

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 628 846**

51 Int. Cl.:

H04L 27/26 (2006.01)

H04B 1/66 (2006.01)

H04B 1/04 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **13.07.2015 E 15176543 (5)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **17.05.2017 EP 2975815**

54 Título: **Procedimiento de reducción del factor de cresta de una señal de banda ancha**

30 Prioridad:

15.07.2014 FR 1401582

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

04.08.2017

73 Titular/es:

**AIRBUS DS SAS (100.0%)
1 Boulevard jean Moulin ZAC de la Clef Saint
Pierre
78990 Elancourt, FR**

72 Inventor/es:

**MEGE, PHILIPPE y
MOLKO, CHRISTOPHE**

74 Agente/Representante:

ELZABURU, S.L.P

ES 2 628 846 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 reducción del factor de cresta de una señal de banda ancha

Ámbito técnico

5 La presente invención se refiere a los sistemas de amplificación y de emisión de señales de banda ancha que comprenden varias señales de banda estrecha. La invención concierne de modo más particular a la reducción del factor de cresta de una señal de banda ancha así como a un equipo emisor y a un programa de ordenador correspondientes.

Estado de la técnica

10 Las transmisiones denominadas « multiportadoras », por ejemplo de tipo OFDM, son utilizadas cada vez más frecuentemente y han sido adoptadas especialmente en los sistemas LTE (« Long Term Evolution »), TEDS (« TETRA Enhanced Data Service »), DAB (« Digital Audio Broadcasting ») y DVB-T (« Digital Video Broadcasting-Terrestrial »).

15 En los sistemas de transmisión de multiportadoras, los datos están generalmente codificados en forma de símbolos enviados por un equipo emisor, denominado en lo que sigue « emisor », en señales emitidas en una pluralidad de subportadoras de frecuencias diferentes con destino a un equipo receptor, denominado en lo que sigue « receptor ».

A fin de permitir a estas señales llegar fácilmente al receptor, el emisor comprende de manera conocida un amplificador que aumenta la potencia de las señales antes de su emisión. Tal amplificador de potencia transforma la señal de entrada en una señal de salida de potencia más elevada.

20 Un amplificador de potencia de señales de banda ancha es en general linealizado de modo que, para una señal de entrada cuya potencia esté situada por debajo de un cierto límite, la señal de salida sea proporcional o casi-proporcional a la señal de entrada (se dice que la señal está en el intervalo denominado “de linealidad” del amplificador de potencia).

25 Cuando el valor de amplitud de la señal de entrada supera el límite máximo superior del intervalo de linealidad, el amplificador de potencia funciona en un intervalo de amplitud de la señal de entrada denominado « de no linealidad » en el cual la señal de salida del amplificador se encuentra limitada. El espectro de frecuencias de la señal se encuentra entonces agrandado y los componentes del amplificador de potencia pueden degradarse indebidamente, lo que presenta inconvenientes.

30 En un sistema de transmisión de multiportadoras, la utilización de una pluralidad de subportadoras para transmitir los datos puede crear picos de amplitud, que dependen especialmente del número de subportadoras. Estos picos de amplitud pueden alcanzar valores que pueden superar el límite máximo superior del intervalo de linealidad del amplificador de potencia, provocando entonces los inconvenientes antes citados.

A fin de resolver al menos en parte estos inconvenientes, es conocido dimensionar el amplificador con respecto a los picos de la señal de modo que la amplificación de la señal sea lineal en toda la gama de variación de la citada señal.

35 En la práctica, con este objetivo, se busca reducir el factor de cresta (Peak-to-Average Power Ratio o PAPR en lengua inglesa) de la señal, es decir la relación entre la amplitud de pico de la señal y su valor eficaz, de manera que el mismo se encuentre en la región de linealidad del amplificador. En efecto, la reducción del factor de cresta permite un aumento del valor eficaz de la señal, que es el valor “útil” que caracteriza la potencia transmitida, y que por tanto es el valor que hay que maximizar. El factor de cresta representa el margen entre la potencia máxima del amplificador (la potencia para la cual el mismo está dimensionado), y la potencia realmente transmitida, por lo que es importante minimizar el factor de cresta a fin de dimensionar el amplificador de potencia lo más justo con respecto a la potencia que haya que transmitir, lo que permite especialmente reducir el volumen y la masa del amplificador y limitar su consumo energético.

40

Los métodos conocidos para reducir el factor de cresta tienen todos el inconveniente mayor de provocar una degradación de la señal.

45 Además, en el caso de una pluralidad de señales de banda estrecha enviadas en una señal de banda ancha, por ejemplo señales de tipo TETRA o TETRAPOL enviadas en una señal de banda ancha, la presencia de secuencias de símbolos (denominadas « training sequences ») comunes entre las señales y síncronas entre sí aumenta su coherencia y por tanto influye en la distribución estadística de la amplitudes aumentando la probabilidad de aparición de las amplitudes más grandes, lo que, con las soluciones existentes, necesita una reducción de amplitud de la señal que degradará las señales útiles y que por tanto es problemático.

50

Presentación general de la invención

- La presente invención pretende poner remedio al menos en parte a estos inconvenientes proponiendo un procedimiento eficaz y fácil de poner en práctica de reducción del factor de cresta de una señal de banda ancha que permita reducir el factor de cresta y optimizar la distribución estadística de las amplitudes de la citada señal de banda ancha a fin de limitar de modo importante o suprimir la degradación de señales de banda estrecha comprendidas en la señal de banda ancha.
- A tal efecto, la invención concierne en primer lugar a un procedimiento de reducción del factor de cresta de una señal de banda ancha que comprende N señales de banda estrecha, siendo N un número entero natural superior o igual a dos, destacando el procedimiento, puesto en práctica por un equipo emisor, por que el mismo comprende una etapa de desfase de las señales de banda estrecha entre sí con el fin de reducir el citado factor de cresta.
- Por los términos « señal de banda ancha », se entiende una señal que ocupa una banda de frecuencias más amplia que la suma de las anchuras de bandas de las diferentes "señales de banda estrecha" que son transmitidas en esta dicha "señal de banda ancha". La anchura de una señal de banda ancha, por ejemplo en una red de tipo 3GPP LTE bien conocida por el especialista en la materia, está comprendida típicamente entre 1 MHz y 20 MHz.
- Por los términos « señal de banda estrecha », se entiende una señal que ocupa una banda de frecuencias pequeña, por ejemplo señales de tipo TETRA bien conocido por el especialista en la materia, cuya anchura es típicamente inferior a 200 kHz (entre 25 kHz y 150 kHz en una red TETRA).
- Por los términos « señal de banda ancha que comprende una pluralidad de señales de banda estrecha », se entiende que la pluralidad de las señales de banda estrecha son transmitidas en la banda de la señal de banda ancha.
- El desfase de las señales de banda estrecha permite ventajosamente reducir significativamente el factor de cresta de la señal de banda ancha.
- Además, cuando las señales de banda estrecha sean al menos en parte coherentes entre sí, el procedimiento de acuerdo con la invención permite optimizar la distribución estadística de las amplitudes de la señal de banda ancha. Por el término « coherentes », se entiende la presencia de secuencias de símbolos comunes entre las señales y sincronas entre sí. Tales secuencias son denominadas comúnmente « training sequences » por el especialista en la materia.
- Preferentemente, los valores de desfase de las señales de banda estrecha son determinados en una etapa preliminar.
- Preferentemente todavía, los valores de desfase de las señales de banda estrecha son determinados de manera periódica a fin de reducir el factor de cresta y, cuando las señales de banda estrecha sean al menos en parte coherentes entre sí, optimizar la distribución estadística de las amplitudes de la señal de banda ancha en el tiempo.
- Ventajosamente, el procedimiento comprende una etapa preliminar de inicialización de los valores de desfase de las señales de banda estrecha, por ejemplo eligiéndoles de manera aleatoria.
- En un modo de puesta en práctica preferido del procedimiento de acuerdo con la invención, los valores de desfase de las señales de banda estrecha son determinados a partir de las señales emitidas en un instante anterior por el equipo emisor. Esto permite optimizar la reducción del factor de cresta de la señal de banda ancha y, cuando las señales de banda estrecha sean al menos en parte coherentes entre sí, la distribución estadística de las amplitudes de la señal de banda ancha.
- De acuerdo con un aspecto de la invención, comprendiendo el equipo emisor un amplificador de potencia y/o un simulador de amplificación de potencia, los valores de desfases de las señales de banda estrecha son determinados a partir del error (o diferencia) entre el valor de la señal amplificada por el citado amplificador de potencia o el citado simulador de amplificación de potencia y el valor de la señal generada por el módulo de generación.
- Ventajosamente, comprendiendo el equipo emisor un amplificador de potencia y/o un simulador de amplificación de potencia, los valores de desfases de las señales de banda estrecha son determinados minimizando el error cuadrático entre el valor de la señal amplificada por el citado amplificador de potencia o el citado simulador de amplificación de potencia y el valor de la señal generada por el módulo de generación a fin de reducir de manera óptima el factor de cresta y, cuando las señales de banda estrecha sean al menos en parte coherentes entre sí, optimizar la distribución estadística de las amplitudes de la señal de banda ancha.
- Preferentemente, los valores de desfases de las señales de banda estrecha son determinados utilizando un gradiente estocástico que minimiza el citado error cuadrático, lo que permite obtener en el tiempo un factor de cresta mínimo y, cuando las señales de banda estrecha sean al menos en parte coherentes entre sí, una distribución estadística de las amplitudes de la señal de banda ancha óptima.

Preferentemente, el paso del algoritmo del gradiente estocástico, utilizado para determinar los valores de desfases de las señales de banda estrecha, es más rápido en las porciones de tiempo en que las señales de banda estrecha, expresadas en banda de base, sean al menos en parte coherentes entre sí, y menos rápido en las otras porciones de tiempo.

- 5 De manera ventajosa, el algoritmo del gradiente estocástico, utilizado para determinar los valores de desfases de la señales de banda estrecha, es aplicado únicamente en las porciones de tiempo en las que las señales de banda estrecha, expresadas en banda de base, son coherentes entre sí.

En otra forma de puesta en práctica, los valores desfase de las señales de banda estrecha son determinados de manera aleatoria, preferentemente periódicamente, lo que es fácil de realizar.

- 10 En otra forma de puesta en práctica, el desfase de las señales de banda estrecha es realizado desplazando temporalmente las señales de banda estrecha una respecto de otra.

- 15 La invención concierne igualmente a un equipo emisor que comprende un módulo de generación de una señal de banda ancha a partir de N señales de banda estrecha, siendo N un número entero natural superior o igual a dos, y un amplificador de potencia de la citada señal de banda ancha, destacando el citado equipo emisor por que el módulo de generación está configurado para desfasar las señales de banda estrecha entre sí a fin de reducir el factor de cresta de la señal de banda ancha y, cuando las señales de banda estrecha sean al menos en parte coherentes entre sí, optimizar la distribución estadística de las amplitudes de la señal de banda ancha.

En una forma de realización, el equipo emisor comprende un simulador de amplificación de potencia configurado para simular la amplificación de una señal de banda ancha generada por el módulo de generación.

- 20 La invención concierne también a un programa de ordenador que comprende instrucciones para la puesta en práctica del procedimiento de la invención cuando el programa es ejecutado por al menos un procesador.

Los organigramas de las figuras 4 y 5 ilustran esquemáticamente el desarrollo de este programa de ordenador, para modos de puesta en práctica preferidos de la invención.

Descripción de las figuras

- 25 Se van a describir ahora de modo más preciso pero no limitativo modos de realización de la invención en relación con los dibujos anejos, en los cuales:

- la figura 1 ilustra esquemáticamente una primera forma de realización de un equipo emisor de acuerdo con la invención;
- 30 - la figura 2 ilustra esquemáticamente una segunda forma de realización de un equipo emisor de acuerdo con la invención;
- la figura 3 ilustra dos ejemplos de curvas que representan dos funciones de simulación de amplificación;
- la figura 4 ilustra esquemáticamente un primer modo de puesta en práctica del procedimiento de acuerdo con la invención por el equipo emisor de la figura 1;
- 35 - la figura 5 ilustra esquemáticamente un segundo modo de puesta en práctica del procedimiento de acuerdo con la invención por el equipo emisor de la figura 2;
- la figura 6 ilustra un primer ejemplo de aplicación del segundo modo de puesta en práctica del procedimiento de acuerdo con la invención;
- la figura 7 ilustra un segundo ejemplo de aplicación del segundo modo de puesta en práctica del procedimiento de acuerdo con la invención.

40 Descripción detallada de la invención

I. Equipo emisor 2A/2B

- 45 Las figuras 1 y 2 representan un equipo emisor 2A/2B de un sistema de transmisión de una pluralidad de señales de banda estrecha en un misma señal de banda ancha, como por ejemplo una estación de base de un sistema PMR (« Professional Mobile Radio ») de tipo TETRAPOL con varias señales TETRAPOL transmitidas en una misma señal de banda ancha.

El emisor 2A/2B está configurado para emitir una señal de banda ancha con destino a un receptor 4.

A tal fin, el emisor 2A/2B comprende un módulo de generación 6 de una señal de banda ancha a partir de las señales de banda estrecha, un módulo de linealización 8, un amplificador de potencia 10, un módulo de cálculo de error 12, un módulo de determinación de los desfases 14 y un módulo de emisión 16.

5 La señal de banda ancha emitida por el emisor 2A/2B comprende un número N de señales de banda estrecha $e_1(t)$, ..., $e_N(t)$ donde N es un entero natural superior o igual a 2. La invención permite desfasar estas señales $e_1(t)$, ..., $e_N(t)$ a partir de valores de desfases φ_1 , ..., φ_N .

10 Por razones de claridad, la invención va a describirse en referencia a una señal de banda ancha que comprende N = 8 señales de banda estrecha $e_1(t)$, ..., $e_8(t)$. Esto evidentemente no es limitativo del alcance de la presente invención, pudiendo ser el número de señales de banda estrecha cualquier número entero natural superior o igual a dos.

a) Módulo de generación 6 de una señal de banda ancha

El módulo de generación 6 está configurado para:

- recibir ocho señales de banda estrecha $e_1(t)$, ..., $e_8(t)$, comprendiendo cada una de las ocho señales de banda estrecha una pluralidad de símbolos,
- 15 - desfasar cada una de las ocho señales de banda estrecha $e_1(t)$, ..., $e_8(t)$ recibidas a partir de valores de desfases recibidos,
- generar una señal de banda ancha a partir de ocho señales de banda estrecha $e_1(t)$, ..., $e_8(t)$ desfasadas entre sí.

El módulo de generación 6 comprende ocho unidades de configuración de fase 60-1, ..., 60-8 y una unidad de generación 62 de una señal de banda ancha.

20 Las ocho unidades de configuración de fase 60-1, ..., 60-8 están configuradas para recibir una y una sola de las ocho señales de banda estrecha $e_1(t)$, ..., $e_8(t)$ y para modificar su fase a partir de un valor de desfase φ_1 , ..., φ_8 facilitado por el módulo de determinación de fase 14 descrito más adelante de modo que las señales de banda estrecha $e_1(t)$, ..., $e_8(t)$ queden desfasadas entre sí.

25 La unidad de generación 62 está configurada para generar una señal de banda ancha a partir de las ocho señales de banda estrecha $e_1(t)$, ..., $e_8(t)$ desfasadas por las unidades de configuración de fase 60-1, ..., 60-8.

Por ejemplo, las señales de banda estrecha $e_1(t)$, ..., $e_8(t)$ pueden ser recibidas cada una en banda de base, en forma de señales complejas. Para desfasar estas señales, respectivamente con los valores φ_1 , ..., φ_8 , es suficiente multiplicar cada una de estas señales, respectivamente por $e^{j\varphi_i}$, donde j representa el número complejo imaginario de raíz cuadrada de -1. Después, cada una de estas señales de banda estrecha $e_1(t)$, ..., $e_8(t)$ es colocada en su frecuencia portadora, la señal de banda ancha obtenida $r(t)$ comprende entonces el conjunto de las señales de banda ancha cada una en su frecuencia portadora y con el desfase deseado.

30

b) Módulo de linealización 8

El módulo de linealización 8, que es opcional, es una función que está asociada en general a los amplificadores de potencia y que tiene la función de predistorsionar las señales que haya que enviar al amplificador de potencia 10 de modo que la respuesta global del amplificador de potencia asociado a este módulo de linealización sea lo más lineal posible y en el mayor intervalo de linealidad. En general, este módulo de linealización 8 adapta la predistorsión que el mismo aplica a las señales que haya que enviar al amplificador de potencia 10 en función del error resultante del módulo de cálculo de error 12.

35

c) Amplificador de potencia 10

40 El amplificador de potencia 10 está configurado para aumentar la potencia de una señal de banda ancha $r(t)$ generada por el módulo de generación 6 (y predistorsionada en su caso por el módulo de linealización 8).

Tal amplificador de potencia 10 amplifica la señal de banda ancha $r(t)$ de manera lineal en un intervalo de linealidad, definido por los componentes electrónicos del amplificador de potencia 10, y de manera no lineal fuera del citado intervalo de linealidad.

d) Módulo de cálculo de error 12

45

El módulo de cálculo de error 12 está configurado para:

- recibir una señal de banda ancha $r(t)$ generada por el módulo de generación 6,
- recibir una señal $s(t)$ amplificada por el amplificador de potencia 10, y

- determinar el error, o diferencia, entre la señal de banda ancha $r(t)$ generada por el módulo de generación 6 recibida y la señal amplificada $s(t)$ recibida.

e) Módulo de determinación de fase 14

5 El módulo de determinación de fase 14 está configurado para recibir el error $\varepsilon(t)$ determinado por el módulo de cálculo de error 12 y para calcular una pluralidad de desfases $\varphi_1, \dots, \varphi_8$ para la pluralidad de señales de banda estrecha $e_1(t), \dots, e_8(t)$, siendo estos desfases diferentes entre sí, a fin de reducir el factor de cresta de la señal de banda ancha $r(t)$ y, cuando las señales de banda estrecha $e_1(t), \dots, e_8(t)$ sean al menos en parte coherentes entre sí, optimizar la distribución estadística de las amplitudes de la señal de banda ancha $r(t)$.

10 En los modos de puesta en práctica descritos en lo que sigue, el módulo de determinación de fase 14 está configurado para calcular los desfases $\varphi_1, \dots, \varphi_8$ de las señales de banda estrecha $e_1(t), \dots, e_8(t)$ minimizando, a partir de un algoritmo del gradiente estocástico, el error cuadrático, siendo calculado este error por el módulo de cálculo de error 12.

15 Tal método permite determinar valores óptimos de los desfases $\varphi_1, \dots, \varphi_8$ para las señales de banda estrecha $e_1(t), \dots, e_8(t)$ a fin de obtener un factor de cresta mínimo para la señal de banda ancha $r(t)$ y, cuando las señales de banda estrecha $e_1(t), \dots, e_8(t)$ sean al menos en parte coherentes entre sí, optimizar la distribución estadística de las amplitudes de la señal de banda ancha $r(t)$.

20 Esto sin embargo no es limitativo del alcance de la presente invención en la medida en que cualquier otro método conocido puede ser utilizado para desfasar señales de banda estrecha $e_1(t), \dots, e_8(t)$ entre sí a fin de reducir el factor de cresta de la señal de banda ancha $r(t)$ y, cuando las señales de banda estrecha $e_1(t), \dots, e_8(t)$ sean al menos en parte coherentes entre sí, optimizar la distribución estadística de las amplitudes de la señal de banda ancha $r(t)$.

Así, por ejemplo, el desfase de las señales de banda estrecha $e_1(t), \dots, e_8(t)$ puede ser obtenido por cualquier medio adaptado, por ejemplo modificando los instantes de muestreo de las señales de banda estrecha $e_1(t), \dots, e_8(t)$ por el módulo de generación 8 de una señal de banda ancha de modo que queden temporalmente desfasadas entre sí.

f) Módulo de emisión 16

25 El módulo de emisión 16 está configurado para emitir una señal amplificada $s(t)$ por el amplificador de potencia 10. A tal fin, el módulo de emisión 16 comprende de manera conocida una antena de emisión de señal.

30 El módulo de generación 6 de una señal de banda ancha $r(t)$, el módulo de linealización 8, el amplificador de potencia 10, el módulo de cálculo de error 12, el módulo de determinación de fase 14 y el módulo de emisión 16 anteriormente mencionados son comunes a las dos formas de realización descritas del emisor 2A/2B de acuerdo con la invención.

En la segunda forma de realización del emisor 2B de acuerdo con la invención ilustrada en la figura 2, el emisor 2B comprende además un simulador de amplificación de potencia 18 y un diferenciador de señales 20.

35 Tal configuración permite separar físicamente el módulo de generación 8 y el amplificador de potencia 10, en el caso, por ejemplo, en que los mismos no estén implementados en un mismo circuito electrónico o bien en el caso en que se desee únicamente reducir el factor de cresta de la señal de banda ancha $r(t)$ y, cuando las señales de banda estrecha $e_1(t), \dots, e_8(t)$ sean al menos en parte coherentes entre sí, optimizar la distribución estadística de las amplitudes de la señal de banda ancha $r(t)$ sin enviar sistemáticamente la señal de banda ancha $r(t)$ a un amplificador de potencia real y efectiva tal como el amplificador de potencia 10.

40 A tal fin, el emisor 2B está dividido en un primer submódulo emisor 2B-1, y un segundo submódulo emisor 2B-2, por ejemplo comprendidos cada uno en una entidad física diferente del equipo emisor 2B (sin que esto sea limitativo del alcance de la presente invención).

El primer submódulo emisor 2B-1 comprende el módulo de generación 6 de una señal de banda ancha, el módulo de determinación de fase 14, el simulador de amplificación de potencia 18 y el diferenciador de señales 20.

45 El segundo submódulo emisor 2B-2 comprende el módulo de linealización 8, el amplificador de potencia 10, el módulo de cálculo de error 12 y el módulo de emisión 16.

g) Simulador de amplificación de potencia 18

50 El simulador de amplificación de potencia 18 puede ser visto como un amplificador de potencia virtual que simula una amplificación de la señal de banda ancha de manera similar al amplificador de potencia 10 a fin de determinar valores de desfase que permitan reducir el factor de cresta de la señal de banda ancha $r(t)$ y, cuando la señales de banda estrecha $e_1(t), \dots, e_8(t)$ sean al menos en parte coherentes entre sí, optimizar la distribución estadística de las amplitudes de la señal de banda ancha $r(t)$.

5 Tal simulador 18 permite así ventajosamente obtener valores diferentes de desfase $\varphi_1, \dots, \varphi_8$ para las señales de banda estrecha $e_1(t), \dots, e_8(t)$, y por tanto reducir el factor de cresta de la señal de banda ancha $r(t)$ y, cuando las señales de banda estrecha $e_1(t), \dots, e_8(t)$ sean al menos en parte coherentes entre sí, optimizar la distribución estadística de las amplitudes de la señal de banda ancha $r(t)$ antes de realmente amplificar la señal de banda ancha $r(t)$ (a través del amplificador de potencia 10) y de emitir la citada señal amplificada $s(t)$.

El amplificador de potencia 10 recibe por tanto una señal de banda ancha $r(t)$ (eventualmente presdistorsionada) cuyo factor de cresta ha sido ya reducido de manera significativa y cuyas variaciones de amplitud están así comprendidos ya en el intervalo de linealidad del amplificador de potencia 10 o cuyas apariciones de variaciones de amplitud que excedan del intervalo de linealidad del amplificador de potencia 10 estén minimizadas.

10 El simulador de amplificación de potencia 18 utiliza una función matemática f que permite simular el amplificador de potencia 10. En otras palabras, el simulador de amplificación de potencia 18 determina una señal de salida $s_1(t)$ simulada correspondiente a una señal amplificada por el amplificador de potencia 10 a partir de una señal de banda ancha $r(t)$ recibida del módulo de generación 6.

15 Refiriéndose a la figura 3, la función matemática f es una función de compresión con un valor mínimo de salida denominado « Target » que es alcanzado cuando el valor de entrada aumenta por encima de un límite máximo de entrada. Así, cuando el valor de entrada es inferior al límite máximo de entrada, el valor de salida es del orden del valor de entrada.

20 Dos ejemplos de función f_1 y f_2 simples están ilustrados en la figura 3 en la cual las funciones f_1 y f_2 aumentan hasta un valor límite « Target » para valores superiores a los valores de entrada respectivamente r_1 y r_2 . Los valores « Target » r_1 y r_2 pueden ser expresados en términos de amplitud (por ejemplo en μv o en dB μv), o en términos de potencia (por ejemplo en mW o en dBm).

h) Diferenciador de señales 20

25 El diferenciador de señales 20 está configurado para recibir la señal de banda ancha $r(t)$ generada por el módulo de generación 6 y la señal simulada $s_1(t)$ por el simulador de amplificación de potencia 18 y para determinar la diferencia entre estas dos señales, de manera similar al módulo de cálculo de error 12.

En esta segunda forma de realización ilustrada en la figura 2, el módulo de determinación de fase 14 está configurado para calcular una pluralidad de desfases $\varphi_1, \dots, \varphi_8$, diferentes entre sí, para la pluralidad de señales de banda estrecha $e_1(t), \dots, e_8(t)$ a partir del error $\varepsilon_1(t)$ determinado por el diferenciador de señales 20 (y no por el módulo de cálculo de error 12).

30 En esta segunda forma de realización se observará que el módulo de cálculo de error 12 calcula, a partir de la señal de banda ancha $r(t)$ generada por el módulo de generación 6 y de la señal $s(t)$ amplificada por el amplificador de potencia 10, un error $\varepsilon_2(t)$ que el mismo facilita al módulo de linealización 8.

Habiendo sido descrita la estructura del emisor 2 de acuerdo con la invención, se va a detallar ahora el funcionamiento del procedimiento de reducción de factor de cresta puesto en práctica por el citado emisor 2.

35 II. Puesta en práctica

A continuación, se describe el procedimiento de acuerdo con la invención según dos modos de puesta en práctica correspondientes a las dos formas de realización del emisor 2 descritas anteriormente refiriéndose a las figuras 1 y 2. Estos modos de puesta en práctica del procedimiento de acuerdo con la invención se describen a continuación refiriéndose respectivamente a las figuras 4 y 5.

40 a) Primer modo de puesta en práctica del procedimiento de acuerdo con la invención

Este primer modo, ilustrado en la figura 4, es puesto en práctica por el equipo emisor 2A ilustrado en la figura 1.

Como se explicó anteriormente, el emisor 2A comprende un módulo de generación 6 de una señal de banda ancha $r(t)$, un módulo de linealización 8, un amplificador de potencia 10, un módulo de cálculo de error 12, un módulo de determinación de fase 14 y un módulo de emisión 16.

45 Cada unidad de configuración de fase 60-1, ..., 60-8 del módulo de generación 6 recibe:

- en la etapa E1, una de las ocho señales de banda estrecha $e_1(t), \dots, e_8(t)$ asociada, y

- en la etapa E2, que puede ser concomitante con la etapa E1, un valor de desfase $\varphi_1, \dots, \varphi_8$ asociado a la citada señal de banda estrecha $e_1(t), \dots, e_8(t)$ enviado por el módulo de determinación de fase 14.

Durante la puesta en funcionamiento del emisor 2A, pueden ser facilitados al módulo de generación 6 valores predeterminados de desfase $\varphi_{0-1}, \dots, \varphi_{0-8}$, elegidos por ejemplo de manera aleatoria, para cada señal $e_1(t), \dots, e_8(t)$ a fin de permitir su inicialización.

5 A la salida de las unidades de configuración de fase 60-1, ..., 60-8, la unidad de generación 62 genera, en una etapa E3, una señal de banda ancha $r(t)$ que comprende las ocho señales de banda estrecha $e_1(t), \dots, e_8(t)$ desfasadas por las unidades de configuración de fase 60-1, ... 60-8.

La señal de banda ancha $r(t)$ generada por el módulo de generación 6 es enviada, por una parte, al módulo de cálculo de error 12 y, por otra, al módulo de linealización 8.

10 El módulo de linealización 8 aplica una predistorsión a la señal que el mismo recibe, en una etapa E4 (opcional), y después envía la señal así predistorsionada al amplificador de potencia 10 que la amplifica en una etapa E5. La predistorsión aplicada es en general función del error $\varepsilon(t)$ procedente del módulo de cálculo de error 12 y recibido previamente por el módulo de linealización 8, por ejemplo en la iteración precedente.

15 La señal amplificada $s(t)$ es transmitida después, por una parte, al módulo de emisión 16 que la emite en una etapa E6 con destino al receptor 4 y, por otra, al módulo de cálculo de error 12 que calcula, en una etapa E7, el error $\varepsilon(t)$, es decir la diferencia entre la señal de banda ancha $r(t)$ generada por el módulo de generación 6 y la señal amplificada $s(t)$ por el amplificador de potencia 10, y después le envía al módulo de determinación de fase 14 y al módulo de linealización 8.

El módulo de determinación de fase 14 calcula entonces, en una etapa E8, para cada una de las ocho señales de banda estrecha $e_1(t), \dots, e_8(t)$, un valor de desfase $\varphi_1, \dots, \varphi_8$ de las señales de banda estrecha $e_1(t), \dots, e_8(t)$.

20 Los valores de desfase $\varphi_1, \dots, \varphi_8$ de las señales de banda estrecha $e_1(t), \dots, e_8(t)$ pueden ser calculados por minimización del error cuadrático, utilizando preferentemente un gradiente estocástico que minimiza el citado error cuadrático como se describe en lo que sigue.

Continuando refiriéndose a la figura 1, la señal de salida del módulo de generación 6 se escribe:

$$r(t) = \sum w_i \cdot e_i(t) \text{ con } i \text{ variando de } 1 \text{ a } 8, \text{ con } w = e^{j\varphi_i}$$

25 y el error, o diferencia, entre la señal de salida $s(t)$ del amplificador de potencia 10 y la citada señal de entrada se escribe $\varepsilon(t) = s(t) - r(t)$,

donde $s(t) = F(r(t))$ es la función realizada por el amplificador de potencia 10.

Se deduce entonces:

$$\varepsilon(t) = r(t) - F(r(t)) = G(r(t)) = G\left(\sum w_i \cdot e_i(t)\right) \text{ donde } g \text{ es la función que a « } t \text{ » asocia « } r(t) - s(t) \text{ ».}$$

30 Los desfases $\varphi_1, \dots, \varphi_8$ de las señales de banda estrecha $e_1(t), \dots, e_8(t)$ son determinados entonces minimizando el error cuadrático.

De manera preferida, los desfases $\varphi_1, \dots, \varphi_8$ de las señales son determinados utilizando un gradiente estocástico que minimiza el error cuadrático $\|\varepsilon\|^2$:

$$\|\varepsilon(t)\|^2 = \left\| G\left(\sum w_i \cdot e_i(t)\right) \right\|^2$$

35 Con $w_i = e^{j\varphi_i}$ (siendo j un número complejo que es la raíz cuadrada de -1).

Se tiene entonces:

$$\begin{aligned} \frac{\delta\left(\|\varepsilon(t)\|^2\right)}{\delta\varphi_l} &= \operatorname{Re} \left[G\left(\sum e^{j\varphi_i} \cdot e_i(t)\right) \cdot \frac{\delta G\left(\sum e^{j\varphi_i} \cdot e_i(t)\right)^*}{\delta\left(\sum e^{j\varphi_i} \cdot e_i(t)\right)} \cdot e_l(t)^* \cdot (-j) \cdot e^{-j\varphi_l} \right] \\ &= \operatorname{Im} \left[G\left(\sum e^{j\varphi_i} \cdot e_i(t)\right) \cdot \frac{\delta G\left(\sum e^{j\varphi_i} \cdot e_i(t)\right)^*}{\delta\left(\sum e^{j\varphi_i} \cdot e_i(t)\right)} \cdot e_l(t)^* \cdot e^{-j\varphi_l} \right] \end{aligned}$$

Ahora bien, una estimación de $\frac{\delta G(\sum e^{i\varphi_i} \cdot e_i(t))^*}{\delta(\sum e^{i\varphi_i} \cdot e_i(t))}$ (que es una derivada compleja) permite utilizar la fórmula como siendo un término del gradiente estocástico.

Una estimación posible de $\frac{\delta G(\sum e^{i\varphi_i} \cdot e_i(t))^*}{\delta(\sum e^{i\varphi_i} \cdot e_i(t))}$ es $\frac{G(\sum e^{i\varphi_i} \cdot e_i(t))^*}{\sum e^{i\varphi_i} \cdot e_i(t)}$

5 De manera preferida, se aplica un gradiente estocástico para determinar los valores óptimos de desfase de las señales de banda estrecha $e_1(t)$, ..., $e_8(t)$ según la relación:

$$\varphi_{l,k+1} = \varphi_{l,k} - \mu \cdot \text{Im} \left[G(\sum e^{j\varphi_{i,k}} \cdot e_i(t)) \frac{\delta G(\sum e^{j\varphi_{i,k}} \cdot e_i(t))^*}{\delta(\sum e^{j\varphi_{i,k}} \cdot e_i(t))} \cdot e_l(t)^* \cdot e^{-j\varphi_{l,k}} \right]$$

donde $\varphi_{i,n}$ es la fase de la i ésima señal de banda estrecha, y n corresponde al n ésima iteración del algoritmo del gradiente, siendo i superior o igual a 1 e inferior o igual a 8 en el ejemplo descrito.

10 Los valores de desfase φ_1 , ..., φ_8 así determinados son enviados entonces a las unidades de configuración de fase 60-1, ..., 60-8 del módulo de generación 6 a fin de que las mismas desfasen las señales de banda estrecha $e_1(t)$, ..., $e_8(t)$ asociadas en una etapa E9.

b) Segundo modo de puesta en práctica del procedimiento de acuerdo con la invención

Este segundo modo, ilustrado en la figura 4, es puesto en práctica por el equipo emisor 2B ilustrado en la figura 2.

Cada unidad de configuración de fase 60-1, ..., 60-8 del módulo de generación 6 recibe:

- 15 - en una etapa E1, una de las ocho señales de banda estrecha $e_1(t)$, ..., $e_8(t)$ asociada, y
 - en una etapa E2, que puede ser concomitante con la etapa E1, un valor de desfase φ_1 , ..., φ_8 asociado a la citada señal de banda estrecha $e_1(t)$, ..., $e_8(t)$ enviada por el módulo de determinación de fase 14.

20 Durante la puesta en funcionamiento del emisor 2B, pueden ser facilitados al módulo de generación 6 valores predeterminados de desfase φ_{0-1} , ..., φ_{0-8} , elegidos por ejemplo de modo aleatorio, para cada señal $e_1(t)$, ..., $e_8(t)$ a fin de permitir su inicialización.

A la salida de las unidades de configuración de fase 60-1, ..., 60-8, la unidad de generación 62 genera, en una etapa E3, una señal de banda ancha $r(t)$ que comprende las ocho señales de banda estrecha $e_1(t)$, ..., $e_8(t)$ desfasadas por las unidades de configuración de fase 60-1, ..., 60-8.

25 La señal de banda ancha $r(t)$ generada por el módulo de generación 6 es recibida, por una parte, por el simulador de amplificación de potencia 18 del primer submódulo emisor 2B-1 y, por otra, por el módulo de linealización 8 del segundo submódulo emisor 2B-2.

El simulador de amplificación de potencia 18 simula en una etapa E4' una distorsión (compresión) similar a la del amplificador de potencia 10 utilizando una función f a fin de facilitar una señal de salida $f(r(t))$ al diferenciador de señales 20.

30 El diferenciador de señales 20 determina entonces en una etapa E5' la diferencia $\varepsilon_1(t)$ entre la señal de banda ancha $r(t)$ generada por el módulo de generación 6 y la señal $f(r(t))$ simulada por el simulador de amplificación de potencia 18 de manera similar al módulo de cálculo de error 12 y después envía el valor de error $\varepsilon_1(t)$ al módulo de determinación de fase 14.

35 El módulo de determinación de fase 14 calcula entonces en una etapa E6', para cada una de las ocho señales de banda estrecha $e_1(t)$, ..., $e_8(t)$, un valor de desfase φ_1 , ..., φ_8 de las señales de banda estrecha $e_1(t)$, ..., $e_8(t)$.

Como anteriormente, los valores de desfase φ_1 , ... φ_8 de las señales de banda estrecha $e_1(t)$, ..., $e_8(t)$ pueden ser calculados por minimización del error cuadrático, preferentemente utilizando un gradiente estocástico que minimiza el citado error cuadrático.

En este caso, se tiene:

40 $\varepsilon_1(t) = r(t) - f(r(t)) = g(r(t)) = g(\sum w_i \cdot e_i(t))$

con $w = e^{j\varphi_i}$

$$y: \frac{\delta(\|\varepsilon_1(t)\|^2)}{\delta\varphi_l} = \text{Im} \left[g \left(\sum e^{j\varphi_i} \cdot e_i(t) \right) \frac{\delta g(\sum e^{j\varphi_i} \cdot e_i(t))^*}{\delta(\sum e^{j\varphi_i} \cdot e_i(t))} \cdot e_l(t)^* \cdot e^{-j\varphi_l} \right]$$

donde g es la función que a « x » asocia « x-f(x) ».

siendo g conocido, $\frac{\delta g(x)^*}{\delta x}$ puede ser determinado más fácilmente que en el caso de un amplificador de potencia 10 real descrito en el primer modo de puesta en práctica.

La fórmula del gradiente viene dada entonces por la relación:

$$\varphi_{l,k+1} = \varphi_{l,k} - \mu \text{Im} \left(g(\sum e^{j\varphi_{i,k}} \cdot e_i(t)) \cdot \frac{\delta g(\sum e^{j\varphi_{i,k}} \cdot e_i(t))^*}{\delta(\sum e^{j\varphi_{i,k}} \cdot e_i(t))} \cdot e_l(t)^* \cdot e^{-j\varphi_{l,k}} \right)$$

donde $\varphi_{i,n}$ corresponde a la iésima señal de banda estrecha, y n corresponde a la enésima iteración del algoritmo del gradiente.

- 10 En el caso preciso en que f es una función real (correspondiente a una función de compresión), se observará que $\frac{\delta g(x)^*}{\delta x}$ es un escalar real positivo.

Esto quiere decir que la modificación en la fórmula del gradiente es efectuada, para el vector compuesto por los w_i , en la dirección opuesta al vector compuesto por los elementos $\text{Im} \left[g(\sum e^{j\varphi_i} \cdot e_i(t)) \cdot e_l(t)^* \cdot e^{-j\varphi_i} \right]$, es decir opuestas al vector compuesto por los elementos $\text{Im} \left(r(t) \cdot e_l(t)^* \cdot e^{-j\varphi_l} \right)$.

- 15 Los valores de desfase así determinados son enviados entonces a las unidades de configuración de fase 60-1, ..., 60-8 del módulo de generación 6 a fin de que las mismas desfasen las señales de banda estrecha $e_1(t)$, ..., $e_8(t)$ asociadas en una etapa E7'.

20 El módulo de linealización 8 aplica, a partir de un error $\varepsilon_2(t)$ calculado por el módulo de cálculo de error 12 (por ejemplo en la iteración precedente), una predistorsión en la señal que el mismo recibe, en una etapa E8' (opcional), y después envía la señal así predistorsionada al amplificador de potencia 10 que la amplifica en una etapa E9'.

25 La señal amplificada es emitida después, por una parte, al módulo de emisión 16 que la emite con destino al receptor 4 en una etapa E10' y, por otra, al módulo de cálculo de error 12 que calcula, en una etapa E11', un nuevo error $\varepsilon_2(t)$ correspondiente a la diferencia entre la señal de banda ancha $r(t)$ generada por el módulo de generación 6 y la señal $s(t)$ amplificada por el amplificador de potencia 10, y después la facilita al módulo de linealización 8 de modo que la linealización sea efectuada por iteración.

Se observará que las etapas E8' a E11' son opcionales.

La figura 6 ilustra un primer ejemplo de convergencia del factor de cresta para ocho señales de banda estrecha insertadas en una única señal de banda ancha para el segundo modo de puesta en práctica que utiliza un simulador de amplificación de potencia 18. En este primer ejemplo, las señales de banda estrecha son portadoras puras.

- 30 En este ejemplo, las señales de banda estrecha están espaciadas en frecuencia de manera regular. La potencia de cada señal de banda estrecha es igual a 1. La potencia media para la señal global que comprende las 8 señales de banda estrecha es igual a 8. La potencia máxima es igual a 64 cuando las 8 señales están en coherencia. El PAPR es por tanto igual, sin tratamiento, a $64/8=8$, es decir igual a 9 dB aproximadamente.

- 35 En este ejemplo, la función utilizada es la función f2 ilustrada en la figura 3 y el valor límite de salida « Target », expresado en términos de amplitud es de 4. El mismo es por tanto igual a 16 en términos de potencia. Las fases de las señales de banda estrecha son todas idénticas e iguales a cero al inicio de la puesta en práctica. En otras palabras, su desfase es nulo.

Se constata así que el procedimiento de acuerdo con la invención permite reducir el factor de cresta (PAPR) de un valor de origen aproximadamente igual a 9 dB a un valor de aproximadamente igual a 4 dB.

5 La figura 7 ilustra un segundo ejemplo de convergencia del factor de cresta para ocho señales de banda estrecha insertado en una única señal de banda ancha para el segundo modo de puesta en práctica que utiliza un simulador de amplificación de potencia 18. En este segundo ejemplo, las señales de banda estrecha son también portadoras puras.

10 En este ejemplo, las señales de banda estrecha están espaciadas en frecuencia de manera regular. La potencia de cada señal de banda estrecha es igual a 1. La potencia media para la señal global que comprende las 8 señales de banda estrecha es igual a 8. La potencia máxima es igual a 64 cuando las 8 señales están en coherencia. El PAPR es por tanto igual, sin tratamiento, a $64/8=8$, es decir igual a 9dB aproximadamente.

En este ejemplo, las señales de banda estrecha están espaciadas de manera regular, la función utilizada es la función f2 ilustrada en la figura 3 y el valor de límite de salida « Target », expresado en términos de amplitud es de 3,4, lo que corresponde a 11,56 en términos de potencia. Siendo elegidas las fases de las señales de banda estrecha de manera aleatoria al inicio de la puesta en práctica.

15 Se constata así que el procedimiento de acuerdo con la invención permite reducir el factor de cresta (PAPR) de un valor de origen de aproximadamente igual a 5,6 dB a un valor de aproximadamente igual a 1,85 dB.

20 Cuando la coherencia entre las señales de banda estrecha, expresadas en banda de base, solamente es parcial o está limitada solamente a una porción de tiempo de estas señales, por ejemplo en el caso de TETRAPOL con las secuencias de aprendizaje y cuando las señales TETRAPOL están todas sincronizadas entre sí, es preferible utilizar diferentes pasos en el algoritmo del gradiente. Para TETRAPOL, se elige por ejemplo un paso rápido sobre la secuencia de aprendizaje y un paso más lento fuera de la misma. Otra realización consiste en efectuar la adaptación de los desfases solamente en las secuencias de aprendizaje. La reducción del PAPR será más pequeña que en el caso en que la coherencia sea completa entre las señales de banda estrecha, expresadas en banda de base, pero el tratamiento aporta una mejora significativa de la distribución estadística de la amplitud de la señal resultante, lo que contribuye a reducir a distorsión experimentada por la señal de banda ancha a la salida del amplificador de potencia.

25 En un tercer modo de puesta en práctica (no ilustrado), el módulo de determinación de fase 14 está configurado para determinar valores de desfase de manera aleatoria, lo que permite reducir el factor de cresta pero de manera no óptima. En este modo, el procedimiento comprende una etapa periódica de generación de una señal de banda ancha a partir de señales de banda estrecha desfasadas de manera aleatoria que es interrumpida cuando el factor de cresta es inferior a un valor de factor de cresta de referencia.

30 Naturalmente, pueden ser considerados otros modos de realización. De modo más particular, la determinación de la fase de las señales de banda estrecha puede ser realizada de cualquier manera adaptada que permita desfasar las señales de banda estrecha entre sí.

REIVINDICACIONES

1. Procedimiento de reducción del factor de cresta de una señal de banda ancha ($r(t)$) generada por un módulo de generación (6), comprendiendo la señal de banda ancha ($r(t)$) N señales de banda estrecha $e_1(t)$, ..., $e_N(t)$, siendo N un número entero natural superior o igual a dos, estando caracterizado el procedimiento, puesto en práctica por un equipo emisor (2A, 2B) que comprende un amplificador de potencia (10) y/o un simulador de amplificación de potencia (18), por que el mismo comprende una etapa de desfase (E9) de las señales de banda estrecha $e_1(t)$, ..., $e_N(t)$ entre sí de manera que se reduzca el factor de cresta, los valores de desfases (φ_1 , ..., φ_N) de las señales de banda estrecha ($e_1(t)$, ..., $e_N(t)$) son determinados a partir del error entre el valor de la señal amplificada ($s(t)$, $s_1(t)$) por el citado amplificador de potencia (10) o el citado simulador de amplificación de potencia (18) y el valor de la señal generada ($r(t)$) por el módulo de generación (6).
2. Procedimiento de acuerdo con la reivindicación 1, caracterizado por que los valores de desfases (φ_1 , ..., φ_N) de las señales de banda estrecha ($e_1(t)$, ..., $e_N(t)$) son determinados en una etapa preliminar.
3. Procedimiento de acuerdo con una de las reivindicaciones precedentes, caracterizado por que los valores de desfases (φ_1 , ..., φ_N) de las señales de banda estrecha ($e_1(t)$, ..., $e_N(t)$) son determinados de manera periódica.
4. Procedimiento de acuerdo con una de las reivindicaciones precedentes, caracterizado por que los valores de desfases (φ_1 , ..., φ_N) de las señales de banda estrecha ($e_1(t)$, ..., $e_N(t)$) son determinados a partir de las señales emitidas en un instante anterior por el equipo emisor (2A/2B).
5. Procedimiento de acuerdo con la reivindicación 1, caracterizado por que, comprendiendo el equipo emisor (2A/2B) un amplificador de potencia (10) y/o un simulador de amplificación de potencia (18), los valores de desfases (φ_1 , ..., φ_N) de las señales de banda estrecha ($e_1(t)$, ..., $e_N(t)$) son determinados minimizando el error cuadrático entre el valor de la señal amplificada ($s(t)$) por el citado amplificador de potencia (10) o el citado simulador de amplificación de potencia (18) y el valor de la señal generada ($r(t)$) por el módulo de generación (6).
6. Procedimiento de acuerdo con la reivindicación 5, caracterizado por que los valores de desfases (φ_1 , ..., φ_N) de las señales de banda estrecha ($e_1(t)$, ..., $e_N(t)$) son determinados utilizando un gradiente estocástico que minimiza el citado error cuadrático.
7. Procedimiento de acuerdo con la reivindicación 1, caracterizado por que los valores de desfases (φ_1 , ..., φ_N) de las señales de banda estrecha ($e_1(t)$, ..., $e_N(t)$) son determinados de manera aleatoria, preferentemente periódicamente.
8. Equipo emisor (2A, 2B) que comprende un módulo de generación (6) de una señal de banda ancha ($r(t)$) a partir de N señales de banda estrecha ($e_1(t)$, ..., $e_N(t)$), siendo N un número entero natural superior o igual a dos, y un amplificador de potencia (10) de la citada señal de banda ancha ($r(t)$), estando caracterizado el citado equipo emisor (2A, 2B) por que el módulo de generación (6) está configurado para desfasar las señales de banda estrecha ($e_1(t)$, ..., $e_N(t)$) entre sí a fin de reducir el factor de cresta de la señal de banda ancha ($r(t)$) y, cuando las señales de banda estrecha ($e_1(t)$, ..., $e_N(t)$) sean al menos en parte coherentes entre sí, optimizar la distribución estadística de las amplitudes de la señal de banda ancha ($r(t)$).
9. Equipo de acuerdo con la reivindicación precedente, caracterizado por que el mismo comprende un simulador de amplificación de potencia (18) configurado para simular la amplificación de una señal de banda ancha ($r(t)$) generada por el módulo de generación (6).

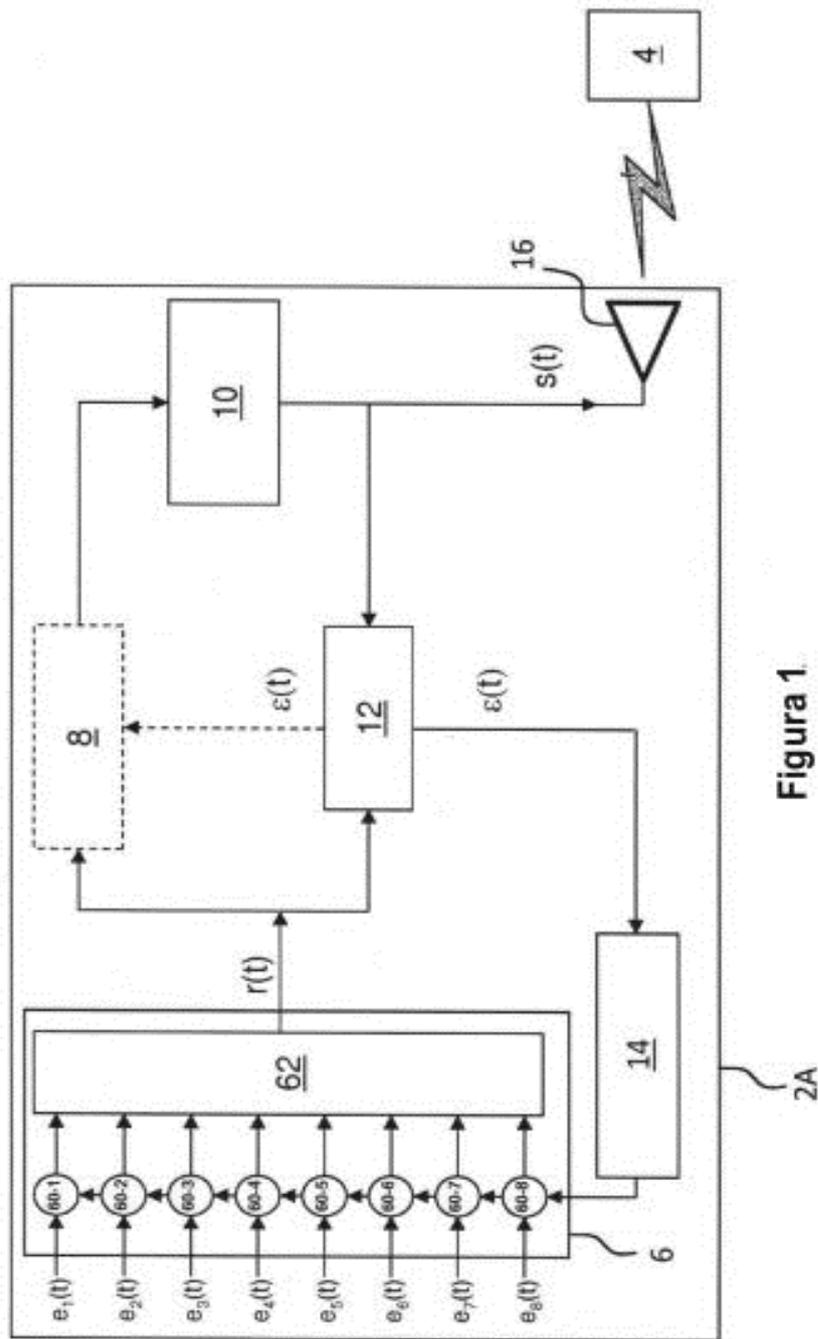


Figura 1

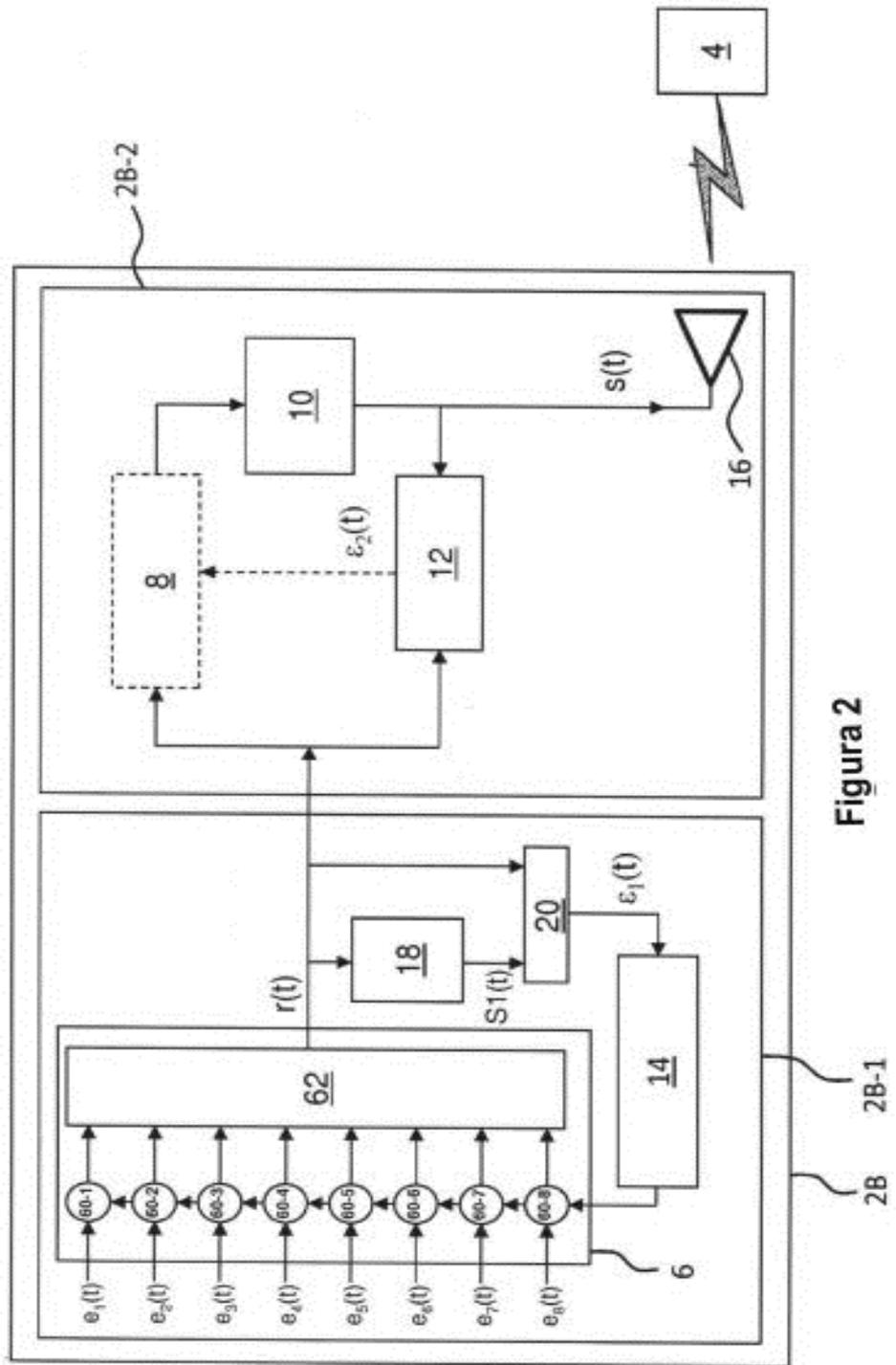


Figura 2

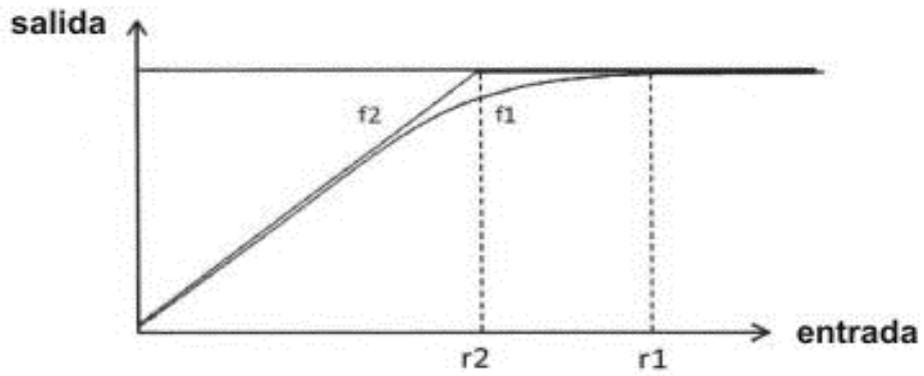


Figura 3

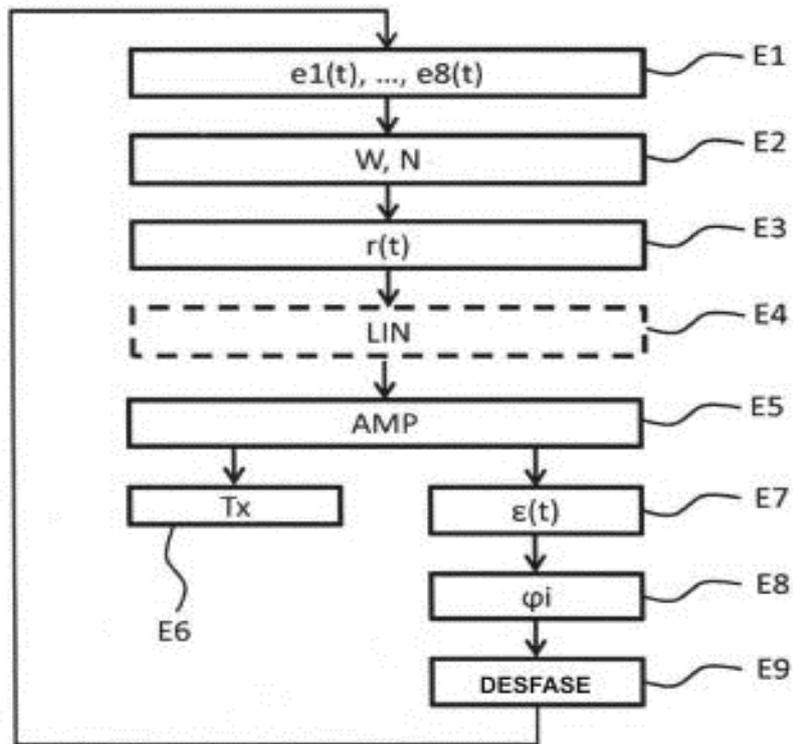


Figura 4

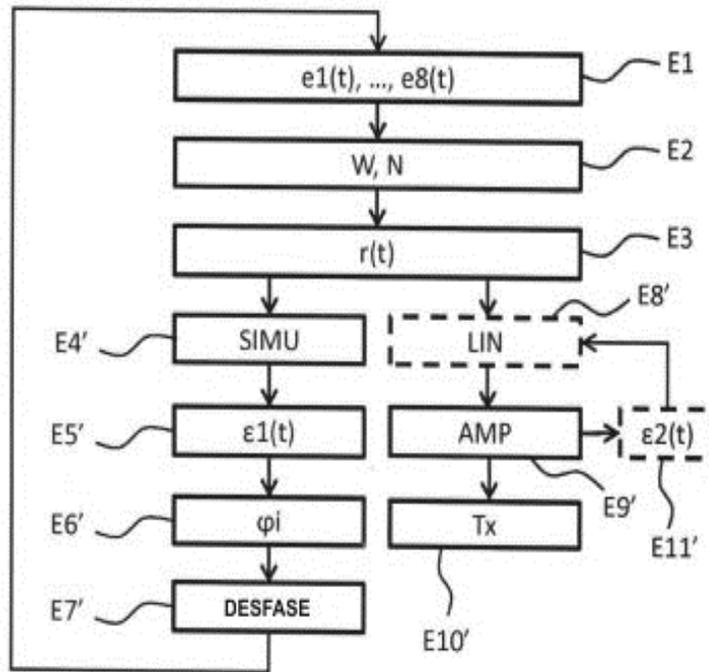


Figura 5

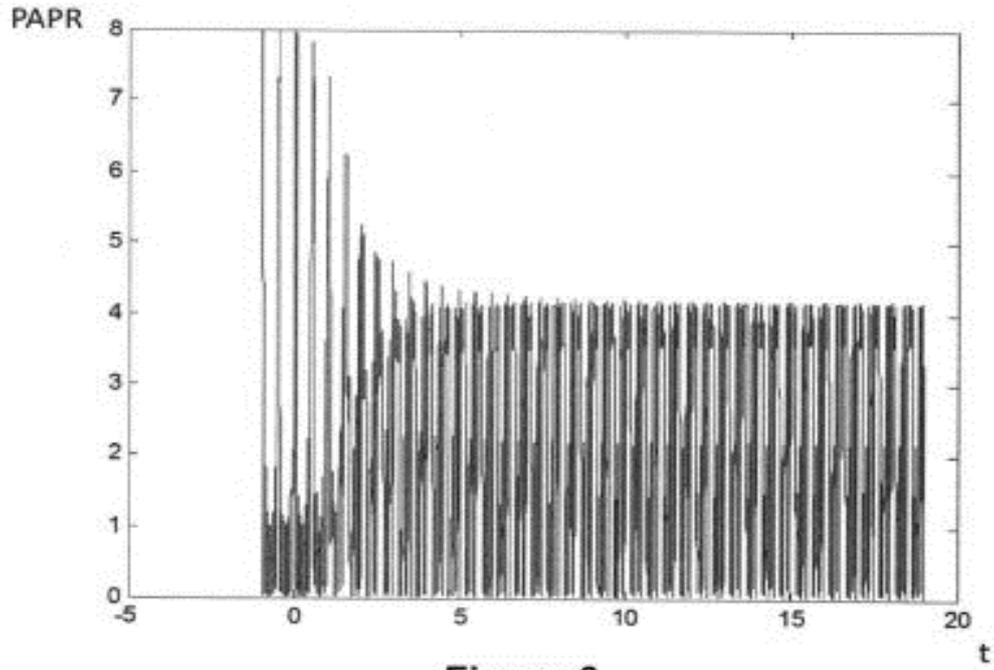


Figura 6

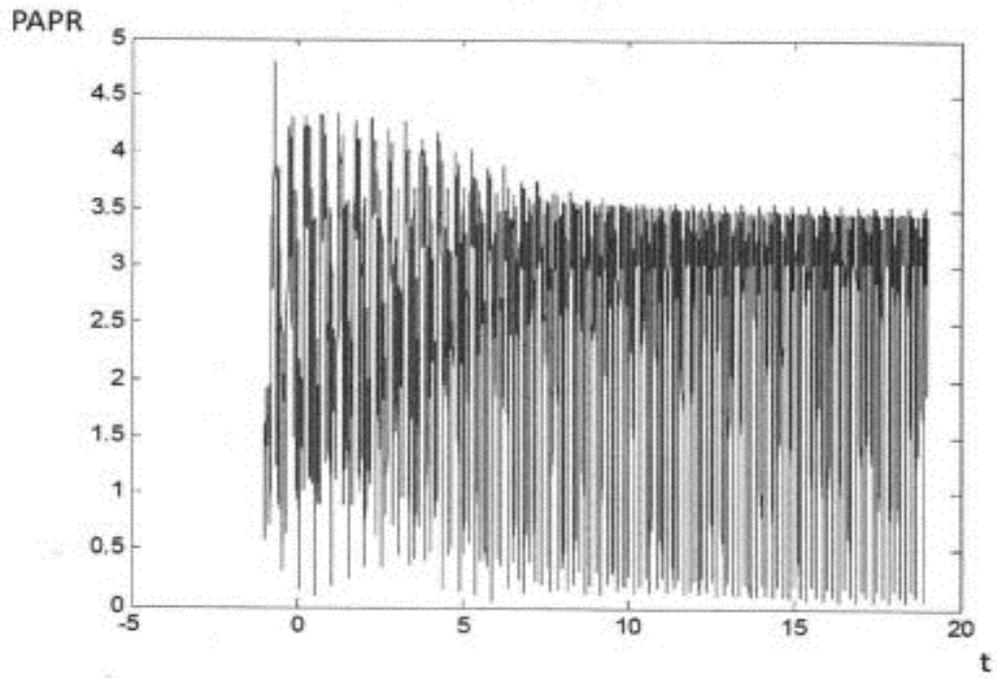


Figura 7