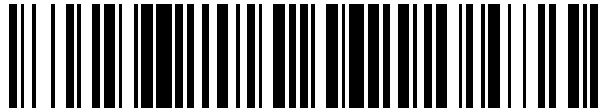


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 647 496**

51 Int. Cl.:

H03H 7/48 (2006.01)

H01P 5/12 (2006.01)

H04B 1/00 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **23.02.2007 E 07003815 (3)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **16.08.2017 EP 1962423**

54 Título: **Configuración para acoplar señales de salida de radiofrecuencia**

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
21.12.2017

73 Titular/es:

**NOKIA SOLUTIONS AND NETWORKS GMBH & CO. KG (100.0%)
St.-Martin-Strasse 76
81541 Munich, DE**

72 Inventor/es:

**HEINZ, HELMUT;
JELONNEK, BJÖRN y
SPLETT, ARMIN**

74 Agente/Representante:

CARVAJAL Y URQUIJO, Isabel

ES 2 647 496 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

Configuración para acoplar señales de salida de radiofrecuencia

5 La invención de refiere a una configuración para acoplar señales de salida de radiofrecuencia de acuerdo con la reivindicación 1. Se necesitan muchas señales de salida de radiofrecuencia emitidas por unidades transmisoras, por ejemplo estaciones de base de telefonía móvil, para combinar una señal en una antena transmisora compartida de estación de base, usando habitualmente dispositivos de acoplamiento especiales. Para lograr una combinación de señales sin pérdidas es necesario que se correspondan, es decir se sincronicen, las señales de salida de cada una de las unidades transmisoras. Para ello en el dispositivo de acoplamiento hay integrado un detector especial que reconoce si están sincronizadas las señales que se combinan. Las discrepancias de las señales se indican por una línea de retorno a las unidades transmisoras a fin de iniciar su sincronización.

De la Patente de Estados Unidos No. 2003/186656 se conoce un proceso para acoplar dos formas de onda CA. Un objetivo de la presente invención es proponer ahora una configuración para acoplar señales de salida de radiofrecuencia que posibilite prescindir del detector del dispositivo de acoplamiento y la línea de retorno relacionada.

15 Este objetivo se resuelve por medio de una configuración para acoplar señales de salida de radiofrecuencia con las características de la reivindicación 1. Otras configuraciones de la invención derivan de las reivindicaciones dependientes.

En particular y fundamentalmente, un concepto sustancial de la invención para la integración o combinación de las señales de salida de radiofrecuencia es la red de acoplamiento sin pérdidas con redes de entrada destinadas, cada una, a la correspondencia de las señales de radiofrecuencia y adaptadas de manera que cada vez que se refleja una señal de diferencia en alguna red de entrada, por ejemplo al utilizar una típica red de acoplamiento ajustada del lado de la entrada o del lado de la salida con divisores de potencia del lado de la antena, no aparece ninguna correspondencia con las señales de diferencia de las señales de entrada. Por ejemplo, en la estructura de la serie, puede utilizarse un divisor Wilkinson con un valor de resistencia modificado R. Como no hay correspondencia con la señal de diferencia de las señales de salida transmitidas desde la red de acoplamiento, no es posible generar ninguna sincronización entre ellas. Como señal o señales de referencia se utilizan la diferencia de señal reflejada o los parámetros que de ella derivan para la sincronización de las señales de salida de las unidades transmisoras. De este modo no es necesario prever en el dispositivo de acoplamiento un detector especial de señales de radiofrecuencia y una línea de retorno en las unidades transmisoras. Más bien, se propone una adecuada evaluación por parte de la unidad transmisora de la diferencia de señal reflejada que se destina a la sincronización de las señales de salida de las unidades transmisoras, para lograr alta potencia de las señales de salida combinadas.

La invención de refiere ahora, de acuerdo con una forma de realización, a una configuración para acoplar señales de salida de radiofrecuencia, programadas para irradiarse desde un agrupamiento de antenas compartidas, con una primera y una segunda unidad transmisora diseñadas para producir, a partir de una primera señal de entrada digital, una señal de salida de radiofrecuencia que se emite por un agrupamiento de antenas compartidas, y una red de acoplamiento que comprende dos redes de entrada para las señales de salida de radiofrecuencia y una red de salida del lado de la antena que se acopla al agrupamiento de antenas compartidas, donde cada red de entrada está adaptada para detectar el reflejo de una señal de diferencia en otra red de entrada, donde cada unidad transmisora está diseñada de manera que evalúa una diferencia de señal reflejada recibida y según la evaluación implementa la sincronización de la señal de salida de radiofrecuencia producida, con lo cual prácticamente se minimiza la potencia de la diferencia de señal reflejada recibida.

De acuerdo con otra forma de realización de la invención, cada unidad transmisora puede comprender un detector y un dispositivo de retardo controlable, donde el detector suministra la señal de diferencia reflejada del lado de la entrada, evalúa la señal suministrada y según la evaluación genera la señal de control para que el dispositivo de retardo controlable retrase la segunda señal con el objeto de minimizar la potencia de la señal de diferencia reflejada recibida.

De acuerdo con una forma de realización de la invención, puede implementarse en el detector el gradiente para minimizar la potencia de la señal de diferencia reflejada recibida.

50 De acuerdo con otra forma de realización de la invención, resulta ventajoso poder correlacionar la señal calculada con la señal de diferencia reflejada recibida y la diferencia de tiempo de propagación recibida entre las señales de salida de radiofrecuencia y la señal de control generada para el dispositivo de retardo controlable, cuando se suministra al detector una segunda señal generada a partir de la señal de salida de radiofrecuencia de la unidad transmisora y el detector calcula por reflexión total la réplica de la señal de diferencia recibida esperada en la señal de la unidad transmisora. En particular el detector puede estar diseñado para calcular, a partir de la diferencia de

tiempo de propagación, la mitad de la diferencia de fase de cada unidad transmisora y tomarla como base para producir una correspondiente señal de control destinada al dispositivo de retardo controlable.

5 De acuerdo con una forma de realización alternativa de la invención, también puede diseñarse la primera unidad transmisora para aplicar la limitación de la potencia de la señal de diferencia reflejada recibida y diseñarse la segunda unidad transmisora para establecer una diferencia de fase entre las señales de salida de radiofrecuencia.

De acuerdo con otra forma de realización de la invención, la primera unidad transmisora está diseñada para ejecutar repetidamente los siguientes pasos:

determinar el respectivo valor máximo de un bloque de datos enviados y recibidos;

10 determinar la proporción del valor de señal recibida respecto del valor de señal enviada como un factor de reflexión r_1 ;

augmentar la potencia enviada por la primera unidad transmisora hasta alcanzar el máximo valor admitido del factor de reflexión r_1 o la máxima potencia que se desea enviar. En particular, la primera unidad transmisora puede diseñarse para filtrar el factor de ganancia usado aplicando un filtro pasa bajo.

15 De acuerdo con una forma de realización de la invención, la segunda unidad transmisora está diseñada para ejecutar repetidamente los siguientes pasos:

determinar el respectivo valor máximo de un bloque de datos enviados y recibidos;

determinar la proporción del valor de señal recibida respecto del valor de señal enviada como un factor de reflexión r_2 ;

20 tomar los factores de ganancia $t_2(k-1)$ anteriormente usados para la señal enviada como base para establecer si ha ocurrido un aumento o disminución de la potencia de reflexión al amplificarse la señal enviada, de acuerdo con la siguiente fórmula: $s_2(k) = (r_2(k-1) - r_2(k-2))/(t_2(k-1) - t_2(k-2))$

augmentar un determinado porcentaje la potencia enviada por la segunda unidad transmisora (14), siempre que sea negativa la potencia $s_2(k)$ y que el factor de ganancia de la señal que debe enviarse $t_2(k)$ sea menor que el máximo valor admitido;

25 reducir $t_2(k)$ hasta que el factor de ganancia de la señal que debe enviarse haya alcanzado un valor mínimo, si es positiva la potencia $s_2(k)$;

regular la fase de la señal emitida por la segunda unidad transmisora (14); y

regular el tiempo de propagación de la señal emitida por la segunda unidad transmisora.

30 De acuerdo con una forma de realización de la invención, la fase de la señal emitida por la segunda unidad transmisora se regula por medio de un algoritmo de gradiente. En particular, de acuerdo con una forma de realización de la invención, el algoritmo de gradiente se diseña para cambiar la fase al mismo valor que en el período de tiempo precedente cuando el valor es $rs(k) < rs(k-1)$ y, de lo contrario, cambiar la fase por el valor negativo del período de tiempo precedente. La regulación de tamaño de la duración puede efectuarse sobre la base del valor absoluto de la señal enviada o reflejada.

35 De acuerdo con otra forma de realización de la invención, la regulación de tiempo de propagación está diseñada para efectuar un ajuste fino dentro de un rango determinado. De acuerdo con una forma de realización de la invención, el ajuste fino se implementa en virtud de una serie de posibles tiempos de propagación que se prueban en una fase de inicialización y se selecciona el tiempo de propagación con mínimas discrepancias entre las señales reflejadas y enviadas. De acuerdo con una forma de realización alternativa de la invención, puede utilizarse un algoritmo de búsqueda, por ejemplo un algoritmo de gradiente correspondiente al ajuste de tiempo de propagación.

40 De acuerdo con una forma de realización de la invención, cada unidad transmisora contiene, un circulador para desacoplar una señal de diferencia reflejada recibida (30, 32) de la señal de salida de radiofrecuencia.

45 Además, de acuerdo con una forma de realización de la invención, cada unidad transmisora comprende un brazo de procesamiento de señales con un circuito de serie, que incluye un dispositivo de interfaz, recorte, modulación y conversión ascendente, un dispositivo de retardo controlable, un dispositivo de predistorsión DPD, un convertor de analógico a digital DAC, un amplificador de potencia AMP, un circulador y un bucle de realimentación con un

convertor de analógico a digital ADC del amplificador de potencia AMP al dispositivo de predistorsión DPD.

El dispositivo de interfaz, recorte, modulación y conversión ascendente tiene una interfaz CPRI y/u OBSAI

5 De acuerdo con una forma de realización de la invención, la red de acoplamiento puede comprender un divisor Wilkinson modificado sin resistor entre las dos redes de entrada y con la siguiente relación entre las impedancias ZL y ZT: $ZT = \sqrt{2} ZL$.

Otras ventajas y aplicaciones de la presente invención derivan de la siguiente descripción en conexión con las figuras de las formas de realización expuestas.

En la descripción, las reivindicaciones, el resumen y las figuras se utilizan números de referencia iguales para referirse a partes y conceptos iguales.

10 En las ilustraciones:

La FIGURA 1 es una forma de realización de una red de acoplamiento de la configuración de la invención para acoplar señales de salida de radiofrecuencia de potencia amplia provenientes de una estación de base de telefonía móvil;

15 La FIGURA 2 es un diagrama de bloques del módulo de estación de base de telefonía móvil con dos CAT (amplificador y transceptor combinados), diseñado para utilizarse con la configuración de acoplamiento de la invención;

La FIGURA 3 es un diagrama, en que está diseñado el comportamiento de entrada ejemplificativo de las señales de salida de los dos bloques CAT de la FIGURA 2, que se envían por las antenas compartidas;

20 La FIGURA 4 es un diagrama, en que está diseñado el comportamiento ejemplificativo de las señales de diferencia reflejadas en los dos bloques CAT de la FIGURA 2; y

La FIGURA 5 es una estructura de divisor Wilkinson según el estado actual de la técnica.

A continuación, pueden presentarse elementos iguales y/o igualmente funcionales con los mismo números de referencia. Debe interpretarse la información sólo como ejemplificativa y no limitativa de la invención.

25 Preferentemente se utiliza la división de potencia sin pérdidas con el divisor de la técnica de radiofrecuencia, por ejemplo el divisor Wilkinson. Con un divisor Wilkinson puede dividirse sin reflexión ni pérdidas el primer puerto de señales de radiofrecuencia y permanecen iguales los puertos segundo y tercero. En virtud del divisor Wilkinson, se acopla la resistencia óhmica en los puertos segundo y tercero, porque las señales de radiofrecuencia que se alimentan generan calor; en el primer puerto, la potencia de señal se reduce a la mitad y en los puertos segundo y tercero, no hay ninguna señal. En la FIGURA 4, se muestran la estructura del divisor Wilkinson, su
30 resistencia óhmica R y la potencia reducida a la mitad, y las impedancias ZL y ZT de las redes en serie de los puertos segundo y tercero. La resistencia óhmica R tiene valor $2 ZL$ y, la distribución de potencia sin pérdidas en el primer puerto posibilita las señales de radiofrecuencia de los puertos segundo y tercero.

35 La FIGURA 1 presenta la red de acoplamiento 22, de la que deriva en la FIGURA 5 la estructura del divisor Wilkinson, donde a diferencia de esta última se omite la resistencia óhmica R y existe relación entre las complejas impedancias ZL y ZT:

En la FIGURA 1, la configuración 10 de la red de acoplamiento 22 ilustrada es un diseño que combina las señales de salida de radiofrecuencia de dos unidades transmisoras de estación de base de telefonía móvil y para eso incluye dos redes de entrada del lado del amplificador 24 y 26 y una red de salida del lado de la antena 28.

40 Ambas redes de entrada 24 y 26 incluyen, cada una, el divisor de potencia adaptado del lado de la antena para las impedancias ZL y ZT, pero para la señal de diferencia en otra red de entrada no hay ninguna adaptación, de manera que las señales de diferencia están reflejadas. Las señales de diferencia reflejadas pueden utilizarse directamente o como base para una sincronización de las señales de salida de la unidad transmisora. De una señal de diferencia reflejada se puede derivar en particular un parámetro, por ejemplo de máxima amplitud, que se utiliza como criterio
45 para la sincronización, tal como a continuación se describe en detalle.

La FIGURA 2 muestra una configuración 10 para acoplar señales de salida de radiofrecuencia, por ejemplo en forma

de módulo, que puede utilizarse en una estación de base de telefonía móvil. La configuración 10 incluye dos unidades transmisoras 12 (CAT 1) y 14 (CAT 2) para generar señales (portadoras) de radiofrecuencia, emitidas por un agrupamiento de antenas compartidas.

5 Del lado de la entrada la configuración 10 tiene un conmutador CPRI 58, se suministra una señal de banda base digital en la corriente de datos digitales de banda base y se genera la señal de entrada de banda base digital para las unidades transmisoras 12 y 14. Las unidades transmisoras 12 y 14 producen de cada señal de banda base generada una señal de salida (portadora) de radiofrecuencia analógica, que puede irradiarse directamente en un agrupamiento de antenas.

10 En la unidad transmisora 12 ó 14, el conmutador CPRI 58 cambia y suministra la señal de banda base digital a los dispositivos de interfaz CPRI, recorte, modulación y conversión ascendente 54 ó 56, reduce las señales PAR (proporción de pico a promedio), modula las señales limitadas y las mezcla en una frecuencia mayor para irradiarlas por una antena. Las señales de salida digital de radiofrecuencia de la invención 54 ó 56 se suministran a los dispositivos de retardo digital controlable 46 ó 48, según el retardo de la señal de control 42 ó 44 y el ajuste de fase de las señales de radiofrecuencia digitales suministradas. Posteriormente la señal de radiofrecuencia digital con retardo se provee al dispositivo de predistorsión digital (Digital Predistortion) DPD. Después se convierte la señal predistorsionada en una señal analógica por medio de un conversor de digital a analógico DAC (Digital-Analog-Converter) y se amplifica con un amplificador de potencia AMP. La señal de salida de radiofrecuencia amplificada 18 ó 20 se suministra con un circulador 50 ó 52 a la red de entrada 24 ó 26 de la red de acoplamiento 22 y se acopla con la señal de salida de radio frecuencia de otra unidad transmisora 14 ó 12. La señal de radiofrecuencia acoplada 60 se provee al agrupamiento de antenas compartidas (que no se muestra) para su emisión.

El circulador 50 ó 52 de la unidad transmisora 12 ó 14 acopla la señal de salida de radio frecuencia 18 ó 20 de la red de entrada 24 ó 26 a la señal de diferencia reflejada y provee un detector 34 ó 36 para la sincronización de las señales de salida de radiofrecuencia 18 y 20 y la minimización de la potencia de las señales de diferencia reflejadas de las redes de entrada 24 y 26.

25 A continuación, se explica el transcurso hasta completarse la sincronización y la minimización de potencia de las señales de diferencia reflejadas en las unidades transmisoras 12 y 14. Como criterio para la sincronización de las señales de salida de radiofrecuencia 18 y 20 se utilizan las señales de diferencia reflejadas o los parámetros derivados, por ejemplo su máxima amplitud. Para la sincronización se implementa en cada unidad transmisora 12 y 14 un algoritmo, en particular en el detector 34 ó 36, destinado a minimizar la potencia de las señales de error en la entrada del detector (salida del circulador). Para ello puede utilizarse un algoritmo de gradiente. Resulta beneficioso también suministrar la señal enviada como referencia del detector 34 ó 36, por ejemplo una señal intermedia 38 ó 40 de las señales enviadas, que no esté distorsionada y amplificada. En el detector 34 ó 36, se calcula una réplica por reflexión total de las señales de salida del circulador esperadas en la salida de la unidad transmisora 12 ó 14. Por la correlación de esas señales calculadas con lo medido puede determinarse la diferencia de tiempo de propagación entre las señales de salida de radiofrecuencia 18 y 20 enviadas de ambas unidades transmisoras 12 y 14. Por ejemplo, puede suponerse que la segunda unidad transmisora 14 lleva el mismo algoritmo que la primera unidad transmisora 12, corregirse la mitad de la diferencia de fase calculada de cada unidad transmisora 12 y 14 y, de este modo, obtener una señal de salida combinada de máxima potencia.

40 Como alternativa, mediante un algoritmo de control puede restringirse la primera unidad transmisora 12 a la potencia reflejada de las señales de diferencia y compensarse la diferencia de fase únicamente con la segunda unidad transmisora 14. Estos procedimientos se muestran a continuación mediante una simulación.

En la primera unidad transmisora 12, se ejecutan repetidamente los siguientes pasos:

determinar un bloque con cada uno de los máximos valores de datos enviados y recibidos;

determinar la proporción del valor de señal recibida respecto del valor de señal enviada (factor de reflexión r1);

45 aumentar la potencia enviada por la primera unidad transmisora 12, en cualquiera de los dos máximos valores admitidos de los factores de reflexión o la potencia que se desea enviar. Para evitar grandes saltos en la potencia de salida puede aplicarse un filtro paso bajo al factor de ganancia.

En la primera unidad transmisora 14, se ejecutan repetidamente los siguientes pasos:

determinar un bloque con cada uno de los máximos valores de datos enviados y recibidos;

50 determinar la proporción del valor de señal recibida respecto del valor de señal enviada (factor de reflexión r2);

tomar los factores de ganancia t2 (k-1) anteriormente usados para la señal enviada como base para establecer si ha

ocurrido un aumento o disminución de la potencia de reflexión al amplificarse la señal enviada, de acuerdo con la siguiente fórmula: $s_2(k) = (r_2(k-1) - r_2(k-2))/(t_2(k-1) - t_2(k-2))$

5 aumentar un determinado porcentaje la potencia enviada por la segunda unidad transmisora 14, siempre que sea negativa la potencia $s_2(k)$ y que el factor de ganancia de la señal que debe enviarse $t_2(k)$ sea menor que el máximo valor admitido. Si la potencia $s_2(k)$ es positiva, se reduce $t_2(k)$, para que el factor de ganancia de la señal enviada llegue a un valor mínimo.

10 establecer la fase de la segunda unidad transmisora 14 de las señales emitidas. Para ello puede utilizarse un enfoque de gradientes: $rs(k) < rs(k-1)$, donde se modifica la fase del mismo valor que en la revisión anterior, y también la fase del valor negativo. Puede efectuarse una regulación progresiva según la suma de las señales enviadas o reflejadas.

15 la regulación de tiempo de propagación puede derivarse de que no se envíe proporcionalmente una señal reflejada debido a un error de ejecución. Como no es exacta la configuración CPRI, no es necesario el ajuste fino dentro del dominio determinado. Por ejemplo de ese modo puede probarse en la fase de inicialización una serie de duración posible, y la duración se selecciona con mínimas discrepancias respecto de la señal reflejada y enviada. Como alternativa, es posible ajustar la duración con un algoritmo de gradiente.

20 Por eso para la gestión de la serie es recuperable el algoritmo descrito precedentemente en las FIGURAS 3 y 4. La FIGURA 3 el despliegue de la señal de salida de radiofrecuencia de ambas unidades transmisoras CAT1 y CAT2. La FIGURA 4 presenta el despliegue de la señal de diferencia reflejada recibida de ambas unidades transmisoras CAT1 y CAT2. En general, las máximas amplitudes de las señales de salida de radiofrecuencia y las señales de diferencia mínimas son de aproximadamente 0,6 milisegundos.

Esto demuestra que el algoritmo precedentemente explicado puede implementarse tanto en hardware como en software. También es posible prever una implementación mixta con recursos de hardware y software, por ejemplo mediante operaciones de cálculo intensivo ejecutadas en hardware especializado.

25 La presente invención en particular es buena para usarla en estaciones de base de telefonía móvil, en las diferentes señales portadoras y, de ser necesario, puede asociarse con distintas normas de comunicación radioeléctrica; la señal portadora puede unirse y combinarse con un agrupamiento de antenas compartidas, por ejemplo en la irradiación de antena. Finalmente se señala que la invención no está limitada, como se ha descrito precedentemente, a dos unidades transmisoras, sino que en principio pueden implementarse muchas unidades transmisoras.

30 Números de referencia y abreviaturas

10 Configuración para acoplar señales de salida de radiofrecuencia

12 Primera unidad transmisora CAT 1

14 Segunda unidad transmisora CAT 2

16 Señal de banda base digital

35 18 Señal de salida de radiofrecuencia de la primera unidad transmisora 12

20 Señal de salida de radiofrecuencia der la segunda unidad transmisora 14

22 Red de acoplamiento (divisor Wilkinson modificado)

24, 26 Redes de entrada del lado del amplificador de la red de acoplamiento 22

28 Red de salida del lado de la antena de la red de acoplamiento 22

40 30, 32 Señal de diferencia reflejada

34, 36 Detector

38, 40 Señal intermedia

42, 44 Señal de control

- 46, 48 Dispositivo de retardo controlable
- 50, 52 Circulador
- 54, 56 Dispositivo de interfaz, recorte, modulación y conversión ascendente
- 58 Conmutador CPRI (interfaz radioeléctrica pública compartida)
- 5 60 Señal de salida de radiofrecuencia acoplada
- ADC Conversor de analógico a digital
- AMP Amplificador
- CAT Amplificador y transceptor combinados
- CPRI Interfaz radioeléctrica pública compartida
- 10 DAC Conversor de digital a analógico
- DPD Predistorsión digital
- OBSAI Iniciativa de arquitectura abierta de estación de base

REIVINDICACIONES

- 5 1. Configuración (10) para acoplar señales de salida de radiofrecuencia provistas para su emisión por un agrupamiento de antenas compartidas, con una primera y una segunda unidad transmisora (12, 14), diseñadas para producir, de una señal de entrada digital (16), una señal de salida de radiofrecuencia (18, 20) a los efectos de su emisión por un agrupamiento de antenas compartidas, y una red de acoplamiento (22) que comprende dos redes de entrada (24, 26) para las señales de salida de radiofrecuencia (18, 20) y una red de salida del lado de la antena (28) para acoplar al agrupamiento de antenas compartidas, donde las redes de entrada (24, 26) comprenden, cada una, divisores de potencia que coinciden del lado de la antena con las impedancias ZL y ZT y que, sin embargo, no tienen ninguna correspondencia con las señales de diferencia de las señales de salida de otra red de entrada, de manera que se refleja una diferencia de señal (30, 32) de la respectiva otra red de entrada, diseñada cada unidad transmisora (12, 14) de manera que evalúa una señal de diferencia reflejada recibida (30, 32) y toma esa evaluación como base para implementar la sincronización de la señal de salida de radiofrecuencia producida (18, 20), de manera que resulta minimizada casi por completo la potencia de la señal de diferencia reflejada recibida (30, 32).
- 10 2. La configuración de acuerdo con la reivindicación 1, caracterizada porque en el detector (34, 36) se implementa un algoritmo de gradiente para minimizar la potencia de la señal de diferencia reflejada recibida (30, 32).
- 15 3. La configuración de acuerdo con la reivindicación 1 ó 2, caracterizada porque se suministra al detector (34, 36) una señal intermedia (38, 40), de la que se produce la señal de salida de radiofrecuencia (18, 20) en una unidad transmisora (12, 14), y el detector (34, 36) está diseñado de manera que calcula por reflexión total la reproducción de una señal de diferencia recibida esperada (30, 32) de la salida de la unidad transmisora (12, 14), correlaciona la señal calculada con la señal de diferencia reflejada recibida (30, 32) y, de la diferencia de tiempo de propagación que así obtiene entre las señales de salida de radiofrecuencia (18, 20), produce la señal de control (42, 44) para el dispositivo de retardo controlable (46, 48).
- 20 4. La configuración de acuerdo con la reivindicación 3, caracterizada porque el detector (34, 36) está diseñado para calcular a partir de la diferencia de tiempo de propagación, la mitad de la diferencia de fase de cada unidad transmisora (12, 14) y tomarla como base para producir una correspondiente señal de control (42, 44) destinada al dispositivo de retardo controlable (46, 48).
- 25 5. La configuración de acuerdo con la reivindicación 1, caracterizada porque la primera unidad transmisora (12) está diseñada para limitar la potencia de la señal de diferencia reflejada recibida, y la segunda unidad transmisora (14), para establecer una diferencia de fase entre las señales de salida de radiofrecuencia (18, 20).
- 30 6. La configuración de acuerdo con la reivindicación 5, caracterizada porque la primera unidad transmisora (12) está diseñada para ejecutar repetidamente los siguientes pasos:
- determinar el respectivo valor máximo de un bloque de datos enviados y recibidos;
- determinar la proporción del valor de la señal recibida respecto del valor de la señal enviada como un factor de reflexión r1;
- 35 aumentar la potencia enviada por la primera unidad transmisora (12) hasta alcanzar el máximo valor admitido del factor de reflexión r1 o la máxima potencia deseada que debe enviarse.
7. La configuración de acuerdo con la reivindicación 6, caracterizada porque la primera unidad transmisora (12) está diseñada para filtrar el factor de ganancia usado aplicando un filtro pasa bajo.
- 40 8. La configuración de acuerdo con la reivindicación 5, 6 ó 7, caracterizada porque la segunda unidad transmisora (14) está diseñada para ejecutar repetidamente los siguientes pasos:
- determinar el respectivo valor máximo de un bloque de datos enviados y recibidos;
- determinar la proporción del valor de la señal recibida respecto del valor de la señal enviada como un factor de reflexión r2;
- 45 tomar los factores de ganancia t2 (k-1) anteriormente usados en la señal enviada como base para establecer si ocurre un aumento o disminución de la potencia reflejada al amplificarse la señal enviada, de acuerdo con la siguiente fórmula: $s2(k) = (r2(k-1) - r2(k-2))/(t2(k-1) - t2(k-2))$
- aumentar un determinado porcentaje la potencia enviada por la segunda unidad transmisora (14), siempre que sea negativa s2(k) y que el factor de ganancia de la señal que debe enviarse t2(k) sea menor que el máximo valor

admitido;

reducir $t_2(k)$ hasta que el factor de ganancia de la señal que debe enviarse llegue a un valor mínimo, si es positiva la potencia $s_2(k)$;

regular la fase de la señal emitida por la segunda unidad transmisora (14); y

5 regular el tiempo de propagación de la señal emitida por la segunda unidad transmisora (14).

9. La configuración de acuerdo con la reivindicación 8, caracterizada porque la fase de la señal emitida por la segunda unidad transmisora (14) se regula por medio de un algoritmo de gradiente.

10 10. La configuración de acuerdo con la reivindicación 9, caracterizada porque el algoritmo de gradiente está diseñado para cambiar la fase por el mismo valor que en la duración precedente cuando el valor es $rs(k) < rs(k-1)$ y, de lo contrario, cambiar la fase por el valor negativo de la duración precedente.

11. La configuración de acuerdo con la reivindicación 10, caracterizada porque la regulación de tamaño de la duración se efectúa sobre la base del valor absoluto de la señal enviada o reflejada.

12. La configuración de acuerdo con la reivindicación 8, 9, 10 u 11, caracterizada porque la regulación de tiempo de propagación está diseñada de manera que se efectúa un ajuste fino dentro de un rango determinado.

15 13. La configuración de acuerdo con la reivindicación 12, caracterizada porque el ajuste fino se efectúa en virtud de una serie de posibles tiempos de propagación que se prueban en una fase de inicialización y se selecciona el tiempo de propagación con mínimas discrepancias entre las señales reflejadas y enviadas.

14. La configuración de acuerdo con la reivindicación 12, caracterizada porque se usa un algoritmo de búsqueda correspondiente al ajuste de tiempo de propagación.

20 15. La configuración de acuerdo con una de las reivindicaciones precedentes, caracterizada porque cada unidad transmisora (12, 14) contiene un circulador (50, 52) para desacoplar una señal de diferencia reflejada recibida (30, 32) de la señal de salida de radiofrecuencia (18, 20).

25 16. La configuración de acuerdo con una de las reivindicaciones precedentes, caracterizada porque cada unidad transmisora (12, 14) comprende un brazo de procesamiento de señales con un circuito de serie, que incluye un dispositivo de interfaz, recorte, modulación y conversión ascendente (54, 56), un dispositivo de retardo controlable (46, 48), un dispositivo de predistorsión DPD, un convertor de analógico a digital DAC, un amplificador de potencia AMP, un circulador (50, 52) y un bucle de realimentación con un convertor de analógico a digital ADC del amplificador de potencia AMP al dispositivo de predistorsión DPD.

30 17. La configuración de acuerdo con la reivindicación 16, caracterizada porque el dispositivo de interfaz, recorte, modulación y conversión ascendente (54, 56) tiene una interfaz CPRI y/u OBSAI.

18. La configuración de acuerdo con una de las reivindicaciones precedentes, caracterizada porque la red de acoplamiento (22) es un divisor Wilkinson modificado donde no hay ningún resistor entre las dos redes de entrada (24, 26) y donde existe la siguiente relación entre las impedancias Z_L y Z_T : $Z_T = \sqrt{2} Z_L$.

FIG 1

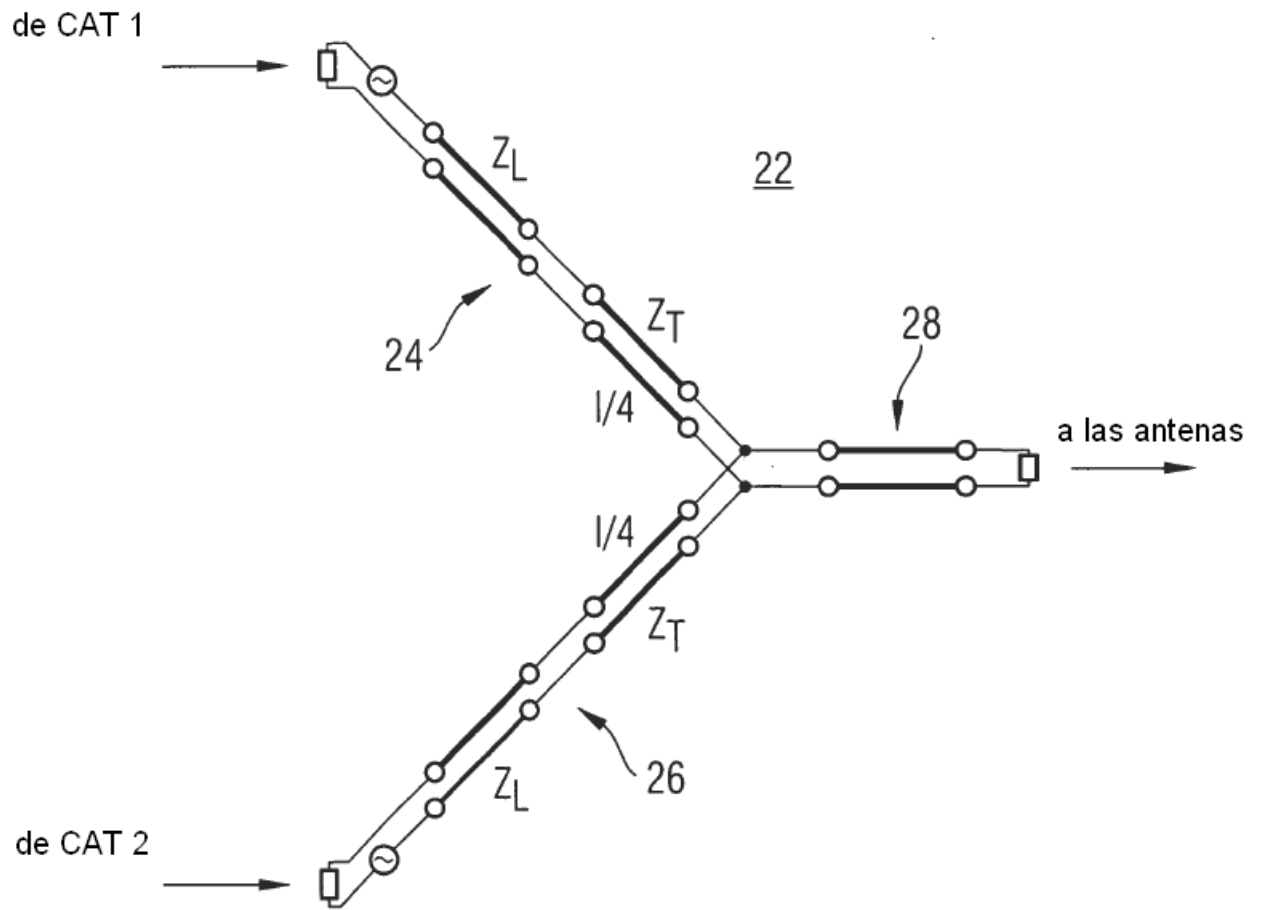


FIG 2

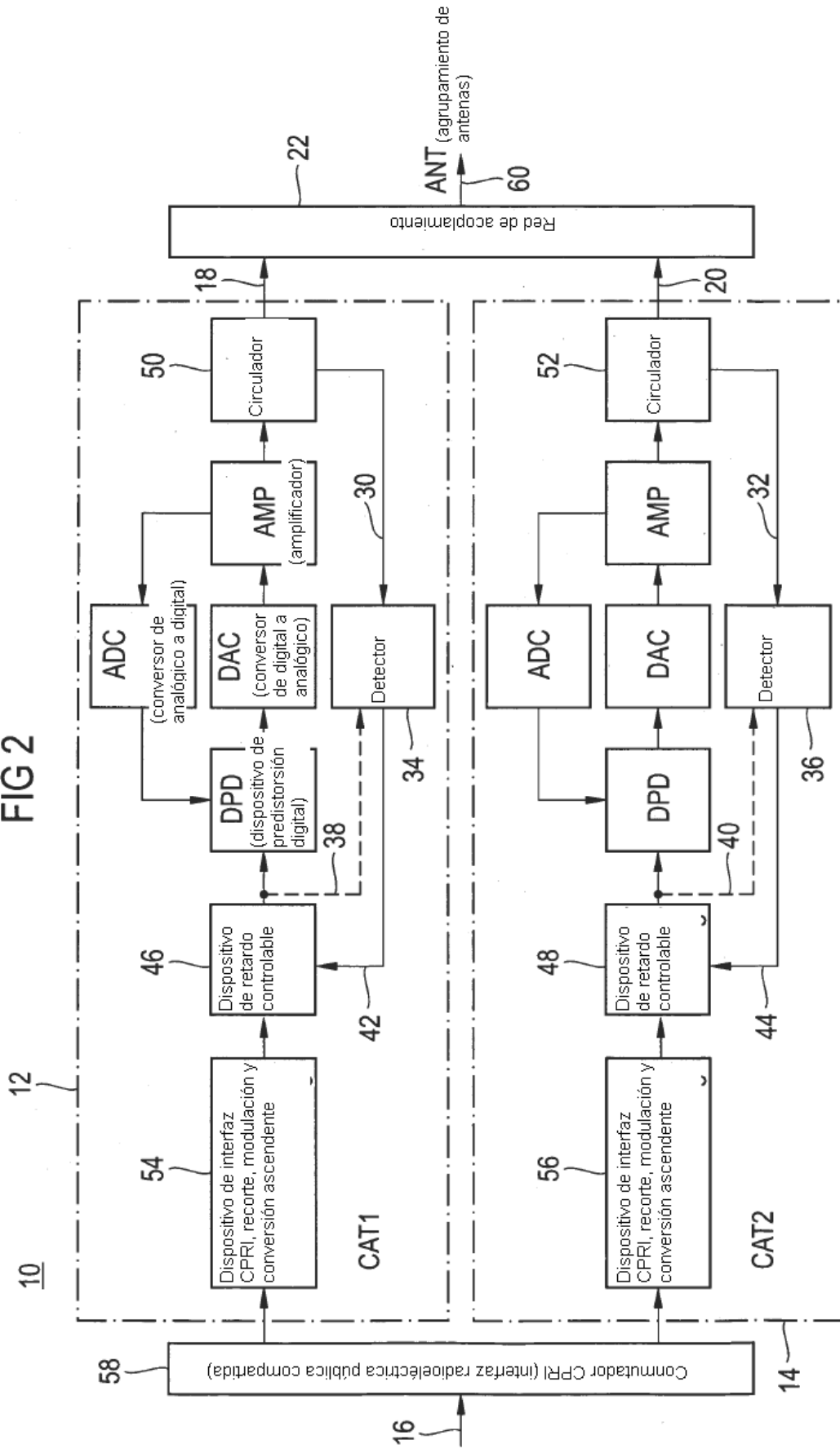


FIG 3

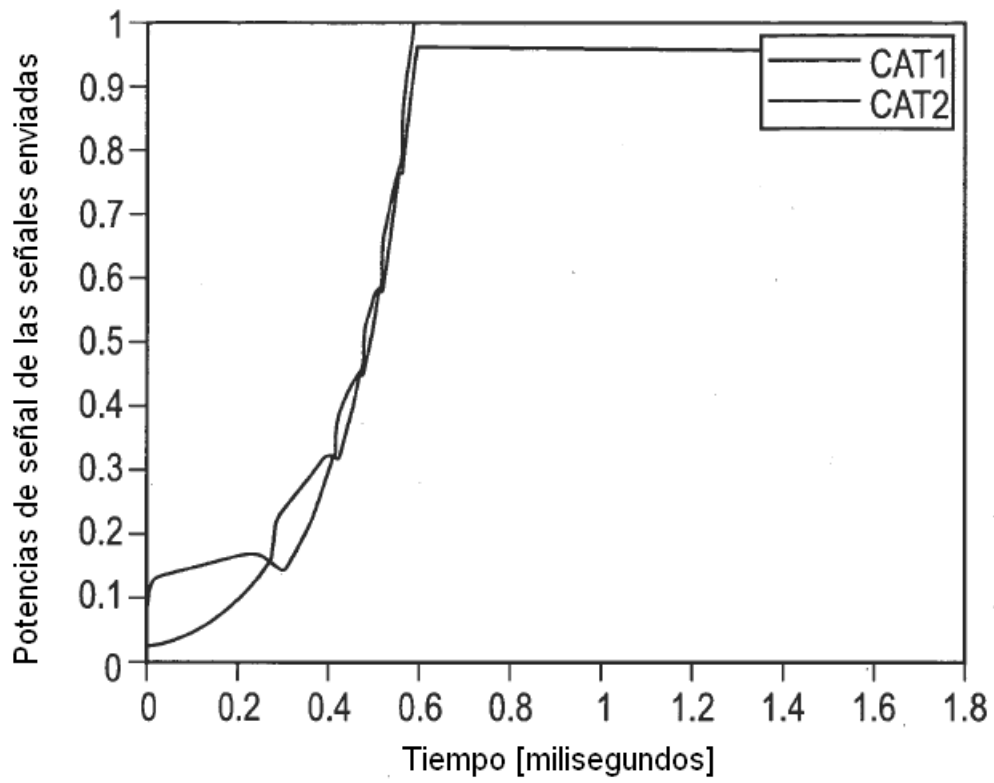


FIG 4

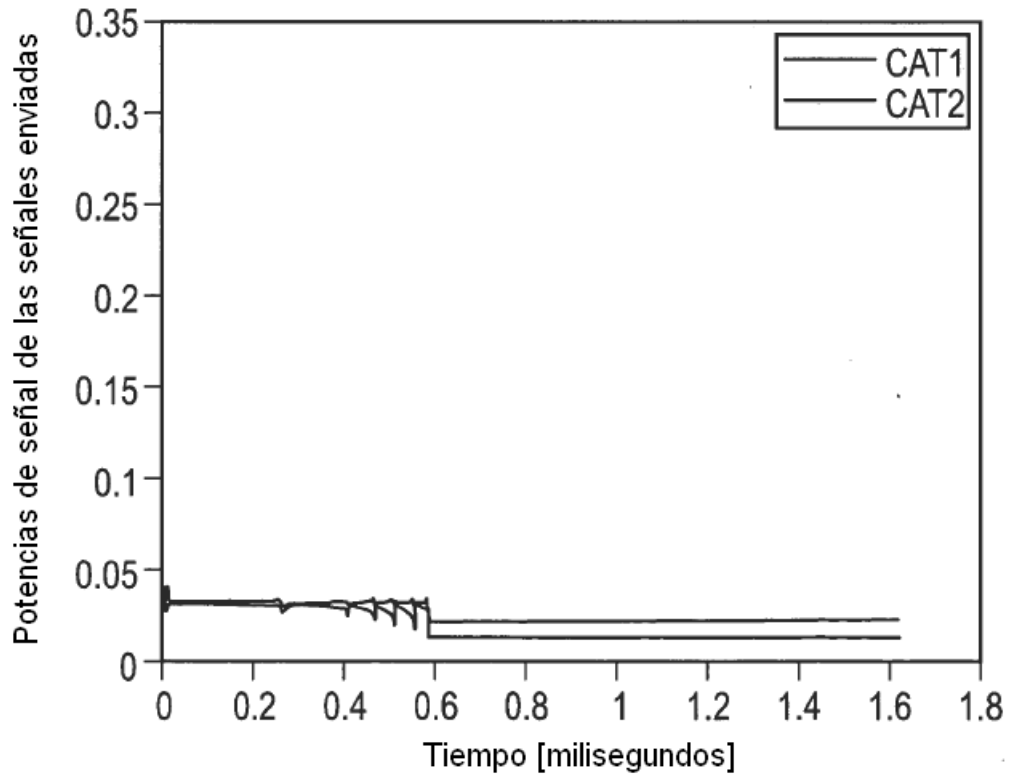


FIG 5

Estado de la técnica

