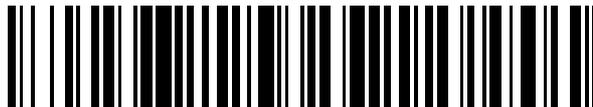


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 797 426**

51 Int. Cl.:

H04B 1/707 (2011.01)

H04J 13/00 (2011.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **28.09.2018** E 18197667 (1)

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **25.03.2020** EP 3462627

54 Título: **Módulo para controlar la compatibilidad electromagnética dentro de una señal cdma recibida por un receptor de datos cdma**

30 Prioridad:

29.09.2017 FR 1759104

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

02.12.2020

73 Titular/es:

**ALSTOM TRANSPORT TECHNOLOGIES (100.0%)
48, rue Albert Dhalenne
93400 Saint-Ouen, FR**

72 Inventor/es:

ORION, JACQUES

74 Agente/Representante:

SÁNCHEZ SILVA, Jesús Eladio

ES 2 797 426 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

Módulo para controlar la compatibilidad electromagnética dentro de una señal cdma recibida por un receptor de datos cdma

5

La invención se refiere al campo de los sistemas de transmisión de datos, y más específicamente, a los sistemas de transmisión de datos CDMA, es decir, en base a una modulación CDMA, por ejemplo, de la corriente en un sistema del tipo corriente portadora.

10

Dicho sistema CDMA se caracteriza en particular por la posibilidad de una alta velocidad de transferencia de datos.

Sin embargo, y en particular en el campo ferroviario, dicho sistema CDMA se implementa en un entorno electromagnético hostil, es decir, donde muchas interrupciones pueden aleatorizar la señal, o donde se corre el riesgo de introducir distorsiones a lo largo del canal de transmisión entre el emisor y el receptor del sistema.

15

En primer lugar, las interrupciones pueden ser tales que la señal recibida haya sufrido una aleatorización (es decir, la introducción de ruido) que ya no permite reconocer y extraer los datos útiles de la misma.

20

En particular, en el campo ferroviario, tales interrupciones corresponden a ráfagas de compatibilidad electromagnética transitorias muy potentes (ráfagas EMC) que afectan sustancialmente las señales de datos transmitidas, o incluso evitan que se restablezcan correctamente.

25

Por lo tanto, la invención tiene como objetivo abordar este problema de las ráfagas electromagnéticas transitorias que pueden afectar la transmisión de una señal y, por lo tanto, fortalecer la inmunidad electromagnética de la señal recibida. Con ese fin, la invención se refiere a un módulo para verificar la compatibilidad electromagnética dentro de una señal CDMA recibida por un receptor de datos CDMA, la señal CDMA recibida que comprende datos que representan al menos un código de ensanchamiento CDMA (SScode) que representa un bit de datos, el código de ensanchamiento CDMA es reconocido por dicho receptor y que comprende n chips,

30

el módulo para verificar la compatibilidad electromagnética es capaz de limitar la amplitud de la señal CDMA recibida a un nivel de amplitud, en términos absolutos, determinado en función del tamaño n de dicho al menos un código de ensanchamiento CDMA.

35

De acuerdo con realizaciones específicas, el módulo para verificar la compatibilidad electromagnética incluye una o varias de las siguientes características, consideradas solas o de acuerdo con todas las combinaciones técnicamente posibles:

40

- el módulo para verificar la compatibilidad electromagnética se configura para usar el nivel de amplitud, en términos absolutos, resultante de la aplicación de una función de recorte afín f a dicho tamaño n de dicho al menos un código de ensanchamiento CDMA que tiene la forma:

$$f(n) = an+b;$$

45

- dicho módulo para verificar la compatibilidad electromagnética comprende una herramienta para medir, al menos para una iteración, la señal recibida en una ventana de tiempo de tamaño predeterminado igual a m muestras;
- la herramienta de medición se configura para usar el tamaño m de ventana de tiempo proporcional a dicho tamaño n de dicho al menos un código de ensanchamiento CDMA;
- la herramienta de medición se configura para usar el tamaño m de ventana de tiempo proporcional tanto al tamaño n de dicho al menos un código de ensanchamiento CDMA como a la frecuencia de muestreo de la señal recibida, en términos de chips de código de ensanchamiento CDMA;
- para cada iteración de medición, dicha herramienta de medición es capaz de determinar y almacenar el promedio del valor absoluto de m muestras y el promedio del valor real de las m muestras;
- para un número predeterminado M de iteraciones de medición, la herramienta de medición es capaz además de determinar las constantes a y b de la función de recorte afín $f(n) = an+b$ y de aplicarlos a la siguiente iteración, a que es proporcional de acuerdo con un factor q al promedio de los $(M-2j)$ promedios del valor absoluto de las m muestras de cada uno de los M promedios (V_{abs}) del valor absoluto de las m muestras de cada una de las M iteraciones, b que es igual al promedio de los $(M-2j)$ promedios de las m muestras de cada una de las M iteraciones, $2j$ corresponde a los números que tienen los valores más grande y más pequeño extraídos antes de promediar los M promedios de las m muestras de cada una de las M iteraciones;
- la herramienta de medición es capaz de usar el factor q de acuerdo con la relación $0 < q \leq 1$;
- la herramienta de medición es capaz de usar el factor q de acuerdo con la relación:

50

55

60

$$\frac{1}{8} \leq q \leq \frac{1}{2};$$

65

- la herramienta de medición es capaz de usar el número predeterminado M de iteraciones de acuerdo con la relación: $10 \leq M \leq 14$. La invención y las ventajas de esta se comprenderán mejor al leer la siguiente descripción detallada de una realización específica, proporcionada únicamente como un ejemplo no limitante, esta descripción se hace en referencia a los dibujos adjuntos, en los que:

- 5 - La Figura 1 es una ilustración en forma de diagrama de bloques del sistema de comunicación de acuerdo con la invención;
- La Figura 2 es un gráfico que muestra la estructura de la señal transmitida por el transmisor de datos del sistema de comunicación de acuerdo con la invención;
- 10 - La Figura 3 es un gráfico que ilustra el procesamiento de señal llevado a cabo por un módulo para verificar la compatibilidad electromagnética del sistema de comunicación de acuerdo con la invención;
- La Figura 4 es un diagrama que ilustra cuatro combinaciones posibles de dos códigos de ensanchamiento CDMA ortogonales transmitidos simultáneamente y en un mismo canal de transmisión;
- 15 - La Figura 5 es un gráfico que ilustra la ganancia y el retraso de grupo para dos muestras de medición separadas;
- La Figura 6 es un gráfico que ilustra la desviación del retraso de grupo para dos códigos de ensanchamiento CDMA ortogonales que representan dos bits de igual valor, y para dos códigos de ensanchamiento CDMA ortogonales que representan dos bits con valores diferentes;
- 20 - La Figura 7 es un gráfico que muestra el efecto de la corrección implementada por el módulo de corrección de acuerdo con la invención.

En el resto de la divulgación, la expresión "sustancialmente" expresará una relación de igualdad dentro de más o menos 10 %.

25 En referencia a la Figura 1, el sistema 10 incluye un transmisor 12 y un receptor 14 que se distribuyen a cada lado de un canal de transmisión 16.

30 El transmisor 12 incluye al menos un módulo de codificación o codificador 18 capaz de leer, como entrada, un dato a ser transmitido, por ejemplo, almacenado en una cola de una memoria del transmisor 12, y codificarlo antes de enviarlo por el canal de transmisión 12.

El dato se compone de una serie de bits, por ejemplo, ocho bits de datos.

35 El codificador codifica un bit de datos usando un código de ensanchamiento del espectro (SScode) por ejemplo que comprende n chips. En otras palabras, el uso de un SScode reemplaza cada bit con un polinomio que tiene n chips.

Más específicamente, el SScode que representa el valor alto de un bit, es decir, uno, se compone de la serie de n chips predefinidos, por ejemplo, para $n=7$, el SScode 0001101 y el complemento asociado, por ejemplo 1110010, representa el valor bajo de un bit, es decir, cero.

40 Por lo tanto, un SScode tiene la propiedad de dividir el rendimiento por n , la velocidad del chip que es n veces más lenta que la velocidad de datos. En cambio, un SScode tiene buena inmunidad en términos de compatibilidad electromagnética, lo que se desea en particular en el campo ferroviario, que se caracteriza por un entorno electromagnético hostil.

45 Para mejorar la velocidad de transmisión de datos, el transmisor 12 de acuerdo con la invención es capaz de codificar cada bit de dos flujos de datos separados respectivamente con al menos dos códigos de ensanchamiento CDMA ortogonales, separados y cada uno representando un bit de datos, y transmitir estos dos códigos de ensanchamiento simultáneamente en el mismo canal de transmisión 16 hacia el receptor 14.

50 De hecho, ciertos SScodes (es decir, polinomios) son capaces, debido a su valor, de aumentar la relación señal/ruido (SNR).

55 La combinación de al menos dos SScodes a la vez permite beneficiarse de una ganancia en la relación señal/ruido y al menos duplicar el rendimiento.

Para hacer esto, se implementa una adición aritmética de los chips de cada uno de los dos SScodes.

60 Más específicamente, para determinar automáticamente los SScodes ortogonales capaces de aumentar la relación señal/ruido, el transmisor 12 comprende opcionalmente una herramienta para correlacionar códigos de ensanchamiento CDMA (es decir, SScodes), no mostrados, configurada para correlacionar un código de ensanchamiento CDMA con todas sus posibles permutaciones y/o para correlacionar un código de ensanchamiento CDMA con todas las permutaciones posibles de al menos otro código de ensanchamiento CDMA.

65 Dicha herramienta de correlación es capaz de determinar, para un tamaño n de SScode, la correlación de un determinado SScode con todas sus permutaciones, incluida la inversión relacionada con un cambio de valor de bit (de 0

a 1 o viceversa) para un mismo SScore, por ejemplo, el SScore 0001101 asociado con el valor 1 seguido de su complemento 1110010 asociado al valor 0.

5 Más específicamente, "correlación" se refiere a la suma de los productos chip por chip del SScore con tamaño n de un flujo de datos transmitido, por ejemplo, que comprende los $n=7$ chips transmitidos numerados del 0 al 6 con los n chips compensados por un chip siguiente, que corresponde de acuerdo con el mismo ejemplo a los $n=7$ chips transmitidos numerados del 1 al 7.

10 Por lo tanto, se considera un flujo de datos codificado por un SScore 0001101 asociado con el valor de bit uno (y 1110010 cuando está asociado con el valor de bit cero) asumiendo sucesivamente los tres valores de bit 1, 1, 0 y por lo tanto veintidós chips numerados de cero a veinte.

15 Mediante el reemplazo de los 0s con -1s para no tener un producto nulo, la correlación ($p=7$ donde p es el chip asociado con el rango más alto) está de acuerdo con la siguiente relación obtenida chip por chip:

$$\text{correlación } (p = 7) = \sum (-1, -1, -1, 1, 1, -1, 1) * (-1, -1, 1, 1, -1, 1, -1) = 1 + 1 - 1 + 1 - 1 - 1 - 1 = -1,$$

Igualmente:

20
$$\text{correlación } (p = 19) = \sum (-1, -1, -1, 1, 1, -1, 1) * (-1, -1, 1, 1, -1, 1, -1) = 1 + 1 - 1 + 1 - 1 - 1 - 1 = -1$$

A partir de esta correlación, la relación señal/ruido asociada con un SScore (SNR intra-SScore) corresponde a la amplitud más alta del código de correlación en el ruido obtenido en función del chip p considerado.

25 El transmisor de acuerdo con la presente invención usa opcionalmente una herramienta de selección para seleccionar, para un tamaño n de SScore, el(los) SScore(s) cuya relación señal/ruido intrínseca es máxima.

30 Además, ventajosamente de acuerdo con un aspecto de la invención, el transmisor es capaz de usar, o incluso extraer entre los SScodes obtenidos anteriormente cuya relación señal/ruido es máxima, los SScodes cuyo valor promedio es nulo (es decir, los SScodes que comprenden tanto chips p con valor 0 como chips p con valor 1 dentro de uno) para evitar transmitir un componente continuo que puede desaparecer durante una transmisión en el canal de transmisión 16.

35 Opcionalmente, la herramienta de selección también es capaz de optimizar la elección de los SScodes que se utilizarán para maximizar la ganancia y la relación señal/ruido asociada con los SScodes y minimizar el tamaño n de SScodes utilizados para limitar la pérdida de rendimiento. La ganancia en dB asociada con cada SScore está de acuerdo con la siguiente relación: Ganancia (SScode) = $20 * \log_{10}(n)$, donde n es el tamaño del SScore. En otras palabras, la herramienta de selección de acuerdo con la invención es capaz de determinar los SScodes asociados con el mejor compromiso entre ganancia, relación señal/ruido y rendimiento.

40 Según otro aspecto, la herramienta de correlación también está configurada para correlacionar un código de ensanchamiento CDMA (SScode1) con todas las permutaciones posibles de al menos otro código de ensanchamiento CDMA (SScode2) para determinar los conjuntos (es decir, par, triplete, etc.) de SScodes que no interfieran entre sí cuando se combinan, es decir, con una relación señal/ruido entre SScodes por encima de un nivel predeterminado.

45 Dicha relación señal/ruido entre SScodes (inter-SScode SNR) se obtiene de la correlación que corresponde a la suma aritmética, chip por chip, de dos SScodes separados al considerar la correlación de un primer SScore1 con todas las permutaciones de otro segundo posible SScore2 asociado con el mismo tamaño n que el del primer SScore1, las permutaciones incluyen una inversión del valor de un mismo segundo SScore2 debido a un cambio en el bit que representa el segundo SScore2.

50 A partir de esta correlación, la herramienta de correlación puede determinar la relación señal/ruido entre SScodes (inter-SScode SNR) que corresponde, por ejemplo, a la amplitud del pico de correlación en el ruido inducido por el otro SScore. Y a partir de esta relación señal/ruido entre SScodes, la herramienta de selección mencionada anteriormente selecciona los SScodes que se transmitirán simultáneamente para multiplicar el rendimiento asociado con el envío de un único SScore cada vez mientras que se garantiza una ganancia y una alta SNR.

55 Por ejemplo, SScodes con tamaño $n=32$, es decir, los dos pares de polinomios P1, P2 asociados respectivamente con cada SScore1 o SScore2:

60 el primer par:

- P1=00000110111010011100011011010110 (que corresponde al valor decimal 115984086), y
- P2= 00001110100010101001011001111011 (que corresponde al valor decimal 243963515),

65 o el segundo par:

- P1= 00100001100101101010111010001111 (que corresponde al valor decimal 563523215), y
- P2= 01101011011000111001011101100000 (que corresponde al valor decimal 1801688928),

5 permiten obtener dos SScodes ortogonales transmisibles simultáneamente, cada uno con un SNR entre SScodes del orden de 12 dB y, por lo tanto, cuando se combinan dentro de una misma señal transmitida en un mismo canal, un SNR resultante del orden de 11 dB en cada uno de ellos, y una ganancia del orden de 30,1 dB, lo que representa un compromiso óptimo entre ganancia, rendimiento y relación señal/ruido.

10 De acuerdo con otra realización, el transmisor de acuerdo con la presente invención carece de herramienta de correlación y/o herramienta de selección, y utiliza directamente uno de los pares de SScore1, SScore2 mencionados anteriormente, este par de SScore1 y SScore2 ambos son conocidos por al menos un mismo receptor.

15 En relación con la Figura 2, la señal transmitida S_T corresponde por lo tanto a la transmisión simultánea en el mismo canal de transmisión 16 de dos flujos de datos separados F_1 y F_2 , cuyos bits están codificados respectivamente por el SScore1 asociado con el valor de bit 1 (o su complemento $\overline{SScode1}$ asociado con el valor de bit 0) y SScore2 asociado con el valor de bit 1 (o su complemento $\overline{SScode2}$ asociado con el valor de bit 0). En otras palabras, la señal transmitida S_T corresponde a la suma aritmética, chip por chip, de SScore1 y SScore2 o sus complementos de acuerdo con el valor de bit codificado simultáneamente.

20 En una variante, dicha suma aritmética equivale a una combinación lineal chip por chip del SScore1 y el SScore2, de modo que la amplitud asociada con el SScore1 y la amplitud asociada con el SScore2 tienen una atenuación máxima entre ellos sustancialmente igual a 6 dB.

25 En otras palabras, las amplitudes asociadas con los dos SScodes 1 y 2 siguen siendo comparables entre sí, lo que corresponde a dos ubicaciones de los puntos de inyección en el canal de transmisión 16 de los flujos de datos F_1 y F_2 respectivamente asociados con el SScore1 y SScore2 separados por una distancia por debajo de un umbral predeterminado que permite garantizar una atenuación como máximo igual a 6 dB, por ejemplo, entre estas dos señales.

30 Opcionalmente, para obtener una relación señal/ruido óptima, la transmisión simultánea de estos dos flujos de datos separados F_1 y F_2 dentro del mismo canal de transmisión 16 está sincronizada. Para ese fin, el transmisor 12 comprende una herramienta de sincronización, no mostrada, capaz de compensar los dos flujos de datos F_1 y F_2 de un chip de código de ensanchamiento (es decir, SScore).

35 De hecho, la SNR entre SScodes también depende de la fase entre los dos SScodes, y para los pares de SScodes mencionados anteriormente, el desplazamiento del chip $k=1$, es decir, el flujo F_2 , por ejemplo, que precede al flujo F_1 de un chip SScore hace posible optimizar esta fase entre los polinomios P1 y P2 asociados respectivamente con los SScore1 y SScore2.

40 En ausencia de esta herramienta de sincronización, el transmisor es capaz de funcionar correctamente porque se asegura de que la amplitud asociada con el SScore1 y la amplitud asociada con el SScore2 sigan siendo comparables, al tener como máximo una atenuación sustancialmente igual a 6 dB entre ellos.

45 El canal de transmisión 16 puede ser cualquier medio. Preferentemente, es una línea eléctrica entre el transmisor y el receptor, y la señal se transmite en forma de una corriente portadora modulada de acuerdo con el procedimiento CDMA. En otras palabras, el transmisor 12 y el receptor 14 son respectivamente un transmisor/receptor de comunicación por la línea de potencia.

50 El receptor 14 incluye una cadena de procesamiento para la señal recibida S_R después del paso en el canal de transmisión 16. Dicha cadena de procesamiento de la señal comprende, por ejemplo, después de la recepción de la señal recibida S_R , un filtro paso-bajo analógico anti-aliasing, no mostrado, configurado para filtrar la señal recibida S_R de acuerdo con el criterio de Shannon para rechazar las frecuencias que exceden el límite superior de ancho de banda de la señal recibida S_R .

55 Según el teorema de Shannon, la frecuencia de corte f_c de dicho filtro de acuerdo con la invención es capaz de atenuar, por ejemplo, por al menos 20 dB, las señales que tienen una frecuencia más allá de la frecuencia de muestreo f_e dividida por dos.

60 Además, de acuerdo con la presente invención, la frecuencia de corte f_c de dicho filtro se determina para preservar el espectro más amplio posible (es decir, la banda de frecuencia), y para ese fin, la frecuencia f_c está lo más cerca posible de $f_e/2$ para proporcionar la respuesta de impulso más corta posible.

65 En otras palabras, de acuerdo con la presente invención, a $f_e/2$, el filtro utilizado de acuerdo con la invención es capaz de cortar la señal a -20 dB para facilitar el recorte descrito en detalle a continuación.

Entonces, la salida de dicho filtro paso-bajo puede conectarse a un convertidor analógico-digital (ADC) capaz de convertir la señal recibida desde el canal de transmisión en una señal digital. Según el teorema de Shannon, es bien sabido que un ADC debe operar a una frecuencia de muestreo f_e al menos dos veces mayor que la frecuencia característica de la señal recibida.

5

En el presente caso, la frecuencia característica que se define por la estructura del SScode utilizada por el transmisor 12 y se conoce por el receptor 14, la frecuencia de muestreo f_e del ADC de acuerdo con la presente invención es exactamente 2 veces mayor que el de los chips del SScode para obtener exactamente dos puntos de medición por chip. Por lo tanto, el ADC produce una señal digital que tiene dos puntos de medición por chip del SScode utilizados para codificar un bit de datos.

10

Además, de acuerdo con la invención, la cadena de procesamiento de la señal recibida S_R del receptor 14 también comprende, siguiendo el filtro paso-bajo analógico anti-aliasing y el ADC, al menos uno o varios de los siguientes módulos electrónicos: un módulo 20 para verificar la compatibilidad electromagnética dentro de la señal recibida, un módulo 22 para determinar la ganancia y el retraso de grupo asociado con la función de transferencia $H(w)$ del canal de transmisión 16, un módulo 24 para corregir la función de transferencia $H(w)$ del canal de transmisión 16 y un decodificador de datos 26.

15

Estos módulos del receptor 14 se describen sucesivamente a continuación.

20

El módulo 20 para verificar la compatibilidad electromagnética (EMC) se integra opcionalmente en el receptor 14 del sistema de comunicación 10 para fortalecer la inmunidad del sistema de comunicación 10 en un entorno de EMC hostil como el de las comunicaciones de datos en el transporte ferroviario.

25

Dicho módulo 20 para verificar la compatibilidad electromagnética es capaz de conectarse a la salida del ADC y antepuesto a cualquier otra herramienta de filtrado, aparte del filtro análogo anti-aliasing mencionado anteriormente, capaz de proporcionar la respuesta de impulso más corta posible para no propagar el efecto de las ráfagas rápidas de compatibilidad electromagnética transitorias (ráfagas EMC), que pueden causar distorsiones de las señales transmitidas dentro del canal de transmisión 16.

30

De hecho, en un vehículo ferroviario, los sistemas de comunicación están sujetos a ráfagas rápidas de compatibilidad electromagnética transitorias (ráfagas EMC) que pueden aleatorizar las señales transmitidas dentro de un canal de transmisión.

35

Entre estas ráfagas, algunas, que se dice que son "cortas", en particular tienen un ancho de 50 ns, que corresponde a una función de Dirac, o "Dirac", hasta una frecuencia de muestreo f_e de 2/50 ns, o 40 MHz. Dicho Dirac que ingresa a una cadena de filtrado, una transformada rápida de Fourier (FFT) o similar puede resultar en la generación de su propia respuesta de impulso (ruido potente con espectro ensanchado y que es difícil de eliminar).

40

En otras palabras, volviendo al ejemplo de acuerdo con el cual un flujo de datos está codificado por un SScode 0001101 asociado con el valor de bit uno (y 1110010 cuando está asociado con el valor de bit cero) asumiendo sucesivamente los tres valores de bit 1, 1, 0 y, por lo tanto, veintidós chips p numerados de cero a veinte.

45

El SScode recibido asignado al chip p numerado 5 por una ráfaga de impulsos electromagnéticos cuya amplitud es igual a 16, por ejemplo, asume la siguiente forma:
0 0 0 1 1 16 1 en lugar de 0 0 0 1 1 01.

50

Como resultado, el resultado de la correlación como se describió anteriormente también se ve afectado: *correlación* ($p = 7$) = $\sum (-1, -1, -1, 1, 1, -1, 1) * (-1, -1, 1, 1, 15 (16 - 1), 1, -1) = 1 + 1 - 1 + 1 + 15 - 1 - 1 = 15$, en lugar de -1 como se indicó anteriormente.

55

El receptor 14, también provisto de una herramienta de correlación, no mostrada, en particular para decodificar los datos, los SScodes emitidos por el transmisor 12 que son conocidos por el receptor 14, se ven obstaculizados durante la decodificación por dichas ráfagas de impulsos electromagnéticos. De hecho, debido a esto último, el promedio de los picos de correlación puede distorsionarse, causando la decodificación de un bit incorrecto en primer lugar, o incluso, si esto se repite con demasiada frecuencia, causando que el receptor CDMA se bloquee y los datos recibidos en el momento del bombeo se pierdan.

60

Para abordar esto, el módulo para verificar la compatibilidad electromagnética 20 de acuerdo con la presente invención está configurado para limitar la amplitud de la señal recibida S_R a un nivel de amplitud, en términos absolutos, determinado en función del tamaño n de dicho al menos un código de ensanchamiento CDMA (es decir, SScode).

De hecho, una ráfaga de impulsos electromagnéticos no tiene impacto en un SScode siempre que su amplitud permanezca por debajo del tamaño n del polinomio asociado con el SScode.

65

Más específicamente, el módulo para verificar la compatibilidad electromagnética 20 está configurado para usar el nivel de amplitud, en términos absolutos, resultante de la aplicación de una función de recorte afín f al tamaño n del al menos un código de ensanchamiento CDMA (es decir, SScode) utilizado por el transmisor 12 y conocido por el receptor 14, la función afín f es de la forma: $f(n) = an+b$.

5

En particular, el módulo para verificar la compatibilidad electromagnética comprende una herramienta de medición, no mostrada, capaz de medir, de acuerdo con al menos una iteración, la señal recibida S_R en una ventana de tiempo de tamaño predeterminado igual a m muestras.

10

En particular, de acuerdo con la presente invención, la medición se lleva a cabo para que no se vea afectada por ningún ruido durante dicha medición. Con ese fin, las ventanas de tiempo de medición utilizadas tienen una duración más corta que el período de ocurrencia del ruido, lo que permite obtener varias mediciones no afectadas por el ruido. Además, el filtrado se lleva a cabo para eliminar las mediciones afectadas por el ruido, dicho filtrado en base a la eliminación de las iteraciones de medición que tienen los valores de amplitud más altos (por ejemplo, los dos más altos) y los más bajos (por ejemplo, los dos más bajos) en los que el ruido puede haber tenido un impacto.

15

Por ejemplo, para uno o varios SScodes utilizados por el transmisor 12 y conocidos por el receptor 14 con un tamaño $n=32$, la herramienta de medición está configurada para usar el tamaño m de la ventana de tiempo proporcional al tamaño n del al menos uno SScode, por ejemplo, $m=4*32*2=256$ muestras o la figura dos representa la frecuencia de muestreo f_e porque es al menos dos veces mayor que la frecuencia característica de la señal recibida S_R . En otras palabras, para una iteración de medición, el tamaño $m=256$ de la ventana de medición es igual a cuatro veces el tamaño del SScode muestreado (que comprende $2*32$ muestras), la frecuencia de muestreo f_e del ADC, de acuerdo con la invención, es exactamente dos veces mayor que la de los chips del SScode para obtener exactamente dos puntos de medición por chip.

20

25

Se llevan a cabo varias iteraciones de medición sucesivas mientras se limita su número M de modo que la ventana de análisis general (que corresponde a la suma de las muestras $M*m$) permanezca por debajo del período de repetición de las ráfagas de impulso electromagnético.

30

De hecho, la repetición del ruido, que corresponde a las ráfagas de impulsos electromagnéticos, llamada "corta", por ejemplo, de 15 kHz, que corresponde a una duración de 67 μ s, la ventana de tiempo de análisis global, por ejemplo, comprende $10 \leq M \leq 14$ o $M=12$ iteraciones o $12 * 256$ muestras, que corresponde, para la frecuencia de muestreo f_e a 54,19 MHz, a 56 μ s ($12*256/(54.19*10^6)$) (es decir, una ventana de tiempo de análisis global más corta que el intervalo de repetición de las ráfagas de impulso electromagnético igual a 67 μ s).

35

Para cada iteración de medición (es decir, cada $m=256$ muestras), la herramienta de medición puede determinar y almacenar, en la memoria del receptor 14 o en una memoria dedicada, los V_{abs} promedio del valor absoluto de m muestras y la media de V del valor real de las m muestras.

40

De estos valores V_{abs} y V_{mean} , para el número predeterminado M de iteraciones de medición, la herramienta de medición puede determinar además las constantes a y b de la función de recorte afín $f(n) = an+b$ y aplicarlos a la siguiente iteración, un ser proporcional de acuerdo con un factor q al promedio $V_{abs_{mean}}$ de los $(M-2j)$ promedios V_{abs} del valor absoluto de m muestras de cada uno de las M iteraciones, j corresponde a los números de los valores más grande y más pequeño extraídos antes de determinar el promedio de M promedios V_{abs} del valor absoluto de las m muestras de cada uno de las M iteraciones, $2j$ que corresponde a los números de los valores más grande y más pequeño extraídos antes de determinar el promedio de los M promedios V_{mean} de las m muestras de cada una de las M iteraciones.

45

50

Por ejemplo, para $j=2$, $M=12$ en las últimas 12 mediciones, se extraen los dos valores más grandes y los dos valores más pequeños de V_{abs} y V_{mean} y los promedios de $V_{abs_{mean}}$ y $V_{mean_{mean}}$ se obtienen respectivamente de los resultados V_{abs} y V_{mean} asociados con las ocho iteraciones restantes.

55

Una vez que los promedios $V_{abs_{medio}}$ y $V_{mean_{mean}}$ se determinan, el módulo para verificar la compatibilidad electromagnética de acuerdo con la presente invención limita la amplitud de la señal recibida al nivel de amplitud $f=an+b=q*n*V_{abs_{medio}} + V_{mean_{mean}}$ con $0 < q \leq 1$ para limitar el impacto de las ráfagas electromagnéticas en la decodificación posterior. Preferentemente,

$$\frac{1}{8} \leq q \leq \frac{1}{2}$$

60

para asegurar un margen cómodo para evitar cualquier efecto no deseado de las ráfagas electromagnéticas en la decodificación.

65

Dicha limitación se ilustra en la Figura 3, donde las ráfagas electromagnéticas 28 se recortan en términos absolutos, la amplitud de las ráfagas electromagnéticas 28 es mayor que el valor f que se filtra y se extrae como se muestra en la primera zona de recorte 30. La zona 32, separada de la zona de recorte 30, muestra la zona de señal mantenida después del recorte, esta zona 32 comprende la señal deseada 34.

Por lo tanto, el módulo para verificar la compatibilidad electromagnética 20 de acuerdo con la presente invención puede saturar la amplitud de las ráfagas electromagnéticas sin alterar la señal deseada en la medida en que, como se indicó anteriormente, el filtrado implementado de acuerdo con la presente invención (incluyendo el filtro anti-aliasing) tiene una frecuencia de corte f_c determinado para mantener el espectro más amplio posible (es decir, la banda de frecuencia) para proporcionar la respuesta de impulso más corta posible.

De acuerdo con la realización de la Figura 1, la salida del módulo opcional para verificar la compatibilidad electromagnética 20 está conectada al módulo 22 para determinar la ganancia y el retardo de grupo asociado con la función de transferencia $H(w)$ de acuerdo con la presente invención.

Este módulo 22 para determinar las características de la función de transferencia $H(w)$ en base a la comparación, en tiempo real, en fase y amplitud, del espectro de un SScode esperado S_A que corresponde al SScode transmitido y conocido (es decir, almacenado) por el receptor 14, con el de un SScode realmente recibido S_R y por lo tanto afectado por la función de transferencia $H(w)$ del canal de transmisión 16.

En otras palabras, el módulo de determinación 22 comprende una herramienta de comparación capaz de comparar, en tiempo real y simultáneamente con la transmisión de la señal CDMA, la fase y la amplitud del SScode esperado S_A que corresponde al SScode transmitido y conocido (es decir, almacenado) por el receptor 14 con el del SScode realmente recibido S_R .

Por lo tanto, a diferencia del estado de la técnica, no es necesaria la interrupción de la transmisión CDMA (es decir, la comunicación que se lleva a cabo entre el transmisor y el receptor) en la recepción para determinar la ganancia y el retraso del grupo asociado con la función de transferencia $H(w)$.

El módulo 22 para determinar las características de la función de transferencia $H(w)$ comprende una herramienta para aplicar una transformada de Fourier, no mostrada. Más específicamente, la herramienta aplica una transformada rápida de Fourier en la señal digital, que proviene directamente de la herramienta de muestreo o del módulo opcional para verificar la compatibilidad electromagnética 20, a fin de obtener una señal transformada como salida.

Para esta transformación, la herramienta selecciona una palabra en la señal digital que, en la presente realización, tiene una longitud de $v=64$ muestras sucesivas (es decir, el número v de muestras es igual al producto de la frecuencia de muestreo f_e por el tamaño $n=32$ de los SScodes utilizados en la transmisión). Por lo tanto, la longitud de la palabra corresponde a la longitud sobre la cual se muestrea el SScode utilizado.

La transformada rápida de Fourier con el tamaño v por lo tanto, se aplica en una palabra seleccionada entre los instantes de muestreo r y $r+63$ donde r corresponde a la primera muestra del SScode muestreado, que comprende 64 muestras.

De aquí en adelante, $r=1$ corresponde al primer bit del SScode esperado S_A .

El módulo para determinar la ganancia y el retraso del grupo 22 está configurado para determinar la ganancia y el retraso del grupo utilizando el resultado de dicha transformada de Fourier de acuerdo con las siguientes relaciones:

$$Ganancia = \left| \frac{FFT_v(S_R)}{FFT_v(S_A)} \right| + C \quad (1),$$

con C una primera constante, y

$$GD = \frac{\Delta fase(FFT_v(S_R))}{\Delta w} - \frac{\Delta fase(FFT_v(S_A))}{\Delta w} + D, \quad (2),$$

con Δ un operador derivado diferencial (los valores son discretos, esto equivale a una desviación entre dos valores), w el pulso de la transformada rápida de Fourier con

$$\Delta w = \frac{2\pi f_e}{v}$$

donde f_e es la frecuencia de muestreo y D es una segunda constante.

Más específicamente, C representa la pérdida promedio en términos de ganancia de la señal en el canal de transmisión 16.

La constante D corresponde a la suma del retraso promedio del canal D_{mc} y el retraso D_p relacionado con la posición de muestreo de S_R relativo a S_A .

La constante D no es cuantificable en tiempo real en la medida en que el retraso promedio del canal D_{mc} y el retraso D_p relacionado con la posición de muestreo de S_R relativo a S_A son desconocidos.

5 Para abordar esto, el módulo de determinación comprende una herramienta para la normalización del retraso del grupo, no se muestra, pudiendo realizarse la normalización del retraso del grupo restando el valor promedio de los retrasos del grupo asociados con las muestras para las cuales la ganancia está por encima de un valor de normalización predeterminado, por ejemplo, de acuerdo con la siguiente relación:

$$GD_n = GD - \text{Promedio} (GD (Ganancia(w) > Ganancia_{Max} - X \text{ dB}))$$

10 donde X es una constante predeterminada capaz de limitar el procesamiento realizado por la herramienta de normalización en la parte del CDMA recibido (S_R) señalan dónde está la energía más concentrada.

15 Por ejemplo, $X = 12$ dB, que representa una cuarta parte de la amplitud máxima de la señal recibida S_R , de hecho, permite que un ruido que comienza a interrumpir una señal no interrumpa una señal que es cuatro veces más fuerte.

20 En otras palabras, para normalizar el retraso del grupo, cuyo valor absoluto es de poca importancia, ya que solo se buscan las variaciones de esta propiedad, el promedio del retraso del grupo que corresponde a las frecuencias cuya ganancia es significativa se resta en orden para evitar la normalización con ruido de fondo. El objetivo aquí es mantener las zonas del espectro que tienen una alta ganancia para evitar la contaminación por el ruido en las zonas del espectro que tienen una baja ganancia.

25 La transformada rápida de Fourier de una palabra inicial elegida aleatoriamente en la señal digital no siempre corresponde al espectro de los SScodes utilizados.

De hecho, el uso de una transformada rápida de Fourier sin filtro de ventanas equivale a obtener el espectro de la palabra seleccionada repetida indefinidamente a lo largo del tiempo.

30 Cabe señalar que es preferible no implementar un filtro de ventanas porque, de acuerdo con la presente invención, el tamaño de la transformada rápida de Fourier es igual al tamaño del SScode muestreado. De hecho, en este caso específico donde el tamaño de la transformada rápida de Fourier es igual al tamaño del SScode muestreado, la implementación de un filtro de ventanas dañaría la sensibilidad del procesamiento realizado, ya que el filtrado tiende a alterar las partes inicial y final de la parte seleccionada. palabra.

35 Si se considera la transmisión de un solo flujo codificado por un SScode, el espectro de la palabra seleccionada corresponde al espectro del SScode recibido solo cuando:

- $r = 1, 65, 129, \text{ etc.}$, es decir, cuando el comienzo de la palabra seleccionada corresponde de hecho al comienzo del código. La selección de la palabra se sincroniza con el SScode y su espectro corresponde al del SScode.
- 40 - dos bits de datos sucesivos tienen el mismo valor. El SScode se repite luego en 128 muestras, y la palabra seleccionada entre r y $r + 63$, con r entre 2 y 64, corresponde al final del SScode del primer bit y al comienzo del SScode del segundo bit. La palabra seleccionada es, por lo tanto, una simple permutación circular del SScode. Como resultado, el espectro normalizado de la palabra seleccionada es igual al del SScode.

45 En lo sucesivo, los términos "espectro" y "retraso de grupo" corresponden respectivamente al espectro normalizado y al retraso de grupo normalizado.

50 Cuando, de acuerdo con el aspecto específico de la invención de acuerdo con el cual el transmisor CDMA transmite simultáneamente, en un mismo canal, dos SScodes ortogonales, SScode1 y SScode2, respectivamente asociados con dos flujos de datos separados, cuatro casos deben considerarse como se enumeran en la siguiente tabla:

	Caso 1	Caso 2	Caso 3	Caso 4
Dato F_1	0	0	1	1
Dato F_2	0	1	0	1
Señal F_1	$\overline{SScode_1}$	$\overline{SScode_1}$	$SScode_1$	$SScode_1$
Señal F_2	$\overline{SScode_2}$	$\overline{SScode_2}$	$SScode_2$	$SScode_2$
$S_{Transmitido}$	$\overline{SScode_1 + SScode_2}$	$\overline{SScode_1 + SScode_2}$	$SScode_1 + SScode_2$	$SScode_1 + SScode_2$

65 Estos cuatro casos se ilustran en la Figura 4, donde el número de casos se muestra en la fila 36 y la señal que corresponde en la fila 38.

Tres ejemplos de muestras A, B, C por FFT de la señal recibida S_R también se muestran en la Figura 4.

La Figura 5 muestra la ganancia en el diagrama 40 y el retraso de grupo normalizado en el diagrama 42 obtenido para las posiciones de aplicación de FFT correspondientes a las muestras en los casos A o C correspondientes a posiciones relevantes (es decir, momentos correctos) de aplicación de la FFT.

Por el contrario, la Figura 5 muestra la ganancia en el diagrama 44 y el retraso de grupo normalizado en el diagrama 46 obtenido para una posición de aplicación de FFT que corresponde a la muestra del caso B que corresponde a una posición irrelevante (es decir, un momento incorrecto) de aplicación de la FFT.

Cuando la muestra FFT se realiza en el momento correcto como se muestra en los diagramas 40 y 42, la ganancia esperada y el retraso de grupo 48 son, respectivamente, sustancialmente iguales a la ganancia medida y el retraso de grupo 50. Por el contrario, para una muestra realizada en el momento incorrecto, como se ilustra en los diagramas 44 y 50, la ganancia esperada y el retraso del grupo 48 están respectivamente decorrelacionados sustancialmente de la ganancia medida y el retraso del grupo 50 (es decir, se obtiene una considerable medición y el valor esperado).

En otras palabras, para la realización en la que dos SScodes se transmiten juntos, es decir, simultáneamente, dentro de un mismo canal de transmisión 16, la única forma de obtener el espectro esperado es muestreándolo en el momento correcto, es decir, ya sea dentro de una de las permutaciones de bits sucesivas idénticas, o exactamente en fase con uno de los cuatro casos enumerados anteriormente.

Por lo tanto, se trata solo de elegir las palabras seleccionadas que corresponden a los SScodes utilizados para generar la señal recibida (S_R) o a una permutación de los chips que las componen.

Con ese fin, de acuerdo con la presente invención, la variable de desviación de retardo de grupo EGD se define por:
 $EGD(r) = \sum_v |\Delta GD(r)|$.

De hecho, con la diferencia en la variación de ganancia, que no es finita, la variación de fase está limitada entre $-\pi$ y π , para el n , por ejemplo $n=32$, midiendo frecuencias comprendidas entre 0 y $f_c/2$, lo que equivale a un valor de fase máximo en términos absolutos de 32π y, por lo tanto, puede compararse con un valor umbral predeterminado, por ejemplo de treinta radianes, lo que permite discriminar los resultados, que corresponden solo al ruido, por encima de este umbral.

$GD(r)$ es el retraso de grupo calculado a partir de una palabra seleccionada de la muestra r , donde Δ es el operador derivado diferencial (los valores son discretos, esto equivale a una desviación entre dos valores), y la suma se obtiene en $r-v+1$ Se presentan muestras anteriores.

Más específicamente, el módulo de determinación está configurado para determinar, para cada muestra r con $1 \leq r \leq s.v$, s es un número entero tal que $1 \leq s \leq 10$, una variación en el grupo de retraso igual a la suma de la v valores absolutos del grupo retrasan las desviaciones para el $r-v+1$ muestras anteriores.

Cuando la palabra (es decir, la muestra de v los elementos numéricos mediante la aplicación de la FFT) se seleccionan en el momento correcto como se ilustra en el diagrama 42, la desviación del retraso del grupo es mínima, el valor del retraso de grupo medido 50 varía poco de una muestra a otra. Por el contrario, cuando la palabra se selecciona en el momento incorrecto como se ilustra en el diagrama 46, la desviación del retraso de grupo es máxima, el valor del retraso de grupo medido 50 varía de una muestra r a otra más que cuando la palabra se selecciona en el momento correcto.

Además, para la realización en la que dos SScodes se transmiten simultáneamente dentro de un mismo canal de transmisión 16, el módulo de determinación 22 está configurado para determinar una variación del retardo de grupo igual a la suma de v valores absolutos de las desviaciones del retardo de grupo para las $r-v+1$ muestras anteriores, en paralelo cuando:

- los dos códigos de ensanchamiento de CDMA ortogonales representan respectivamente dos bits de igual valor, correspondientes a los casos 1 y 4 mencionados anteriormente, y
- los dos códigos de ensanchamiento CDMA ortogonales representan respectivamente dos bits de valores diferentes, correspondientes a los casos 2 y 3 mencionados anteriormente.

En otras palabras, para la realización en la que dos SScodes se transmiten simultáneamente dentro de un mismo canal de transmisión 16, el módulo 22 para determinar la ganancia y el retraso del grupo comprende, por un lado, una herramienta para calcular la ganancia, no se muestran, y por otro lado, en paralelo, dos ramas de cálculo, no se muestran, asociadas respectivamente con los casos 1 y 4, por un lado, y los casos 2 y 3, por otro lado, cada rama que comprende una herramienta para calcular el retraso de grupo asociado con una herramienta para calcular la desviación de retraso de grupo.

Además, el módulo 22 para determinar la ganancia en el retraso del grupo comprende una herramienta para identificar la(s) muestra(s) r para la cual la desviación del retraso del grupo pasa a través de un mínimo local.

La Figura 6 ilustra, para quinientas muestras sucesivas (para una longitud de SScode $n= 32$, quinientas doce muestras correspondientes a la transmisión de ocho bits de datos sucesivos), en líneas continuas, el grupo demora la variación EGD 52 asociada con los casos 1 y 4, y en guiones, el grupo demora la variación 54 EGD asociada con los casos 2 y 3. Por lo tanto, entre los cálculos de ganancia y retraso de grupo de acuerdo con las ecuaciones (1) y (2) realizadas para cada muestra, solo los resultados correspondientes a las muestras señaladas por las flechas en la Figura 6, para las cuales un mínimo de la variación de retraso de grupo es obtenido, se seleccionan, a saber, para las muestras $r = 0$ hasta $r = 64$ (que corresponde a dos casos idénticos consecutivos 1 o 4 como se ilustra en la muestra A en la Figura 4), $r = 128$, $r = 192$, $r = 256$ (para estas tres muestras $r = 128$, $r = 192$, $r = 256$, la muestra está en fase (es decir, sincronizada) con la señal recibida S_R), $r = 320$ a $r = 384$ (que corresponde a dos casos idénticos consecutivos 2 o 3), $r = 448$ (la muestra está en fase (es decir, sincronizada) con la señal recibida S_R).

Como se indicó anteriormente, de acuerdo con un aspecto de la invención, se introduce un umbral de detección, por ejemplo, de treinta radianes, o una regla de umbral predeterminada, para discriminar un mínimo que correspondería al ruido.

Dicha discriminación no es molesta, ya que, para un sistema de tipo de corriente portadora, la deformación de la señal es estática o rara vez puede variar en el caso, por ejemplo, de un cambio de cableado, un cambio de impedancia relacionado con el encendido de un elemento del equipo, etc., de modo que la discriminación de una medida sea aceptable.

Así, en la salida del módulo 22 para determinar la ganancia y el retraso del grupo, se obtienen la ganancia del canal y el retraso del grupo normalizado del canal, en otras palabras, las características de la función de transferencia $H(w)$ del canal.

Estas características son utilizadas luego por el módulo de corrección 24 para corregir la señal recibida digitalizada y eliminar las distorsiones introducidas a lo largo del canal de transmisión. De hecho, como se indicó anteriormente, a partir de la ganancia $Ganancia(w)$ y el grupo de retraso $GD(w)$, es posible determinar respectivamente el módulo $|H(w)|$ y la fase $P(w)$ de la función de transferencia $H(w)$, estas propiedades están conectadas por las siguientes relaciones:

$$Ganancia(w) = 20 \text{ Log}_{10} (|H(w)|)$$

$$GD(w) = - \delta P(w) / \delta w$$

De manera conocida, de acuerdo con el estado de la técnica, se usa convencionalmente un filtro para corregir la señal digital recibida, es decir, tanto la ganancia como el retraso del grupo.

Sin embargo, aunque el uso de dicho filtro del estado de la técnica hace posible corregir el retraso del grupo (que es muy importante para una demodulación CDMA), sin embargo, tenderá a disminuir la relación señal/ruido, ya que tiende a amplificar aún más las zonas del espectro donde la ganancia es baja y, como resultado, leer el nivel de ruido en estas zonas.

De acuerdo con la invención, el módulo de corrección 24 puede aplicarse a la señal recibida S_R por el receptor, no como un filtro del estado de la técnica, sino una función de corrección que corresponde a la función compleja conjugada $H^*(w)$ de la función de transferencia $H(w)$.

Por lo tanto, el módulo de corrección 24 comprende una herramienta para calcular la función de transferencia conjugada $H^*(w)$ a partir de parámetros característicos de la función de transferencia $H(w)$.

Según un aspecto particular de la invención, el módulo de corrección 24 comprende un filtro de respuesta a impulso FIR_G , asociado con la función compleja conjugada $H^*(w)$, los coeficientes v los cuales se determinan a partir de los coeficientes del filtro de respuesta a impulso FIR_H asociado con (es decir, modelado) la función de transferencia $H(w)$ del canal de transmisión.

Más específicamente,

$$FIR_H(0:v-1) = \text{Real}(\text{IFFT}(H(w)) = \text{Real}\left(\sum_{r=0}^{v-1} \left(H(w) \times e^{\frac{iwr}{v}}\right)\right),$$

con el tamaño v de la Transformada Rápida de Fourier Inversa (IFFT) (la Transformada Rápida de Fourier Inversa necesariamente tiene un tamaño v idéntico a la transformada rápida de Fourier). Este es un filtro no simétrico que, a diferencia de un filtro de respuesta a impulso simétrico, está asociado con un retraso de grupo.

En particular, el módulo de corrección 24 comprende una herramienta de secuenciación para los coeficientes del filtro de respuesta a impulso, asociado con la función compleja conjugada de acuerdo con el orden inverso de los coeficientes del filtro de respuesta a impulso asociado con la función de transferencia del canal de transmisión.

5 Por lo tanto, si $e_0e_1e_2, \dots, e_{v-2}e_{v-1}$ son los coeficientes de filtro de respuesta al impulso FIR_H asociado con la función de transferencia $H(w)$ secuenciada de manera que:
 $FIR_H = [e_0e_1e_2, \dots, e_{v-2}e_{v-1}]$, entonces la herramienta de secuenciación de acuerdo con la invención puede secuenciar estos coeficientes $e_0e_1e_2, \dots, e_{v-2}e_{v-1}$ en sentido inverso para el filtro de respuesta al impulso FIR_G , asociado con la función compleja conjugada $H^*(w)$ tal que: $FIR_G = [e_{n-1}e_{n-2}, \dots, e_2e_1e_0]$.

10 La Figura 7 ilustra el efecto de la corrección realizada por el módulo de corrección de acuerdo con la invención. De hecho, el uso de la corrección de acuerdo con la presente invención hace posible que ambos:

- 15 - corrijan la ganancia 56 de la señal recibida S_R aumentando la relación señal/ruido 58 para entregar la ganancia corregida 60, y
- corrijan el retraso de grupo 62 de la señal recibida S_R en un retraso de grupo corregido 64.

La señal digitalizada recibida S_R se aplica a la entrada de este filtro, que entrega, como salida, una señal digitalizada corregida, que luego puede suministrarse al módulo de decodificación 26 para extraer los datos deseados de la misma.

20 Un experto en la técnica comprenderá que se pueden considerar las muchas variantes/combinaciones de las operaciones de procesamiento de señales descritas anteriormente.

La invención también se refiere a un método de comunicación implementado por el sistema de comunicación descrito anteriormente, el método de comunicación que comprende al menos uno de los siguientes pasos, asociados respectivamente con el codificador CDMA 18 del transmisor 12 y/o con el módulo para verificar la compatibilidad electromagnética 20, y/o con el módulo para determinar la ganancia y el retardo de grupo asociado con la función de transferencia del canal de transmisión 16, y/o con el módulo para corregir la función de transferencia 24 del receptor 14, a saber:

- 30 - la codificación de cada bit de al menos dos flujos de datos separados, respectivamente, por al menos dos códigos de ensanchamiento CDMA ortogonales, separados y cada uno representando un bit de datos, dichos códigos de ensanchamiento CDMA ortogonales se conocen por al menos un mismo receptor, y cada uno que comprende n chips, los dos códigos de ensanchamiento CDMA están configurados para ser transmitidos simultáneamente en un mismo canal de transmisión a dicho al menos un receptor, y/o
- 35 - La limitación de la amplitud de la señal CDMA recibida S_R a un nivel de amplitud, en términos absolutos, determinada en función del tamaño n de dichos al menos dos códigos de ensanchamiento CDMA, y/o
- la determinación de la ganancia y el retardo de grupo asociado con la función de transferencia del canal de transmisión 16 en comparación en tiempo real y simultáneamente con la transmisión de la señal CDMA, en fase y en amplitud, del espectro de la señal CDMA recibida S_R por el receptor con el espectro de señal CDMA esperado S_A asociado con los dos códigos de ensanchamiento CDMA ortogonales, y/o
- 40 - la corrección de la función de transferencia del canal de transmisión del sistema de comunicación CDMA, por aplicación, a la señal recibida S_R , de una función de corrección que corresponde a la función compleja conjugada de la función de transferencia.

45 Un experto en la técnica comprenderá que el método es capaz de enriquecerse mediante pasos específicos asociados con cada herramienta integrada en los módulos del transmisor 12 o el receptor 14.

Por lo tanto, debido a la invención, es posible que el rendimiento de la comunicación de los datos no se vea afectado por un entorno EMC hostil capaz de aleatorizar la señal, así como por un canal de transmisión cuya distorsión sea tal que la señal ya no sea reconocible sin la implementación de la invención.

Para hacer esto, el transmisor 12 que superpone el uso de dos SScodes separados dentro de un mismo canal hace posible duplicar el rendimiento, el módulo para verificar la compatibilidad electromagnética 20 del receptor 14 hace posible combatir eficazmente las ráfagas EMC, el módulo 22 para determinar la ganancia y el retraso de grupo asociado con la función de transferencia del canal, así como el módulo de corrección 24 suministran procesamiento dinámico (es decir, en tiempo real sin interrupción de transmisión) respectivamente para la detección y corrección de las características de la función de transferencia del canal.

60 Por lo tanto, un experto en la técnica comprenderá que el sistema de comunicación de acuerdo con la invención es más robusto en términos de inmunidad EMC y es más eficaz.

REIVINDICACIONES

1. Módulo (20) para verificar la compatibilidad electromagnética dentro de una señal CDMA recibida por un receptor de datos CDMA (14),
 5 la señal CDMA recibida que comprende datos que representan al menos un código de ensanchamiento CDMA que representa un bit de datos, el código de ensanchamiento CDMA es conocido por dicho receptor (14) y que comprende n chips, el módulo (20) para verificar la compatibilidad electromagnética es capaz de limitar la amplitud de la señal CDMA recibida a un nivel de amplitud, en términos absolutos, determinado en función del tamaño n de dicho al menos un código de ensanchamiento CDMA.
- 10 2. Módulo (20) para verificar la compatibilidad electromagnética de acuerdo con la reivindicación 1, en donde el módulo (20) para verificar la compatibilidad electromagnética está configurado para usar el nivel de amplitud, en términos absolutos, resultante de la aplicación de una función de recorte afín f a dicho tamaño n de dicho al menos un código de ensanchamiento CDMA que tiene la forma: $f(n) = an+b$.
- 15 3. Módulo (20) para verificar la compatibilidad electromagnética de acuerdo con la reivindicación 2, en donde dicho módulo (20) para verificar la compatibilidad electromagnética comprende una herramienta para medir, durante al menos una iteración, la señal recibida en una ventana de tiempo de tamaño predeterminado igual a m muestras.
- 20 4. Módulo (20) para verificar la compatibilidad electromagnética de acuerdo con la reivindicación 3, en donde la herramienta de medición está configurada para usar el tamaño m de la ventana de tiempo proporcional a dicho tamaño n de dicho al menos un código de ensanchamiento CDMA.
- 25 5. Módulo (20) para verificar la compatibilidad electromagnética de acuerdo con la reivindicación 4, en donde la herramienta de medición está configurada para usar el tamaño m de la ventana de tiempo proporcional tanto al tamaño n de dicho al menos un código de ensanchamiento CDMA como a la frecuencia de muestreo de la señal recibida, en términos de chips de código de ensanchamiento CDMA.
- 30 6. Módulo (20) para verificar la compatibilidad electromagnética de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones 3 a 5, en donde, para cada iteración de medición, dicha herramienta de medición es capaz de determinar y almacenar el promedio del valor absoluto de las m muestras y el promedio del valor real de las m muestras.
- 35 7. Módulo (20) para verificar la compatibilidad electromagnética de acuerdo con las reivindicaciones 2 y 6, en donde, para un número predeterminado M de iteraciones de medición, la herramienta de medición es además capaz de determinar las constantes a y b de la función de recorte afín $f(n) = an+by$ de aplicarlas a la siguiente iteración, a que es proporcional de acuerdo con un factor q al promedio de los $(M-2j)$ promedios del valor absoluto de las m muestras de cada una de las M iteraciones, j que corresponde a los números que tienen los valores más grande y más pequeño extraídos antes de promediar los M promedios (V_{abs}) del valor absoluto de las m muestras de cada una de las M iteraciones, b que es igual al promedio de los $(M-2j)$ promedios de las m muestras de cada una de las iteraciones M , $2j$ que corresponde a los números que tienen los valores más grandes y más pequeños extraídos antes de promediar los M promedios de las m muestras de cada una de las M iteraciones.
- 40 8. Módulo (20) para verificar la compatibilidad electromagnética de acuerdo con la reivindicación 7, en donde la herramienta de medición es capaz de usar el factor q de acuerdo con la relación $0 < q \leq 1$.
- 45 9. Módulo (20) para verificar la compatibilidad electromagnética de acuerdo con la reivindicación 8, en donde la herramienta de medición es capaz de usar el factor q de acuerdo con la relación:
 50
$$\frac{1}{8} \leq q \leq \frac{1}{2}.$$
- 55 10. Módulo (20) para verificar la compatibilidad electromagnética de acuerdo con una cualquiera de las reivindicaciones 7 a 9, en donde la herramienta de medición es capaz de usar el número predeterminado M de iteraciones de acuerdo con la relación: $10 \leq M \leq 14$.

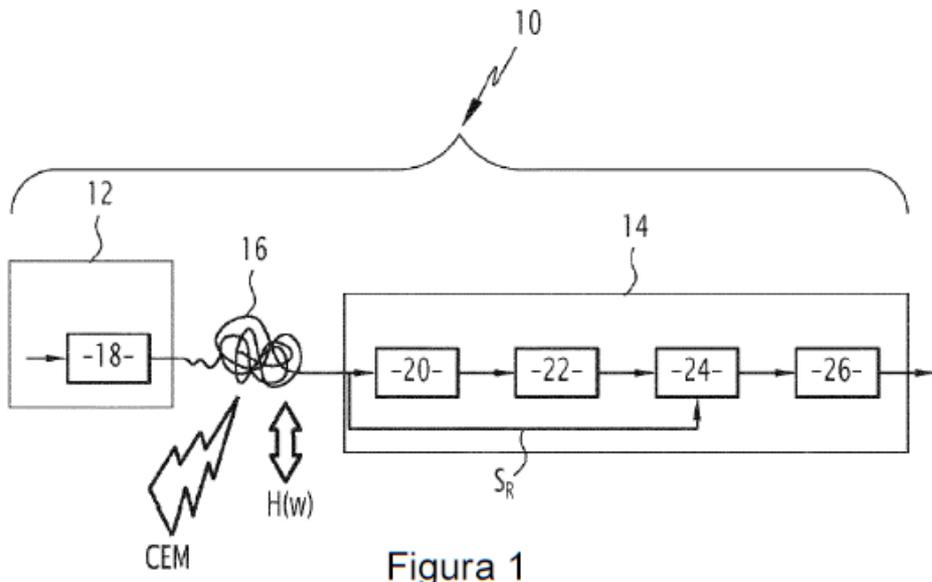


Figura 1

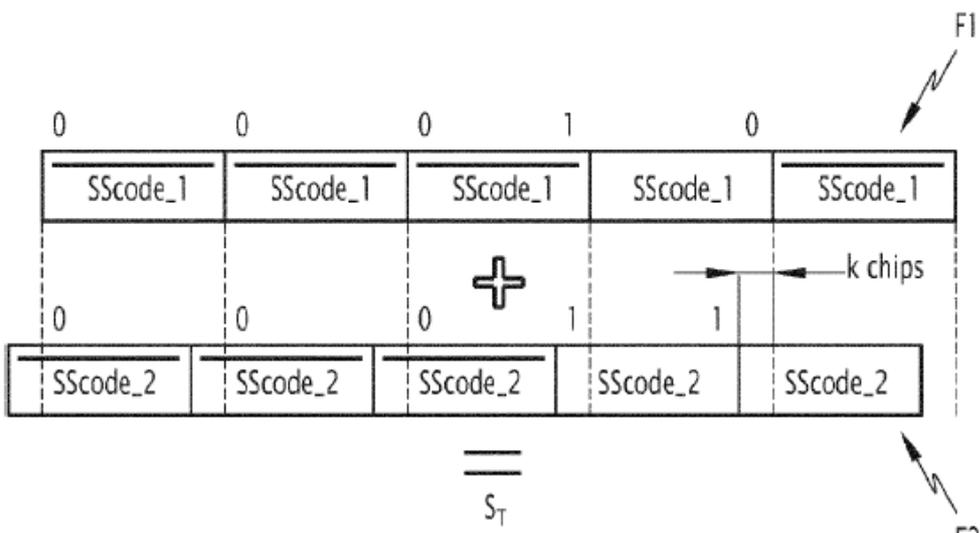


Figura 2

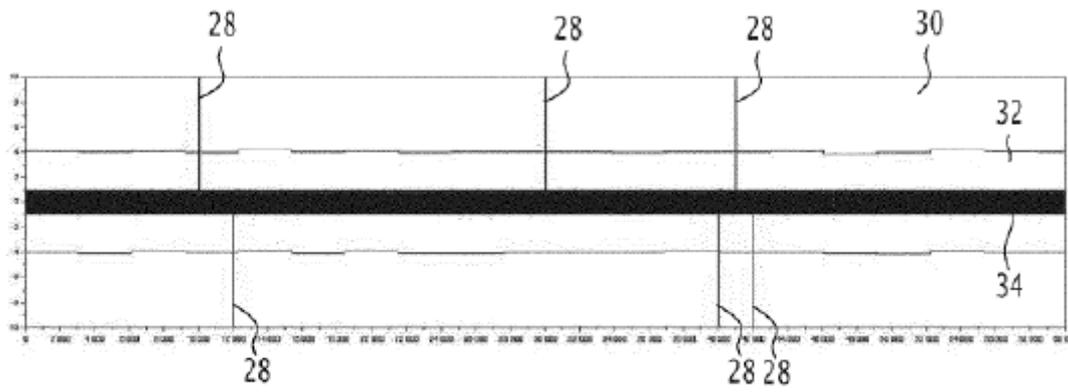


Figura 3

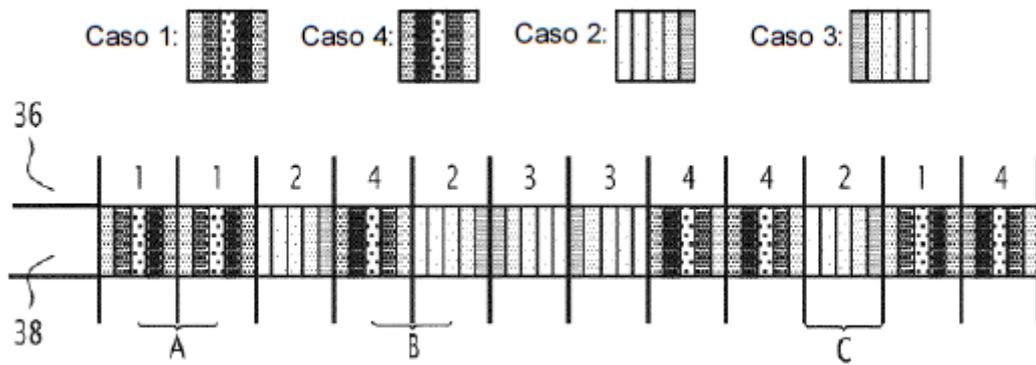


Figura 4

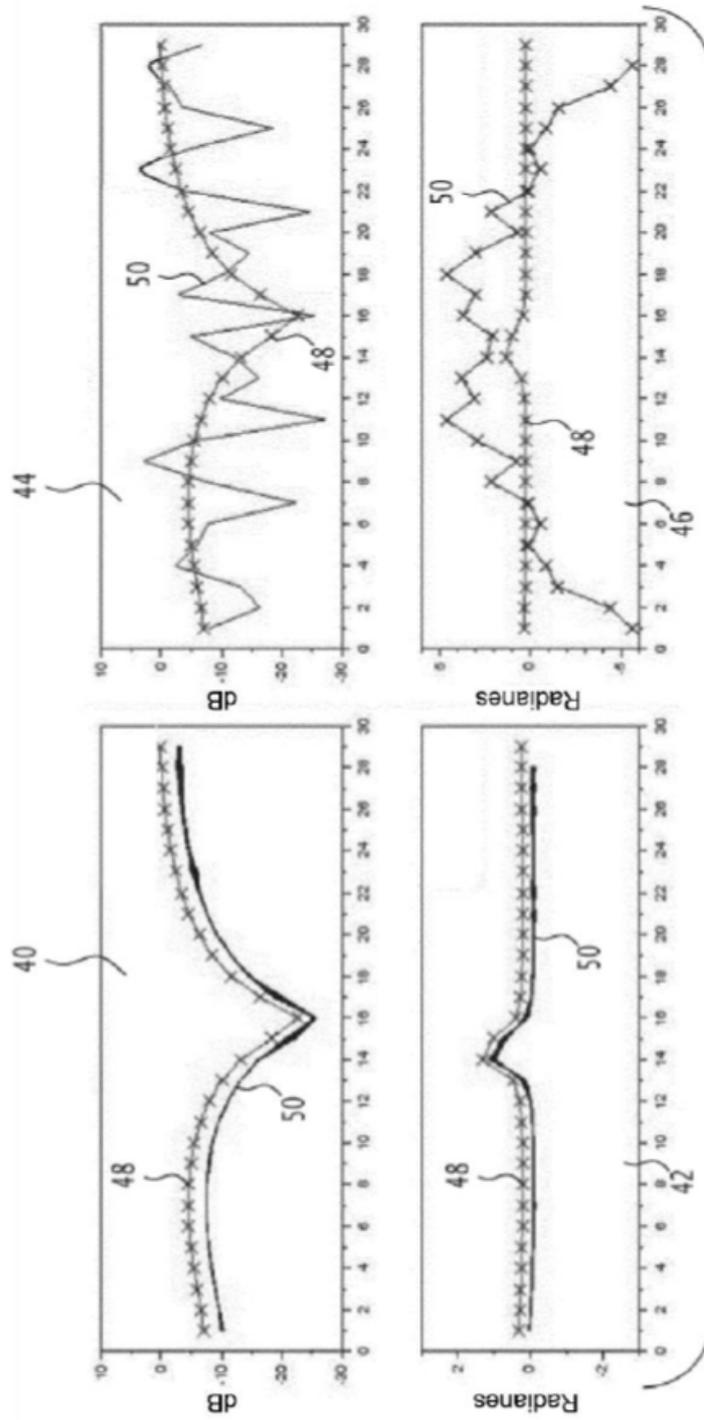
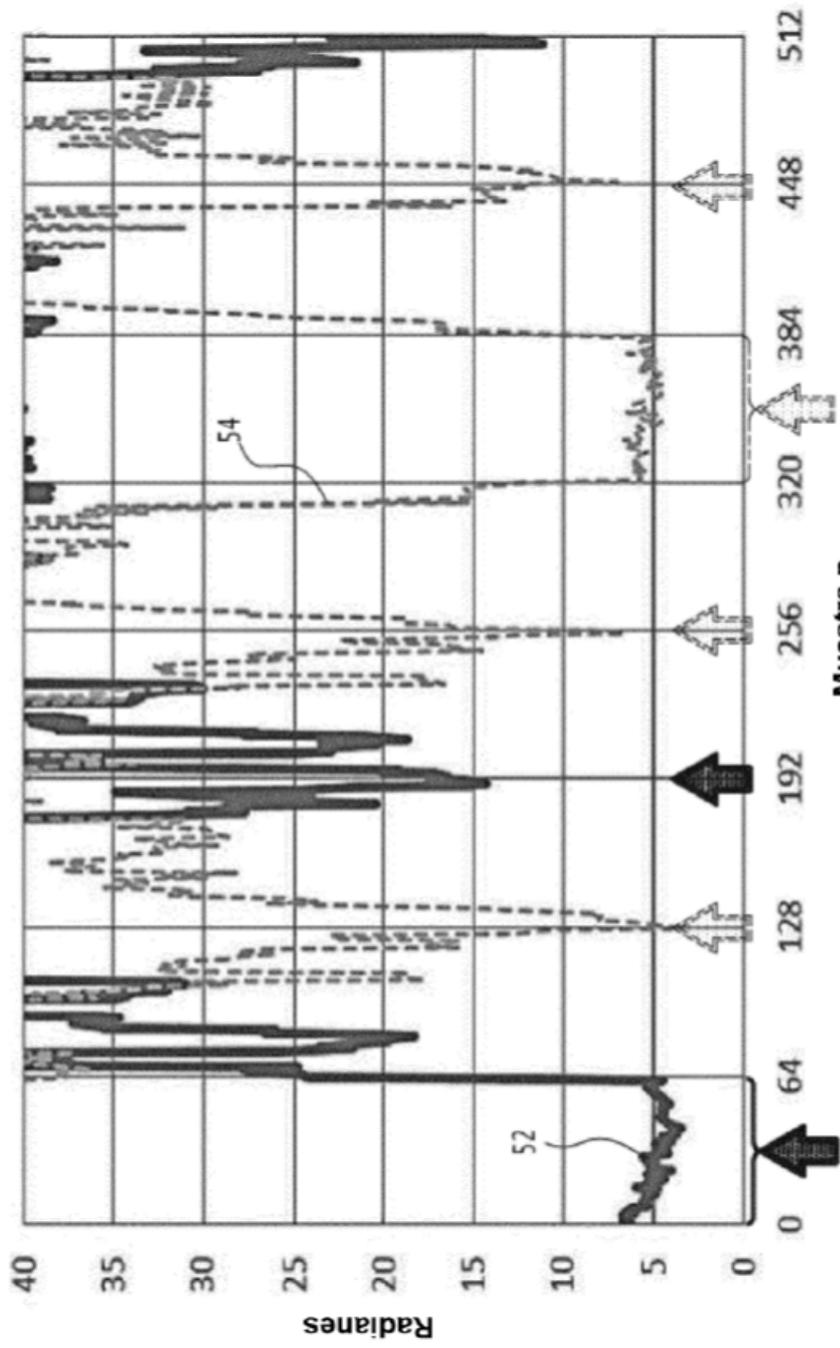


Figura 5



Muestra p

Figura 6

