

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 950 005**

51 Int. Cl.:

G01S 7/40 (2006.01)

G01S 7/02 (2006.01)

H04B 1/525 (2015.01)

G01S 7/03 (2006.01)

G01S 13/02 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **10.12.2020 E 20212926 (8)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **03.05.2023 EP 3835811**

54 Título: **Procedimiento de desacoplamiento de señales en sistemas de transmisión/recepción**

30 Prioridad:

12.12.2019 FR 1913650

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

04.10.2023

73 Titular/es:

**THALES (100.0%)
Tour Carpe Diem, Place des Corolles - Esplanade
Nord
92400 Courbevoie, FR**

72 Inventor/es:

HODE, JEAN-MICHEL

74 Agente/Representante:

GONZÁLEZ PECES, Gustavo Adolfo

ES 2 950 005 T3

Aviso: En el plazo de nueve meses a contar desde la fecha de publicación en el Boletín Europeo de Patentes, de la mención de concesión de la patente europea, cualquier persona podrá oponerse ante la Oficina Europea de Patentes a la patente concedida. La oposición deberá formularse por escrito y estar motivada; sólo se considerará como formulada una vez que se haya realizado el pago de la tasa de oposición (art. 99.1 del Convenio sobre Concesión de Patentes Europeas).

DESCRIPCIÓN

Procedimiento de desacoplamiento de señales en sistemas de transmisión/recepción

Área técnica:

5 La invención se inscribe en el campo de las telecomunicaciones, de los radares y de la guerra electrónica y se refiere más particularmente a un procedimiento de reducción de las interferencias generadas por efectos de acoplamiento para dispositivos de transmisión y recepción de señales de Radiofrecuencia (RF), en particular cuando la transmisión y la recepción se efectúan simultáneamente.

Técnica anterior:

10 Las figuras 1a y 1b muestran diagramas esquemáticos de arquitecturas de equipos según el estado de la técnica destinados a transmitir y recibir señales de RF, que comprenden una antena para la figura 1a, y dos antenas para la figura 1b.

Este equipo comprende un circuito 101 que realiza cualquier procesamiento digital específico. También incluyen:

- 15 • una cadena de transmisión 121 configurada para convertir la señal digital que se va a transmitir en una señal analógica mediante un convertidor digital-analógico, o CNA, y, si es necesario, para amplificar la señal de RF que se va a transmitir y transponerla a la frecuencia portadora de transmisión,
- una cadena de recepción 122 configurada para transponer la señal RF recibida a una frecuencia intermedia o banda base, si es necesario, y digitalizarla mediante un convertidor analógico-digital, o CAN.

20 Dependiendo de cómo se implemente el equipo, el procesamiento de la cadena de transmisión puede mejorarse mediante un paso de modulación de la señal a transmitir y/o mediante uno o más pasos de interpolación de la señal, en particular cuando el procesamiento se lleva a cabo a una velocidad inferior a la frecuencia de muestreo del CNA. Del mismo modo, el procesamiento de la cadena de recepción puede mejorarse mediante una etapa de demodulación y/o una o más etapas de filtrado/decimación de la señal recibida, en particular cuando el procesamiento se lleva a cabo a una velocidad inferior a la frecuencia de muestreo del CAN.

25 En el caso de la figura 1a, el equipo comprende una única antena 102 utilizada tanto para transmitir como para recibir. En el caso de la figura 1b, el equipo comprende dos antenas separadas: una antena 111 utilizada para transmitir la señal de RF, y una antena 112 utilizada para recibir la señal de RF.

30 La dinámica de estos sistemas es, por naturaleza, más débil que la de una cadena de recepción convencional, en la que la transmisión y la recepción se realizan de forma dividida, es decir, alternativamente. La cadena de recepción del sistema debe procesar simultáneamente las señales recibidas, que suelen ser de bajo nivel, y la señal transmitida recibida en la antena de recepción 102 o 112 por acoplamiento. En el caso de la figura 1a, el coeficiente de acoplamiento puede caracterizarse por el coeficiente de reflexión S_{11} de la antena 102. En el caso de la figura 1b, el coeficiente de acoplamiento se puede caracterizar por el coeficiente de transmisión S_{21} del sistema de antenas 111/112. Si denotamos por R el coeficiente de acoplamiento, es decir, S_{11} o S_{21} según corresponda, y por G la ganancia proporcionada por el procesamiento 101, entonces el rango dinámico disponible para recibir la señal es igual al rango dinámico intrínseco de la cadena de recepción reducido en $20 \log_{10}(G \times R)$.

40 Independientemente del problema de la reducción del rango dinámico, que no siempre es prohibitivo ya que su importancia debe evaluarse en función de las necesidades de rango dinámico de la aplicación en cuestión, un problema importante se deriva del valor elevado del nivel de acoplamiento relativo que puede provocar un enmascaramiento parcial o total de la señal recibida, en función de la ganancia de procesamiento. Este enmascaramiento dificulta, o incluso impide, la medición correcta de la señal recibida, y puede provocar inestabilidad (oscilación) del conjunto en bucle.

45 Las soluciones del estado de la técnica al problema del enmascaramiento de la recepción por la transmisión suelen consistir en dividir los tiempos de transmisión y recepción, es decir, definir intervalos de tiempo específicamente reservados a las transmisiones e intervalos de tiempo específicamente reservados a las recepciones. Esto permite crear franjas horarias durante las cuales la señal recibida deja de estar enmascarada por la señal transmitida reflejada por la antena. Al mismo tiempo, se puede utilizar un conmutador para aislar la cadena de recepción durante las fases de transmisión, recuperando así toda la dinámica de la cadena. Sin embargo, además de una reducción de la velocidad de transmisión y de la necesidad de operar en un entorno en el que los distintos dispositivos de la red estén sincronizados, esta solución tiene el inconveniente de que la estacionariedad del sistema ya no está garantizada: el espectro de la señal transmitida tiene réplicas periódicas, mientras que el espectro de la señal recibida está plegado. Como consecuencia de estos fallos, se pierde parte de la señal transmitida y aumenta el nivel de ruido de la señal recibida.

50 Además, la supresión del acoplamiento mediante el corte en el tiempo sólo es eficaz si el ancho de banda de la respuesta en cadena, incluido el coeficiente de acoplamiento R , es lo suficientemente grande como para que los

patrones asociados al corte no se dispersen. Esto conduce a un aumento de la frecuencia de picado y/o a la compensación de la respuesta de acoplamiento C mediante un filtro compensador C^{-1} adecuado colocado en la cadena de transmisión, lo que no es necesariamente factible en la práctica, lo que impone una fuerte restricción al diseño de todo el sistema de antena y a la gestión de las transiciones entre transmisión y recepción.

- 5 Un objeto de la invención es, por tanto, superar las deficiencias de la técnica anterior mediante un procedimiento, que puede ser o no adaptativo y que es totalmente digital, para suprimir el acoplamiento, aplicable a los dos tipos de circuito descritos en las figuras 1a y 1b. El procedimiento descrito es aplicable a equipos que transmiten y reciben simultáneamente, pero también a equipos que dividen la transmisión y la recepción, con el fin de eliminar los artefactos debidos a la propagación de la respuesta de acoplamiento C durante las transiciones.
- 10 Para ello, la invención no pretende modificar la señal transmitida, sino reproducir la respuesta del acoplamiento de antena para reconstituir una señal transmitida acoplada equivalente, utilizada cuando proceda para aislar la señal recibida de la señal acoplada.

La patente US 8.081.945 B2 y la patente US 10.225.112 B1 describen dispositivos para suprimir señales recibidas por acoplamiento.

15 **Resumen de la invención:**

Con este fin, la presente invención describe un procedimiento de caracterización de los efectos del acoplamiento de antena entre el canal de transmisión y el canal de recepción de un equipo de transmisión-recepción de radiofrecuencia que comprende al menos un canal de transmisión y al menos un canal de recepción, comprendiendo el procedimiento el cálculo de coeficientes de un filtro de corrección, comprendiendo dicho cálculo de coeficientes:

- 20
- una etapa de transmisión de una señal conocida en un canal de transmisión, utilizándose la señal conocida para caracterizar los efectos del acoplamiento de antenas en el equipo de transmisión-recepción de radiofrecuencias,
 - una etapa de recepción de una señal en un canal de recepción,
 - una etapa de cálculo de los coeficientes del filtro corrector a partir de la señal conocida y de la señal
- 25 recibida en dicho canal de recepción.

El procedimiento incluye también una etapa, realizada durante la transmisión de una señal útil en el canal de transmisión, de filtrado de la señal transmitida en el canal de transmisión por dicho filtro corrector con el fin de determinar la señal transmitida recibida por efecto de acoplamiento de antena en el canal de recepción, denominada señal acoplada equivalente.

- 30 En una realización, el procedimiento comprende un paso adicional de cálculo de la diferencia entre la señal recibida en el canal de recepción y la señal acoplada equivalente.

En una realización del procedimiento según la invención, el paso de calcular los coeficientes comprende resolver un sistema de ecuaciones formado a partir de un vector de correlación de potencia entre la señal conocida y la señal recibida, y una matriz de autocorrelación de la señal conocida.

- 35 En una realización del procedimiento según la invención, la etapa de cálculo de los coeficientes de un filtro de corrección se realiza iterativamente y comprende la integración de los resultados obtenidos resolviendo un sistema de ecuaciones que implican la señal conocida y la señal recibida menos la señal acoplada equivalente. Ventajosamente, el sistema de ecuaciones se forma entonces a partir de un vector de correlación de potencias entre la señal conocida y la señal recibida menos la señal acoplada equivalente y una matriz de autocorrelación de la
- 40 señal conocida.

Según una realización ventajosa del procedimiento según la invención, la señal conocida es ruido blanco.

En una realización del procedimiento según la invención, las señales utilizadas para calcular los coeficientes del filtro corrector se filtran mediante un filtro de blanqueamiento.

- 45 En una realización del procedimiento según la invención, el equipo de transmisión comprende una pluralidad de canales de transmisión y/o una pluralidad de canales de recepción. A continuación, se calculan los coeficientes de un filtro corrector para cada par de antenas emisoras y receptoras. Para cada canal de recepción, se calcula una señal acoplada equivalente correspondiente a cada canal de transmisión.

- 50 En una realización del procedimiento según la invención, la señal conocida y la señal útil se transmiten por separado. Ventajosamente, las no linealidades en el canal de transmisión del equipo se modelan mediante un modelo de distorsión con L componentes, y para el cual se calcula un filtro de corrección para cada componente del modelo de distorsión, procesándose la señal transmitida en el canal de transmisión independientemente por cada

uno de los L componentes del modelo de distorsión y filtrándose por el filtro de corrección respectivo, sumándose las salidas de cada uno de los L filtros de corrección para determinar la señal acoplada equivalente.

En otra realización del procedimiento según la invención, la señal conocida y la señal útil se transmiten simultáneamente.

- 5 La invención también se refiere a un equipo de transmisión-recepción de una señal de radiofrecuencia, que comprende al menos un canal de transmisión y al menos un canal de recepción. El equipo está configurado para aplicar un procedimiento de caracterización de los efectos de acoplamiento como el descrito anteriormente.

Breve descripción de las figuras:

10 La invención se comprenderá mejor y otras características, detalles y ventajas resultarán evidentes a partir de la siguiente descripción, que se da a título no limitativo, y de las siguientes figuras anexas, que se dan a título de ejemplo, en las que:

- La figura 1a es un diagrama esquemático de la arquitectura de un equipo de transmisión/recepción con una antena, según el estado de la técnica;
- 15 • La figura 1b es un diagrama esquemático de la arquitectura de un equipo de transmisión/recepción de dos antenas, según el estado de la técnica;
- La figura 2a muestra esquemáticamente una realización no adaptativa de un procedimiento de desacoplamiento de señales según la invención;
- La figura 2b muestra esquemáticamente una realización adaptativa de un procedimiento de desacoplamiento de señales según la invención;
- 20 • La figura 3 representa esquemáticamente una realización de un procedimiento de desacoplamiento de señales según la invención, que permite recuperar una estimación de la señal recibida por acoplamiento y la señal recibida libre de los efectos del acoplamiento;
- La figura 4 describe esquemáticamente una realización del cálculo de los coeficientes del filtro corrector adaptable en una realización no adaptativa del procedimiento según la invención;
- 25 • La figura 5 describe esquemáticamente una realización del cálculo de los coeficientes del filtro de corrección adaptable en una realización adaptativa del procedimiento según la invención;
- La figura 6 muestra esquemáticamente una realización de un procedimiento de desacoplamiento de señales según la invención, en el que se blanquean las señales;
- 30 • La figura 7a es una representación esquemática de una realización de un procedimiento de desacoplamiento de señales según la invención implementado en un equipo multiantena;
- La figura 7b muestra con más detalle el procesamiento realizado en un canal de recepción en la realización mostrada en la figura 7a ;
- La figura 8a es una representación esquemática de una realización de un procedimiento de desacoplamiento de señales según la invención, teniendo en cuenta las no linealidades en la cadena de transmisión;
- 35 • La figura 8b es una representación esquemática de una realización de un procedimiento de desacoplamiento de señales según la invención, teniendo en cuenta las no linealidades en la cadena de transmisión, en el que se blanquean las señales.

Se utilizan referencias idénticas en diferentes figuras cuando los elementos designados son idénticos.

40 **Descripción detallada:**

Las figuras 2a y 2b representan esquemáticamente respectivamente las realizaciones no adaptativa y adaptativa de un procedimiento de desacoplamiento de señales según la invención.

45 El procedimiento se aplica en equipos para transmitir/recibir una señal de radiofrecuencia que comprenden un dispositivo informático digital 201 que realiza el procesamiento de las señales a transmitir y de las señales recibidas. En el canal de transmisión 210, las señales a transmitir, o señales útiles, son convertidas en señales analógicas por un CNA 211 y luego procesadas por una cadena de transmisión 212, en particular amplificando las señales y transponiéndolas a la frecuencia portadora cuando es necesario. El canal de recepción 220 incluye una cadena de

recepción 222 para filtrar las señales recibidas y transponerlas a banda base o frecuencia intermedia cuando sea necesario, y un CAN 221 para convertirlas en analógicas antes de transmitir las al dispositivo de procesamiento 201. El procedimiento según la invención puede aplicarse del mismo modo a símbolos con forma o sin forma, por lo que el canal de transmisión puede comprender medios 213 para modular la señal digital, y el canal de recepción comprende entonces medios 223 para demodular la señal digital. Para adaptar la velocidad de procesamiento de las muestras a las frecuencias de trabajo del CNA 211 y del CAN 221, el canal de transmisión también puede incluir medios 213 para interpolar la señal que se va a transmitir, y el canal de recepción también puede incluir medios 223 para diezmar la señal recibida.

El equipo también comprende un sistema de antena 230, consistente en una antena para transmitir y recibir señales de RF, o en dos antenas, una para transmitir y otra para recibir.

Sin embargo, el procedimiento de desacoplamiento descrito no está reservado exclusivamente a las cadenas de transmisión/recepción no cortadas. También puede aplicarse a equipos en los que la transmisión y la recepción se dividen para:

- recuperar limpiamente la señal en los semiperíodos dedicados a medir la recepción, el procedimiento propuesto permite, en particular, eliminar los efectos de acoplamiento de la señal transmitida repartidos en los intervalos de tiempo reservados a la recepción por el acoplamiento,
- eliminar simétricamente la señal no acoplada recibida en las franjas horarias reservadas a la transmisión cuando se desea medir la señal recibida por efecto de acoplamiento.

El principio de la invención consiste en transmitir, además de la señal útil, una señal conocida 231, o señal de prueba, con el fin de determinar la respuesta al impulso de un filtro corrector adaptable 232 con respuesta al impulso finita que reproduce los efectos del acoplamiento. A continuación, la señal transmitida es filtrada por este filtro corrector para producir una señal equivalente a la señal acoplada recibida en el canal de recepción por el efecto de acoplamiento.

Según la realización, la señal conocida 231 puede superponerse a la señal útil, o transmitirse en intervalos de tiempo específicamente reservados para ella.

En el caso en que la señal de interés sea la señal transmitida recibida en el canal de recepción 220 por efecto de acoplamiento, ésta está directamente disponible a la salida del filtro corrector adaptable 232. En el caso en que la señal de interés sea la señal recibida en el canal de recepción 220 sin efecto de acoplamiento para beneficiarse de toda la gama dinámica de la cadena de recepción, ésta puede obtenerse restando 233 la señal acoplada equivalente generada por el filtro corrector adaptable 232 de la señal recibida en el canal de recepción.

En la realización no adaptativa mostrada en la Figura 2a, los coeficientes del filtro corrector adaptable 232 se calculan 241 a partir de la señal conocida 231 y la señal recibida en el canal de recepción.

En la realización adaptativa mostrada en la Figura 2b, los coeficientes del filtro corrector adaptable 232 se calculan 242 a partir de la señal conocida 231 y de la señal recibida en el canal de recepción de la que se ha sustraído la señal acoplada equivalente.

La invención presentada procede por tanto a la compensación digital del acoplamiento, aprovechando el hecho de que el circuito asegura simultáneamente, en principio, el control de la transmisión y de la recepción, y en particular la sincronización de las señales de los diferentes canales.

En el resto del documento, las realizaciones no adaptativa y adaptativa se muestran simultáneamente en las figuras, la diferencia entre estas realizaciones deriva únicamente de la señal utilizada para calcular los coeficientes y la forma en que se realizan los cálculos. La entrada para calcular los coeficientes del filtro corrector adaptable para la realización no adaptativa se representa con líneas discontinuas, y para la realización adaptativa con líneas discontinuas.

La figura 3 representa esquemáticamente una realización de un procedimiento de desacoplamiento de señales según la invención, compatible con un funcionamiento adaptativo o no adaptativo, en el que la señal conocida 231 se transmite con la señal útil, y que permite recuperar a la vez:

- una estimación de la señal útil transmitida por el canal de transmisión y recibida en el canal de recepción por acoplamiento, y
- la señal recibida en el canal de recepción del que se ha eliminado la señal recibida como resultado del acoplamiento.

Para ello, la señal conocida 231 es filtrada por un filtro de corrección adaptable 301, mientras que la señal útil es filtrada por un segundo filtro de corrección adaptable 302. Los dos filtros correctores tienen los mismos coeficientes, calculados en 242 mediante un procedimiento adaptativo o no adaptativo. Alternativamente, los dos filtros de

corrección adaptativa 301 y 302 pueden implementarse mediante un único filtro que opere al doble de la frecuencia de muestreo y procese ambas señales sucesivamente.

5 La salida del filtro adaptable 301 proporciona una estimación de la señal útil recibida en el canal de recepción debido al efecto del acoplamiento. Esta salida se suma (303) con la salida del filtro de corrección adaptable 302 para obtener la señal acoplada equivalente recibida en el canal de recepción como resultado del efecto de acoplamiento. A continuación, esta señal acoplada equivalente se resta 233 de la señal recibida en el canal de recepción para obtener una señal libre de los efectos del acoplamiento entre el canal de transmisión y el canal de recepción.

Esta realización es particularmente ventajosa cuando uno de los propósitos del dispositivo es comparar la señal útil transmitida con la señal útil recibida como resultado del efecto de acoplamiento.

10 La figura 4 describe esquemáticamente un procedimiento de cálculo de los coeficientes del (de los) filtro(s) de corrección adaptable(s) 232 en el procedimiento según la invención, en el caso no adaptable en el que la señal a evaluar 401 utilizada como entrada para los cálculos es la señal recibida en el canal de recepción. El cálculo también toma como entrada la señal conocida 402, que puede transmitirse sola o al mismo tiempo que la señal útil. El valor de los coeficientes $[a]$ del filtro corrector adaptable viene dado entonces por la resolución del sistema de ecuaciones 15 405:

$$[F] * [a] = [c],$$

con:

- $[F]$ la matriz de autocorrelación 403 de la señal conocida a lo largo de un periodo igual al del filtro corrector,
- $[c]$ el vector de correlación de potencias 404 entre la señal 401 a evaluar y la señal conocida 402 sobre la 20 misma duración que la matriz de autocorrelación, y
- $[a]$ el vector que comprende los coeficientes del filtro corrector adaptable 232.

Así que tenemos que resolver la ecuación:

$$[a] = [c] * [F]^{-1}.$$

25 La figura 5 describe una realización de la etapa de cálculo de los coeficientes del (de los) filtro(s) de corrección adaptable(s) 232 en el procedimiento según la invención, en el caso adaptativo en el que la señal a evaluar 501 utilizada como entrada para los cálculos es la señal recibida en el canal de recepción de la que se ha eliminado la señal acoplada equivalente calculada. El cálculo también toma como entrada la señal conocida 502, que puede transmitirse sola o al mismo tiempo que la señal útil. Del mismo modo que en el caso adaptativo, la matriz de autocorrelación $[F]$ 503 de la señal conocida y el vector de correlación de potencias $[c]$ 504 entre la señal a evaluar 501 y la señal conocida 502 se evalúan a lo largo de un periodo igual al del filtro corrector. El vector $[x]$ que resuelve el sistema de ecuaciones $[F] * [x] = [c]$ se calcula en 505. Este vector tiende a cero cuando el algoritmo de cálculo de los coeficientes ha convergido. Se integra en 506 con los resultados de las iteraciones anteriores del algoritmo; esta integración constituye el filtrado del bucle esclavo constituido por el algoritmo, pero este filtrado puede adoptar la forma de un filtro de paso bajo. Se aplica una ganancia 507 al vector de salida del integrador 506, correspondiendo 35 el vector resultante a los coeficientes $[a]$ utilizados por el filtro de corrección adaptativa 232. Se trata de la ganancia del bucle esclavo y su posición puede conmutarse mediante el filtro/integrador 506.

El valor de los coeficientes del filtro de corrección adaptativo 232 utilizado para la primera iteración tiene poca importancia ya que estos coeficientes convergerán después hacia su valor óptimo. Una posible aplicación es utilizar coeficientes cero para la primera iteración, suponiendo que los efectos del acoplamiento son pequeños. 40 Ventajosamente, la primera iteración del algoritmo puede realizarse mediante el procedimiento no adaptativo descrito en la figura 4, para minimizar el tiempo de convergencia del algoritmo.

El valor de la ganancia 507 influye en la precisión, sensibilidad y tiempo de convergencia del algoritmo. Al elegir este valor pequeño, el tiempo de convergencia del algoritmo será alto, pero la sensibilidad al ruido será baja y la precisión de la medición será alta. Por el contrario, si este valor se elige grande, el tiempo de convergencia será rápido pero la 45 medición será más sensible al ruido. Por tanto, el valor de esta ganancia depende de la elección de la aplicación y puede cambiar con el tiempo.

Las distintas iteraciones del procedimiento de adaptación pueden ser consecutivas, para converger rápidamente, o espaciadas en el tiempo, para seguir las variaciones de los efectos del acoplamiento minimizando los cálculos realizados. El intervalo entre dos iteraciones también puede cambiar con el tiempo.

50 En el caso no adaptativo de la Figura 4 y en el caso adaptativo de la Figura 5, la carga computacional puede reducirse utilizando ruido blanco como señal conocida. De hecho, en este caso, la matriz de autocorrelación $[F]$ es

diagonal, y su término diagonal es igual a la varianza σ^2 de la señal conocida. El cálculo de los coeficientes $[a]$ calculados en 405 (respectivamente $[x]$ calculados en 505) es entonces:

$$[a] = \frac{[c]}{\sigma^2},$$

y su aplicación requiere muy pocos cálculos.

- 5 Cuando la señal conocida utilizada no es ruido blanco, su matriz de autocorrelación $[r]$ puede calcularse antes del procesado y almacenarse en una memoria del equipo, al igual que su matriz inversa, por lo que no es necesario recalcularla en tiempo real.

10 En la realización adaptativa descrita en la figura 5, y teniendo en cuenta la convergencia asociada al esclavo, no es indispensable utilizar exactamente las relaciones descritas anteriormente: pueden hacerse aproximaciones a la matriz de autocorrelación, con ciertas reservas asociadas a la estabilidad del procedimiento, al precio, sin embargo, de una reducción de la ganancia de bucle y, en consecuencia, de un aumento del tiempo de convergencia, o incluso de una reducción de la precisión si el filtro de bucle no es un integrador. Por ejemplo, para simplificar los cálculos de los coeficientes, se puede utilizar en 505 cálculos una aproximación diagonal de la matriz inversa en la que cada bloque es proporcional a la matriz identidad en lugar de la inversa de la matriz de autocorrelación $[r]$. La solución del sistema de ecuaciones será entonces invariante en función del índice temporal m , con $x_m = \gamma * c_m$, donde x_m corresponde a la muestra m del vector solución del sistema de ecuaciones, c_m corresponde a la muestra m del vector $[c]$, y γ corresponde al coeficiente (m, m) de la aproximación diagonal de la matriz $[r]^{-1}$. Resolver el sistema de ecuaciones requiere entonces muy pocos cálculos.

20 Para simplificar los cálculos 404 o 504 para resolver el sistema de ecuaciones mientras se utiliza una señal conocida diferente del ruido blanco, es posible blanquear la señal conocida calculando los coeficientes de los filtros correctores. Como vimos anteriormente, cuanto más se acerca la señal conocida al ruido blanco, más tiende la matriz de autocorrelación $[r]$ del ruido conocido hacia una matriz diagonal. Esta propiedad puede ser especialmente ventajosa cuando la señal transmitida está sujeta a restricciones espectrales particulares.

25 La figura 6 representa esquemáticamente otra realización de un procedimiento de desacoplamiento de señales según la invención, en el que se aplica un filtro de blanqueamiento 601 a la señal conocida. Un filtro de blanqueamiento es un filtro cuya respuesta de potencia en frecuencia es, idealmente, la inversa de la densidad espectral de potencia de la señal conocida. En la práctica, se trata de una aproximación razonable (en términos de complejidad) y factible a la inversa de la densidad espectral de potencia. Se aplica el mismo filtro de blanqueamiento:

- 30
- a la señal recibida en el canal de recepción antes de los cálculos en el caso de funcionamiento no adaptativo (602), o bien
 - a la señal recibida en el canal de recepción del que se ha eliminado la señal de acoplamiento equivalente estimada en el caso de funcionamiento adaptativo (603).

35 El ejemplo mostrado en la Figura 6 está tomado de la realización mostrada en la Figura 3, pero el principio de blanquear las señales utilizadas como entradas para calcular los coeficientes del filtro de corrección se aplica a todas las realizaciones del procedimiento según la invención.

El procedimiento de desacoplamiento de señales según la invención se aplica también a equipos multiantena del tipo MIMO (acrónimo inglés de Multiple Input Multiple Output, o con múltiples entradas y múltiples salidas), es decir, equipos para los que el número de canales de transmisión y/o el número de canales de recepción es superior a 1.

40 La figura 7a representa esquemáticamente una realización de un procedimiento de desacoplamiento de señal según la invención, compatible con funcionamiento adaptativo o no adaptativo, en el que el sistema de antena 701 es multiantena. En el ejemplo mostrado, el equipo de transmisión comprende Q puertos de transmisión y Q puertos de recepción conectados a Q canales de transmisión y Q canales de recepción respectivamente. En el ejemplo de la figura 7a, Q es igual a 4. El sistema de antenas puede estar formado por Q antenas utilizadas tanto para transmitir como para recibir, o Q antenas transmisoras y Q antenas receptoras. El procedimiento descrito en la invención puede aplicarse de forma similar a equipos en los que el número de canales de transmisión y recepción es diferente.

En este caso, el acoplamiento, que era escalar, se convierte en matricial. Se transmite una señal conocida 702 en cada uno de los canales de transmisión para calcular los coeficientes de un filtro adaptable para cada par de canales de transmisión/recepción.

50 La figura 7b muestra con mayor detalle que la figura 7a el procesamiento realizado para esta realización de un procedimiento de desacoplamiento de señal según la invención implementado en un canal de recepción. Este procedimiento debe aplicarse a cada uno de los canales de recepción para liberar las señales recibidas de todos los efectos de acoplamiento.

$$\left\{ \begin{array}{l} \left[\Gamma^{(q,p)} \right] = \begin{bmatrix} \Gamma_0^{(p,p)} & \Gamma_{-1}^{(p,p)} & \dots & \Gamma_{1-K}^{(p,p)} & \Gamma_{-K}^{(p,p)} \\ \Gamma_{+1}^{(p,p)} & \Gamma_0^{(p,p)} & \dots & \dots & \Gamma_{1-K}^{(p,p)} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \Gamma_{+K-1}^{(p,p)} & \dots & \dots & \Gamma_0^{(p,p)} & \Gamma_{-1}^{(p,p)} \\ \Gamma_{iK}^{(p,p)} & \Gamma_{iK-1}^{(p,p)} & \dots & \Gamma_{i1}^{(p,p)} & \Gamma_0^{(p,p)} \end{bmatrix} & p = q \\ \left[\Gamma^{(q,p)} \right] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \end{bmatrix} & p \neq q \end{array} \right.$$

5 Aunque las realizaciones descritas anteriormente suponen implícitamente que el mecanismo de acoplamiento es lineal, es posible aplicar el procedimiento descrito en el caso de que los efectos del acoplamiento no sean lineales, siempre que pueda derivarse un modelo sencillo del acoplamiento. Esta ampliación se describe a continuación para un diseño de antena única, pero también se aplica al caso de antenas múltiples.

En general, el funcionamiento no lineal puede modelarse mediante un modelo de distorsión compuesto por la suma de L componentes, con L mayor que 1, cada uno de los cuales consiste en una función $F^{(l)}$ de distorsión de la señal de entrada de la cadena de transmisión:

$$s = \sum_{l=1}^L a^{(l)} F^{(l)} e,$$

10 siendo e y s respectivamente las señales de entrada y salida de la función no lineal, y $a^{(l)}$ el coeficiente de distorsión asociado a la componente de orden l .

Una posible implementación consiste en elegir $F^{(1)}(e) = e$, con la contribución de orden $l = 1$ traduciendo el funcionamiento lineal de la cadena en el caso de una señal pequeña, y las otras contribuciones $l = 2$ a L traduciendo las no linealidades y ocurriendo sobre todo en el caso de una señal grande. Un modelo sencillo que se suele proponer es el de una expansión polinómica de orden 3: $s = g * (e + a^{(2)}e^2 + a^{(3)}e^3)$, siendo g la ganancia del amplificador.

Al poner en práctica el procedimiento según la invención, el acoplamiento no lineal del conjunto constituido por el sistema de antenas 230 encuadrado por la cadena de transmisión 212 y por la cadena de recepción 222 puede expresarse por la suma de los filtrados L aplicados respectivamente a las diferentes contribuciones $F^{(l)}(e)$:

$$s_n = \sum_{l=1}^L \sum_k a_k^{(l)} F^{(l)}(e_{n-k}),$$

20 variando k de 0 a K , donde $K+1$ es el número de coeficientes del filtro corrector.

25 El procedimiento de desacoplamiento de señal descrito anteriormente es capaz de adaptarse continuamente a variaciones lentas en el acoplamiento asociado con el sistema de antena mientras realiza simultáneamente la función de procesar/transmitir la señal recibida por el sistema de antena. Esto se debe a que se supone que las cadenas de transmisión y recepción son lineales. Sin embargo, estos procedimientos no pueden transponerse directamente al caso en que la cadena de transmisión 212 no sea lineal porque, si denotamos por s la señal útil transmitida por el canal de transmisión y por b la señal conocida, la parte de $F^{(l)}(s + b)$ correlacionada con b o con $F^{(l)}(b)$ depende inevitablemente de la propia señal s . Sin embargo, el procedimiento puede implementarse en el caso de acoplamiento no lineal, en realizaciones en las que la señal conocida y la señal útil se transmiten por separado.

30 La figura 8a representa esquemáticamente una realización de un procedimiento de desacoplamiento de señal según la invención, teniendo en cuenta las no linealidades de acoplamiento, para un caso de antena única. Este procedimiento requiere un conocimiento previo de los coeficientes de un modelo de no linealidad del equipo. En el ejemplo de la figura 8a, el modelo de distorsión elegido es un modelo polinómico de orden L con L componentes, pero la invención puede aplicarse del mismo modo a otros modelos de no linealidad.

Se utiliza un multiplexor 801 para seleccionar la señal a transmitir a partir de la señal útil, procedente del procesamiento 201, y la señal de prueba 231, o señal conocida. Durante una fase inicial de calibración, sólo se transmite la señal conocida. Durante esta fase de calibración, se calculan los coeficientes de L filtros correctores adaptables 802, cada uno de los cuales está asociado a un componente distinto del modelo de distorsión asociado al equipo. Los cálculos se realizan a partir de la señal recibida en el canal de recepción 220, tras la supresión (caso adaptativo) o no (caso no adaptativo) de los efectos de acoplamiento estimados, y a partir de L señales correspondientes a la señal conocida 231 tras la aplicación por separado de cada uno de los componentes del modelo polinómico. A continuación, cada una de estas señales es filtrada por el filtro corrector asociado 802, y luego sumadas 804, correspondiendo la señal resultante a la señal conocida recibida en el canal de recepción como resultado del efecto de acoplamiento.

Durante la fase de procesamiento, la transmisión de la señal útil se selecciona mediante el conmutador 801. Cada componente del modelo de distorsión se aplica independientemente a la señal útil, y las señales resultantes se filtran mediante el filtro corrector 802 asociado al componente dado. A continuación, las señales se suman 804 para generar una señal equivalente a la señal útil recibida en el canal de recepción por el efecto de acoplamiento. Esta señal equivalente puede restarse en 233 de la señal recibida para eliminar los efectos del acoplamiento entre las antenas emisora y receptora.

En esta realización, optimizada para la supresión de los efectos de acoplamiento en equipos en los que el conjunto formado por la cadena de transmisión, el sistema de antena y la cadena de recepción no es lineal, la estimación y la compensación de los efectos de acoplamiento no pueden realizarse simultáneamente. Sin embargo, la evolución de los efectos del acoplamiento suele ser lenta en comparación con los tiempos de convergencia del algoritmo. Así, en el caso de que el procedimiento de calibración sea adaptativo, tras una fase inicial de puesta en marcha y convergencia de la medición de los coeficientes del filtro corrector, se eliminan efectivamente los efectos de acoplamiento de las señales recibidas. De este modo, la medición de los coeficientes del filtro corrector puede detenerse en cuanto llega una señal al pie del sistema de antenas y reanudarse en cuanto desaparece. En la práctica, para el caso adaptativo, esto puede hacerse simplemente desactivando los integradores de bucle 506 sin restablecer sus salidas. El comando de desactivación puede ser el mismo que para el multiplexor 801.

Los coeficientes de los filtros correctores 802 asociados con cada uno de los componentes del modelo de distorsión pueden calcularse computando L correlaciones de potencia entre la señal conocida, denotada b , y los L bloques de distorsión $F^{(l)}$ de la ruta de compensación:

$$\begin{aligned}
 c_m^{(p)} &= E(s_n F^{(p)*}(b_{n-m})) \\
 &= E\left(F^{(p)*}(b_{n-m}) \sum_{l=1}^L \sum_k a_k^{(p)} F^{(l)*}(b_{n-k})\right) \\
 &= \sum_{l=1}^L \sum_k a_k^{(p)} E\left(F^{(p)*}(b_{n-m}) F^{(l)}(b_{n-k})\right)
 \end{aligned}$$

con:

- p el componente del modelo de distorsión considerado,
- $c_m^{(p)}$ la muestra m del vector $c^{(p)}$ correspondiente a la correlación entre la señal recibida en el canal de recepción, antes o después de la supresión de los efectos de acoplamiento, y la señal conocida multiplicada por la componente $F^{(p)}$,
- n es el índice de tiempo actual,
- $E()$ el operador que denota la expectativa matemática, y
- k un índice que varía de 0 a K , donde $K+1$ es el número de coeficientes de los filtros correctores adaptables 803.

Si la señal conocida b puede considerarse estacionaria, entonces las señales conocidas $b^{(l)} = F^{(l)}(b)$, tras la aplicación de un componente del modelo de distorsión, también son estacionarias. Entonces tenemos:

$$c_m^{(l)} = \sum_{p=1}^L \sum_k a_k^{(p)} \Gamma_{m-k}^{(p,l)},$$

donde la función $\Gamma^{(l,p)}$ es la función de correlación de potencia de las señales $b^{(l)}$ y $b^{(p)}$ definida por:

$$\Gamma_k^{(p,l)} = E \left(b_{n-k}^{(p)*} b_n^{(l)} \right).$$

El sistema $[\Gamma] * [a] = [c]$ se convierte entonces en:

$$\begin{bmatrix} \Gamma_0^{(1,1)} & \Gamma_{-1}^{(1,1)} & \dots & \Gamma_{1-K}^{(1,1)} & \Gamma_{-K}^{(1,1)} \\ \Gamma_{-1}^{(1,1)} & \Gamma_0^{(1,1)} & \dots & \dots & \Gamma_{1-K}^{(1,1)} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \Gamma_{K-1}^{(1,1)} & \dots & \dots & \Gamma_0^{(1,1)} & \Gamma_1^{(1,1)} \\ \Gamma_{-K}^{(1,1)} & \Gamma_{-K-1}^{(1,1)} & \dots & \Gamma_{+1}^{(1,1)} & \Gamma_0^{(1,1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \Gamma_0^{(L,1)} & \Gamma_{-1}^{(L,1)} & \dots & \Gamma_{1-K}^{(L,1)} & \Gamma_{-K}^{(L,1)} \\ \Gamma_{+1}^{(L,1)} & \Gamma_0^{(L,1)} & \dots & \dots & \Gamma_{1-K}^{(L,1)} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \Gamma_{K-1}^{(L,1)} & \dots & \dots & \Gamma_0^{(L,1)} & \Gamma_1^{(L,1)} \\ \Gamma_{+K}^{(L,1)} & \Gamma_{+K-1}^{(L,1)} & \dots & \Gamma_{+1}^{(L,1)} & \Gamma_0^{(L,1)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Gamma_0^{(1,L)} & \Gamma_{-1}^{(1,L)} & \dots & \Gamma_{1-K}^{(1,L)} & \Gamma_{-K}^{(1,L)} \\ \Gamma_{-1}^{(1,L)} & \Gamma_0^{(1,L)} & \dots & \dots & \Gamma_{1-K}^{(1,L)} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \Gamma_{K-1}^{(1,L)} & \dots & \dots & \Gamma_0^{(1,L)} & \Gamma_1^{(1,L)} \\ \Gamma_{-K}^{(1,L)} & \Gamma_{-K-1}^{(1,L)} & \dots & \Gamma_{+1}^{(1,L)} & \Gamma_0^{(1,L)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \Gamma_0^{(L,L)} & \Gamma_{-1}^{(L,L)} & \dots & \Gamma_{1-K}^{(L,L)} & \Gamma_{-K}^{(L,L)} \\ \Gamma_{+1}^{(L,L)} & \Gamma_0^{(L,L)} & \dots & \dots & \Gamma_{1-K}^{(L,L)} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \Gamma_{K-1}^{(L,L)} & \dots & \dots & \Gamma_0^{(L,L)} & \Gamma_1^{(L,L)} \\ \Gamma_{+K}^{(L,L)} & \Gamma_{-K-1}^{(L,L)} & \dots & \Gamma_{+1}^{(L,L)} & \Gamma_0^{(L,L)} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} a_0^{(1)} \\ a_1^{(1)} \\ \vdots \\ a_{K-1}^{(1)} \\ a_K^{(1)} \\ \vdots \\ a_0^{(L)} \\ a_1^{(L)} \\ \vdots \\ a_{K-1}^{(L)} \\ a_K^{(L)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_0^{(1)} \\ c_1^{(1)} \\ \vdots \\ c_{K-1}^{(1)} \\ c_K^{(1)} \\ \vdots \\ c_0^{(L)} \\ c_1^{(L)} \\ \vdots \\ c_{K-1}^{(L)} \\ c_K^{(L)} \end{bmatrix}$$

- 5 Dado que las señales conocidas están centradas, y por lo tanto tienen un valor medio cero, las funciones de distorsión pueden separarse ventajosamente en dos: las funciones pares $S^{(l)}$, que son simétricas, y las funciones impares $A^{(l)}$, que son antisimétricas. Este es el caso, por ejemplo, cuando la señal conocida utilizada para la calibración es ruido blanco. En este caso, el problema se divide completamente en dos subproblemas independientes, uno relativo a las funciones simétricas y otro a las funciones antisimétricas:

$$E \left(A^{(p)*}(b_n) S^{(l)}(b_{n-k}) \right) = E \left(S^{(p)*}(b_n) A^{(l)}(b_{n-k}) \right) = 0 \quad \left\{ \begin{array}{l} \forall p, \forall l \\ \forall n, \forall k \end{array} \right.$$

- 10 En el caso particular en el que la señal conocida es también independiente de una muestra a otra (y por tanto blanca):

$$\begin{cases} E \left(A^{(p)*}(b_n) A^{(l)}(b_{n-k}) \right) = \begin{cases} E \left(A^{(p)*}(b) A^{(l)}(b) \right) & k = 0 \\ 0 & k \neq 0 \end{cases} \\ E \left(S^{(p)*}(b_n) S^{(l)}(b_{n-k}) \right) = \begin{cases} E \left(S^{(p)*}(b) S^{(l)}(b) \right) & k = 0 \\ E^* \left(S^{(p)}(b) \right) E \left(S^{(l)}(b) \right) & k \neq 0 \end{cases} \end{cases}$$

- 15 Como se ha visto anteriormente en el caso en el que la cadena de transmisión es lineal, la señal utilizada para la calibración y las funciones de distorsión son conocidas, por lo que la matriz del sistema $[\Gamma]$ y su inversa también son conocidas. Pueden calcularse previamente y almacenarse en la memoria. La solución del sistema de ecuaciones anterior consiste en un conjunto de ecuaciones lineales conocidas que relacionan los coeficientes del filtro corrector (para el caso no adaptativo) o su derivada (para el caso adaptativo).

- 20 Sin embargo, de forma similar al caso lineal, no es esencial utilizar estas relaciones en el caso de un algoritmo adaptativo, dada la convergencia asociada al esclavo. Las aproximaciones pueden ser bastante suficientes, con ciertas reservas asociadas a la estabilidad del procedimiento y a costa de una reducción de la ganancia del bucle y, en consecuencia, de un aumento del tiempo de convergencia. De este modo, se puede utilizar ventajosamente una aproximación diagonal de bloques de la matriz inversa, en la que cada bloque es proporcional a la matriz identidad. La solución será entonces invariante en función del índice temporal m :

$$x_m^{(l)} = \sum_{p=1}^L \gamma^{(l,p)} c_m^{(p)},$$

- 25 donde $\gamma^{(l,p)}$ corresponde al coeficiente (m, m) de la aproximación diagonal de la matriz $[\Gamma^{(l,p)}]^{-1}$, lo que facilita la realización de los cálculos.

Como en el caso del procedimiento en su versión lineal descrito en las Figuras 4 y 5, cuanto más se acerque la señal conocida utilizada para calibrar el procedimiento al ruido blanco, más tenderá la matriz del sistema hacia una

matriz diagonal de bloques de este tipo. Por lo tanto, las realizaciones ventajosas implican el uso de ruido blanco como señal conocida para la calibración, o el blanqueamiento del ruido en el cálculo de correlaciones mediante un filtro de blanqueamiento.

5 La figura 8b representa esquemáticamente una realización de un procedimiento de desacoplamiento de señales según la invención que tiene en cuenta las no linealidades de acoplamiento, para un caso de antena única, en el que se utiliza un filtro de blanqueamiento 810 durante la fase de calibración para blanquear cada una de las señales tras la aplicación de un coeficiente del modelo de no linealidades. La señal recibida utilizada para calcular los coeficientes también debe blanquearse utilizando el mismo filtro de blanqueamiento 820. De este modo, se puede utilizar una señal distinta del ruido blanco como señal conocida, beneficiándose al mismo tiempo de la simplificación de los cálculos inherente a la utilización de una señal de ruido blanco.

10 El procedimiento de desacoplamiento de señales transmitidas entre la antena de entrada y la antena de salida de un equipo de radio por efecto del acoplamiento es un procedimiento totalmente digital que puede implementarse en un dispositivo de cálculo digital común al procesamiento 201 o en un dispositivo independiente. Adopta la forma de software integrado en un componente como un procesador, un procesador de señales digitales (más conocido con las siglas inglesas DSP de "Digital Signal Processor) o un circuito especializado como un ASIC (acrónimo inglés de "Application Specified Integrated Circuit") o un FPGA (siglas inglesas de Field-Programmable Gate Array). Cuando es independiente, el dispositivo de cálculo genera una señal conocida 231 que permite calcular los coeficientes de los filtros correctores. Toma como entradas la señal recibida en el canal de recepción 220, antes o después de la supresión de los efectos de acoplamiento en función de si la implementación es no adaptativa o adaptativa, y/o la señal útil generada por el dispositivo de procesamiento 201. Ventajosamente, también puede tomar como entradas un modelo de las no linealidades del equipo de radio. Calcula los coeficientes de uno o más filtros de corrección de errores 232, 301, 711 u 802, y emite una estimación de la señal recibida por acoplamiento en el canal de recepción y/o una señal correspondiente a la señal recibida en el canal de recepción de la que se han eliminado los efectos del acoplamiento.

25 Utilizando señales conocidas, la mayoría de los cálculos necesarios para resolver el sistema de ecuaciones utilizado para determinar los coeficientes de los filtros correctores pueden realizarse en una fase previa y almacenarse en memoria, lo que facilita la ejecución y permite implementar el procedimiento en tiempo real.

30 No requiere la división de transmisiones y recepciones, y puede adaptarse a un caso de múltiples antenas. En este caso, el procedimiento utiliza tantas señales de prueba como canales de transmisión, siendo las señales independientes entre sí. El procedimiento estima los efectos del acoplamiento para cada par de canales de transmisión/recepción.

35 En algunas realizaciones, el procedimiento permite calcular continuamente los coeficientes de los filtros correctores utilizados para reproducir los efectos de interferencias resultantes del acoplamiento transmisión/recepción. En otros casos, en particular cuando la señal útil a transmitir es incompleta (por ejemplo para la transmisión de señales de impulsos), la etapa de cálculo de los coeficientes de los filtros correctores puede realizarse cuando el circuito no tiene señal útil que transmitir, congelándose el procedimiento de cálculo de los coeficientes durante estos periodos. Estos modos de funcionamiento reducen el rango dinámico del circuito en comparación con el caso en el que la señal útil y la señal conocida se transmiten simultáneamente.

40 Las realizaciones en las que la señal conocida y la señal útil se transmiten por separado pueden extenderse a casos en los que la respuesta de acoplamiento del equipo no es lineal, en los que se define un modelo de distorsión equivalente. En este caso, se calculará un filtro de corrección para cada uno de los componentes de este modelo de distorsión. Los filtros se utilizarán para calcular tantas señales de corrección como componentes tenga el modelo de distorsión. Los coeficientes del filtro se determinan estimando la correlación de la señal recibida con las distintas señales de corrección.

REIVINDICACIONES

1. Procedimiento de caracterización de los efectos del acoplamiento de antenas entre el canal de transmisión y el canal de recepción de un equipo de transmisión-recepción de radiofrecuencia que comprende al menos un canal de transmisión (210) y al menos un canal de recepción (220), comprendiendo dicho procedimiento el cálculo de los coeficientes (241) de un filtro corrector (232), comprendiendo dicho cálculo de coeficientes:
 - una etapa de transmisión de una señal conocida (231) en un canal de transmisión, utilizándose la señal conocida para caracterizar los efectos del acoplamiento de antena en el equipo de transmisión-recepción de radiofrecuencia,
 - una etapa de recepción de una señal en un canal de recepción,
 - una etapa de cálculo de los coeficientes del filtro corrector a partir de la señal conocida y de la señal recibida en dicho canal de recepción,
 estando el procedimiento **caracterizado porque** comprende además una etapa, realizada durante la transmisión de una señal útil en el canal de transmisión, de filtrado de la señal transmitida en el canal de transmisión por dicho filtro corrector (232) con el fin de determinar la señal transmitida recibida por efecto de acoplamiento de antena en el canal de recepción, denominada señal acoplada equivalente.
2. Procedimiento de caracterización de los efectos de acoplamiento según la reivindicación 1, que comprende una etapa adicional de cálculo de la diferencia (233) entre la señal recibida en el canal de recepción y la señal acoplada equivalente.
3. Procedimiento de caracterización de los efectos de acoplamiento según una de las reivindicaciones 1 y 2, en el que la etapa (241) de cálculo de los coeficientes comprende la resolución de un sistema de ecuaciones formado a partir de un vector de correlación de potencias (404) entre la señal conocida (402) y la señal recibida (401), y una matriz de autocorrelación (403) de la señal conocida.
4. Procedimiento de caracterización de los efectos de acoplamiento según una de las reivindicaciones 1 y 2, en el que la etapa (242) de cálculo de los coeficientes de un filtro corrector se realiza de forma iterativa y comprende la integración (506) de los resultados obtenidos mediante la resolución de un sistema de ecuaciones (505) en el que intervienen la señal conocida (502) y la señal recibida menos la señal acoplada equivalente (501).
5. Procedimiento de caracterización de los efectos de acoplamiento según la reivindicación 4, en el que el sistema de ecuaciones (505) se forma a partir de:
 - un vector de correlación de potencias (504) entre la señal conocida (502) y la señal recibida menos la señal acoplada equivalente (501), y
 - una matriz de autocorrelación (503) de la señal conocida.
6. Procedimiento de caracterización de los efectos de acoplamiento según una de las reivindicaciones anteriores, en el que la señal conocida es ruido blanco.
7. Procedimiento de caracterización de los efectos de acoplamiento según una de las reivindicaciones precedentes, en el que las señales utilizadas para calcular los coeficientes del filtro corrector se filtran mediante un filtro de blanqueamiento (601, 602, 603).
8. Procedimiento de caracterización de los efectos de acoplamiento según una de las reivindicaciones precedentes, en el que el equipo de transmisión comprende una pluralidad de canales de transmisión y/o una pluralidad de canales de recepción (701), en el que los coeficientes de un filtro corrector se calculan para cada par de antena de transmisión y antena de recepción (711, 712, 713, 714), y en el que, para cada canal de recepción, se calcula una señal acoplada equivalente correspondiente a cada canal de transmisión.
9. Procedimiento de caracterización de los efectos de acoplamiento según una de las reivindicaciones precedentes, en el que la señal conocida y la señal útil se transmiten por separado (801).
10. Procedimiento de caracterización de los efectos de acoplamiento según una de las reivindicaciones precedentes, en el que la señal conocida y la señal útil se transmiten simultáneamente.
11. Procedimiento de caracterización de los efectos de acoplamiento según la reivindicación 9, en el que las no linealidades del canal de transmisión del equipo se modelan mediante un modelo de distorsión con L componentes, y para el que se calcula un filtro corrector (802) para cada componente del modelo de distorsión, siendo la señal transmitida en el canal de transmisión procesada independientemente por cada uno de los L componentes del modelo de distorsión (803) y filtrada por el respectivo filtro corrector (802), sumándose las salidas de cada uno de los L filtros correctores (804) para determinar la señal acoplada equivalente.

12. Equipo de transmisión-recepción de una señal de radiofrecuencia, que comprende al menos un canal de transmisión (210) y al menos un canal de recepción (220), configurado para implementar un procedimiento de caracterización de efectos de acoplamiento según una de las reivindicaciones precedentes.

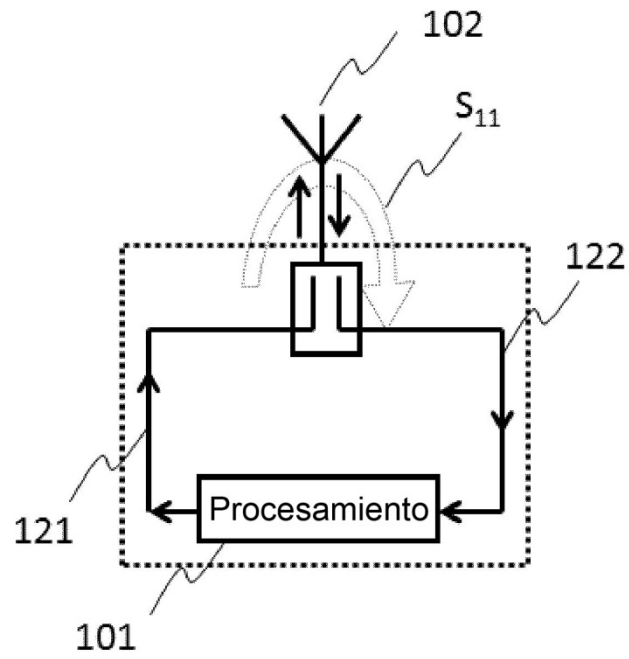


Fig. 1a

Estado de la técnica

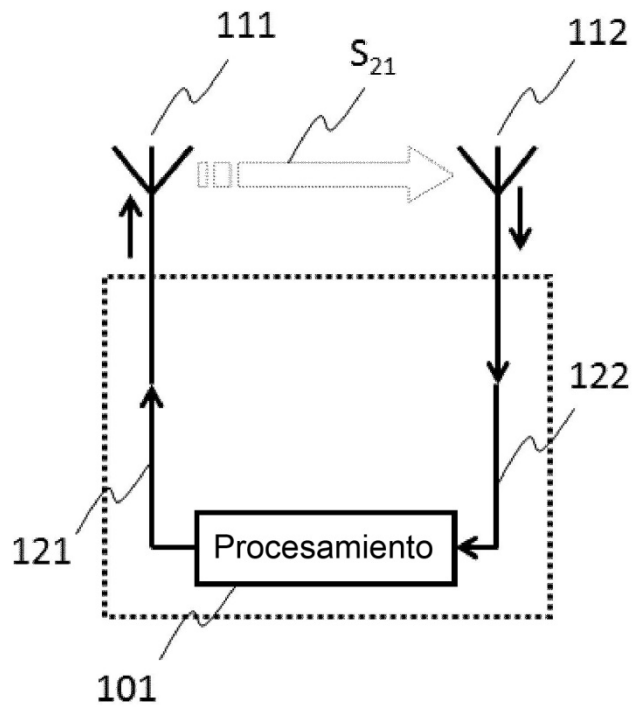


Fig. 1b

Estado de la técnica

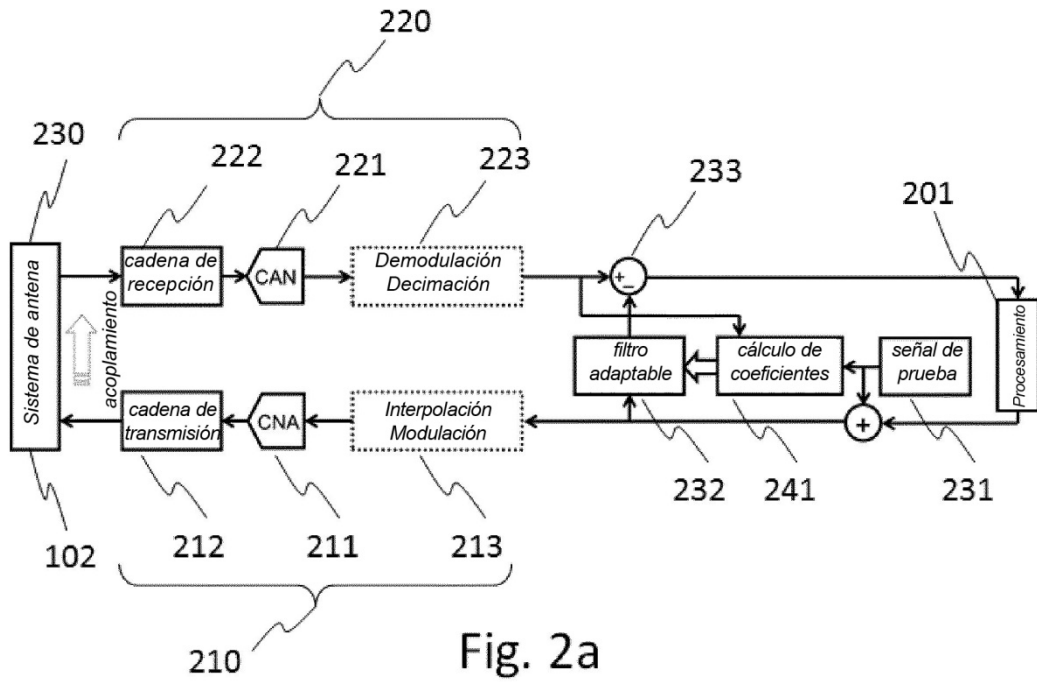


Fig. 2a

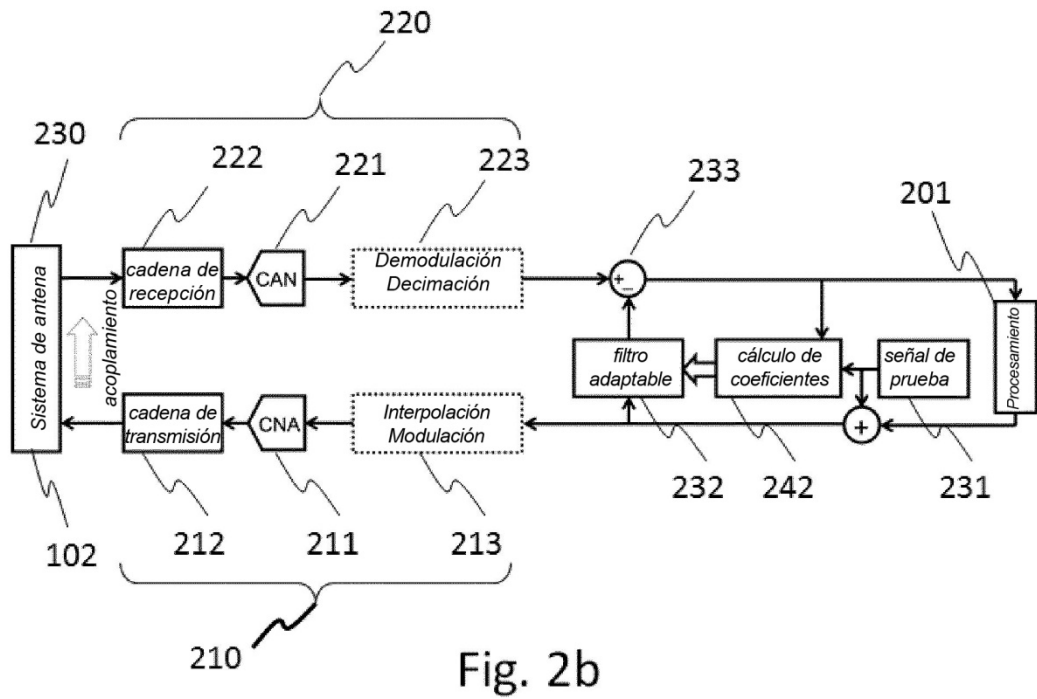


Fig. 2b

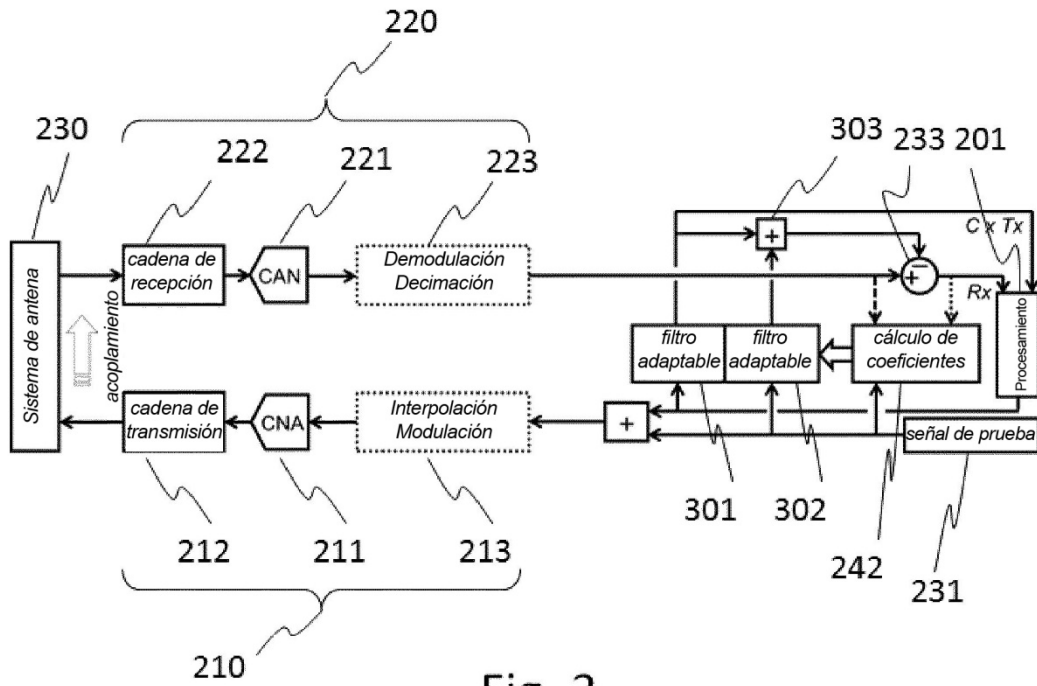


Fig. 3

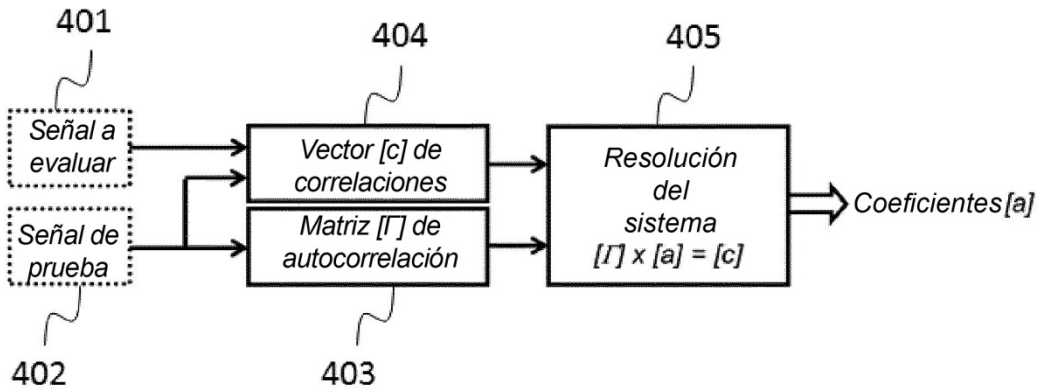


Fig. 4

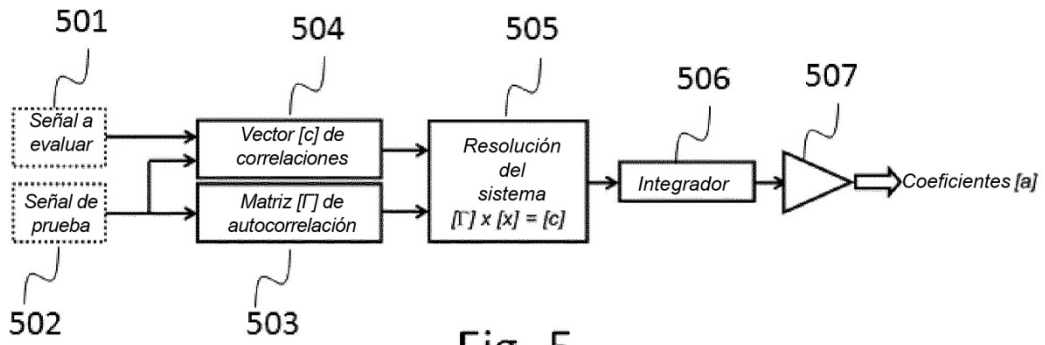
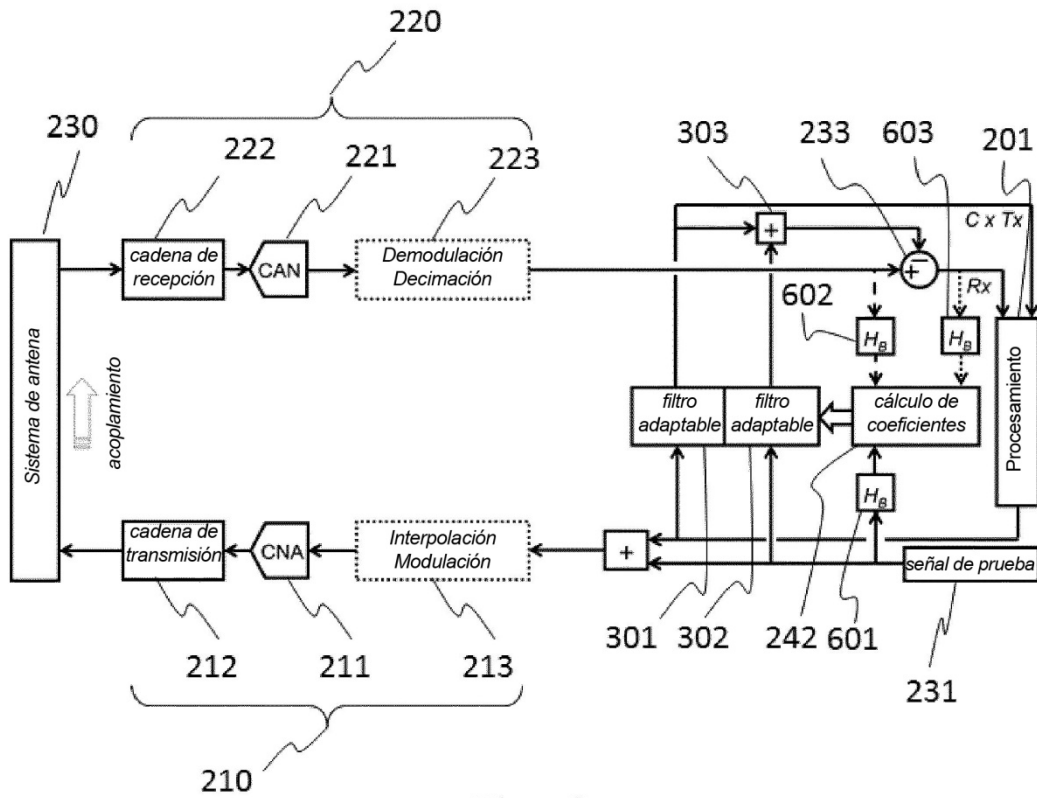


Fig. 5



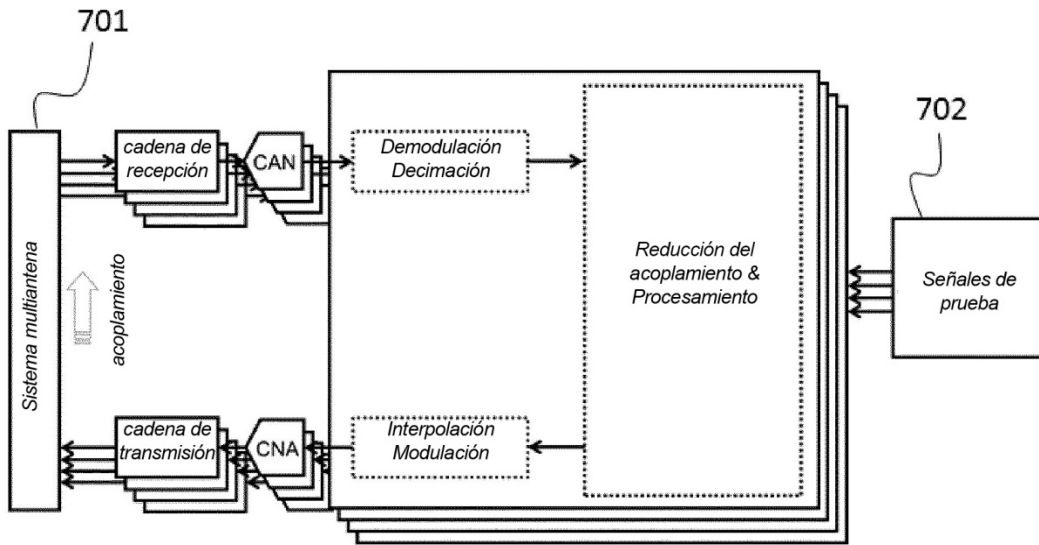


Fig. 7a

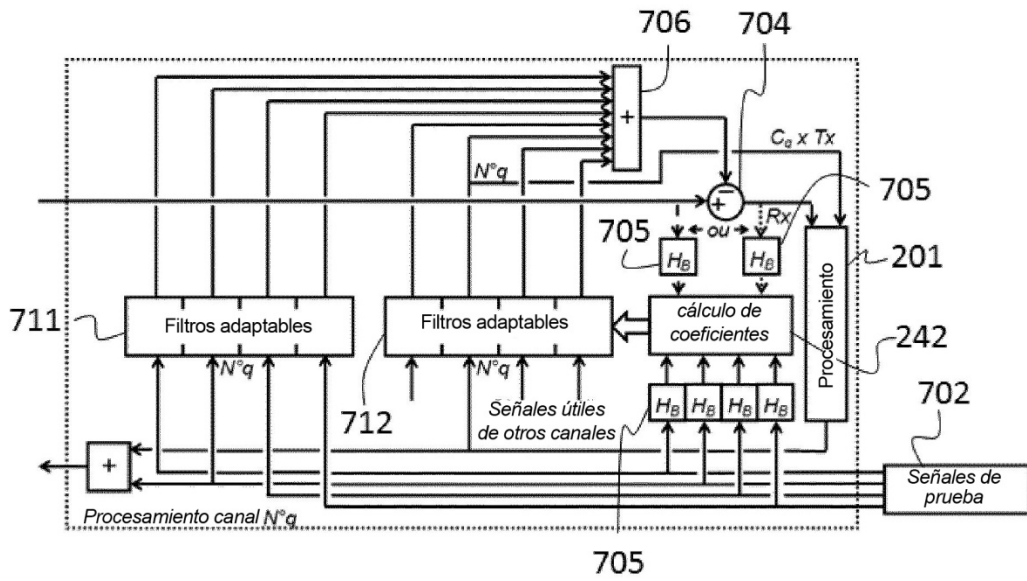


Fig. 7b

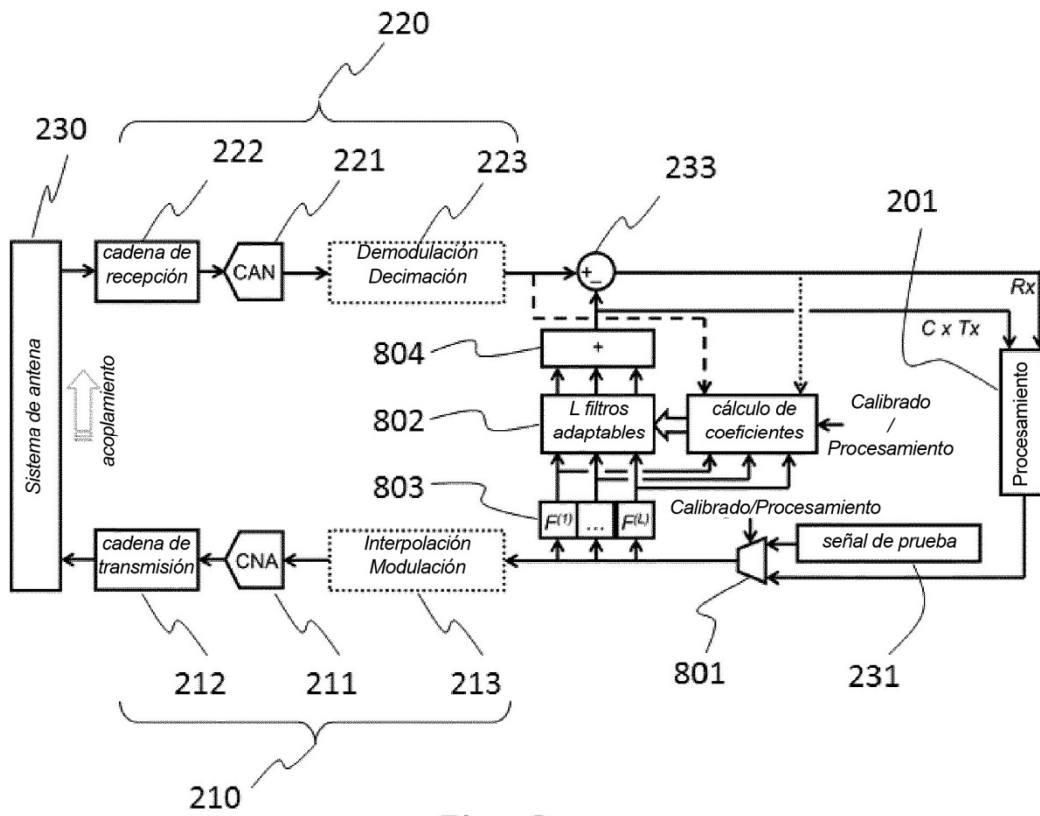


Fig. 8a

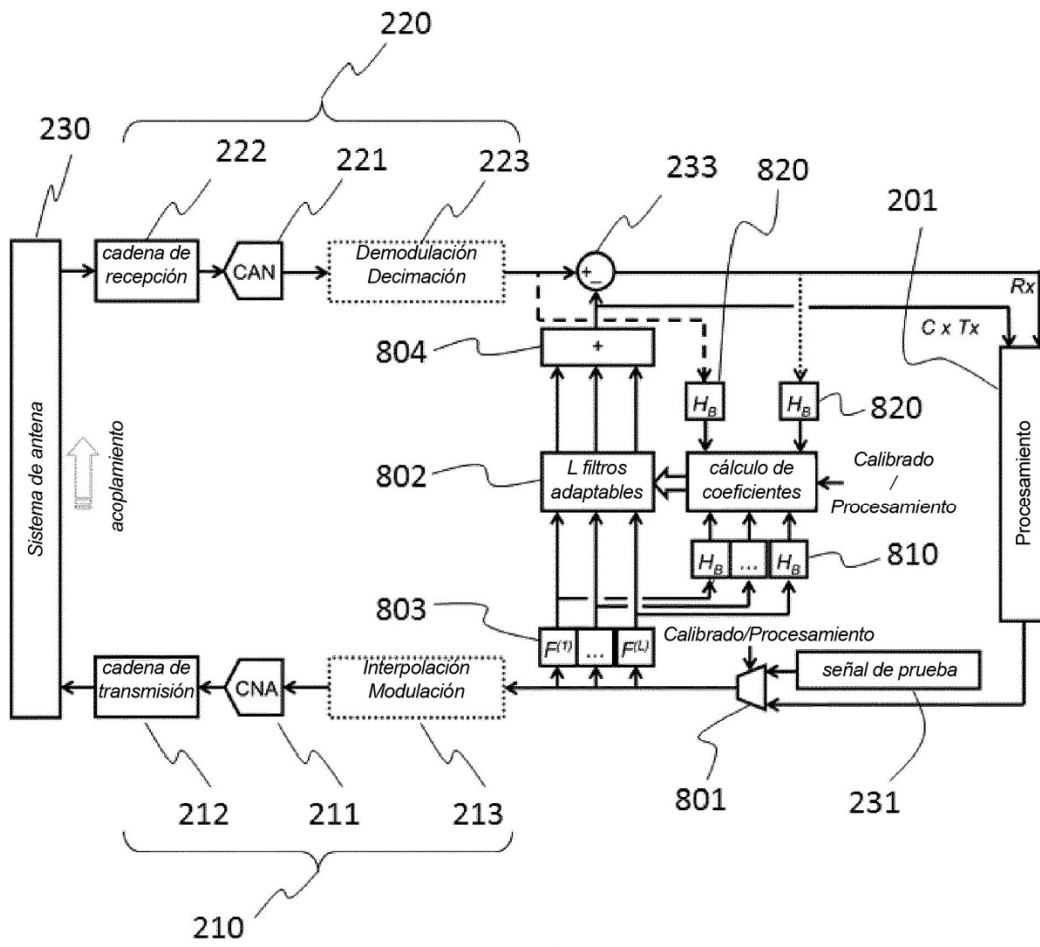


Fig. 8b