



19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

11 Número de publicación: **2 356 921**

51 Int. Cl.:  
**G01S 13/78** (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Número de solicitud europea: **05717934 .3**

96 Fecha de presentación : **08.03.2005**

97 Número de publicación de la solicitud: **1730548**

97 Fecha de publicación de la solicitud: **13.12.2006**

54 Título: **Decodificación de mensajes de radar secundario.**

30 Prioridad: **08.03.2004 GB 0405175**

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:  
**14.04.2011**

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:  
**14.04.2011**

73 Titular/es: **RAYTHEON SYSTEMS LIMITED**  
**The Pinnacles, Elizabeth Way**  
**Harlow Essex CM19 5BB, GB**

72 Inventor/es: **Stevens, Martin y**  
**Jones, Quenton**

74 Agente: **Morgades Manonelles, Juan Antonio**

ES 2 356 921 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

**Decodificación de mensajes de radar secundario.**

La presente invención se refiere al campo de los receptores radar secundarios.

5 El radar secundario se emplea para obtener elementos de información codificados procedentes de vehículos de transporte cooperantes equipados con transpondedores, sobre la identidad del portador, así como información adicional.

10 Los transpondedores emiten una respuesta tras la recepción de una interrogación y asimismo pueden transmitir espontáneamente en un modo de funcionamiento con direccionamiento selectivo, denominado funcionamiento en Modo S. Por este motivo, es preciso dotar al radar secundario de unos medios que permitan el reconocimiento de dichas respuestas, entre todas las respuestas recibidas, que constituyen las respuestas a sus propios mensajes de interrogación, y una vez detectadas, decodificarlas y validar el código de la respuesta.

Tal como queda estipulado en los estándares de la Organización de Aviación Civil Internacional (ICAO), una respuesta en Modo S está constituida por un tren de impulsos emitidos a una frecuencia portadora de 1090 MHz. todo tren de impulsos comprende un preámbulo y un bloque de datos.

15 El preámbulo presenta cuatro impulsos idénticos, cada uno de ellos de duración nominal de 0,5 microsegundos. Los primeros dos impulsos están separados 0,5 microsegundos de los dos últimos impulsos. La separación entre el primer impulso y el tercer impulso es de 3,5 microsegundos.

20 El mensaje o bloque de datos puede ser corto o largo. Un mensaje corto comprende 56 impulsos, cada uno de ellos de 0,5 microsegundos. Si se trata de un mensaje largo, comprende 112 de dicho tipo de impulsos. La modulación de mensaje se realiza mediante la posición de los impulsos que se pueden encontrar en la primera mitad o en la segunda mitad de intervalos de 1 microsegundos. Algunos de los impulsos se combinan, de modo que su duración nominal es de un microsegundo, por ejemplo en el caso de que exista una secuencia de código "01" en el mensaje de respuesta SSR (Radar secundario de vigilancia). El primero de dichos intervalos empieza 8 microsegundos tras el inicio del preámbulo.

25 Una respuesta secundaria está formada por un tren de impulsos. El flanco anterior de cada impulso se diseña de modo que en un período de 50 nanosegundos se alcance el 90% del nivel máximo de potencia. Dicho impulso comprende una meseta cuyo valor se corresponde con el nivel de potencia, y un flanco posterior. La diferencia temporal entre un punto del flanco anterior y un punto del flanco posterior de modo que se obtenga un nivel de potencia igual al 50% de la potencia máxima del impulso es de 0,45 microsegundos  $\pm$  0,1 microsegundos.

30 Existe una técnica de vigilancia, relacionada con el Modo S, que se conoce como ADS-B, en la que una aeronave es susceptible de transmitir espontáneamente información, por ejemplo una posición que haya medido, empleando satélites u otros medios de navegación adicionales, codificada en un conjunto de mensajes del Modo S.

35 Cabe esperar que las respuestas del Modo S, las transmisiones espontáneas del Modo S, los modos de vigilancia tales como el ADS-B, así como otras aplicaciones de la banda 1090 MHz, conduzcan a un incremento notable de los mensajes en el futuro. Actualmente, no existe una solución satisfactoria para garantizar que el receptor reciba únicamente un mensaje en cualquier momento. El concepto de "recepción ininteligible" (*garbling*) se emplea para referirse a escenarios en los que existe más de un mensaje en el receptor en un momento dado. Un mensaje queda "mutilado" cuando durante su recepción existen uno o más mensajes adicionales que coinciden o bien empiezan y acaban durante el período temporal de dicho mensaje. Empleando métodos de decodificación convencionales, dicho efecto provoca una proporción creciente elevada de mensajes ininteligibles, por lo que se limita la capacidad del sistema, ya que se sabe que los métodos de decodificación actuales adolecen de una capacidad limitada para tratar el efecto de la recepción ininteligible.

40 Los procesos de recepción empleados para recibir las señales SSR se emplean típicamente para recibir la señal de respuesta a 1090 MHz, utilizándose un mezclador para pasarla a una frecuencia intermedia antes de detectar la envolvente de la señal, obteniéndose una señal de tensión que representa el logaritmo de la amplitud de la envolvente en función del tiempo. Los radares SSR de monoimpulsos proporcionan asimismo una señal que representa la desviación angular de una señal, respecto al centro del haz principal que señala la dirección de llegada, siempre y cuando exista únicamente una señal en recepción. El ancho de banda de ruido del canal de tensión es típicamente de 8 MHz y habitualmente no se emplean técnicas de filtro de adaptación.

El documento US2003/0200490 describe un dispositivo de procesamiento de datos para recibir un flujo de datos distorsionado y capaz de generar una estimación del flujo de datos original, no distorsionado.

50 En una técnica bien conocida de decodificación, para las señales de modo S, empleando los procesos de recepción descritos anteriormente, se detecta la posición de los bits del preámbulo, se fija una posición de muestreo, y se toman dos muestras para cada período de un bit, tal como se representa por ejemplo en el bit de la figura 1. Comparando la magnitud de dichas muestras, se puede tomar una decisión para el bit, en el sentido de si se trata de un 0 o de un 1. Una proporción grande entre ambas magnitudes implica una probabilidad elevada de decisión correcta. Este método es susceptible de estar sujeto a interferencias, ya que la mutilación en el momento del muestreo provoca frecuentemente la toma de una decisión incorrecta. Dicho método no es apto para el Modo S con ADS-B, excepto para densidades de tráfico muy pequeñas.

En el dominio público se ha definido un nuevo algoritmo a fin de mejorar la posibilidad de decodificar una señal en presencia de recepción ininteligible (*garbling*). Dicho algoritmo se ha descrito en los estándares de Capacidad Operacional Mínima para la Técnica de vigilancia dependiente automática en modo "1090 Mhz Extended Squitter" con radiodifusión (ADS-B) y Servicios de Información del Tráfico con radiodifusión (TIS-B), RTCADO-260A, anexo I, RTCA Inc 2003. El principio de funcionamiento de dicho algoritmo se representa en la figura 2. Se emplea una frecuencia de muestreo más elevada que en el caso de las técnicas convencionales, de modo que se obtienen 10 muestras en un período de un bit de 1 microsegundo. Las muestras se categorizan en una de las cuatro bandas de amplitud determinadas por el análisis del preámbulo del Modo S, codificadas en 2 bits. A partir de los 20 bits formados, se puede acceder a una tabla de referencias con las 2<sup>20</sup> combinaciones para leer el estado y los niveles de confianza del bit.

Dicha técnica presenta una mejora en comparación con la técnica original descrita en la figura 1, ya que se emplea más información de la señal para tomar una decisión, de modo que se puede tolerar un grado más elevado de distorsión antes de incurrir en errores. Sin embargo, no permite la separación entre la señal requerida y la señal de distorsión.

Se describen técnicas adicionales en el documento US6094169, que emplea un enfoque basado en el posicionamiento hiperbólico a fin de medir las diferencias temporales entre respuestas en múltiples estaciones de recepción, el documento US5063386, que describe un método de reducción por trayectorias múltiples y reducción de la distorsión empleando técnicas de histograma, y el documento US5406288, que describe un método de muestreo y sincronización para reducir la probabilidad de un mensaje ininteligible.

Con el objetivo de separar las señales mutiladas, se han sugerido soluciones basadas en super-resolución. El documento WO02482121 describe la aplicación de la pequeña diferencia frecuencial existente entre las frecuencias portadoras recibidas de las señales distorsionadas. Dicha diferencia frecuencial se debe a los errores al establecer la frecuencia portadora del enlace descendente, y asimismo al efecto Doppler de las señales recibidas. La fuente de referencia de la frecuencia de transmisión del enlace descendente es típicamente un oscilador de cristal, y su precisión es del orden de una parte por millón o peor. La desviación por efecto Doppler se encuentra aproximadamente en el rango de  $\pm 1$  kHz para tráfico aéreo civil a 1090 MHz. El tiempo de observación de un único mensaje de 120 microsegundos requiere una relación señal a ruido muy elevada para señales separadas un kilohercio más o menos, y en particular las aeronaves poco separadas en un corredor aéreo tienden a presentar desviaciones por efecto Doppler similares.

Así, se observa que los métodos conocidos y descritos anteriormente para decodificar una transmisión SSR en Modo S a 1090 MHz se limitan a un cierto nivel de decodificación en presencia de distorsión, aunque en general no se permite la separación de las señales.

#### SUMARIO DE LA PRESENTE INVENCION

La presente invención se define en las reivindicaciones a las que a continuación se hace referencia.

#### BREVE DESCRIPCION DE LOS DIBUJOS

A continuación, se describen en detalle algunas formas de realización según la presente invención, a título de ejemplo, haciendo referencia a los dibujos.

En la figura 1 se ilustra un primer método de la técnica anterior.

En la figura 2 se ilustra un método adicional de la técnica anterior.

En la figura 3 se ilustra un primer método mejorado para la decodificación de señales SSR recibidas conforme a la presente invención.

En la figura 4 se representa un aparato para la decodificación de señales ininteligibles conforme a un segundo aspecto de la presente invención.

En la figura 5 se representa un diagrama esquemático que ilustra los distintos módulos del aparato de la figura 4.

Y finalmente, en las figuras 6(a) a 6(c) se ilustra la separación de señales ininteligibles mediante el aparato de las figuras 4 y 5.

#### DESCRIPCION

Según un aspecto de la presente invención, se proporciona un método de mejora que puede aplicarse a un sistema con los procesos de recepción descritos anteriormente, en particular en combinación con la figura 2 de los dibujos. Este método emplea los niveles de amplitud del bit determinados a partir de la detección del preámbulo de respuesta a fin de definir el factor de escala que requiere una función de ponderación.

Procediendo de este modo, las muestras de amplitud obtenidas durante el período del bit se aplican a la función de ponderación y se calcula la suma de la función de ponderación para las muestras tomadas durante dicho período. Ello se ilustra en la figura 3.

En la primera mitad del período del bit, la función de ponderación presenta un valor positivo máximo correspondiente a la amplitud del bit esperada. Para amplitudes de valor mayor, la función de ponderación decrece hacia 0, de modo que la influencia de las muestras muy grandes, que obviamente están afectadas por interferencias, es despreciable. Para amplitudes de valor menor, la función de ponderación decrece hacia cero en el nivel umbral y se vuelve negativa. La ponderación crece negativamente hasta amplitud cero. En la segunda mitad del período del bit, el signo de la función de ponderación se permuta en comparación con la primera mitad, de modo que la función de ponderación presenta un valor negativo máximo correspondiente a la amplitud del bit esperada, creciendo hacia cero en el umbral y volviéndose positiva a medida que la tensión del detector se reduce.

Se toma la suma de la función de ponderación para cada período del bit, y se considera que dicho bit es un "1" si dicha suma es positiva, y se considera que dicho bit es un "cero" si es negativa. La magnitud de la suma es una indicación de la calidad de la decisión tomada para el bit.

Una vez que el mensaje se ha decodificado de este modo, es preciso evaluar la suma de comprobación, incorporada en el mensaje de Modo S. En el caso de que dicha suma sea consistente con el mensaje recibido, existe una elevada probabilidad de que dicho mensaje recibido sea correcto. Si en cambio se averigua que la suma de comprobación es incorrecta, entonces los bits decodificados que presenten peor calidad, es decir cuya posibilidad de error sea más elevada, se pueden verificar a fin de determinar si cambiando su estado es posible obtener una suma de verificación consistente. De este modo, es posible realizar una corrección de los bits erróneos controladamente.

En una forma de realización típica ilustrada en la figura 3, se toman 20 muestras en cada período del bit. Es posible emplear funciones de ponderación con formas distintas.

El efecto de suma de la función de ponderación para cada muestra es una integración no lineal que tiene en cuenta la función de distribución de probabilidad de los valores de las muestras, partiendo de la hipótesis de que la señal está presente o bien de que no está presente. En general, para los procesos de recepción empleados en un detector de envolvente y en presencia de ruido gaussiano, en el caso de que no exista señal la amplitud sigue una distribución de probabilidad Rayleigh, mientras que si existe señal, se trata de una distribución de Rice. Si la señal de interés, tal como se ha identificado en el preámbulo, está presente, se conoce la función de distribución de probabilidad. La distribución de Rice comprende dos parámetros, a saber la amplitud de la señal y la magnitud del ruido. En el caso de mutilación, la distribución de probabilidad estará afectada por la fase y por la amplitud de la señal interferente. La amplitud total de señal formada al sumar la señal interés y cualquier señal distorsionadora puede ser mayor o menor que únicamente la amplitud de la señal de interés. En general, lo más probable es que la amplitud sea mayor y la función de distribución de probabilidad se desvíe tomando valores mayores de amplitud.

En la práctica, las distribuciones reales pueden no ser gaussianas, y asimismo los impulsos presentan tiempos de subida finitos, tal como se describe en el apartado de antecedentes. Preferentemente, se elige una función de ponderación que se adapte a las características y al entorno. Así, la función de ponderación es susceptible de proporcionar un decodificador que esté adaptado a las características de distribución de amplitud de las señales recibidas, para de este modo obtener una mejora en el rendimiento en comparación con los detectores descritos en la técnica anterior.

Preferentemente, el número de muestras que se toman debe ser lo más elevado posible, aunque en la práctica dicho número viene limitado por el ancho de banda de la señal de frecuencia intermedia en el detector. No existe ninguna penalización si se sobrepasa este valor: todo lo que ocurrirá es que el nivel de ruido y señal para cada muestra sucesiva presentará una mayor correlación entre sí y por lo tanto no proporcionará más información. Conforme al teorema de muestreo de Nyquist, bien conocido para los expertos en la materia, no se obtendrá información adicional en la suma incrementando la frecuencia de muestreo a valores mayores que el doble del ancho de banda de la señal.

Según un aspecto adicional de la presente invención, se mejoran los procesos de recepción añadiendo uno o más receptores adicionales y procesadores de recepción conectados a antenas cuyos centros de fase sean distintos. Preferentemente, los centros de fases se deben distanciar de modo que para aeronaves cuyo azimut sea parecido se obtengan trayectorias significantes, y por lo tanto la diferencia de fase detectada en cada una de las antenas sea relevante. Las formas de realización típicas presentan una red de elementos de radiación lineales en fase, o una red circular de elementos de radiación, o bien cualquier otra disposición espacial que permita separar unívocamente la fase de las señales recibidas de una única aeronave.

Una forma de realización de dicho aspecto según la presente invención se obtiene si se disponen una antena de recepción y una cadena de procesado adicionales, tal como se ilustra en la figura 4, en la que se representa la diferencia de longitud de las trayectorias, y por lo tanto la diferencia de fase, que se obtiene cuando la señal procedente de una aeronave se recibe en las distintas antenas. En la figura 5 se representa cómo se disponen los módulos de procesado. En este caso, el procesado de la señal recibida se modifica con el objetivo de combinar la señal recibida con la segunda señal recibida con una cierta variación de fase. Se calcula el valor de la variación de fase a fin de obtener una interferencia destructiva que elimine el retorno de señal procedente de una aeronave. En la figura 6a se ilustran los retornos de dos señales SSR en Modo S con recepción ininteligible (*garbling*). Procesando las señales en primer lugar a fin de eliminar el retorno procedente de la segunda aeronave, para ello seleccionando la fase de la combinación de las señales, es posible obtener la señal procedente de la primera aeronave, lo que se representa la figura 6b. A continuación, se repite el proceso a fin de eliminar el retorno procedente de la primera aeronave cambiando la

configuración de la variación de fase; el resultado se representa en la figura 6c. Ambas señales representadas en las figuras 6b y 6c ya se pueden decodificar mediante las técnicas disponibles en la técnica anterior, o empleando los métodos descritos en el presente documento.

5 Preferentemente, las señales se muestrean de modo coherente a frecuencia intermedia en cada cadena de proceso a fin de obtener información de su amplitud y fase, y posteriormente se almacenan en una memoria búfer temporal. Luego, las señales complejas se pueden comparar entre canales a fin de calcular la ponderación de la cancelación. A continuación, se puede repetir el proceso empleándose las señales almacenadas para extraer diversas señales ininteligibles.

10 La ponderación se puede calcular empleándose cualquiera de los múltiples métodos de supresión forzada de interferencias bien conocidos en la técnica, que asignan nullos espaciales en la dirección de la fuente de señal no deseada, de modo que se cancela el efecto que tiene sobre la señal de interés. Algunos de dichos métodos son por ejemplo la inversión de una matriz de covarianza o la factorización QR.

Dicho aspecto según la presente invención proporciona la ventaja de que permite recuperar señales mutiladas y señales que provocan la mutilación del mensaje y por lo tanto se obtiene una mejora notable de la capacidad del sistema.

15 Un aspecto adicional según la presente invención es disponer una única cadena de recepción, (o múltiples cadenas de recepción conforme al segundo aspecto de la presente invención) con un muestreo coherente a fin de obtener información de la amplitud y fase de las señales existentes, que a continuación se almacenan en una memoria búfer temporal.

20 A continuación, la información de la envolvente de la señal compleja se procesa para construir un modelo parametrizado de la señal como combinación de varias señales superpuestas. Los parámetros del modelo de todo mensaje recibido son la amplitud, fase, frecuencia, tiempo de inicio y el estado de los bits de información en el mensaje. Se pueden representar uno o más mensajes en el modelo. Típicamente, se emplea un método de ajuste por mínimos cuadrados de la señal medida, variando los parámetros del modelo hasta que se obtenga un mínimo, lo que también implica el valor más probable de los parámetros del modelo. Ello se puede emplear para separar las señales y de este modo decodificar la información en los mensajes con recepción ininteligible. Típicamente, el ajuste del modelo a los datos medidos emplea el criterio del menor error de mínimos cuadrados. El método de ajuste por mínimos cuadrados se puede probar para 1, 2, 3 o más mensajes representados por el modelo y se puede emplear el menor error obtenido para declarar el número de mensajes mutilados que se han encontrado.

30 Para la solución puede emplearse un algoritmo iterativo de gradiente descendente, en el que la condición inicial queda determinada examinando las señales y estimando su amplitud, tiempo de inicio y fase. Se pueden emplear criterios alternativos para la solución, por ejemplo la desviación mínima absoluta a fin de reducir la influencia de una distribución de amplitud de ruido pulsante no gaussiana.

Mediante dichos métodos que utilizan la fase de la señal recibida, es posible recuperar los mensajes distorsionados constitutivos.

## REIVINDICACIONES

1. Procedimiento para decodificar una señal SSR en Modo S, en el que una señal recibida se muestrea repetidamente a lo largo del período de un bit, los valores de las muestras se ponderan conforme a una función de ponderación predeterminada y se suman a fin de proporcionar una señal decodificada para dicho bit, y en el que la función de ponderación predeterminada depende de una función de densidad de probabilidad de la señal, obtenida a partir de las medidas de las características de la señal a lo largo del período temporal del preámbulo del mensaje SSR en Modo S y esencialmente ajustando la decodificación a las características de la distribución de amplitud de la señal recibida.
2. Procedimiento según la reivindicación 1, en el que la función de ponderación se diseña de tal modo que la polaridad de la señal decodificada denota la presencia o ausencia de un impulso digital.
3. Procedimiento según la reivindicación 2, en el que la función de ponderación se diseña de tal modo que la magnitud de la señal decodificada proporciona una medida de la fiabilidad real de la presencia o ausencia de un impulso digital, obtenida a partir de la polaridad de la señal decodificada.
4. Procedimiento según la reivindicación 2, en el que valores de la señal decodificada correspondientes a los bits que forman un mensaje SSR se combinan y se verifica la suma de comprobación integrada en el mensaje, y de modo que los valores de la señal decodificada se empleen en caso de una discrepancia para identificar uno o más bits que presenten una baja fiabilidad, y se efectúe una corrección para satisfacer la suma de comprobación, para ello modificando la polaridad de cada uno de los valores de la señal decodificada.
5. Procedimiento según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que el número de muestras de cada período del bit se acerca al número efectivo máximo determinado por el teorema de muestreo de Nyquist, con el objetivo de extraer una información esencialmente completa.
6. Procedimiento según cualquiera de las reivindicaciones anteriores, en el que la señal recibida comprende por lo menos dos señales enmascaradas entre sí, y de modo que dicho procedimiento comprende adicionalmente la recepción de la señal en dos o más antenas, la señal recibida de una antena combinándose con una señal recibida con una cierta variación de fase de una o más antenas adicionales, dicha variación de fase seleccionada a fin de eliminar una de las dos señales mutiladas, de modo que la otra se pueda decodificar.
7. Procedimiento según cualquiera de las reivindicaciones 1 a 5, en el que la señal recibida comprende por lo menos dos señales enmascaradas entre sí y en el que el ajuste del modelo se emplea con el objetivo de separar las señales mutiladas existentes en un único canal y luego poder decodificarlas.
8. Aparato para decodificar una señal SSR en Modo S, que comprende medios para muestrear una señal recibida repetidamente a lo largo del período de un bit, y medios para sumar los valores de las muestras ponderados conforme a una función de ponderación predeterminada a fin de proporcionar una señal decodificada para dicho bit, y en el que la función de ponderación predeterminada depende de una función de densidad de probabilidad de la señal, obtenida a partir de las medidas de las características de la señal a lo largo del período temporal del preámbulo del mensaje SSR en Modo S y esencialmente ajustando la decodificación a las características de la distribución de amplitud de la señal recibida.
9. Aparato según la reivindicación 8, en el que la función de ponderación se diseña de tal modo que la polaridad de la señal decodificada denota la presencia o ausencia de un impulso digital.
10. Aparato según la reivindicación 9, en el que la función de ponderación se diseña de tal modo que la magnitud de la señal decodificada proporciona una medida de la fiabilidad real de la presencia o ausencia de un impulso digital, obtenida a partir de la polaridad de la señal decodificada.
11. Aparato según la reivindicación 9, que comprende unos medios para combinar los valores de la señal decodificada correspondientes a los bits que forman un mensaje SSR y verificar la suma de comprobación integrada en el mensaje, y unos medios para emplear los valores de la señal decodificada en caso de una discrepancia a fin de identificar uno o más bits que presenten una baja fiabilidad, y se intente efectuar una corrección para satisfacer la suma de comprobación, para ello modificando la polaridad de cada uno de los valores de la señal decodificada.
12. Aparato según cualquiera de las reivindicaciones 8 a 11, en el que los medios para muestrear la señal recibida se diseñan de tal modo que el número de muestras de cada período del bit se acerca al número efectivo máximo determinado por el teorema de muestreo de Nyquist, con el objetivo de extraer una información esencialmente completa.
13. Aparato según cualquiera de las reivindicaciones 8 a 12, adaptado asimismo para decodificar una señal recibida que comprende por lo menos dos señales enmascaradas entre sí, y de modo que dicho aparato comprenda adicionalmente dos o más antenas en las que se reciben las señales enmascaradas, y unos medios para combinar la señal recibida de una antena con una señal recibida con una cierta variación de fase de una o más antenas adicionales, dicha variación de fase seleccionada a fin de eliminar una de las dos señales mutiladas, de modo que la otra se pueda decodificar.
14. Aparato según cualquiera de las reivindicaciones 8 a 12, adaptado asimismo para decodificar una señal recibida que comprende por lo menos dos señales enmascaradas entre sí y en el que el ajuste del modelo se emplea con el objetivo de separar las señales mutiladas existentes en un único canal y luego poder decodificarlas.

Figure 1

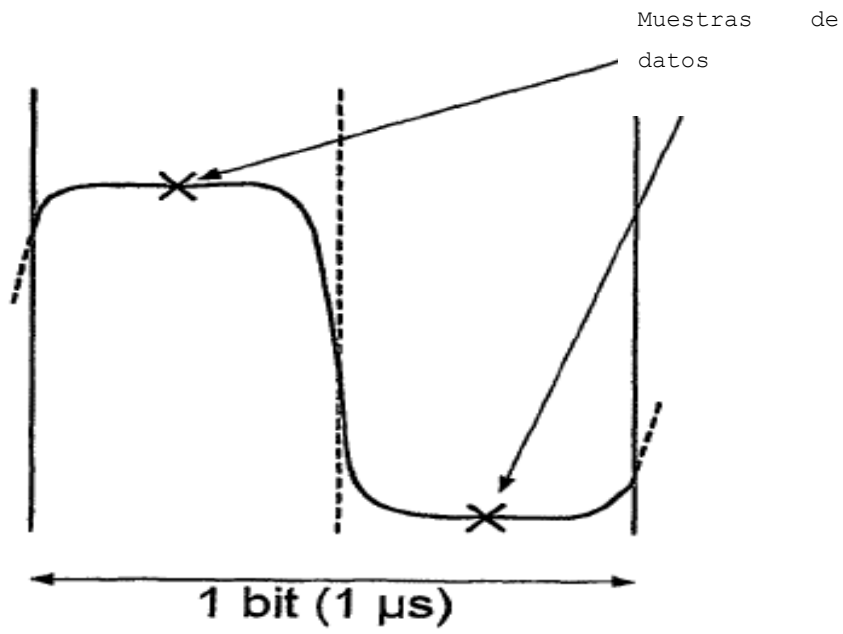


Figure 2

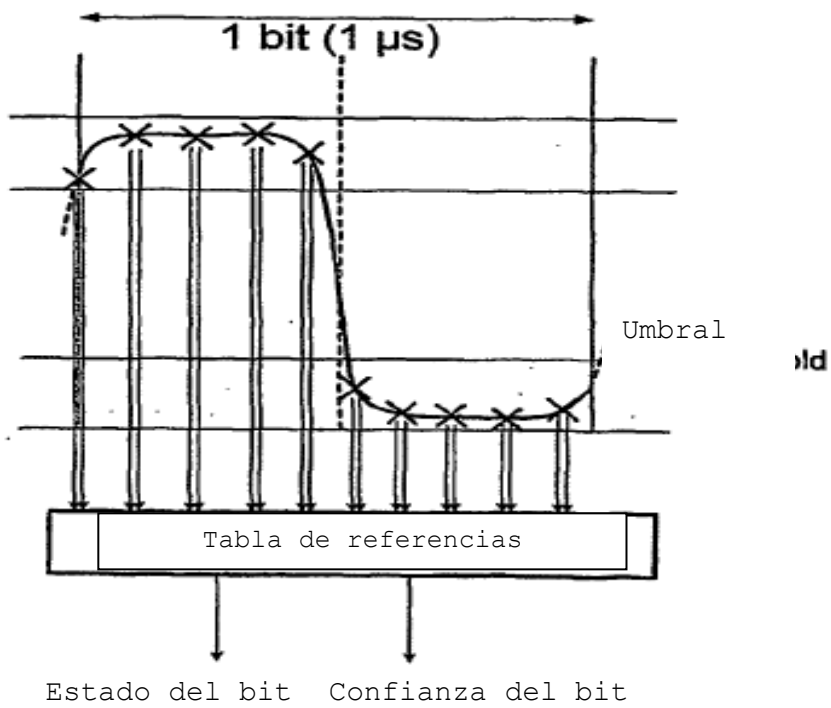


Figure 3

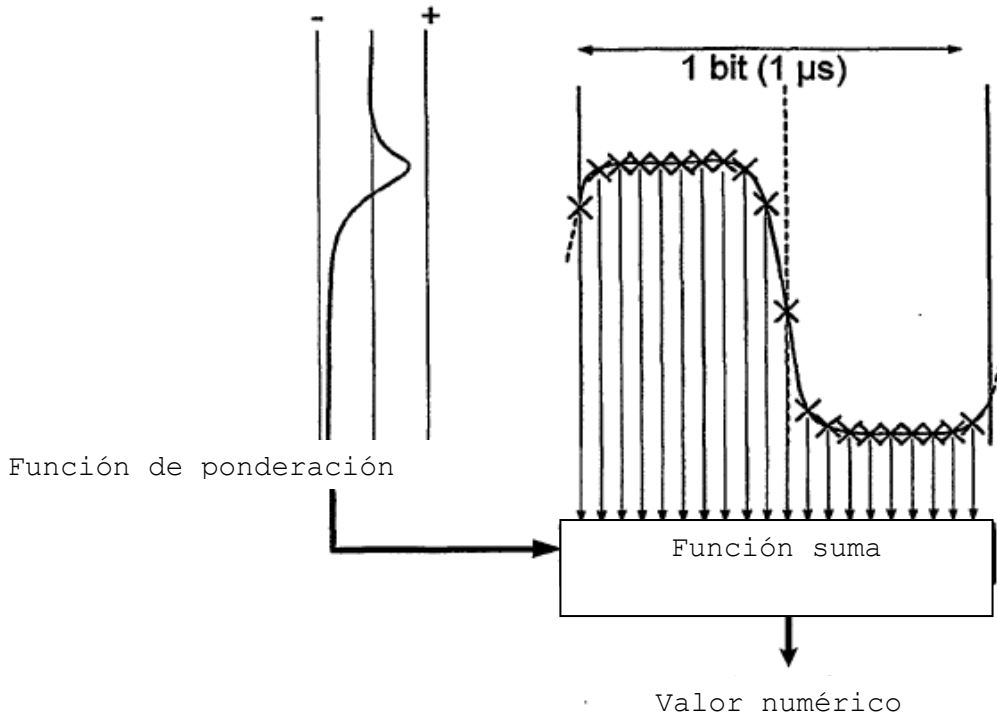


Figure 4

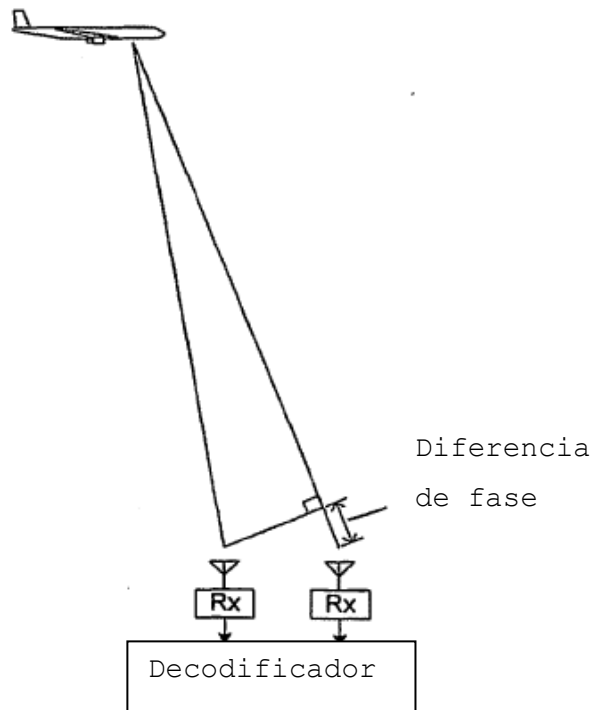




Figure 5

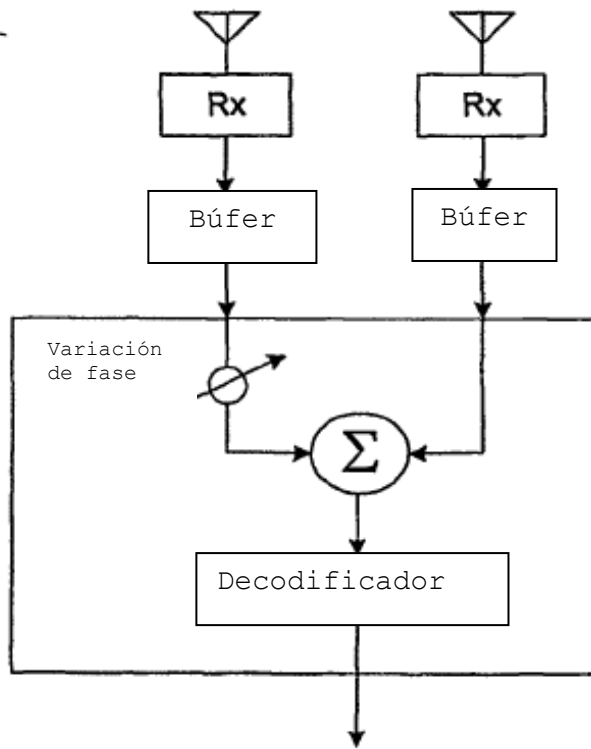
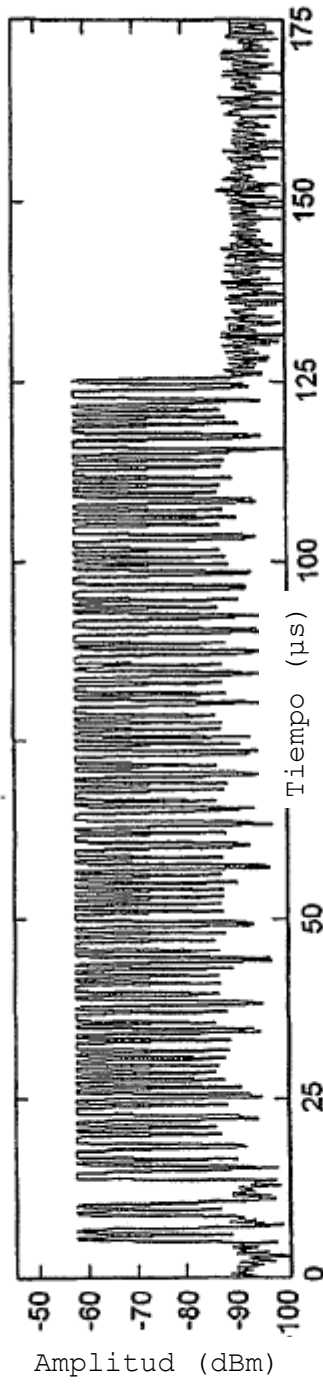


Figure 6(a)



Figure 6(b)



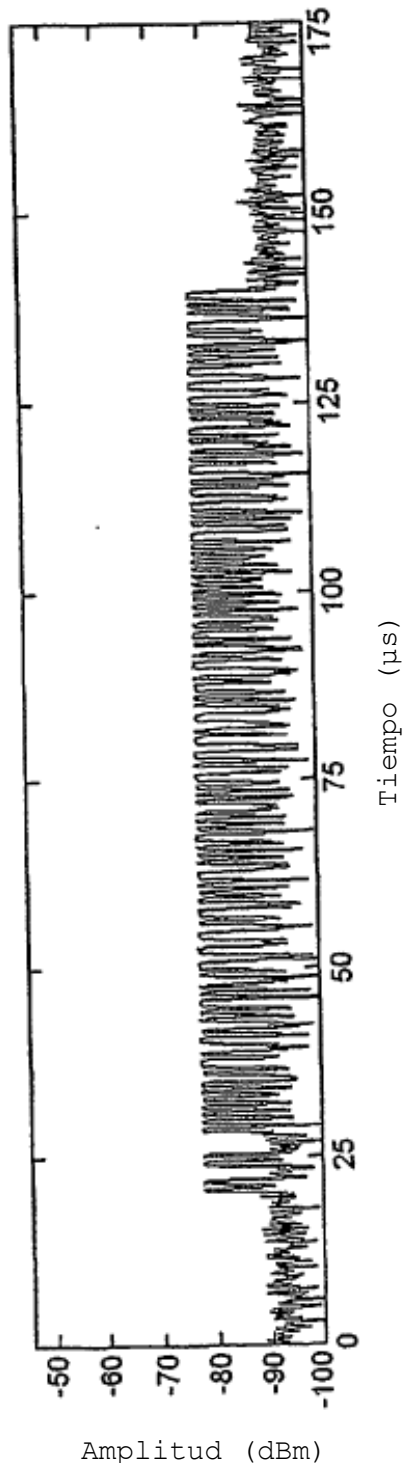


Figure 6(c)

**DOCUMENTOS CITADOS EN LA MEMORIA DESCRIPTIVA**

La lista siguiente de los documentos mencionados por parte del solicitante ha sido realizada exclusivamente a fin de informar al lector y no forma parte del documento de patente europeo. Ha sido elaborada con mucho esmero; sin embargo, la Oficina Europea de Patentes no asume ninguna responsabilidad en el caso de errores u omisiones eventuales.

5

**Documentos citados en la memoria descriptiva**

- US 20030200490 A [0011]
- US 6094169 A [0015]
- US 5063386 A [0015]
- US 5406288 A [0015]
- WO 02482121 A [0016]

10