de símbolo ($\beta(m)$) en cada caso del alfabeto de símbolos en el caso de una amplitud conocida ($|r_k|$) de la señal de recepción ($z_k(t)$) en el instante ($k \cdot T_s$), y a partir de todas las combinaciones de la amplitud ($|r_k|$) de la señal de recepción (r_k) en el instante ($k \cdot T_s$) respectivo con la amplitud de símbolo ($\beta(m)$) respectiva del alfabeto de símbolos, que están ponderadas con la probabilidad ($p_{k,m}^{(n)}$) condicionada correspondiente para la coincidencia de la amplitud ($|c(k)|$) del símbolo de datos ($c(k)$) enviado en el instante ($k \cdot T_s$) respectivo con la amplitud de símbolo ($\beta(m)$) respectiva del alfabeto de símbolos.
11. Procedimiento para averiguar un valor estimado para una relación señal-ruido de acuerdo con la reivindicación 10, **caracterizado por que** las probabilidades ($p_{k,m}^{(n)}$) condicionadas necesarias en el primer nivel de iteración para la estimación de la amplitud de desvanecimiento (S) elevada al cuadrado y de la potencia de ruido (N_0) de la señal de ruido ($z_k(t)$) son las probabilidades no condicionadas correspondientes.
12. Procedimiento para averiguar un valor estimado para una relación señal-ruido de acuerdo con la reivindicación 10, **caracterizado por que** las probabilidades ($p_{k,m}^{(n)}$) condicionadas necesarias en los niveles de iteración siguientes (n) para la estimación de la amplitud de desvanecimiento (S) elevada al cuadrado y de la potencia de ruido (N_0) de la señal de ruido ($z_k(t)$) son las probabilidades ($p_{k,m}^{(n-1)}$) condicionadas averiguadas en cada caso en el nivel de iteración ($n-1$) anterior.
13. Procedimiento para averiguar un valor estimado para una relación señal-ruido de acuerdo con una de las reivindicaciones 8 a 12, **caracterizado por que** la probabilidad ($p_{k,m}^{(n)}$) condicionada para la coincidencia de la amplitud ($|c(k)|$) del símbolo de datos ($c(k)$) enviado en el instante (k) respectivo con un valor de amplitud ($\beta(m)$) del alfabeto de símbolos en cada etapa de iteración (n) se averigua a partir del valor estimado ($\hat{S}^{(n)}$, $\hat{N}_0^{(n)}$) averiguado en la misma etapa de iteración (n) para la amplitud de desvanecimiento (S) elevada al cuadrado y para la potencia de ruido (N_0) de la señal de ruido ($z_k(t)$) y valores de amplitud de símbolo ($\beta(m)^2$) elevados al cuadrado del alfabeto de símbolos y el valor de amplitud de símbolo ($\beta(m)$) del alfabeto de símbolos ponderado con la amplitud ($|r_k|$) de la señal de recepción (r_k) en el instante ($k \cdot T_s$) respectivo.
14. Procedimiento para averiguar un valor estimado para una relación señal-ruido de acuerdo con una de las reivindicaciones 4 a 6 o 10 a 12, **caracterizado por que** en la estimación de la amplitud de desvanecimiento (S) elevada al cuadrado y de la potencia de ruido (N_0) de la señal de ruido ($z_k(t)$) entra en cada caso el factor de adaptación ajustable a .

15. Procedimiento para averiguar un valor estimado para una relación señal-ruido de acuerdo con las reivindicaciones 7 o 13, **caracterizado por que** en el cálculo de la probabilidad condicionada ($p_{k,m}^{(n)}$) entra la probabilidad no condicionada correspondiente.
- 5 16. Procedimiento para averiguar un valor estimado para una relación señal-ruido de acuerdo con la reivindicación 15, **caracterizado por que** para la probabilidad ($p_{k,m}^{(n)}$) no condicionada se emplea en cada caso una probabilidad a priori.
- 10 17. Procedimiento para averiguar un valor estimado para una relación señal-ruido de acuerdo con la reivindicación 15, **caracterizado por que** para la probabilidad ($p_{k,m}^{(n)}$) no condicionada se emplea en cada caso una probabilidad a posteriori averiguada por un decodificador (4).
- 15 18. Dispositivo para averiguar un valor estimado ($\hat{SNR}^{(n)}$) para una relación señal-ruido de una señal de recepción ($r_{FM}(t)$) de fase modulada o de frecuencia modulada de manera no lineal que depende de una señal de emisión ($s_{FM}(t)$) y de una señal de ruido ($z_k(t)$) blanca, de distribución gaussiana, con M filtros adaptados ($2_0, 2_1, \dots, 2_{M-1}$) para filtrar la señal de recepción ($r_{FM}(t)$) y un estimador (3) que funciona según un procedimiento para averiguar un valor estimado ($\hat{SNR}^{(n)}$) para una relación señal-ruido de una señal de recepción ($r_{FM}(t)$) de fase o de frecuencia modulada de manera no lineal con las características de una de las reivindicaciones 1 a 7 o 14 a 17.
- 20 19. Dispositivo para averiguar un valor estimado ($\hat{SNR}^{(n)}$) para una relación señal-ruido de una señal de recepción ($r_{LM}(t)$) modulada linealmente que depende de una señal de emisión ($s_{LM}(t)$) y una señal de ruido ($z_k(t)$) blanca, de distribución gaussiana, con un filtro adaptado (2') y un estimador (3'), que funciona según un procedimiento para averiguar un valor estimado ($\hat{SNR}^{(n)}$) para una relación señal-ruido de una señal de recepción modulada linealmente ($r_{LM}(t)$) con las características de una de las reivindicaciones 8 a 13 o 14 a 17.
- 25 20. Medio de memoria digital con señales de control que pueden leerse electrónicamente que pueden interactuar con un ordenador programable o un procesador de señales digital de tal manera que se realiza un procedimiento de acuerdo con una de las reivindicaciones 1 a 17.
- 30 21. Programa informático con medios de código de programa para la realización de un procedimiento de acuerdo con una de las reivindicaciones 1 a 17, cuando el programa informático se ejecuta en un ordenador o un procesador de señales digital.

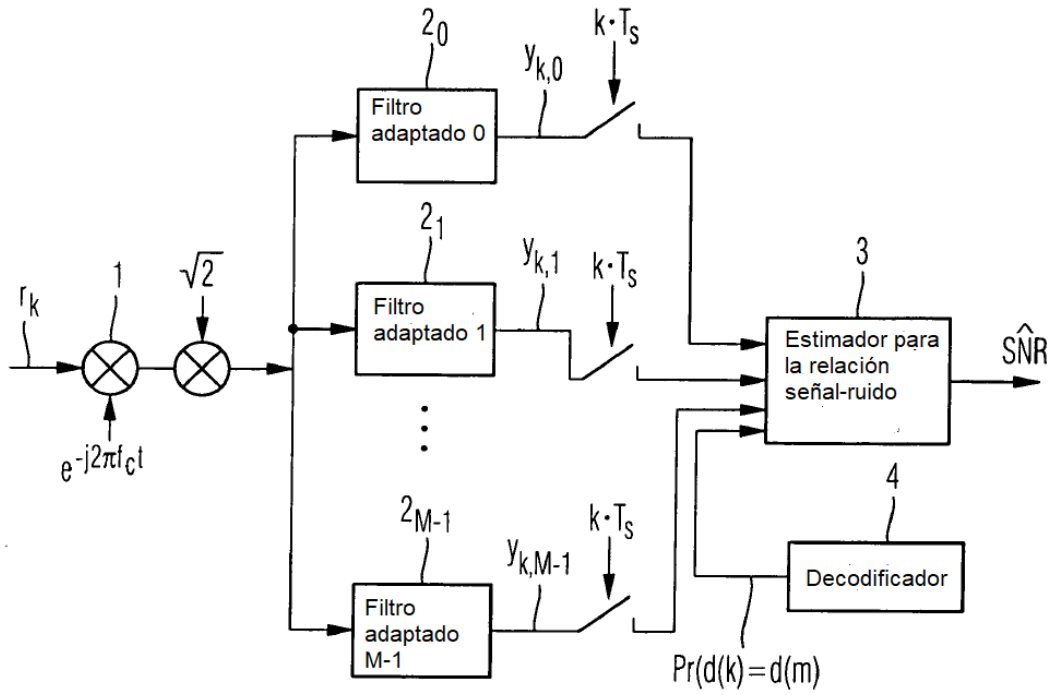


Fig. 1

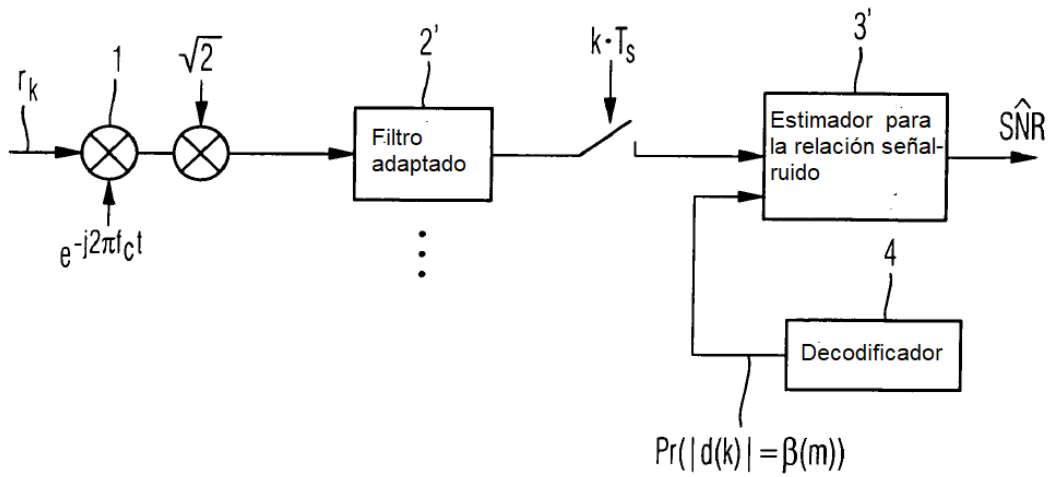


Fig. 2

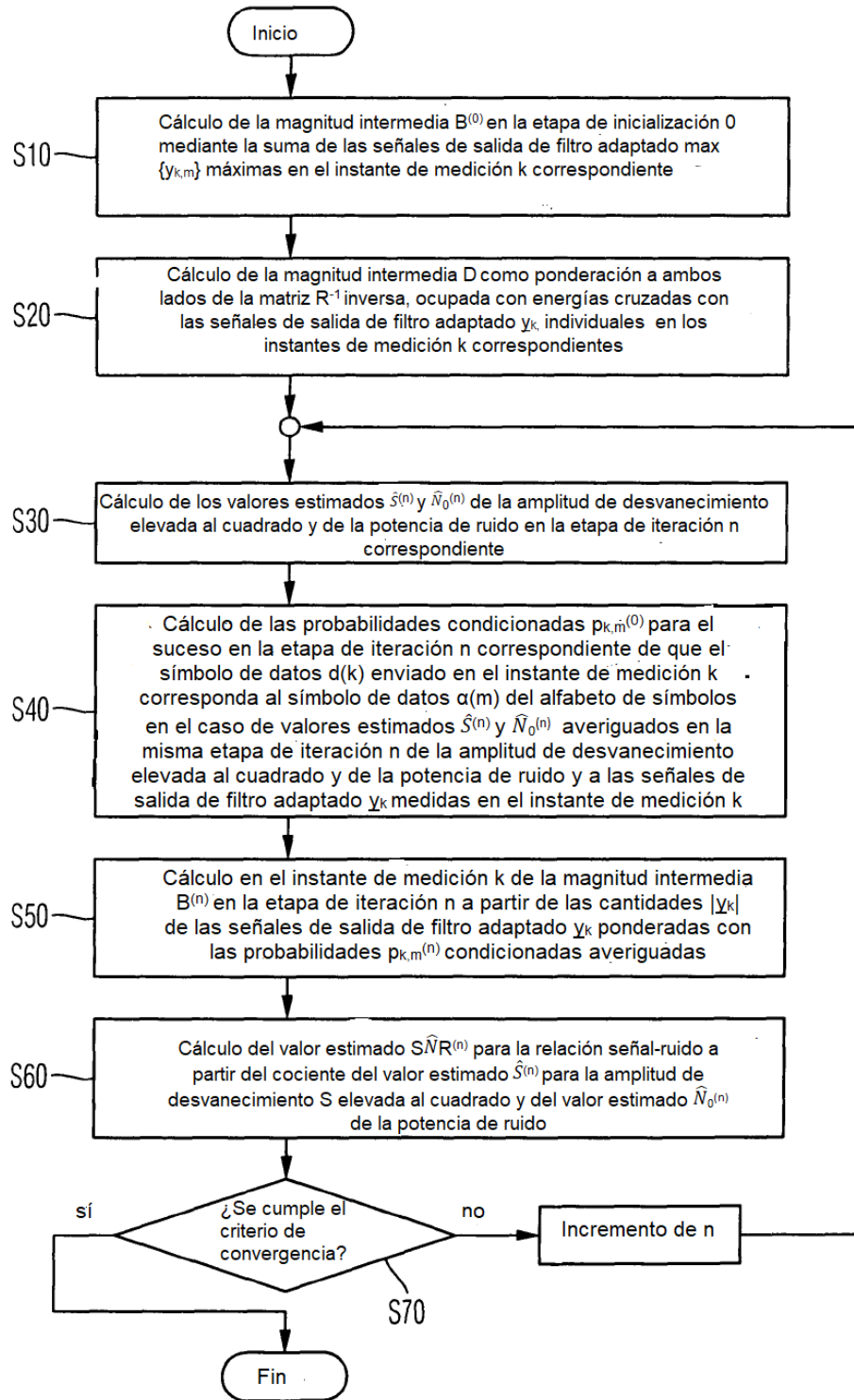


Fig. 3

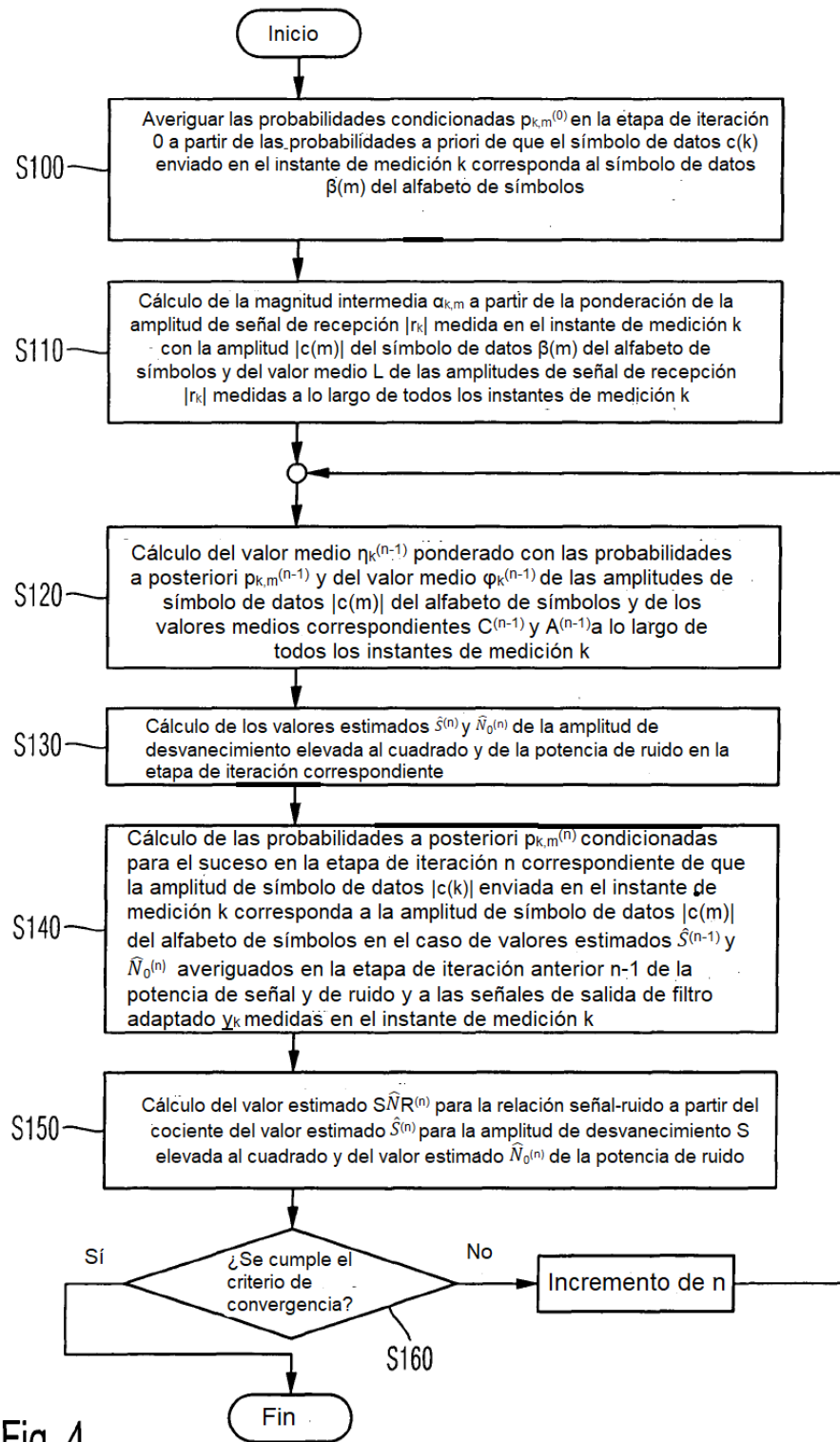


Fig. 4

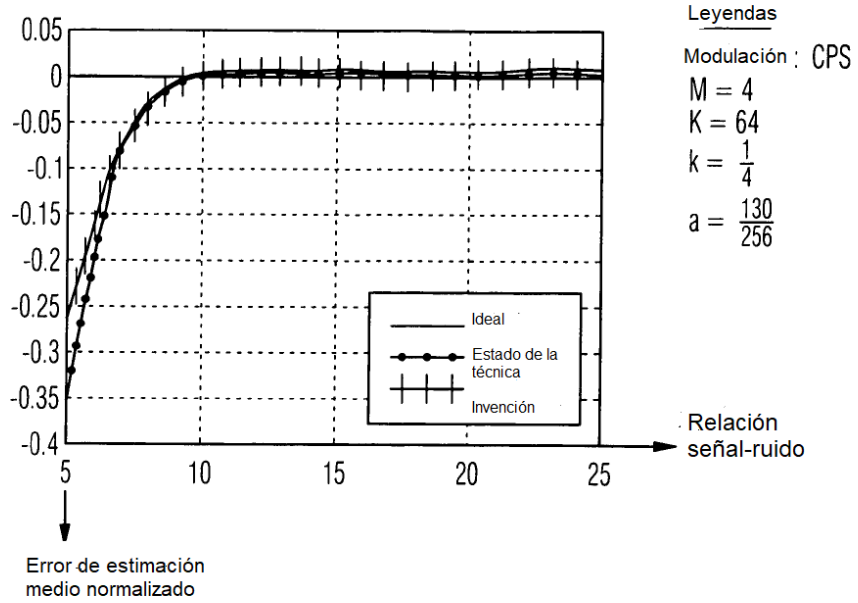


Fig. 5

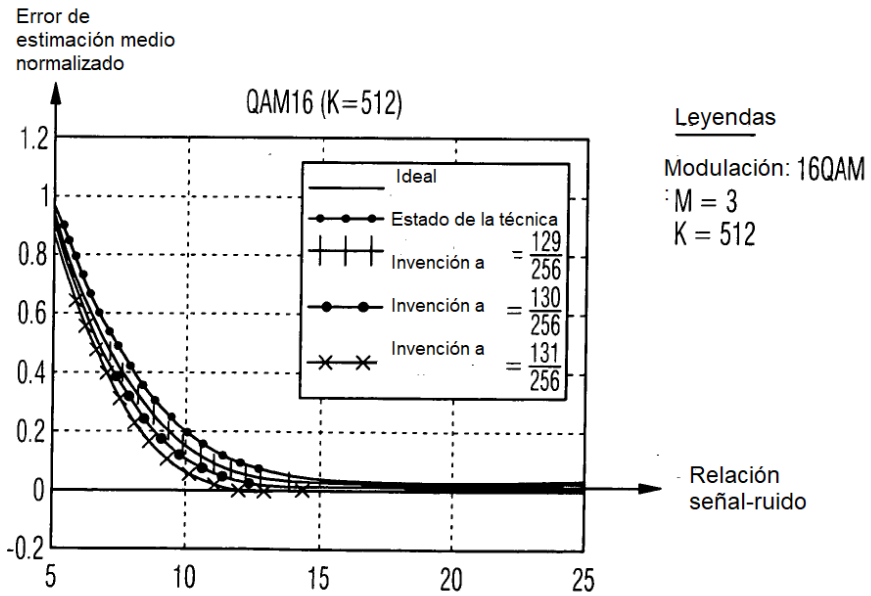


Fig. 6