



①9



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

①1 Número de publicación: **2 292 852**

⑤1 Int. Cl.:  
**H04B 17/00** (2006.01)

①2

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

⑧6 Número de solicitud europea: **02804284 .4**

⑧6 Fecha de presentación : **22.11.2002**

⑧7 Número de publicación de la solicitud: **1488553**

⑧7 Fecha de publicación de la solicitud: **22.12.2004**

⑤4 Título: **Método, disposición y receptor de comunicación para estimación de la SNIR.**

③0 Prioridad: **28.11.2001 GB 0128475**

④5 Fecha de publicación de la mención BOPI:  
**16.03.2008**

④5 Fecha de la publicación del folleto de la patente:  
**16.03.2008**

⑦3 Titular/es: **IPWireless, Inc.**  
**1001 Bayhill Drive, 2nd Floor**  
**San Bruno, California 94066, US**

⑦2 Inventor/es: **Anderson, Nicholas**

⑦4 Agente: **Carvajal y Urquijo, Isabel**

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**

Método, disposición y receptor de comunicación para estimación de la SNIR.

5 **Campo de la invención**

Esta invención se refiere a una estimación de la relación de señal frente a ruido/interferencia (SNIR, signal to noise/interference ratio) y en particular, aunque no exclusivamente, a tal estimación en receptores de comunicación inalámbrica.

10 **Antecedentes de la invención**

Muchas partes de un receptor de comunicaciones inalámbrico, necesitan a menudo de una estimación de las relaciones de señal frente a interferencia (SIR, signal to interference ratio), de señal frente a ruido (SNR, signal to noise ratio), o (de forma más genérica para incluir SIR y/o SNR) frente a ruido mas interferencia (SNIR). Esto se requiere por razones de control de potencia, determinación de umbral para diversos algoritmos, y cuantificación de la información de decisión blanda con propósitos de decodificación del canal, por nombrar solo unos pocos.

Una técnica de estimación de la SNIR bien conocida, deriva su SNIR estimado  $\hat{Z}$  como:

$$\hat{Z} = \frac{[E\{r(t)\}]^2}{E\{r^2(t)\} - [E\{r(t)\}]^2}$$

25 donde E representa el valor medio y r(t) representa la combinación de la señal s(t) y el ruido n(t).

Sin embargo, este conocido estimador padece de un término de sesgo bajo condiciones de una baja relación de señal frente a ruido.

30 El documento WO 99/40 689 revela un receptor de comunicación con una técnica conocida de estimación de la SNIR.

Por lo tanto, existe la necesidad de una estimación de la SNIR en la que pueda paliarse las desventajas mencionadas.

35 **Declaración de la invención**

De acuerdo con un primer aspecto de la presente invención, se proporciona un método para la estimación de la SNIR como el reivindicado en la reivindicación 1.

De acuerdo con un segundo aspecto de la presente invención, se proporciona una disposición para la estimación de la SNIR como la reivindicada en la reivindicación 8.

45 De acuerdo con un tercer aspecto de la presente invención, se proporciona un receptor de comunicación como el reivindicado en la reivindicación 15.

**Breve descripción de los dibujos**

Se describirá ahora un método, una disposición y un receptor de comunicaciones para estimación de la SNIR que incorpora la presente invención, solo a modo de ejemplo y con referencia a los dibujos anexos, en los cuales:

la figura 1 muestra una representación gráfica de la función intensidad de probabilidad (PDF) de una señal recibida en valores bivalentes, frente a ruido;

55 la figura 2 muestra una representación gráfica de la mitad positiva de la PDF de la figura 1, ilustrando la distorsión de la potencia de señal estimada  $\hat{S}$ , a bajas relaciones de señal frente a ruido;

la figura 3A muestra una representación gráfica que ilustra la relación de la SNIR estimada  $\hat{Z}$ , frente a la SNIR real Z;

60 la figura 3B muestra, de forma similar a la figura 3A, una representación gráfica logarítmica (decibelios) que ilustra la relación de la SNIR estimada  $\hat{Z}$ , frente a la SNIR real Z;

65 la figura 4A muestra una representación gráfica, que ilustra la relación de un factor de corrección  $\alpha(\hat{Z})$  frente a la SNIR estimada corregida  $\hat{Z}$ ;

la figura 4B muestra, de forma similar a la figura 4A, una representación gráfica logarítmica (decibelios) que ilustra la relación del factor de corrección  $\alpha(\hat{Z})$ , frente a la SNIR estimada no corregida  $\hat{Z}$ ;

la figura 5 muestra un diagrama esquemático en bloques, de un receptor de sistema de comunicación inalámbrico, en el que se utiliza la invención; y

la figura 6 muestra un diagrama de bloques esquemático, de un sistema UTRA TDD en el que se utiliza la invención.

## Descripción de la realización preferida

Un estimador bien conocido, detecta la SNIR de un sistema simétrico en valores bivalentes (por ejemplo, modulado por desviación de fase bivalente - BPSK), bajo ruido de media cero. El método es aplicable además a señales QPSK (moduladas por desplazamiento de fase en cuadratura).

El método considera una señal BPSK  $s(t)$ , que puede asumir el valor  $\pm A$ . El ruido blanco gaussiano aditivo (AWGN), denotado como  $n(t)$ , se suma a esta señal.  $n(t)$  tiene una función de densidad de probabilidad (PDF) gaussiana, y tiene una varianza (potencia) de  $\sigma^2$ . La composición de señal mas ruido se denota como:

$$r(t) = s(t) + n(t).$$

La PDF de  $r(t)$  adopta la forma:

$$P\{r(t) = y\} = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \frac{1}{2} \left\{ e^{-\frac{(y+A)^2}{2\sigma^2}} + e^{-\frac{(y-A)^2}{2\sigma^2}} \right\}.$$

Esta PDF se muestra la figura 1. Corresponde al caso de  $A = 30$  y  $\sigma^2 = 400$ .

La técnica de estimación de la SNIR utiliza el siguiente estimador () para la potencia de señal S:

$$S = E\{s^2(t)\} \quad y \quad \hat{S} \equiv [E\{r(t)\}]^2.$$

La estimación ( $\hat{T}$ ) de la potencia total (T) de  $r(t)$ , es:

$$\hat{T} = E\{r^2(t)\}.$$

Y así, puesto que  $r(t) = s(t) + n(t)$  la potencia del ruido N debe ser igual a la potencia total menos la potencia de señal:

$$N = T - S.$$

Y por tanto la estimación  $\hat{N}$  de la potencia del ruido N está dada por:

$$\hat{N} = \hat{T} - \hat{S} = E\{r^2(t)\} - [E\{r(t)\}]^2.$$

Así, la estimación de la relación de señal frente a ruido es:

$$\hat{Z} = \frac{\hat{S}}{\hat{N}} = \frac{\hat{S}}{\hat{T} - \hat{S}} = \frac{[E\{r(t)\}]^2}{E\{r^2(t)\} - [E\{r(t)\}]^2}.$$

La presente invención está basada en la comprensión, por parte del inventor, de que la técnica anterior acusa un término de sesgo para una baja relación de señal frente a ruido. Debido al uso del operador "valor absoluto", la estimación de la amplitud de señal ( $\hat{A}$ ) se torna distorsionada debido al solape que se produce entre las partes positivas y negativas de la PDF de  $r(t)$ . Por ello, la estimación de la potencia de señal ( $\hat{S}$ ) está también distorsionada. Esto se muestra en la figura 2, para un solo estado de señalización (+1) de amplitud A y potencia  $S = A^2$ .

Las partes de la PDF de  $r(t)$  que atraviesa la línea  $r(t) = 0$  (como se muestra mediante las partes de línea 210 y 220), son invertidas en signo antes de ser acumuladas (como se muestra por la línea 230) y promediadas, y por lo tanto la estimación del valor medio de  $r(t)$  está distorsionada. De hecho, cuando disminuye la relación de señal frente a ruido la estimación de la potencia de señal queda sobrestimada. Sin embargo, la estimación de la potencia total ( $\hat{T}$ ) no se ve afectada. El efecto sobre la estimación global de la SNIR es el resultado de la aparición de  $\hat{S}$  tanto en el numerador como en el denominador, de la ecuación utilizada para calcular  $\hat{Z}$ .

Sin embargo, puede demostrarse que la desviación por sesgo puede ser una función directa de la relación de señal real frente a ruido ( $Z$ ). Así, si la relación entre  $\hat{Z}$  y  $Z$  es derivada y conocida *a priori*, puede eliminarse entonces el sesgo en  $\hat{Z}$  y puede recuperarse la auténtica SNIR ( $Z$ ). Tal corrección es la base de la presente invención.

El valor medio de la señal  $x(t)$  se define como:

$$E\{x(t)\} = \int_{-\infty}^{\infty} y \cdot P\{x(t) = y\} dy$$

donde  $P\{x(t) = y\}$  es la probabilidad de que  $x(t)$  adopte el valor  $y$ .

Sustituyendo  $|r(t)|$  por  $x(t)$  en la anterior ecuación, e integrando solo entre 0 e  $\infty$  debido al hecho de que  $|r(t)|$  adopta solo valores positivos, estamos en disposición de derivar el valor medio de  $|r(t)|$ . En este caso, la probabilidad  $P\{r(t) = y\}$  está dada por:

$$P\{r(t) = y\}_{y=0 \rightarrow \infty} = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \left[ e^{-\frac{(y-A)^2}{2\sigma^2}} + e^{-\frac{(y+A)^2}{2\sigma^2}} \right]$$

y por lo tanto el valor medio de  $|r(t)|$  se describe como:

$$\hat{A} = E\{|r(t)|\} = \int_0^{\infty} y \cdot \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \left[ e^{-\frac{(y-A)^2}{2\sigma^2}} + e^{-\frac{(y+A)^2}{2\sigma^2}} \right] dy$$

Evalutando la integral anterior, puede demostrarse que la estimación de la amplitud de señal ( $\hat{A}$ ) es:

$$\hat{A} = A \left[ 1 + \sqrt{\frac{2}{\pi Z}} e^{-Z/2} - \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{Z}{2}} \right) \right]$$

donde  $\operatorname{erfc}$  representa la función de Error Complementaria, y

$$Z = \frac{A^2}{\sigma^2}.$$

Utilizando esta última relación, y el hecho de que

$$\hat{Z} = \frac{\hat{A}^2}{A^2 + \sigma^2 - \hat{A}^2},$$

la relación requerida entre  $\hat{Z}$  y  $Z$ , puede escribirse como:

$$\hat{Z} = \frac{\left[ 1 + \sqrt{\frac{2}{\pi Z}} e^{-Z/2} - \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{Z}{2}} \right) \right]^2}{1 + 1/Z - \left[ 1 + \sqrt{\frac{2}{\pi Z}} e^{-Z/2} - \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{Z}{2}} \right) \right]^2}.$$

En el gráfico de la figura 3A se representa Z frente a  $\hat{Z}$ .

Si la estimación de la SNIR se expresa en decibelios, como suele ser el caso, el gráfico de la figura 3A se convierte en el gráfico mostrado en la figura 3B.

Como puede verse, el error en decibelios entre la SNIR estimada y la SNIR verdadera se hace apreciable para SNIR reales de menos de aproximadamente 8 dB. Por lo tanto, esto limita la utilidad de esta técnica de la SNIR salvo que se corrija la medida. Mediante eliminar el sesgo de acuerdo con esta invención (como se explicara en mayor medida más abajo), la utilidad de esta técnica de estimación de la SNIR puede extenderse a SNIR inferiores.

Para eliminar el sesgo asumimos que Z puede determinarse a partir de:

$$Z = \alpha(\hat{Z}) \times \hat{Z}$$

donde  $\alpha(\hat{Z})$  es un factor de corrección, que es función de la estimación de la SNIR no corregida  $\hat{Z}$ , y puede determinarse mediante representar  $\hat{Z}$  frente a  $(Z/\hat{Z})$ , como se muestra la figura 4A.

Por lo tanto,  $\alpha(\hat{Z})$  puede ser calculado (i) a partir de  $\hat{Z}$ , o bien (ii) puede ser almacenado y tabulado para su "consulta", al objeto de facilitar la evaluación de la SNIR verdadera, Z. Como se comprenderá, alternativamente (iii) una lista puede contener valores corregidos de Z, y el valor estimado no corregido  $\hat{Z}$  puede servir como un puntero para la "consulta" en la lista, del valor corregido. Se comprenderá que tales tres técnicas de corrección son diferentes implementaciones del mismo esquema subyacente de corrección, que se basa en la estimación de la SNIR corregida Z, siendo una función predefinida (como se ha descrito arriba) de la estimación de la SNIR no corregida  $\hat{Z}$ .

En términos de un factor de corrección logarítmica  $\Gamma\{10 \cdot \log_{10}(\hat{Z})\}$  para ser sumado a  $10 \cdot \log_{10}(\hat{Z})$ , al objeto de derivar  $10 \cdot \log_{10}(Z)$ , puede deducirse la relación mostrada en la figura 4B:

$$10 \cdot \log_{10}(Z) = 10 \cdot \log_{10}(\hat{Z}) + \Gamma(10 \cdot \log_{10}(\hat{Z})).$$

Se sabe que cuando la SNIR disminuye hacia cero,  $\hat{Z}$  tiende de forma asintótica aproximadamente a 1,75. A estas SNIR bajas, variaciones pequeñas en  $\hat{Z}$  producen grandes variaciones en Z. Así, esta técnica tiene limitaciones a SNIR muy bajas, puesto que se necesita una medida de  $\hat{Z}$  extremadamente precisa. Esto requeriría el uso de un gran número de muestras en el cálculo de  $\hat{Z}$ , que podrían no estar disponibles en circunstancias prácticas. Sin embargo, esta técnica es capaz de reducir significativamente los efectos de sesgo de la técnica de estimación de la SNIR del arte previo, para el rango de la SNIR entre aproximadamente 0 y 8 dB.

La técnica de estimación corregida descrita arriba, puede ser utilizada en un receptor en un sistema de comunicación inalámbrico, tal como UTRA TDD (UMTS - Universal Mobile Telecommunication System - Terrestrial Radio Access in Time Division Duplex mode). Un receptor semejante, que puede ser una unidad de transceptor móvil (en la terminología UMTS, aludido por lo general como equipamiento del usuario - UE), o una unidad transceptora de estación base (en la terminología UMTS, aludida por lo general como Nodo B), es mostrado en la figura 5 en forma de bloques esquemáticos. La unidad transceptora 500 contiene una antena 502 acoplada a un filtro dúplex o circulador 504, que proporciona aislamiento entre las cadenas de recepción y transmisión, dentro de la unidad.

Como es sabido en el arte, la cadena receptora incluye el conjunto frontal de circuitos de exploración 506 del receptor (que proporciona eficazmente la recepción, el filtrado y la conversión a frecuencia intermedia o de banda base). El circuito frontal de exploración está acoplado en serie a una función de procesamiento de señal 508 en la que puede ser implementada la invención, como se describirá en detalle más abajo.

Se proporciona una salida de la función de procesamiento de señal a la salida 510, que comprende bien: un interfaz para comunicar con un controlador de red de radio, si la unidad de comunicación es un Nodo B, o bien un interfaz para comunicar (por ejemplo) con una pantalla de usuario, si la unidad de comunicación es un UE.

La cadena receptora incluye además un módulo de indicador de la intensidad de señal recibida (RSSI) 512, y un controlador 514 que sirve para mantener un control global de las diferentes funciones y módulos de la unidad de comunicación 500. El controlador 514 está además acoplado al conjunto frontal de circuitos de exploración 506 del receptor, y a la función de procesamiento de señal 508 (generalmente desempeñada por un procesador de señal digital, DSP).

El controlador 514 incluye una memoria 116, que almacena regímenes de funcionamiento como son las operaciones de descodificación y otras operaciones de recepción. Hay un temporizador 518, típicamente acoplado al controlador 514, para controlar la sincronización de las operaciones (transmisión o recepción de señales dependientes del tiempo) dentro de la unidad de comunicación 500.

En relación con la cadena de transmisión, esta incluye una entrada 520 que comprende: un interfaz para comunicar con un controlador de red de radio, si la unidad de comunicación es un Nodo B, o bien un interfaz para recibir entradas de usuario, si la unidad de comunicación es un UE. La entrada 520 está acoplada en serie, a través del conjunto de circuitos de transmisor/modulación 522, y de un amplificador de potencia 524 para la antena 502. El conjunto de circuitos de transmisor/modulación 522 y el amplificador de potencia 524, son operativamente sensibles al controlador.

Para esta realización, se comprenderá que el controlador 514 que incluye la memoria 516 está implementado como un procesador programable, pero otras realizaciones pueden comprender un conjunto de circuitos dedicado, o cualquier otra forma apropiada.

Se hace notar que las características correspondientes a las descritas arriba con respecto a la unidad de comunicación 500, se encuentran también en el Nodo B convencional. Sin embargo, la unidad de comunicación 500 de esta realización difiere de las unidades de comunicación convencionales, por cuanto que la función de procesamiento de señal 508 está dispuesta para implementar la técnica de estimación corregida, descrita arriba.

La función de procesamiento de señal 508 incluye el conjunto de circuitos (no mostrado) para la cuantificación de la información de decisión blanda, con el propósito de la descodificación del canal (por ejemplo, utilizando un descodificador Viterbi - no mostrado - para descodificar símbolos en una señal recibida). La estimación precisa de la SNIR de la señal recibida, mejora la precisión de la decisión blanda en relación con los símbolos descodificados, y mejora también la capacidad de corrección de error del descodificador de canal. Para implementar la técnica de estimación corregida descrita arriba, la función de procesamiento de señal 508 incluye el conjunto de circuitos 508A para derivar la SNIR no corregida de la señal recibida,  $\hat{Z}$ , como es sabido en el arte previo descrito arriba. Adicionalmente, se incluye una lista 508B para consultar el factor de corrección  $\alpha(\hat{Z})$  (como se ha explicado más arriba en relación con las figuras 4A y 4B). La función de procesamiento de señal 508 incluye además un procesador 508C, para aplicar el factor de corrección a la SNIR no corregida  $\hat{Z}$ , al objeto de producir la SNIR corregida  $Z$ , como se ha descrito arriba.

Se comprenderá que, en la práctica, la tabla de consulta 508B puede proporcionarse dentro de la memoria 516 en el controlador 514, y que el procesador 508C puede estar provisto por el controlador 514. Se comprenderá también que si no se desea implementar la corrección de la SNIR estimada por medio de una tabla de consulta 512B, puede calcularse el factor de corrección  $\alpha(\hat{Z})$  (por ejemplo mediante el controlador 514), de acuerdo con la ecuación discutida arriba:

$$\hat{Z} = \frac{\left[1 + \sqrt{\frac{2}{\pi Z}} e^{-Z/2} - \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{Z}{2}}\right)\right]^2}{1 + 1/Z - \left[1 + \sqrt{\frac{2}{\pi Z}} e^{-Z/2} - \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{Z}{2}}\right)\right]^2}$$

Aunque en el ejemplo anterior la técnica de estimación corregida, de la invención, se implementa con propósitos de cuantificación de la información de decisión blanda para la descodificación de canal, puede ser implementada adicional o alternativamente por razones de control de potencia, determinación de umbral para diversos algoritmos, etc., y puede ser implementada a la salida de un correlador, un detector de conexión, o de otro detector.

En referencia ahora también a la figura 6, un sistema UTRA TDD 600 incluye un UE 610 que comunica, sobre un interfaz aérea de radio CDMA 620, con un Nodo B 630. El Nodo B 630 está controlado por un controlador de red de radio 640 que comunica con otra infraestructura de sistema, mostrada colectivamente como 650. Semejante sistema (en la medida en que ha sido descrito hasta este punto) es bien conocido y no requiere mayor descripción. Sin embargo, se comprenderá que la unidad de comunicación 500 descrita arriba para derivar una estimación de la SNIR corregida, puede ser implementada ventajosamente, bien en un UE 610 o en un Nodo B 630 del sistema, como se muestra en el dibujo.

Se apreciará que el método descrito arriba para la estimación de la SNIR de una señal recibida, puede llevarse a cabo en soporte lógico que funcione sobre un procesador (tal como el procesador en el que están implementados el controlador 514 y la memoria 116), y que el soporte lógico puede proporcionarse como un elemento de programa informático transportado sobre cualquier portador adecuado de datos (tampoco mostrado), tal como un disco informático magnético u óptico.

Se apreciará también que el método descrito arriba para la estimación de la SNIR de una señal recibida, puede llevarse a cabo alternativamente mediante equipamiento físico, por ejemplo en la forma de un circuito integrado (no mostrado) tal como una FPGA (Field Programmable Gate Array, matriz de puertas programable *in-situ*) o un ASIC (Application Specific Integrated Circuit; circuito integrado de aplicación específica).

Para concluir, se comprenderá por tanto que el esquema para estimación de la SNIR descrito arriba, proporciona las siguientes ventajas:

permite la estimación directa, no sesgada, de la SNIR, sobre una señal de valores simples o bivalentes, en la presencia de ruido blanco gaussiano aditivo;

extiende el rango útil del método detallado en el arte previo, al rango SNIR medio-bajo de 0-8 dB, en el que la técnica detallada en el arte previo padecería un sesgo de medida significativo.

#### Referencias citadas en la descripción

*La lista de referencias citadas por el solicitante es solo para comodidad del lector. No forma parte del documento de Patente Europea. Incluso aunque se ha tomado especial cuidado en recopilar las referencias, no puede descartarse errores u omisiones y la EPO rechaza toda responsabilidad a este respecto.*

#### Documentos de patente citados en la descripción

- WO 9940689 A [0005].

## REIVINDICACIONES

1. Un método para la estimación de la SNIR de una señal recibida, el método comprendiendo:

derivar una señal de estimación  $\hat{Z}$  de la SNIR de la señal recibida, de acuerdo con la relación

$$\hat{Z} = \frac{[E\{r(t)\}]^2}{E\{r^2(t)\} - [E\{r(t)\}]^2},$$

donde E representa el valor medio y  $r(t)$  representa el nivel de la señal recibida; y corregir la señal de estimación  $\hat{Z}$  para producir una señal de estimación corregida Z, en base a la relación

$$Z = \alpha(\hat{Z}) \times \hat{Z},$$

donde  $\alpha(\hat{Z})$  representa un factor de corrección.

2. El método de la reivindicación 1, en el que la relación

$$Z = \alpha(\hat{Z}) \times \hat{Z}$$

está basada en la relación

$$\hat{Z} = \frac{\left[1 + \sqrt{\frac{2}{\pi Z}} e^{-Z/2} - \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{Z}{2}}\right)\right]^2}{1 + 1/Z - \left[1 + \sqrt{\frac{2}{\pi Z}} e^{-Z/2} - \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{Z}{2}}\right)\right]^2}.$$

3. El método de la reivindicación 1 o la 2, en el que la señal de estimación de la SNIR es una cantidad logarítmica, y la etapa de corregir la señal estimación comprende añadir un factor de corrección logarítmica a la señal estimación  $\hat{Z}$ , para producir una señal estimación corregida Z.

4. El método de la reivindicación 1, la 2 o la 3, en el que la etapa de corregir la señal de estimación comprende calcular el factor de corrección.

5. El método de la reivindicación 1, la 2 o la 3, en el que la etapa de corregir la señal de estimación comprende recuperar el factor de corrección desde una tabla predeterminada.

6. El método de cualquier reivindicación precedente, en el que la señal recibida es una señal inalámbrica.

7. El método de la reivindicación 6, en el que la señal inalámbrica es una señal de interfaz aéreo UMTS.

8. Una disposición (508) para la estimación de la SNIR de una señal recibida, la disposición comprendiendo:

medios (508A) para derivar una estimación  $\hat{Z}$  de la SNIR de la señal recibida, de acuerdo con la relación

$$\hat{Z} = \frac{[E\{r(t)\}]^2}{E\{r^2(t)\} - [E\{r(t)\}]^2},$$

donde E representa el valor medio y  $r(t)$  representa el nivel de la señal recibida; y

medios (508C) para corregir la estimación  $\hat{Z}$ , al objeto de producir una estimación corregida Z basada en la relación

$$Z = \alpha(\hat{Z}) \times \hat{Z},$$

donde  $\alpha(\hat{Z})$  representa un factor de corrección.

9. La disposición de la reivindicación 8, en la que la relación

$$Z = \alpha(\hat{Z}) \times \hat{Z}$$

está basada en la relación

$$\hat{Z} = \frac{\left[1 + \sqrt{\frac{2}{\pi Z}} e^{-Z/2} - \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{Z}{2}}\right)\right]^2}{1 + 1/Z - \left[1 + \sqrt{\frac{2}{\pi Z}} e^{-Z/2} - \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{Z}{2}}\right)\right]^2}.$$

10. La disposición de la reivindicación 8 o la 9, en la que la estimación de la SNIR es una cantidad logarítmica, y los medios para corregir la estimación comprenden medios para añadir un factor de corrección logarítmica a la estimación  $\hat{Z}$ , para producir una estimación corregida  $Z$ .

11. La disposición de la reivindicación 8, la 9 o la 10, en la que los medios para corregir la estimación comprenden medios para calcular el factor de corrección.

12. La disposición de la reivindicación 8, la 9 o la 10, en la que los medios para corregir la estimación comprenden medios para recibir el factor de corrección desde una tabla predeterminada.

13. La disposición de cualquiera de las reivindicaciones 8 a 12, en la que la señal recibida es una señal inalámbrica.

14. La disposición de la reivindicación 13, en la que la señal inalámbrica es una señal de interfaz aéreo UMTS.

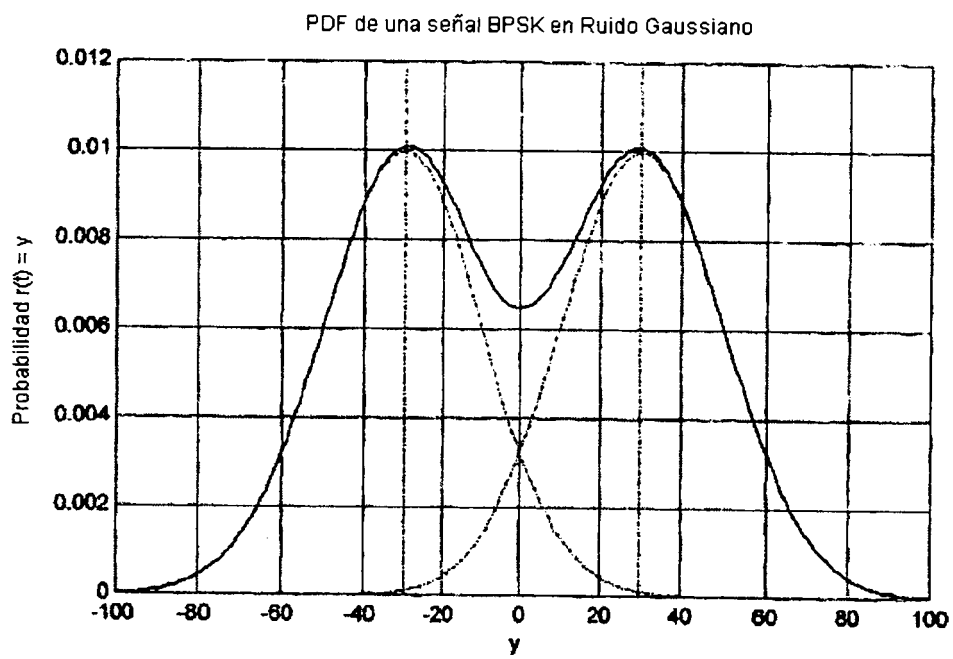
15. Un receptor de comunicación, que comprende la disposición de cualquiera de las reivindicaciones 8 a 14.

16. Equipamiento de usuario 610, para su uso en un sistema de comunicación inalámbrica 600, el equipamiento de usuario comprendiendo el receptor de comunicación de la reivindicación 15.

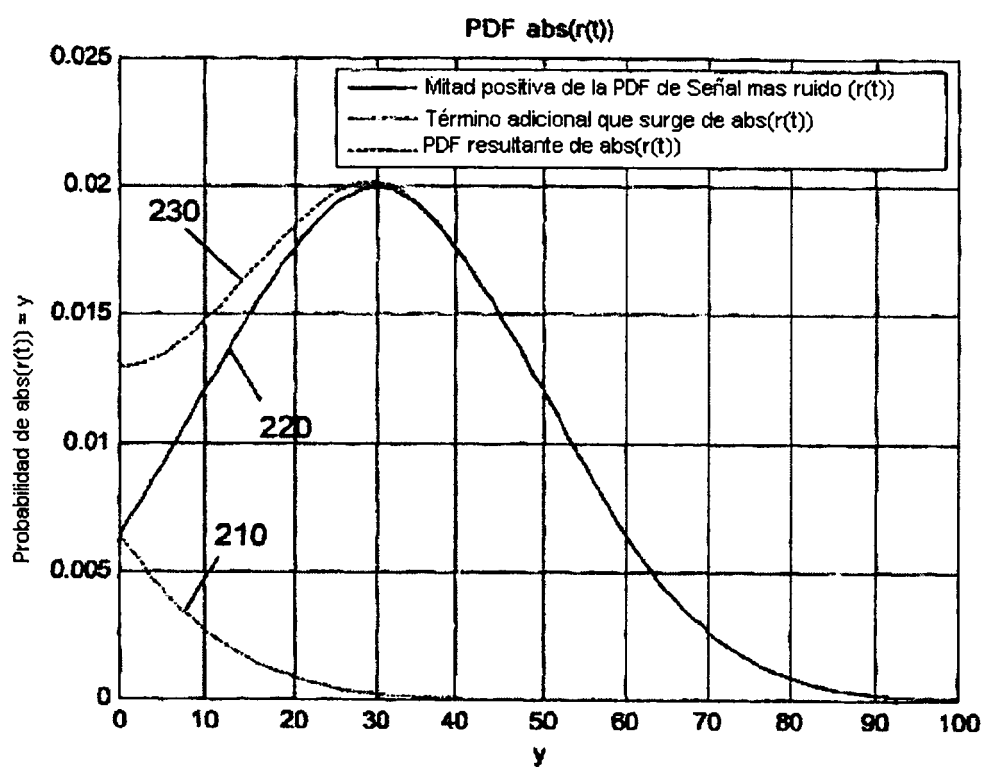
17. Una estación base 630 para su uso en un sistema de comunicación inalámbrico 600, la estación base comprendiendo el receptor de comunicación de la reivindicación 15.

18. Un programa informático, que comprende código de programa informático adaptado para llevar a cabo el método de cualquiera de las reivindicaciones 1 a 7.

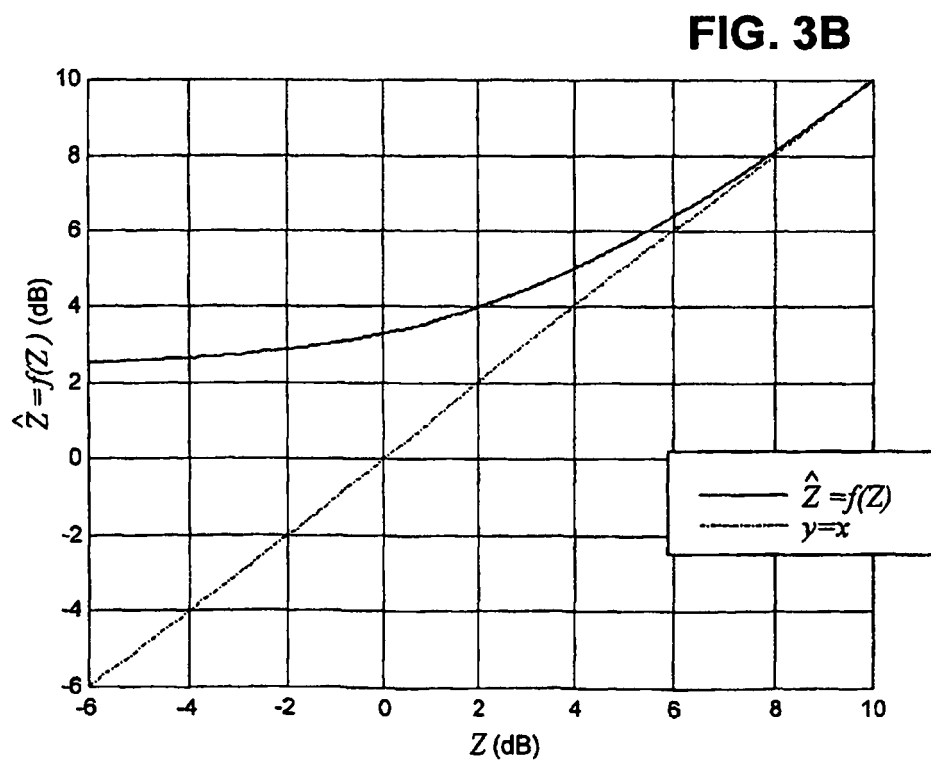
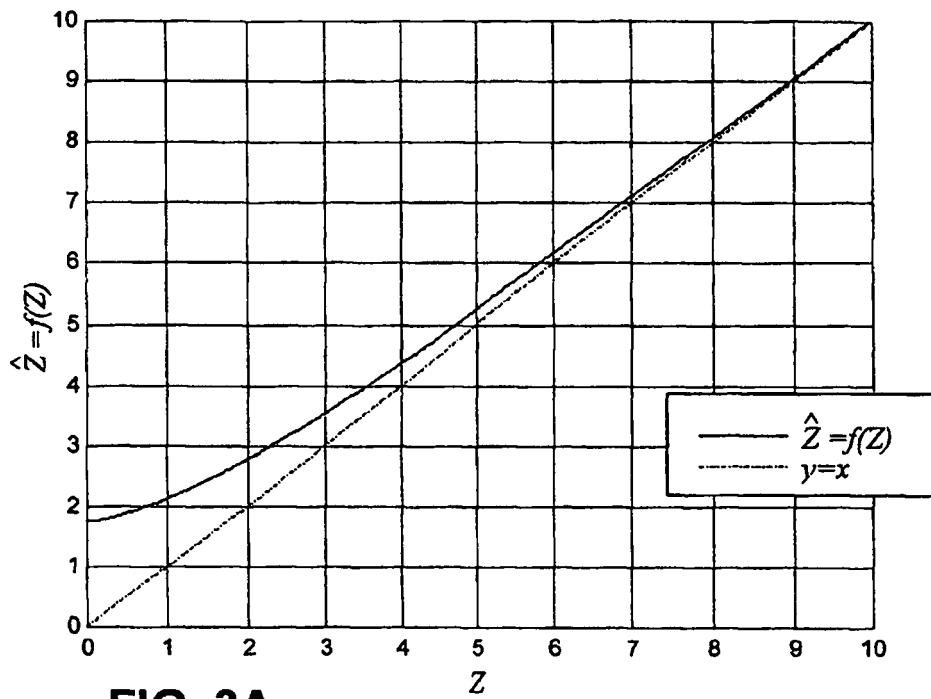
19. Un circuito integrado, que comprende la disposición de cualquiera de las reivindicaciones 8 a 14.

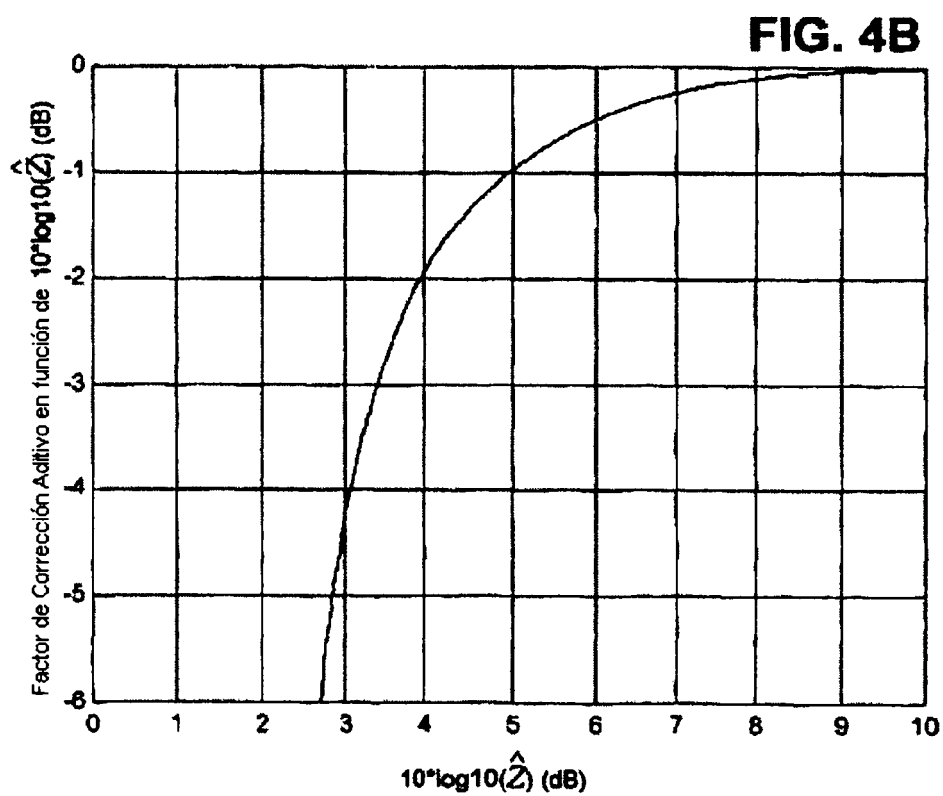
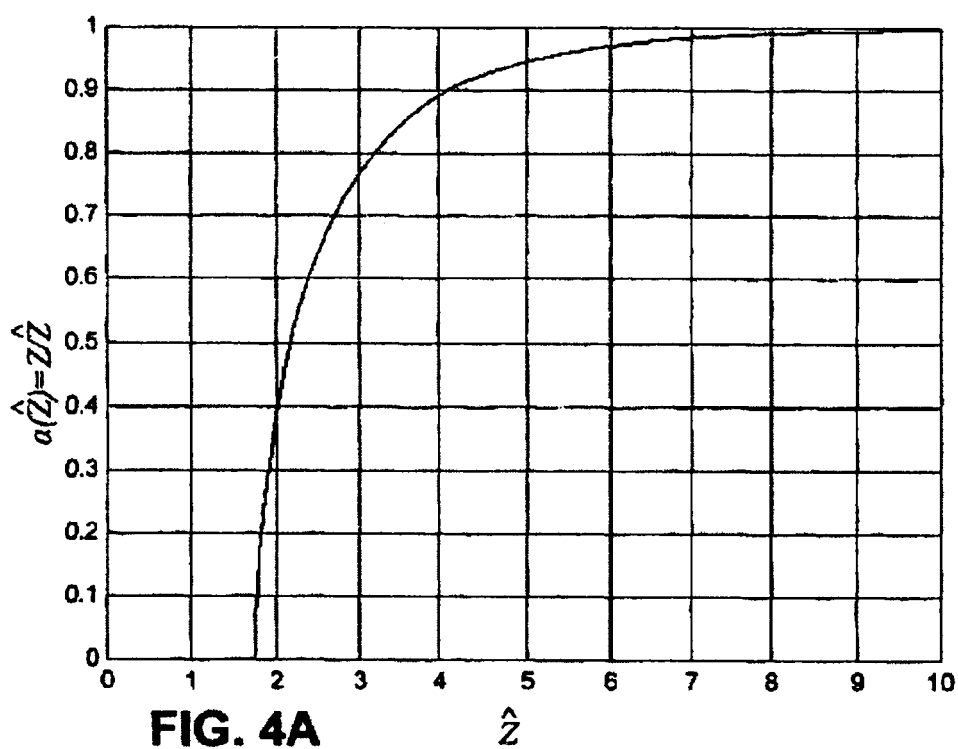


**FIG. 1**



**FIG. 2**





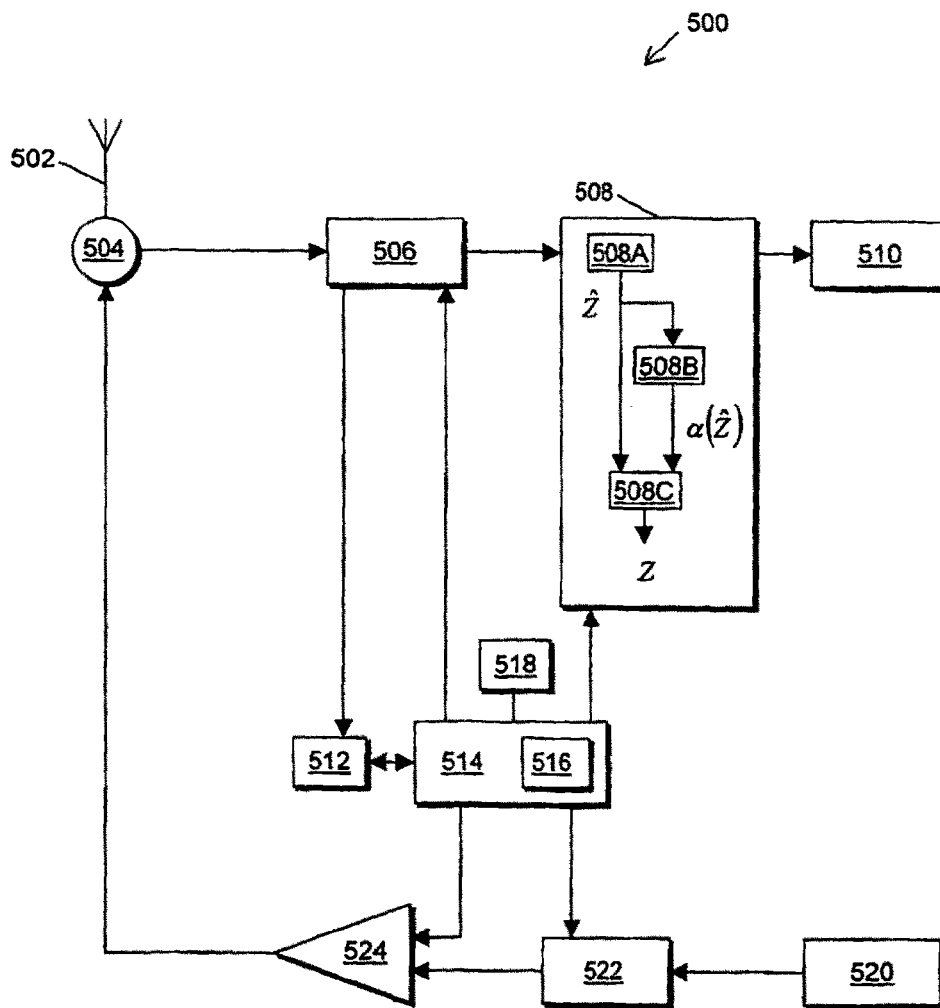
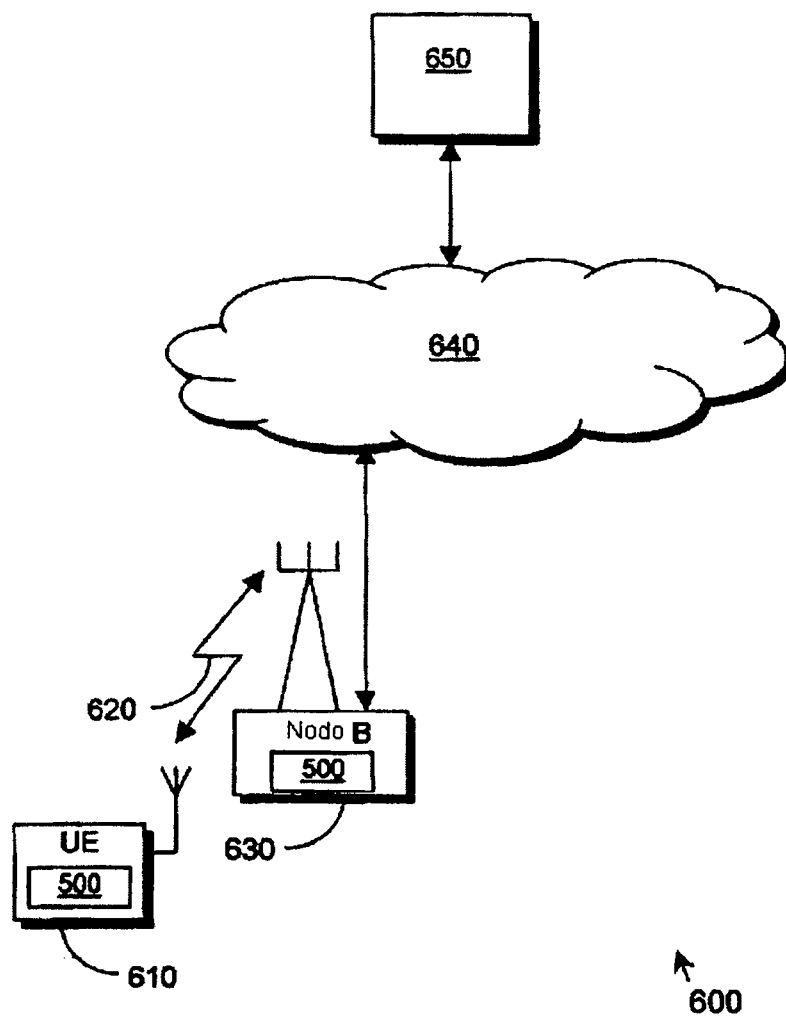


FIG. 5



**FIG. 6**