



(19)



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

(11) Número de publicación: **2 349 698**

(51) Int. Cl.:
H04B 1/713 (2006.01)

(12)

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

(96) Número de solicitud europea: **01963768 .5**

(96) Fecha de presentación : **01.08.2001**

(97) Número de publicación de la solicitud: **1305923**

(97) Fecha de publicación de la solicitud: **02.05.2003**

(54) Título: **Sistema de espectro ampliado por saltos de frecuencia con seguimiento o rastreo y sincronización de alta sensibilidad para señales inestables de frecuencia.**

(30) Prioridad: **01.08.2000 US 222256 P**

(73) Titular/es: **ITRON Inc.**
2818 North Sullivan Road
Spokane, Washington 99215, US

(45) Fecha de publicación de la mención BOPI:
10.01.2011

(72) Inventor/es: **Haas, Harry, Price y**
Cornwall, Mark, Kendall

(45) Fecha de la publicación del folleto de la patente:
10.01.2011

(74) Agente: **Elzaburu Márquez, Alberto**

ES 2 349 698 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**CAMPO DEL INVENTO**

El presente invento se refiere a sistemas de radio de espectro ampliado por saltos de frecuencia, y más particularmente a un sistema de radio de espectro ampliado que utiliza un receptor que sigue o rastrea y sincroniza con frecuencia inestable señales de espectro ampliado por saltos de frecuencia a partir de una multitud de transmisores de punto final de bajo coste como los usados, por ejemplo, en sistemas automáticos inalámbricos de lectura de contadores.

ANTECEDENTES DEL INVENTO

Los sistemas automáticos inalámbricos de lectura de contadores son bien conocidos. Normalmente, cada contador de servicios está provisto de un codificador alimentado por baterías que recoge lecturas de contadores y periódicamente las transmite por medio de una red inalámbrica a una estación central. Las limitaciones de potencia impuestas por la necesidad de que el codificador sea alimentado por baterías y por reglamentaciones que controlan las transmisiones de radio impiden de forma efectiva las transmisiones de radio directas a la estación central. En lugar de ello, los sistemas inalámbricos de lectura de contadores normalmente utilizan una red por capas de estaciones receptoras intermedias solapadas que reciben transmisiones de un grupo de codificadores de contadores y envían estos mensajes a la siguiente capa superior en la red, como se ha descrito, por ejemplo, en la Patente de EEUU N° 5.056.107. Estos tipos de redes de transmisión inalámbrica por capas consideran el uso de transmisores inalámbricos de baja potencia sin autorización en los miles de transmisores de codificador de punto final que tienen que ser desplegados como parte de un sistema de lectura de contadores de servicios de un área metropolitana amplia.

En 1985, como un intento de estimular la producción y el uso de productos de red inalámbrica, la FCC modificó la Parte 15 de la reglamentación del espectro de radio, que controla los dispositivos sin autorización. La modificación autorizaba a los productos de red inalámbrica a operar en las bandas industriales, científicas y médicas (ISM) que usan modulación de espectro ampliado. Las frecuencias ISM que pueden usarse incluyen 902 a 928 MHz, 2,4 a 2,4835 GHz y 5,725 a 5,850 GHz. La FCC permite a los usuarios operar con productos inalámbricos de espectro ampliado, tales como sistemas de medición de servicios, sin obtener autorización de FCC si los productos cumplen ciertas exigencias. Esta desregulación del espectro de frecuencias elimina la necesidad de que las organizaciones de usuarios realicen una planificación

de frecuencias costosa en tiempo y dinero para coordinar instalaciones de radio que eviten interferencias con los sistemas de radio existentes.

Los moduladores de espectro ampliado usan uno o dos métodos para ampliar la señal sobre un área más ancha. El primer método es el del espectro ampliado de secuencia directa, o DSSS, en tanto que el segundo es el espectro ampliado por saltos de frecuencia, o FHSS. El DSSS combina una señal de datos en la estación emisora con una secuencia de bits de velocidad de datos más alta, a la que muchos denominan un código de chip (también conocido como una ganancia de procesamiento). Una alta ganancia de procesamiento incrementa la resistencia de las señales a la interferencia. El FHSS, por otra parte, depende de la distribución de una señal de datos aleatoriamente saltados a lo largo de varios canales de frecuencia definidos para evitar interferencias.

El FHSS opera tomando la señal de datos y modulándola con una señal portadora que salta de frecuencia en frecuencia como una función del tiempo en una banda ancha de frecuencias. Con el FHSS la frecuencia de la portadora cambia periódicamente. La técnica de salto de frecuencia reduce la interferencia debido a que una señal de interferencia de un sistema de banda estrecha afectará solamente a la señal de espectro ampliado si ambas están transmitiendo en la misma frecuencia y al mismo tiempo. De este modo, la interferencia añadida será muy baja, dando lugar a pocos o ningún error.

Un código de salto determina las frecuencias que el transmisor FHSS va a transmitir y en qué orden. Para recibir la señal apropiadamente el receptor FHSS convencionalmente está fijado en el mismo código de salto y escucha la señal entrante en el mismo momento y corrige la frecuencia. No obstante, con el fin de que este enfoque sea efectivo, tanto el transmisor FHSS como el receptor FHSS tienen que estar sincronizados entre sí en el mismo patrón de código de salto y tienen que estar siguiendo o rastreando en la misma frecuencia.

La sincronización tiene que ser realizada sincronizando el transmisor y receptor FHSS y en el momento como se ha descrito, por ejemplo, en la Patente de EEUU N° 5.386.435, pero esto requiere unos relojes extremadamente precisos tanto en el transmisor y en el receptor FHSS o el uso de algún canal externo usado para sincronizar los relojes. Más convencionalmente, se usa un preámbulo codificado al principio de cada transmisión para sincronizar el transmisor y el receptor FHSS. La Patente de EEUU N° 6.052.406 describe un sistema FHSS que utiliza un correlacionador para sincronizar un flujo de datos entrantes muestreados con un

patrón de sincronización conocido al mismo tiempo que un ajuste de fase divide el flujo de datos muestreados en unas secuencias muestreadas primera y segunda. La Patente de EEUU Nº 6.052.407 describe el sistema FHSS para un sistema de teléfono inalámbrico que constituye una tabla de datos de energía del espectro de transmisiones en el tiempo y usa esta tabla de datos para correlacionar además las señales que llegan para determinar la sincronización con el patrón de salto de frecuencia. La Patente de EEUU Nº 6.178.193 describe una disposición que usa un cálculo de potencia correlacionado de periodos de desvanecimiento para ajustar el nivel de potencia de transmisión de un transmisor FHSS para conseguir una mejor sincronización.

El seguimiento o rastreo de las transmisiones FHSS convencionalmente ha dependido de la estabilidad de la frecuencia transmitida. Generalmente, un transmisor se desplazará o tendrá una deriva de la frecuencia a lo largo del tiempo debido a envejecimiento o a cambios de temperatura o de voltaje. Tradicionalmente se han incorporado circuitos de estabilización de la frecuencia al nivel del transmisor FHSS con el fin de controlar y ajustar cualquier deriva de la frecuencia. Los sintetizadores, tal como un bucle de enganche de fase (PLL), se usan para controlar o estabilizar la frecuencia de salida del transmisor como se ha descrito, por ejemplo, en la Patente de EEUU Nº 5.940.428. Cada señal modulada atraviesa estos circuitos antes de la transmisión. Desafortunadamente, tales circuitos PLL producen un consumo de potencia no deseado y añaden unos costes importantes al transmisor FHSS. Por ejemplo, en un sistema inalámbrico de lectura de contadores, en el que el coste y la potencia de la batería son problemas importantes, estas consecuencias no deseadas de los circuitos de estabilización pueden significar un obstáculo importante para la fabricación y diseño del sistema.

Es posible eliminar los circuitos del sintetizador al nivel del transmisor FHSS. La tecnología convencional ajusta este desplazamiento de frecuencia de la señal del transmisor incrementando la anchura de banda de la frecuencia intermedia (IF) del receptor FHSS para adaptarse a la deriva de la frecuencia. Sin embargo, esta solución disminuye la sensibilidad del receptor FHSS según aumenta la anchura de banda IF del receptor FHSS. En transmisiones de baja potencia de un sistema FHSS es esencial la sensibilidad del receptor con el fin de ser capaz de extraer las señales FHSS débiles del ruido de fondo.

La Patente de EEUU Nº 6.188.715 describe un sistema FHSS para transmisores de sensores múltiples que transmiten intermitentemente mensajes de estado muy

cortos. El receptor FHSS utiliza una Transformación de Fourier Rápida (FFT) para detectar la potencia de la portadora transmitida en varias frecuencias diferentes con el fin de mejorar la sincronización y la adquisición de señales. Una vez que la FFT determina qué frecuencia contiene una señal de interés procedente de la señal FHSS de banda ancha el receptor FHSS sintoniza uno o más receptores de frecuencia de banda estrecha usando un filtro de respuesta de impulsos finitos (FIR) programable digitalmente en respuesta a la salida de la FFT y al estado de los registros de tiempo y frecuencia que representan el código de salto de frecuencia. En tanto que esta disposición puede mejorar la sincronización, el uso de receptores de frecuencia de banda estrecha independientes requiere además que los transmisores FHSS utilicen circuitos de estabilización de frecuencia con el fin de proporcionar el seguimiento o rastreo de frecuencia suficiente.

Como consecuencia de estos obstáculos no deseados asociados con el uso de circuitos de estabilización de frecuencia en sistemas convencionales de lectura de contadores existe la necesidad de un receptor de baja potencia y de bajo coste que sea capaz de identificar, localizar y seguir o rastrear las señales FHSS recibidas de un transmisor que no utiliza circuitos de estabilización de frecuencia. Adicionalmente, el receptor puede ser capaz de adaptarse a estas señales potencialmente inestables manteniendo al mismo tiempo una alta sensibilidad del receptor.

El documento WO95/14064 expone un sistema de baja potencia de localización de confirmación de espectro ampliado por salto de frecuencia para permitir la localización de confirmación en una gran distancia.

El documento US587426 expone una agrupación de localizadores de confirmación de espectro ampliado para minimizar las colisiones de transmisión.

El documento WO88/01816 expone un método para realizar la sincronización inicial de la transmisión y recepción de una señal de comunicación con salto de frecuencia, que comprende los pasos de transmitir un preámbulo definido por una secuencia de impulsos de sincronización en un único canal y la transmisión de impulsos ficticios aleatorios en los restantes canales para ocultar el preámbulo.

SUMARIO DEL INVENTO

El invento está definido en las reivindicaciones anejas.

El sistema FHSS del presente invento considera el despliegue de transmisores de punto final que tienen osciladores locales de funcionamiento libre a los que les está permitida la deriva a lo largo del tiempo, que efectivamente crean un sistema por salto

de frecuencia no canalizado. No solamente puede variar la frecuencia entre mensajes enviados por los transmisores de punto final, además el presente invento hace posible un diseño robusto del receptor que puede tolerar la deriva incluso durante la transmisión de un único mensaje. El resultado final es un receptor robusto que mejora las prestaciones generales del sistema a la vez que permite una reducción significativa en el coste de miles o de cientos de miles de transmisores de punto final que están desplegados como parte del sistema.

BREVE DESCRIPCIÓN DE LOS DIBUJOS

- La Figura 1 es un diagrama esquemático general de un sistema de espectro ampliado por salto de frecuencia (FHSS) de acuerdo con el presente invento.
- La Figura 2 es un diagrama de una realización de un paquete FHSS codificado que se recibe de acuerdo con el presente invento.
- La Figura 3 es un diagrama de bloques de un transceptor de una radio de lectura de contadores portátil de acuerdo con una realización del presente invento.
- La Figura 4 es un diagrama de circuitos del transceptor mostrado en la Figura 4.
- La Figura 5 es un diagrama esquemático que muestra una realización preferida de la operación del algoritmo FFT de acuerdo con el presente invento.

DESCRIPCIÓN DETALLADA DE LAS REALIZACIONES PREFERIDAS

- Con referencia ahora a la Figura 1, se describirá un diagrama esquemático general de una realización preferida de un sistema inalámbrico de espectro ampliado por salto de frecuencia (FHSS) de acuerdo con el presente invento. El sistema FHSS 10 incluye una multitud de transmisores 12 de punto final y al menos una radio 14, 16 que tiene al menos un receptor en una realización preferida, siendo los transmisores 12 de punto final transmisores codificadores lectores de contadores operados por baterías conectados operativamente a un contador de servicios. En esta realización se espera que cualquiera de entre cientos a cientos de miles de transmisores 12 de punto final será desplegado como parte de un sistema FHSS 10 instalado en un área metropolitana, por ejemplo. Alternativamente, los transmisores 12 de punto final pueden ser sensores, detectores u otros codificadores de datos de baja potencia que pueden transmitir datos codificados usando una señal FHSS 20. Preferiblemente, los transmisores de punto final 12 son desplegados en una multitud de lugares fijos a lo largo de un área de cobertura total. Alternativamente, los

transmisores 12 de punto final podrían ser transmisores móviles que operan dentro de una o más zonas de cobertura, tales como localizadores o transpondedores portátiles.

En una realización la radio comprende una radio móvil 14 que recibe datos codificados en forma de señales FHSS 20 de una multitud de transmisores 12 de punto final y almacena los datos para una posterior descarga o retransmisión cuando un usuario atraviesa un área asociada con la multitud de transmisores 12 de punto final. Preferiblemente, la radio móvil 14 es una radio portátil llevada por un operador que recorre una ruta de lectura de contadores. Alternativamente, la radio móvil 14 puede incluir una o más radios montadas en un vehículo que recorre las calles para recoger datos de lecturas de contadores. En otra realización los receptores comprenden una pluralidad de radios 16 intermedias fijas dispuestas en una red jerarquizada de zonas de cobertura solapadas que reciben datos codificados de los transmisores 12 de punto final y envían los datos por retransmisión a una estación central 18. Se hace referencia a la solicitud previamente identificada en tramitación titulada "Sistema de espectro ampliado de lectura de contadores que utiliza saltos de frecuencia de baja velocidad / alta potencia" para una descripción más detallada de una red de radios intermedias fijas 16 y una estación central 20, cuya exposición se incorpora aquí a modo de referencia. Las radios 14, 16 pueden ser diseñadas como radios semidúplex (transmiten o reciben pero no ambas cosas a la vez), no obstante se ha visto que esta disposición tiene algunas limitaciones. Preferiblemente, las radios 14, 16 están realizadas como un diseño dúplex total (transmiten y reciben simultáneamente). Alternativamente, las radios 14, 16 pueden incluir solamente un receptor.

En una realización las radios 14, 16 son capaces de la retransmisión inalámbrica de datos 22 a la estación central 18. Alternativamente, las radios 14, 16 pueden almacenar datos hasta que sean descargados manual o automáticamente a la estación central 18, o las radios pueden estar equipadas con otros canales de comunicación 24, tales como líneas telefónicas, líneas de potencia, satélite, teléfono móvil o similares para transmitir inmediatamente o en un modo de almacén y reenvío los datos recibidos de los transmisores 12 de punto final, bien individualmente o combinados en bloques más grandes o resumidos a lo largo del tiempo con el fin de crear una función medida asociada con uno o más transmisores 12 de punto final.

Se comprenderá que los transmisores 12 de punto final pueden ser de la variedad de burbuja en la que los datos codificados son transmitidos automáticamente de forma periódica por el transmisor 12 (bien de acuerdo con un patrón de tiempo

predefinido o pseudo aleatoriamente), o los transmisores 12 pueden ser sondeados o interrogados para responder a un tono de aviso, por ejemplo, transmitido por la radio móvil 14 o la radio fija 16 y después transmitir las señales FHSS 20 con los datos codificados en respuesta a la señal de sondeo o de interrogación.

5 En una realización preferida mostrada en la Figura 2 las señales FHSS 20 preferiblemente se envían como paquetes de datos codificados 30 transmitidos como una señal de espectro ampliado por salto de frecuencia transmitida en la banda entre 910-920 MHz como transmisores sin autorización de espectro ampliado por salto de frecuencia que operan de acuerdo con la Parte 15.249 (potencia del transmisor menor de 500 mW) o la Parte 15.247 (potencia del transmisor menor de 5 W) de FCC. Para
10 los fines del presente invento, los transmisores 12 que operan con cualquiera de estas reglamentaciones son considerados como transmisores de baja potencia. Preferiblemente, los paquetes codificados 30 son enviados de acuerdo con un protocolo predefinido. Tal protocolo es el ERT para transmisores codificadores
15 medidores fabricados por Itron, Inc., el cesionario del presente invento descrito, por ejemplo, en [referencia a la licencia FCC]. Otro de estos protocolos es el PET definido en la solicitud en tramitación previamente identificado titulado "Sistema de lectura de contadores de espectro ampliado que utiliza saltos de frecuencia de baja velocidad / alta potencia". En una realización preferida los datos codificados del paquete 30 están
20 modulados en clave on-off (OOK). Se pueden usar también otras técnicas de modulación de amplitud (AM). También es posible que los datos codificados sean modulados usando otras técnicas de modulación tales como la modulación de frecuencia (FM) o la modulación por clave de deriva de frecuencia (fsk), aunque se pueden requerir circuitos adicionales para poner en práctica estas técnicas, como
25 podrá apreciar una persona de conocimientos normales de la técnica.

Al contrario que los enfoques existentes para decodificar paquetes ERT, por ejemplo, el presente invento adopta un enfoque radicalmente diferente para decodificar los paquetes ERT. El paquete 30 de mensajes de consumo normal que es enviado por un módulo ERT 12 está compuesto por tres componentes principales. Un
30 preámbulo 32 comienza el paquete de mensajes 30, y es una serie de bits que son siempre los mismos. El preámbulo 32 se usa para permitir que las radios 14, 16 sincronicen con el paquete que llega. El cuerpo 34 del mensaje 30 contiene el consumo, el ID, el sello, y el tipo de información de ese determinado transmisor 12 de punto final en ese determinado punto en el tiempo. El código final 36 del mensaje 30

es preferiblemente un código CRC (control cíclico por redundancia) que contiene información que se usa para verificar que el paquete 30 fue decodificado exactamente.

En una realización preferida los módulos 12 de punto final, incluso aquéllos que normalmente operan en forma de burbuja, responden a un tono de aviso que es una portadora de frecuencia apropiada modulada en el tono de aviso programado. El tono de aviso hace que el transmisor 12 de punto final genere una ráfaga de impulsos de algunos números (programable) de copias del mismo mensaje 30. La respuesta del transmisor 12 de punto final es asíncrona, esto es, el paquete de mensajes 30 puede ser enviado en cualquier momento después de aproximadamente 3/4 de segundo de un tono de aviso válido. Un transmisor 12 de punto final típico responderá a un tono de aviso válido con ocho paquetes 30, que serán enviados a frecuencias ligeramente diferentes (de acuerdo con una tabla de saltos de frecuencia). En esta realización los transmisores 12 de punto final proporcionan la capacidad de seleccionar una amplia gama de frecuencias de aviso (952-956 MHz) y un campo de tonos de aviso (28-62 Hz).

Como se muestra en la Figura 3, la radio 14 está preferiblemente provista de una placa transmisora 40 que puede emitir los tonos de aviso deseados. Se usa una placa receptora 42 para recibir las señales FHSS. Preferiblemente, ambas transmisiones y recepciones son direccionadas a través de una antena común 44 a través de un diplexor 48. Los datos de la interfaz de potencia y de usuario se proporcionan a la radio 14 a través de una interfaz 46. Las partes primarias del transceptor 14 incluyen un microcontrolador 50, tal como un microcontrolador 8051, un procesador de señales 52, preferiblemente un procesador de señales digitales (DSP) 52, un controlador PIC 54, la sección 56 de circuitos RF del receptor, la sección 58 de circuitos RF del transmisor, y el diplexor 48. El controlador 8051 50 actúa como el policía de tráfico de la radio 14. El controlador 50 dirige datos y órdenes del DSP 52 al procesador 54 y envía de vuelta estado y datos desde estos chips a la interfaz 46. El DSP 52 es preferiblemente un chip DSP de Texas Instruments y es el calculador matemático del correlacionador, del decodificador, y de la máquina FFT como se describirá. El DSP 52 fija también la frecuencia del centro receptor y conecta y desconecta la atenuación del amplificador final frontal. La sección RF 56 del receptor aplica un amplificador, mezclador y diversos filtros sensibles para traer al decodificador los paquetes ERT que llegan. El controlador PIC 54 en la placa transmisora 40 programa la frecuencia de transmisión, habilita el amplificador de potencia, y modula la portadora de RF con el tono de aviso adecuado. La sección 58 RF del transmisor

contiene un oscilador de voltaje controlado (VCO) que crea la portadora RF saliente, y una sección amplificadora de potencia 60 para crear la señal de aviso de alta potencia. El diplexor 48 es una serie de filtros diseñado para permitir la operación simultánea del transmisor 40 y del receptor 42. Casi todas las radios dúplex-total muestran alguna pérdida de sensibilidad del receptor con el transmisor habilitado, a menos que la frecuencia del transmisor sea muy diferente de la frecuencia del receptor. La radio 14 muestra mucha menos desensibilización del receptor que la de los receptores FHSS convencionales excepto los receptores que usan un diplexor muy grande y muy caro para aislamiento.

10 En los sistemas de lectura FHSS anteriores del beneficiario Itron Inc., el receptor estaba diseñado para muestrear datos segmentados de bits de la salida del detector para buscar paquetes ERT 30. Estos sistemas anteriores utilizaban el enfoque, por así decir, de que si un paquete 30 se parece a un paquete ERT, y se parece a un paquete ERT, entonces tiene que ser un paquete ERT. Es decir, el receptor muestreó el aspecto para buscar el preámbulo 32 de un paquete ERT 30, y cuando el receptor ha reconocido la secuencia particular de bits del preámbulo 32 el receptor sincroniza con la temporización de los bits del preámbulo 32 (y a veces la primera pareja de bits del cuerpo 34), y después usa ese temporizador para decodificar los restantes bits del paquete 30.

20 El receptor 42 de las radios 14, 16 de acuerdo con el presente invento va un paso más allá. El receptor 42 muestrea la salida del detector sin segmentar los bits de los datos. El preámbulo 32 del paquete 30 es siempre el mismo, esto es, el receptor 42 sabe cómo buscar para ver el comienzo de un paquete 30. Esto permite que el receptor 42 use algunos conceptos matemáticos conocidos como correlación preferiblemente aplicados por un correlacionador. De acuerdo con el presente invento un correlacionador está formado por unos circuitos o un procesador o controlador programado para comparar el flujo de bits entrante con los valores conocidos diseñados en el mensaje. En la realización mostrada en la Figura 3 el correlacionador está aplicado en el DSP 52. El correlacionador da valores de correlación bajos hasta que se observa una coincidencia en curso (preferiblemente en unos veinte bits). En este caso, la salida del correlacionador se hace muy alta. Así, con el presente invento, no hay duda sobre si el paquete 30 es un paquete ERT válido, el correlacionador permite a la radio 14, 16 saber si el paquete 30 es un paquete ERT válido (dentro de la probabilidad estadística de una coincidencia falsa). No solamente que, sino que el receptor 42 tiene una temporización exacta del flujo de bits del paquete, que permite a

la radio 14, 16 decodificar las partes restantes del paquete 30 en el centro de cada bit, lo que aumenta el número de paquetes claramente decodificados.

En los receptores Itron anteriores, cuando el paquete ERT 30 era débil (cerca del nivel bajo de ruido en el receptor) se hacía imposible distinguir el paquete ERT del ruido. Con un correlacionador aplicado de acuerdo con el presente invento el receptor 42 puede detectar efectivamente la presencia de un paquete válido por debajo del nivel de ruido base (que normalmente se denomina buscar en el ruido). La realización preferida del correlacionador puede producir un aumento de la sensibilidad de al menos 12 dB sobre los receptores Itron existentes. Como se describirá, para señales débiles, el uso de la máquina FFT por el DSP 52 también puede proporcionar unos 9 dB adicionales de mejora en la sensibilidad cuando se analiza la parte final del preámbulo para determinar la frecuencia de banda estrecha que contiene el paquete 30.

En una realización preferida los transmisores 12 de punto final envían paquetes 30 en la banda entre 910-920 MHz. La gran mayoría de transmisores 12 de punto final existentes envían algunos o todos sus paquetes 30 en la banda entre 913-918 MHz. En los diseños de receptor previos del receptor era necesario limitar la amplitud del aspecto que puede ser buscado en un determinado momento a aproximadamente 1,4 MHz con el fin de conseguir la sensibilidad deseada del receptor. Con las técnicas avanzadas de procesamiento de señales digitales usadas en el receptor 42 del presente invento se consigue la misma sensibilidad que las radios anteriores, pero el receptor 42 puede ver una ventana de 7 MHz a lo largo de la frecuencia de banda ancha. En los diseños previos era posible que la ventana del receptor no estuviera en el lugar en el que el transmisor 12 de punto final estaba transmitiendo en el momento en el que el transmisor 12 estaba transmitiendo los paquetes 30. Los receptores anteriores explorarían la banda de transmisión ERT (realmente los receptores anteriores exploraban menos que la banda total de 10 MHz, normalmente alrededor de 1,4 MHz de una sola vez) buscando paquetes 30, pero podría a veces perder un paquete si éste era transmitido en una parte de la banda que no estaba siendo explorada entonces. En el receptor 42 del presente invento, al menos aproximadamente el sesenta y seis por ciento (66%) y preferiblemente toda la banda ancha útil es monitorizada en todo momento. Si un paquete ERT 30 está siendo transmitido, y la señal FHSS 20 de tal paquete es razonablemente fuerte en el receptor 42, éste reconocerá ese paquete.

El receptor 42 de la realización preferida examina preferiblemente toda la parte útil de la banda ancha buscando a la vez una señal de salida de correlación indicativa de que hay un paquete en el ambiente. En esta realización la mayoría de los transmisores ERT 12 transmiten con frecuencias comprendidas entre 913 MHz y 918 MHz, de modo que el receptor 44 examina una banda de 7 MHz buscando correlación. Las ventajas de la correlación son percibidas debido a que el correlacionador sabe que el preámbulo de un paquete ERT 30 es parecido, y busca una coincidencia. El receptor 42 no tiene forma de usar una técnica de correlación para detectar o decodificar el resto del paquete ERT 30 debido a que después del preámbulo 32 el patrón de bits en el cuerpo 34 y el código final 36 variarán aleatoriamente de acuerdo con el contenido de los datos codificados, tales como ID, consumo, CRC, u otra información de datos variables. El presente invento ejecuta el DSP 52 como un correlacionador en una parte importante de la señal de banda ancha FHSS 20 para detectar la existencia del preámbulo 32. Una vez que se ha detectado el paquete 30 a causa del preámbulo 32, entonces el receptor 42 tiene un procesador de señales 52 que realiza una Transformación de Fourier Rápida (FFT). A partir de la FFT se determina de forma efectiva la frecuencia de banda ancha en la que el paquete 30 está siendo transmitido por el transmisor 12.

Al contrario que las técnicas existentes que utilizan un algoritmo de procesamiento de señales en banda ancha, el presente invento utiliza el algoritmo de procesamiento de señales en banda ancha para también decodificar a partir de los datos obtenidos de la FFT que están contenidos en la parte restante del paquete 30. Preferiblemente, como los muestreos de datos son recogidos por la decodificación de la FFT la señal de banda ancha también es muestreada y decodificada por un circuito de banda ancha en la forma de un amplificador 62 de indicador de intensidad de señal recibida (RSSI) acoplado a un convertidor 64 analógico-digital de 12 bits mostrado en la Figura 4. Si los datos pueden ser decodificados a causa de una buena intensidad de la señal en modo de banda ancha por el circuito de banda ancha, se aborta la decodificación FFT. Esto ahorra tiempo de cálculo y permite al receptor 46 iniciar la búsqueda de otra transmisión.

Preferiblemente, el DSP 52 del receptor 42 usa una técnica conocida como Transformación de Fourier Rápida (FFT) u otro proceso avanzado de señal digital comparable para procesar la señal de banda ancha. La máquina FFT codificada y ejecutada por el DSP fragmenta básicamente la banda de 7 MHz en treinta y dos canales idénticos de aproximadamente 250 MHz. La FFT muestra la presencia de

potencia de transmisión de ERT en uno de estos canales. Sería muy difícil saber sólo mirando un flujo de datos FFT cuando un paquete ERT está circulando en medio de un ruido aleatorio. Sin embargo, recuérdese que el correlacionador es capaz de decir a la máquina FFT casi exactamente cuándo los datos ERT están circulando por el tubo. La máquina FFT es entonces capaz de buscar en los treinta y dos canales y determinar de dónde proceden los datos ERT a partir del patrón de datos cambiantes. Preferiblemente esto se hace correlacionando en 34 de 40 bits en el preámbulo 32. Los seis últimos bits se utilizan para buscar el contenedor de canal objetivo. Como se conoce el estado esperado de los bits ya que forman parte del preámbulo 32, los contenedores de canales FFT son explorados en busca del contenedor que contiene la representación más potente del patrón de bits esperado del preámbulo 32. La máquina FFT es mucho más sensible que la de la versión anterior de los receptores debido a la cantidad de ruido con el que compite es mucho menor en los canales estrechos.

Una característica adicional de la realización preferida del receptor 42 es su capacidad para seguir o rastrear un paquete ERT 30 si la señal FHSS 20 derivase en frecuencia. Esto se realiza decodificando el canal objetivo, es decir el canal con la señal más potente del paquete ERT 30. Si la señal FHSS 20 deriva en frecuencia y ya no está presente en el canal objetivo la decodificación fallará en la comprobación CRC. El receptor 42 guarda toda la información FFT durante el proceso de decodificación y ejecutará de nuevo la operación de decodificación en el canal objetivo promediado junto con el siguiente canal contiguo. Esto se realiza en cada canal contiguo que da al receptor 42 la capacidad de seguir o rastrear un ERT que está derivando a una frecuencia más alta o más baja que la frecuencia del canal objetivo. Por lo tanto, en el receptor 42 del presente invento la FFT produce una sensibilidad mejor que cualquiera del receptor FHSS existente para codificadores 12 del transmisor de baja potencia.

Debido a que la FFT trabaja mejor en señales débiles, y que la matemática emplea un tiempo adicional para ejecutar una FFT, el receptor 42 preferiblemente tiene dos etapas de operación diferentes. El receptor 42 realmente muestreará una señal llamada RSSI (indicador de intensidad de señal recibida) para señales FHSS 20 potentes, y conmutará en el modo FFT para señales FHSS 20 más débiles. Esta capacidad de modo dual es automática (el receptor realiza una determinación de potencia sobre la marcha y lo ajusta en consecuencia) y permite una recepción excelente de las señales FHSS 20 en todos los niveles.

Con referencia ahora a la Figura 4, se describirá un diagrama de circuitos detallado de la radio 14. Las partes principales de la placa de recepción 42 de la Figura 4 son los circuitos 62 del detector lineal, un generador 72 de frecuencia, un mezclador 74, un amplificador IF 76 y un filtro 78, los convertidores analógico-digital (A/D) 64, 66, y el DSP 52. La señal RF recibida de la antena 44 es recibida en el intervalo 910-920 MHz. El generador 72 de frecuencia IF genera una frecuencia en el intervalo 840-850 MHz. Para crear la señal IF 80 la señal del generador 72 de frecuencia IF se inyecta en el lado bajo al mezclador 74. Siguiendo el uso del mezclador 74, un amplificador IF 76 y un filtro IF 78 se usan para crear la señal IF 10 MHz 70. La señal es después alimentada en el DSP 52 después de atravesar el convertidor A/D 64 de alta velocidad y el convertidor A/D 66 de baja velocidad. El convertidor A/D 64 de alta velocidad muestrea la señal 70 MHz. Esto es en el muestreo de la señal, que es la equivalente digital de un mezclador. En el muestreo se traslada la 70 MHz IF a la banda base. Las muestras son después alimentadas al DESP 52, que ejecuta una FFT de 64 puntos, como se describirá. La FFT de 64 puntos crea treinta y dos contenedores de frecuencia única, cada uno con una anchura de 256 KHZ.

Los componentes de la placa 42 del receptor de la Figura 4 de una realización preferida del presente invento incluyen también un amplificador RF 70 que preferiblemente está compuesto por dos amplificadores lineales (LNA) y por un filtro superficial de ondas acústicas (SAW) para producir una ganancia de 30 dB y un NF de 1,2 dB NF. Uno de los LNA tiene un NF de 9 dB, un P1 dB de -22 dBm, y un IP3 de -10 dBm. El otro LNA tiene un NF de 1,6 dB, una ganancia de 17 dB, un P1 dB de +12 dBm, y un IP3 de 10 dBm. El mezclador 74 preferiblemente tiene un CG de +9 dB, un P1 dB de -7 dBm, y un IP3 de -8 dBm. El amplificador IF 76 tiene preferiblemente un P1 dB de 9,5 dBm y un NF de 5,5 dB. El filtro IF 78 tiene preferiblemente una anchura de banda de 7 MHz y un IL de 9 dB. El convertidor A/D 64 de alta velocidad es preferiblemente un convertidor de 12 bits que opera a una velocidad de 16,384 MSPS, en tanto que el convertidor A/D 66 de baja velocidad es preferiblemente un convertidor de 12 bits que opera a una velocidad de 262,144 KSPS.

Cuando el correlacionador del presente invento compara un patrón de datos conocido con datos muestreados la velocidad de muestreo preferida es 8 veces la velocidad de los datos, en este caso 262,144 kHz. Este muestreo es realizado por un convertidor A/D 66 de 12 bits de baja velocidad conectado al RSSI 62 de la IF. Cuando se produce una correlación, la salida del correlacionador es sincronizada dentro de 1/8

de un bit. Esto comienza la temporización para decodificar el resto del paquete 30 a partir de este momento. Preferiblemente, la decodificación del paquete 30 usa los $\frac{3}{4}$ del centro de cada bit y el primer $\frac{1}{8}$ y el último $\frac{1}{8}$ de cada bit son desechados debido a la falta de certeza. Una ventaja particular de esta realización es que permite que el

5 presente invento realice el muestreo de datos efectivo a una velocidad menor que la velocidad de muestreo prescrita por el teorema de Nyquist (es decir, el muestreo tiene que producirse a más del doble de la velocidad de transferencia de datos efectiva). En un sentido, el correlacionador permite efectivamente que el decodificador opere como un detector síncrono de potencia para la señal de banda ancha.

10 Preferiblemente, el preámbulo 32 del paquete 30 consta de 20 bits más un bit de sincronización. Estos datos son codificados según Manchester de forma que tengamos 42 “chips” (es decir, estados de transición) posibles para correlacionar. Los primeros 34 chips se usan para correlacionar y los 6 últimos para determinar el mejor contenedor para la decodificación de datos. Existe un intervalo de 2 chips entre la

15 correlación y la decodificación para permitir la instalación del procesador. Los últimos 6 chips están preferiblemente en un patrón 1 0 1 0, de modo que una vez que se ha determinado una correlación, el convertidor A/D 64 de alta velocidad puede muestrear la IF de 70 MHz. Preferiblemente, la señal IF de 70 MHz está realmente submuestreada, no obstante, la frecuencia se traslada.

20 En esta realización la velocidad de muestreo de la señal IF 80 es 16,384 MHz. Estos datos son alimentados al DSP 52 por el convertidor A/D 64 de alta velocidad, el cual permite que el DSP 52 realice la operación FFT a una velocidad doble de la velocidad de los datos, o 65,536 kHz. Se realiza una FFT de 64 puntos que produce treinta y dos contenedores 82 de frecuencia como se muestra esquemáticamente en la

25 Figura 5. Después de que 12 conjuntos de muestras hayan sido convertidas por la máquina FFT cada contenedor de frecuencias 82 es evaluado en cuanto a energía en la coincidencia del patrón de los seis últimos chips. Para cada contenedor 82 se suman todas las muestras que se esperaba que fueran de un valor 1 (mostrado esquemáticamente en 84) y la suma de todos los valores que se espera que sean un

30 valor cero (mostrado esquemáticamente en 86) es sustraída de la suma 84 para dar un valor de la energía 88 de cada contenedor 82. Si un contenedor 82 contiene un ruido aleatorio el valor total 88 de la energía de ese contenedor será muy bajo ya que la suma de seis valores de ruido menos seis valores de ruido es un valor de ruido bajo. Si hay datos presentes y de la temporización correcta para coincidir el preámbulo

35 exactamente correlacionado, los unos sumarán hasta 6 veces la presente energía

promedio, y después se sustraerá seis veces el ruido. Realmente la suma de valores 1
84 será la señal más el ruido, y la suma de los valores cero 86 será sustraída hasta
que el ruido abandone justo la suma de los valores de la señal. En el extremo el
contenedor 82 que tiene la suma de señales más alta para el valor 88 de energía es
5 considerado como el contenedor que contiene la señal. Una vez que se conoce el
mejor contenedor, ese contenedor 82 es marcado con una señal y continúa el proceso
de muestreo y de conversión FFT en el resto del flujo de datos.

El DSP 52 preferiblemente tiene una potencia de cálculo suficiente para
conseguir todas las muestras en 2 veces de sobremuestreo de los datos; no obstante
10 el DSP preferido solamente puede realizar una FFT por tiempo de bit. En esta
realización los datos son introducidos en la memoria intermedia y se realiza un
segundo conjunto de FFTs en una operación de posproceso. Esto supone un ligero
retraso en la capacidad de la radio 14, 16 para volver a decodificar nuevos paquetes
de forma que también se toma una muestra del convertidor A/D de baja velocidad
15 ligado a la línea RSSI. Éste funciona a una velocidad de 8 veces la de sobremuestreo
del correlacionador. Los valores se usan para probar y decodificar los datos. Si la
señal es lo suficientemente fuerte los datos pueden ser decodificados del RSSI solo. Si
la decodificación es útil entonces el DSP vuelca los datos FFT y comienza el
correlacionador nuevamente a buscar otro paquete de datos. Si la decodificación RSSI
20 no tiene éxito entonces el DSP 52 realiza el segundo conjunto de FFTs y prueba a
decodificar en el mejor contenedor. Si esto no tiene éxito entonces el DSP 52
promedia el mejor contenedor con el siguiente contenedor superior y realiza otra
decodificación. Si ésta no tiene éxito prueba nuevamente a promediar el mejor
contenedor con un contenedor inferior. Tan pronto como tiene éxito uno de los intentos
25 entonces los datos son volcados y el correlacionador comienza de nuevo. Si todos los
intentos fallan entonces el paquete es marcado como datos malos. Promediando los
contenedores contiguos con el mejor contenedor la radio puede seguir o rastrear una
señal que deriva de un contenedor a otro.

Como previamente se ha descrito, el voltaje de la RSSI del filtro 78 de la etapa
30 IF se muestrea con un convertidor A/D 66 y se introduce en el DSP 52.
Preferiblemente, la muestra es situada en una pila de muestras internas del DSP 52
con la muestra más antigua desplazándose afuera de la pila cuando la muestra más
nueva es desplazada adentro, preferiblemente la pila tiene una longitud de treinta y
cuatro muestras, con cada muestra representando uno de los bits del preámbulo 42
35 que va a ser correlacionado. Se debería observar que la longitud de la pila no es

crítica con respecto al funcionamiento del presente invento. Se han demostrado buenas correlaciones usando un subconjunto de este número de muestras. El número de muestras (treinta y cuatro) es realmente un subconjunto de todo el preámbulo ERT 32 que se transmite. Después de que la nueva muestra haya sido tomada y guardada, cada muestra en la pila se compara con un valor que representa el preámbulo conocido y esperado. En una aplicación preferida si se espera que el valor conocido de un bit del preámbulo 32 sea un uno binario se le asigna un valor de uno, en tanto que si se espera que el valor conocido sea un cero binario se asigna al bit un valor de uno negativo. El valor conocido es comparado multiplicando el valor desconocido de la posición uno por el valor conocido de la posición uno. A continuación el valor desconocido de la posición dos es multiplicado por el valor desconocido de la posición dos y así hasta que los treinta y cuatro valores desconocidos hayan sido multiplicados por sus correspondientes valores conocidos. Después se suman los resultados de todas las multiplicaciones. Esto da un valor de correlación al conjunto actual de muestras. Se toma otra muestra en el momento apropiado y de nuevo se ejecuta el proceso completo. Se determina el momento apropiado por la velocidad de datos del mensaje ERT. Como previamente se ha descrito en una aplicación preferida la señal es sobremuestreada 8 veces ya que la lista es 8 veces más larga que la lista de bits conocidos. La velocidad de muestreo es también 8 veces más rápida que la velocidad de los datos. Esto permite que la realización preferida sincronice más exactamente con los datos.

La operación de correlación es preferiblemente una aplicación digital de convolución, en la que una función conocida del preámbulo 32 se compara con una función desconocida, las muestras de datos. La correlación sobre 34 chips de datos aumenta de forma efectiva la sensibilidad de la radio promediando la muestra de datos en los 34 bits. En la práctica esto permite la detección de un preámbulo 32 con de 6 a 12 dB de mejor sensibilidad de la que puede ser decodificado. La salida del correlacionador se compara con un valor umbral. El umbral se determina tomando un promedio de hasta 256 muestras de entrada sin analizar. Este promedio es preferiblemente una medida de la intensidad de la señal de entrada y el correlacionador es una medida de la probabilidad de un preámbulo. Si hay una señal fuerte el valor del correlacionador y el umbral del correlacionador aumentan. Similarmente, ambos valores disminuyen con niveles de señal bajos. Lo que se está examinando es la relación entre los dos valores. El umbral real preferiblemente se obtiene de forma empírica y es un porcentaje del promedio de las señales. Si el

correlacionador supera este valor el presente invento supone que un preámbulo 32 está presente. La probabilidad de detección puede ajustarse fijando el nivel del umbral. Cuanto más bajo sea el nivel mayor será la probabilidad de encontrar un preámbulo y mayor la probabilidad de una detección falsa.

5 Una vez detectado un preámbulo preferiblemente hay 8 chips que quedan en el preámbulo 32 que todavía tienen que ser leídos. En este punto se activa el convertidor A/D 64 de alta velocidad. A pesar de que el convertidor A/D 65 podría haber estado funcionando de forma ininterrumpida, preferiblemente el convertidor A/D 66 de alta velocidad es desconectado para ahorrar energía. El convertidor A/D 66 de alta
10 velocidad muestrea la señal IF 70. Las muestras son después alimentadas al DSP 52 que ejecuta una FFT de 64 puntos para crear treinta y dos contenedores 82 de frecuencia única, cada uno de 256 kHz de anchura como previamente se ha descrito. Preferiblemente, cada contenedor 82 de frecuencias está representado por un número complejo que se convierte en potencia elevando al cuadrado las partes reales e
15 imaginarias y añadiéndolas conjuntamente. El comienzo de este proceso lleva poco tiempo, preferiblemente se desechan las dos muestras de datos del preámbulo entrante. Esto deja seis bits del preámbulo entrante de las que se conoce el estado esperado. Como el DSP sabe qué está buscando, el DSP 52 examina los contenedores 82 de frecuencia de las seis siguientes muestras de bits del patrón
20 conocido. Cuando hay un contenedor 82 que contiene un patrón 10101 (que representa 12 chips conocidos) a la vez que el preámbulo esperado, ese contenedor es calificado como el mejor contenedor descrito en conexión con la descripción de la Figura 5. Esto es esencialmente como se realiza el “ajuste de frecuencia” inicial. No es realmente un ajuste de frecuencia sino que más bien se determina la frecuencia en la
25 que se está produciendo una transmisión. Una vez determinado el mejor contenedor el DSP usa el algoritmo FFT para intentar decodificar el cuerpo 34 del mensaje ERT 30 en ese canal. Como el mensaje ERT 30 contiene un octeto 36 de detección de errores CRC es posible determinar una decodificación con éxito si la decodificación pasa la prueba CRC.

30 En tanto que la decodificación está teniendo lugar, preferiblemente todos los datos del procesamiento FFT son guardados. Si la decodificación falla en encontrar una prueba CRC buena el receptor puede haber perdido el mensaje ERT 30 debido a que la señal FHSS 20 tenía una deriva en frecuencia, o estaba exactamente en el límite entre dos contenedores 82. En este caso el proceso de decodificación FFT se
35 repite en los datos que representan el mejor contenedor promediado con el siguiente

contenedor contiguo más alto. Si el mensaje tuviera una deriva más alta en frecuencia entonces tendría parte de su energía desplazada al siguiente contenedor más alto 82. Si el mensaje tuviera una deriva hacia una frecuencia más baja entonces tendría parte de su energía desplazada al contenedor siguiente más bajo 82. A pesar de que la
5 realización preferida utiliza un único promedio de contenedores contiguos será evidente que también se podrían utilizar otros esquemas combinatorios para realizar este proceso. El uso de datos de contenedores contiguos a la frecuencia asociada con el mejor contenedor permite que la realización preferida del presente invento siga o rastree el mensaje ERT 30 en frecuencia. Si el CRC falla promediando en el
10 contenedor contiguo más alto entonces la decodificación se realiza promediando el mejor contenedor con el contenedor contiguo más bajo siguiendo o rastreando el mensaje más bajo en frecuencia. Mediante este proceso de decodificación no se ajustaron los osciladores en la radio. El seguimiento o rastreo es un resultado de la salida de los contenedores de frecuencia FFT y la señal es seguida o rastreada en los
15 contenedores.

Otra diferencia entre la realización preferida del receptor 42 de acuerdo con el presente invento y las versiones previas de los receptores FHSS es que las radios heredadas han usado siempre un detector de señales ERT con una respuesta logarítmica. Esto significa que el detector de señales vería bien las señales débiles y
20 las señales potentes ERT, conocido también como que tiene una “gama dinámica” amplia. El problema con los detectores logarítmicos es que ellos son susceptibles ante la presencia de una señal de interferencia, la cual básicamente cuelga el detector a un lado y no permitirá que el detector vea efectivamente las señales ERT. El efecto de este problema sería complicado por la ventana mucho más ancha para la detección
25 inherente al receptor 42. Para superar este problema el receptor 42 usa un detector lineal 62 que puede ver pequeñas señales ERT con y sin la presencia de otra energía que interfiera en la banda. El problema con los detectores lineales es que normalmente muestran una gama dinámica pequeña. El receptor 42 de la realización preferida del presente invento compensa esto usando un amplificador frontal final 71
30 que es muy sensible a las señales débiles y que se conmuta en atenuación a señales ERT sonoras amortiguadas. Esto esencialmente da lo mejor de ambos mundos, una amplia gama dinámica, y una baja sensibilidad a los factores de interferencia en banda.

Se verá que debido a que el procesamiento de señales débiles por la máquina
35 FFT es un proceso de señales digitales que puede ser repetido en los datos

almacenados, el presente invento permite la capacidad de procesar simultáneamente paquetes de mensajes múltiples 30 multiplexando el flujo de muestras digitales en múltiples máquinas FFT, lo que puede realizarse como subprocesos segmentados en una DSP única o mediante múltiples DSPs, dependiendo de la velocidad de muestreo y de la potencia de procesamiento de los DSPs.

Aunque el presente invento ha sido descrito con respecto a la realización preferida se entenderá que se pueden realizar numerosos cambios y variaciones en los aspectos del invento y que se pretende que el alcance del presente invento sea coherente con las reivindicaciones que siguen.

REIVINDICACIONES

1. Un sistema inalámbrico de comunicaciones de espectro ampliado (14) para transmitir datos, que comprende:

5

una pluralidad de transmisores (40) de punto final configurados para transmitir datos a través de una señal (20) de espectro ampliado por salto de frecuencia, siendo la señal de transmisión enviada sin la ventaja de la estabilización de frecuencia; y

10

al menos un receptor (42) responsable de las señales de espectro ampliado por salto de frecuencia, incluyendo cada receptor un correlacionador configurado para muestrear al menos una primera parte de un preámbulo de la señal y correlacionar la parte del preámbulo con un patrón de preámbulo conocido para determinar una probabilidad de correlación, **caracterizado por**

15

una máquina FFT (52) configurada para aplicar un algoritmo a la señal en respuesta a la probabilidad de correlación para seguir o rastrear una frecuencia de banda estrecha de la señal basada en al menos una segunda parte del preámbulo y para decodificar los datos codificados dentro de la señal que sigue al preámbulo;

20

en el que la máquina FFT está configurada para operar en datos muestreados para producir múltiples contenedores, correspondiendo cada contenedor a una frecuencia en banda estrecha diferente dentro de la señal; y

en el que el correlacionador está configurado para correlacionar treinta y cuatro de cuarenta bits en el preámbulo (32), de forma que los últimos seis bits se usen para encontrar el contenedor del canal objetivo.

25

2. El sistema (14) de la reivindicación 1 en el que la máquina FFT suma una pluralidad de valores de chip en cada contenedor frente a los valores de chip esperados para determinar un contenedor que tiene un valor más alto que el de la frecuencia de banda estrecha que contiene la señal (20) de datos codificados.

30

3. El sistema (14) de la reivindicación 1 en el que se evalúa una intensidad de la señal (20) suministrada al correlacionador, y si la intensidad de la señal (20) suministrada al correlacionador es lo suficientemente fuerte para realizar una decodificación de los datos codificados dentro de la señal (20) que sigue al preámbulo

35

(32) el procesador (52) de señales no usa el algoritmo FFT para decodificar los datos codificados dentro de la señal (20) que sigue al preámbulo (32).

4. El sistema (14) de la reivindicación 1 en el que el correlacionador muestrea los datos usando un convertidor analógico-digital de 12 bits conectado a un indicador de Intensidad de la Señal Recibida, RSSI.

5. El sistema (14) de la reivindicación 4 que además comprende: un mezclador (74) que recibe la señal y mezcla la señal (20) con una señal base para producir una frecuencia intermedia que es suministrada como la señal al correlacionador y al procesador de señales (52).

6. El sistema (14) de la reivindicación 1 en el que el correlacionador muestrea al menos el sesenta y seis por ciento, 66%, de una frecuencia de banda ancha para la señal (20).

7. El sistema (14) de la reivindicación 1 en el que el correlacionador se aplica usando el procesador de señales digitales, siendo el procesador de señales digitales suministrado preferiblemente con dos entradas muestreadas, una primera entrada muestreada procedente de un convertidor analógico-digital (64) que opera a una primera velocidad, y una segunda entrada muestreada procedente de un convertidor analógico-digital (66) que opera a una segunda velocidad, en el que la segunda velocidad es más baja que la primera, y que preferiblemente comprende además un circuito detector indicador de intensidad de la señal recibida (RSSI) conectado operativamente a una entrada al segundo convertidor analógico-digital (66).

8. El sistema (14) de la reivindicación 1 en el que el receptor (42) comprende además: un amplificador frontal final conmutable que operativamente recibe las señales y selectivamente atenúa las señales (20) basado en la intensidad de la señal, y un detector lineal (62) acoplado operativamente a una salida del amplificador frontal final y a una entrada del correlacionador.

9. El sistema (14) de la reivindicación 1 en el que la señal (20) es muestreada durante la decodificación de los datos codificados a una velocidad menor del doble de una velocidad de datos de los datos codificados, o en el que la señal (20) es

muestreada durante la decodificación de los datos codificados a intervalos distintos, o en el que la señal (20) es muestreada durante la decodificación de los datos codificados en una parte del centro de un periodo de bit sin muestrear en las partes de borde del periodo de bit, representando preferiblemente la parte del centro el setenta y cinco por ciento, 75%, o menos del periodo de bit.

10. El sistema (14) de la reivindicación 1 en el que el correlacionador (52) opera para establecer una sincronización de bits y una sincronización de trama de los datos codificados en la señal (20), o en el que el procesador de señales (52) inicia el algoritmo solamente cuando la probabilidad de correlación es mayor que un valor umbral, el valor umbral; por ejemplo, siendo establecido sobre la base de un promedio de un número predeterminado de valores de entrada sin analizar.

Fig. 1

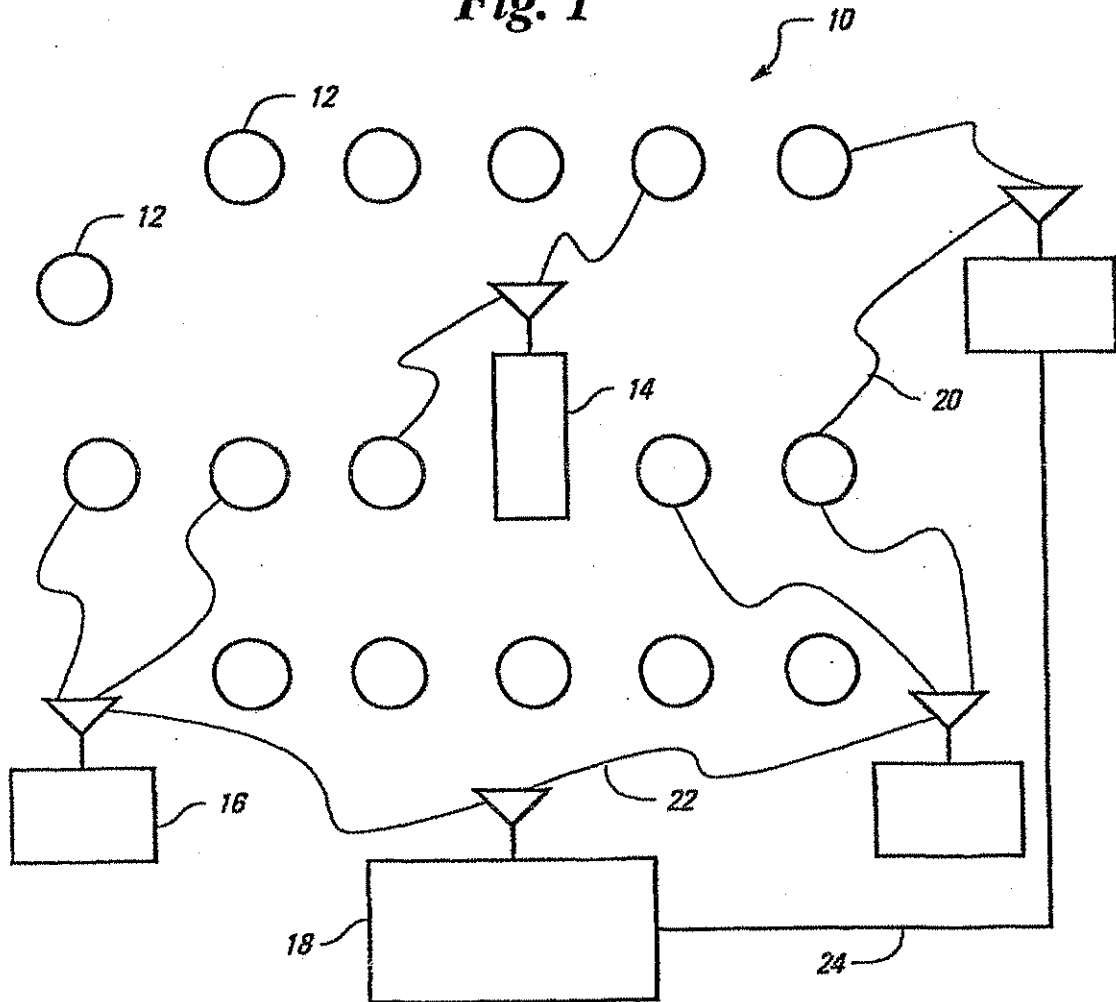


Fig. 2

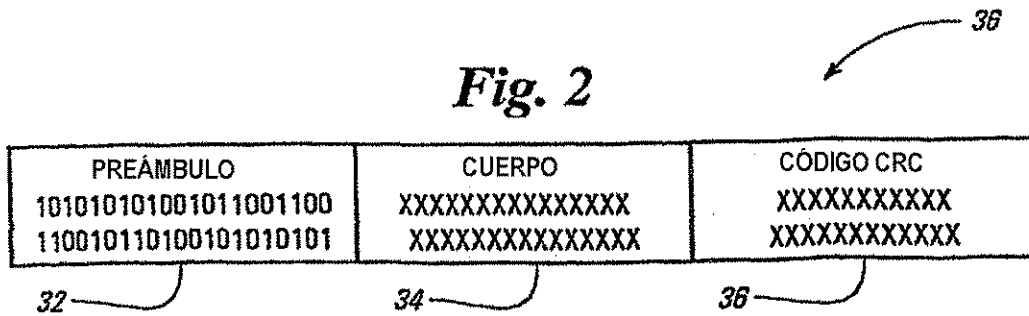
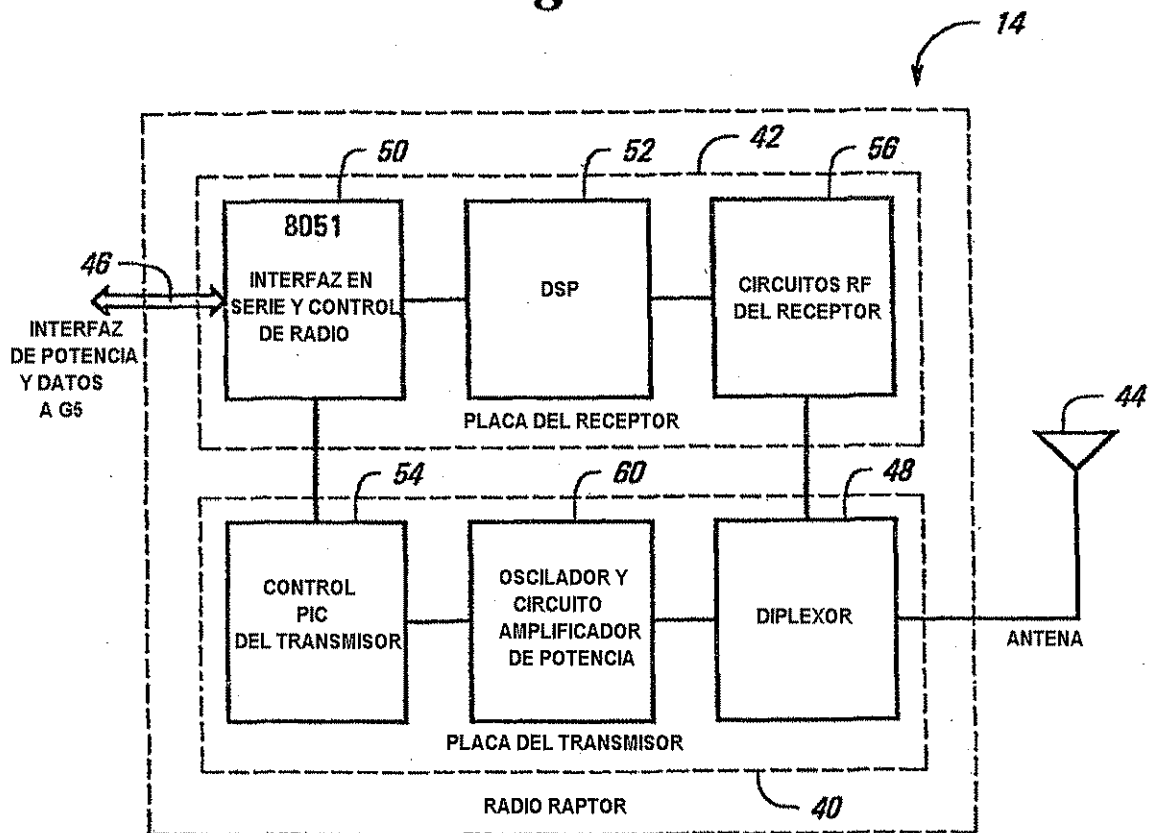


Fig. 3

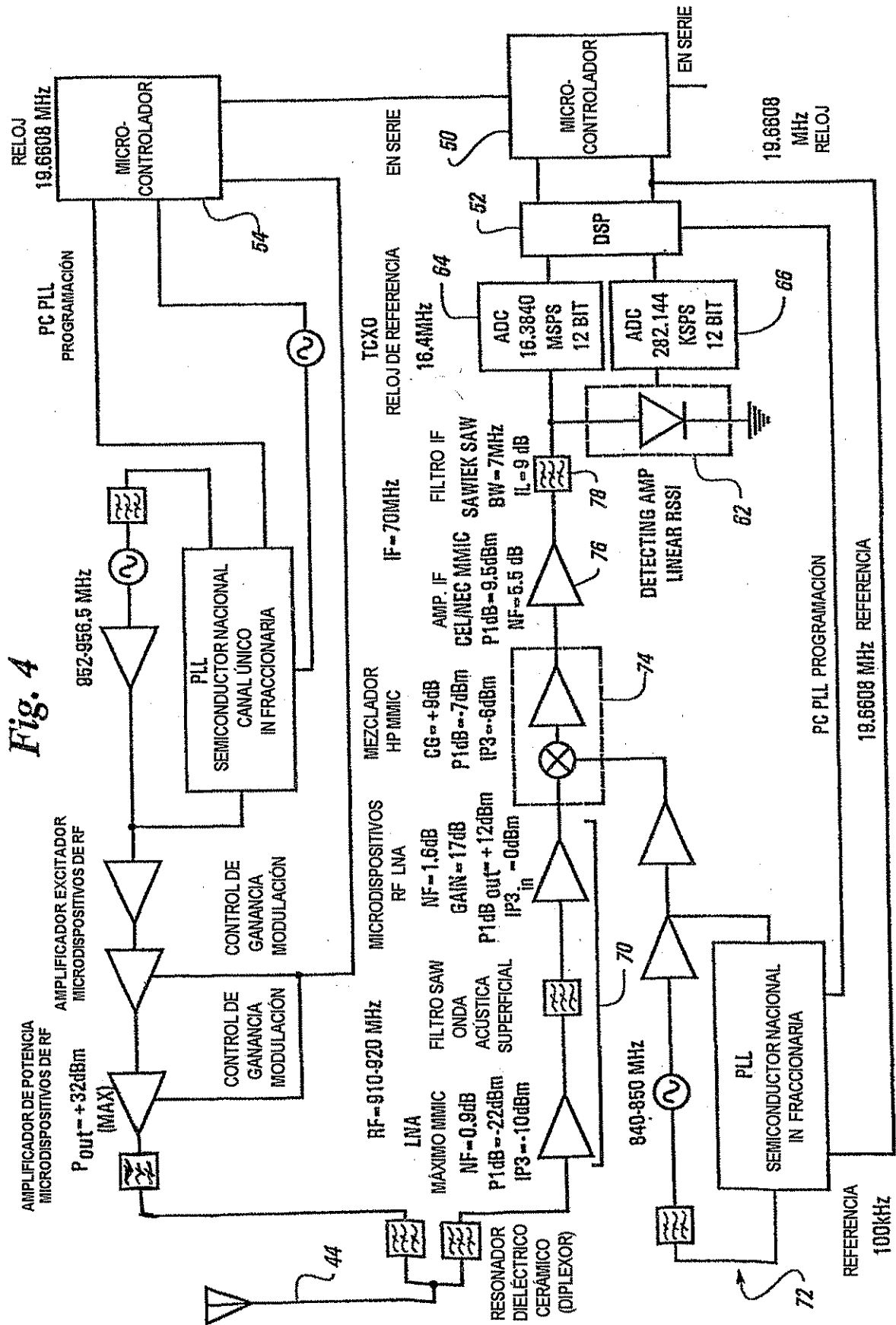


Fig. 5