

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 379 994**

51 Int. Cl.:

H03F 1/32 (2006.01)

H04B 1/04 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Número de solicitud europea: **07011316 .2**

96 Fecha de presentación: **08.06.2007**

97 Número de publicación de la solicitud: **2001127**

97 Fecha de publicación de la solicitud: **10.12.2008**

54 Título: **Sistema y método para linealizar transmisiones de microondas**

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:
07.05.2012

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:
07.05.2012

73 Titular/es:
**SIAE MICROELETTRONICA S.P.A.
VIA BUONARROTI 21
20093 COLOGNO MONZESE (MI), IT**

72 Inventor/es:
**Rossi, Leonardo;
Biscevic, Goran y
Salvaneschi, Cesare**

74 Agente/Representante:
Curell Aguilá, Mireia

ES 2 379 994 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

Sistema y método para linealizar transmisores de microondas.

5 La presente invención se refiere a un sistema y a un método para linealizar transmisores de microondas. Más particularmente, se refiere a un sistema y a un método para determinar coeficientes de predistorsión para transmisores de microondas.

10 La producción de transmisores de microondas para sistemas de enlaces de radiocomunicaciones se encuentra con un límite de potencia provocado por la no linealidad de los circuitos de microondas, con el resultado de que la potencia que los mismos deberían poder proporcionar no se puede utilizar apropiadamente. Particularmente, en el caso de un número elevado de niveles de modulación y una relación alta de potencia de pico/potencia media, la potencia proporcionable por los transmisores de microondas necesariamente se infrutiliza.

15 En la bibliografía y en el mercado existen muchos estudios y circuitos para contrarrestar el efecto de la no linealidad a través de varios métodos. Uno de los métodos más eficaces o apreciados es el método adaptativo: este tiene la ventaja conceptual de adaptarse a las condiciones particulares de cada dispositivo individual por medio de un sistema de linealización automático capaz de seguir las variaciones en el tiempo de las características del transmisor que aparecen por las condiciones de utilización climáticas, particularmente la temperatura, como las que se producen en aquellos dispositivos posicionados externamente en las proximidades directas de la antena y por lo tanto sometidos a todas las variaciones atmosféricas.

20 No obstante, únicamente ciertas estructuras de equipos permiten el uso de un sistema adaptativo, mientras que otras presentan fuertes impedimentos debido a las frecuencias de trabajo particularmente altas y a los requisitos de construcción que no permiten la formación del circuito de realimentación adaptativo con un compromiso aceptable entre los costes y el resultado.

25 El método adaptativo tiene la ventaja principal de identificar automáticamente la realimentación necesaria para linealizar el dispositivo sin el requisito complicado de tener que conocer la característica de no linealidad del bloque, la cual, por otro lado, se tendría que obtener mediante métodos laboriosos y costosos en términos de tiempo de medición. En relación con esto, cada bloque físico producido requiere normalmente un tratamiento de linealización individual.

30 El método observado con mayor interés por los constructores es aquel que permite lograr una predistorsión de la señal exactamente cuando se crea dicha señal dentro del proceso digital. De esta manera, la acción que se va a realizar se representa meramente mediante una adición de cálculos y operaciones sobre el número ya existente en la formación digital de la señal que contiene la información a transmitir: un incremento de los mismos se ve de manera más favorable que un sistema que use un circuito añadido específicamente para esa función.

35 El documento EP 1 705 801 da a conocer un aparato de compensación de distorsión que incluye una memoria que almacena coeficientes de compensación de distorsión en direcciones de escritura designadas, y que da salida a un coeficiente de compensación de distorsión almacenado en una dirección de lectura designada; una sección de predistorsión que realiza un procesado de compensación de distorsión de una señal de transmisión, usando el coeficiente de compensación de distorsión obtenido a la salida de la memoria; y una sección de compensación de distorsión que calcula un valor de actualización de un coeficiente de compensación de distorsión, basándose en un componente de error existente entre la señal de transmisión antes del procesado de compensación de distorsión y la señal de transmisión después de que la misma haya sido amplificada por un amplificador. Además, la sección de compensación de distorsión modifica la magnitud del parámetro de tamaño de paso, determinando de este modo el grado de efecto del componente de error producido sobre el valor de actualización, cuando se calcula el valor de actualización del coeficiente de compensación de distorsión.

40 El documento US 2005/0157814 da a conocer un predistorsionador digital que comprende una entrada para recibir una señal de comunicación digital que comprende un flujo continuo de muestras de señal. Un circuito de compensación dinámica lineal está acoplado a la entrada y proporciona una operación lineal sobre una pluralidad de muestras de señal retardadas en el tiempo. Un detector de envolvente digital está acoplado también a la entrada y proporciona un flujo continuo de muestras de señal de envolvente digital discretas correspondientes a las muestras de la señal de entrada. Un primer circuito de compensación dinámica no lineal está acoplado al detector de envolvente y proporciona una operación no lineal sobre una pluralidad de muestras de señal de envolvente retardadas. Un segundo circuito de compensación dinámica no lineal está acoplado en una disposición de cascada con el primer circuito de compensación dinámica no lineal y proporciona una operación autorregresiva sobre diversas muestras de la salida del primer circuito de compensación dinámica no lineal. Un combinador combina las salidas del circuito de compensación dinámica lineal y el segundo circuito de compensación dinámica no lineal y proporciona una señal de predistorsión digital en forma de una salida.

65 Un objetivo de la presente invención es proporcionar un sistema y un método fácilmente implementados, para linealizar transmisores de microondas.

Otro objetivo consiste en proporcionar un sistema que permita la obtención sencilla de coeficientes de predistorsión y en número reducido.

5 Estos y otros objetivos se logran según la presente invención por medio de un sistema para determinar coeficientes de predistorsión para transmisores de microondas según la reivindicación 1.

Dichos objetivos se logran también mediante un método para determinar coeficientes de predistorsión para transmisores de microondas según la reivindicación 6.

10 En las reivindicaciones dependientes se describen otras características de la invención.

Las características y ventajas de la presente invención se pondrán de manifiesto a partir de la consiguiente descripción detallada de una forma de realización de la misma ilustrada a modo de ejemplo no limitativo en los dibujos adjuntos, en los cuales:

la Figura 1 muestra esquemáticamente la función de transferencia de potencia de un dispositivo no lineal, de acuerdo con la presente invención;

20 la Figura 2 muestra esquemáticamente un sistema para linealizar transmisores de microondas, de acuerdo con la presente invención.

Supóngase que $i(mt)$ y $q(mt)$ sean dos secuencias de muestras obtenidas a partir de información transmitida en momentos discretos m de tiempo t con un grado adecuado de sobremuestreo. Este último será por lo menos el doble de la frecuencia máxima que se requiere para el control.

A continuación, dos portadoras sinusoidales en cuadratura $\cos\omega_0(t)$ y $\text{sen}\omega_0(t)$ se modulan en amplitud, abreviándose las mismas en lo sucesivo en la presente memoria como $\cos\omega_0$, $\text{sen}\omega_0$, i , q , siendo el tiempo t implícito.

30 Nuevamente con el tiempo implícito, se produce la señal modulada

$$S = i \cos\omega_0 - q \text{sen}\omega_0$$

35 enviándose la misma a la entrada del bloque no lineal, para producir una salida que contiene distorsiones teóricamente de todos los órdenes, del tipo:

$$g(s) = \gamma_1 s + \gamma_2 s^2 + \gamma_3 s^3 + \gamma_4 s^4 + \gamma_5 s^5 + \dots$$

40 en la cual los coeficientes γ_i son funciones de transferencia del bloque no lineal que produce los términos en las diversas potencias $i^{\text{ésimas}}$ (γ_1 se supone que es 1). Estos coeficientes son una función de las características físicas del dispositivo; por otra parte, se sabe que los términos de orden par se pueden ignorar puesto que los mismos están localizados intrínsecamente en frecuencias superiores excluidas de la banda base por filtros normales. Los términos de interés restantes son únicamente los términos impares que contienen componentes que caen dentro de la banda base y hasta una cierta prolongación fuera de la misma. Los componentes que caen dentro de la banda base provocan degradación de la relación señal/ruido mientras que los componentes exteriores provocan un ensanchamiento no deseable del espectro transmitido, lo cual puede provocar perturbaciones en canales adyacentes. Por lo tanto, los términos de orden par deben ser limitados.

50 Así, el diseñador debe evaluar el nivel de orden máximo al cual se deben hacer funcionar las contramedidas, sobre la base del rendimiento buscado.

A continuación se realizan los cálculos, que se limitan en el presente caso al quinto orden como ejemplo, aunque teniendo cuidado de excluir aquellos términos que contienen funciones angulares de $\cos 3\omega_0$ o superiores: la potencia de cada señal se multiplica por su propio coeficiente

$$\gamma_n = \alpha_n + j^* \beta_n$$

60 A continuación, la señal obtenida se desmodula multiplicando nuevamente por

$$\cos\omega_0 - \text{sen}\omega_0$$

para obtener los términos útiles en la banda base desmodulada, con los siguientes componentes:

65
$$\text{Re}(dem) = i + \frac{3}{4} \alpha_3(i^3 + iq^2) - \frac{3}{4} \beta_3(q^3 + qi^2) + \frac{3}{4} \alpha_5(i^5 +$$

$$2i^3q^2 + iq^4) - \frac{3}{4} \beta_5(q^5 + 2q^3i^2 + qi^4)$$

$$Im(dem) = q + \frac{3}{4} \alpha_3(q^3 + qi^2) + \frac{3}{4} \beta_3(i^3 + iq^2) + \frac{3}{4} \alpha_5(q^5 + 2q^3i^2 + qi^4) + \frac{3}{4} \beta_5(i^5 + 2i^3q^2 + iq^4)$$

5 Estos son los dos componentes de la señal de banda base desmodulada que contienen los efectos de no linealidad.

Esta invención proporciona una pseudoadaptabilidad del método para reducir al mínimo los términos no lineales

10

$$\frac{3}{4} \alpha_3 i^3 + \frac{3}{4} \alpha_3 i q^2 - \frac{3}{4} \beta_5 q^3 \dots \text{etcétera}$$

que aparecen en la recepción. De ellos, las partes más interiores i^3 , iq^2 , q^3 ... etcétera, definen en general funciones no lineales NLF(i,q).

15

El método consiste en evitar la caracterización del bloque no lineal con las mediciones tradicionales necesarias para ello, que son laboriosas y costosas aun cuando sean automatizables, implementando en su lugar un sistema adaptativo automático capaz de linealizar el bloque mediante una predistorsión automática de la señal de entrada. La predistorsión se efectúa mediante un ecualizador transversal no lineal posicionado antes del bloque no lineal dentro del proceso de banda base digital necesario para generar la señal de modulación. Dicho ecualizador se reduce a una única célula de retardo equivalente a un único coeficiente multidimensional. Esta implementación, que no requiere ninguna figura, se resume en los siguientes cálculos.

20

Las muestras i y q de la secuencia que se va a transmitir se corrigen por medio de la predistorsión de la manera siguiente

25

$$i' = i + \sum_k NLF_k(i,q) cre_k$$

$$q' = q + \sum_k NLF_k(i,q) cim_k$$

30

En el ejemplo descrito, el índice k discurre entre 1 y 10, siendo 10 las NLF (Funciones No Lineales) ejemplificadas que se usan para ecualizar i y q y sus argumentos. En esta aplicación, las señales i y q se toman en el mismo tiempo de muestreo.

35

En otras palabras, en relación con técnicas conocidas, se está implementando la estructura de un filtro transversal con un único coeficiente multidimensional. Un ecualizador adaptativo lineal hace uso de coeficientes tetradimensionales (4D en la jerga de los ecualizadores), en este caso al ser el ecualizador no lineal, el número de dimensiones está bastante por encima de cuatro.

40

Entonces el problema consiste en determinar los coeficientes cre y cim .

45

En referencia a la Figura 1 en la que el eje horizontal representa el nivel de entrada de la potencia que entra en un dispositivo no lineal y el eje vertical representa el nivel de salida de la señal de salida, se muestra una función de transferencia lineal h_l , junto con una hipotética función de transferencia no lineal h_{nl} y la corrección de predistorsión a aplicar en la señal de entrada con el fin de obtener un nivel de salida linealmente dependiente del nivel de entrada.

50

Considérese una señal que entra en el bloque de amplificación no lineal con el nivel de potencia media indicado A. A continuación, el dispositivo produce un nivel de potencia de salida media correspondiente B sugerido por la pendiente de la curva de transferencia h_{nl} que, para ese valor, todavía es bastante lineal.

55

En casos particulares, que no son tan poco frecuentes, la potencia de entrada puede tener un pico C tal como se muestra: el dispositivo responde con un nivel de salida eficaz D que está bastante por debajo del nivel requerido F, con una pérdida de P. Para contrarrestar este fenómeno, la potencia de entrada de ese pico se debe incrementar al valor E para proporcionar la potencia de salida correcta.

60

Si se mostrase la función de transferencia de fase no lineal, las consideraciones serían totalmente similares.

65

Una técnica contrarrestante práctica consistiría en determinar y memorizar la señal de entrada dentro del plano completo de potencias de entrada/potencias de salida con el fin de establecer el alcance del incremento para cada valor de entrada. Surge el problema de que esto se debería realizar para cada dispositivo no lineal producido, con lo cual los mapas de amplitud (AM-AM) y fase (AM-PM) individuales tendrían que estar asociados a una resolución adecuada. En el estado actual de la técnica, los fabricantes consideran que una opción de este tipo no es conveniente o es demasiado costosa debido a la gran cantidad de datos que debería acompañar el uso de cada bloque no lineal fabricado.

Por contraposición, en esta invención, se usa el método de identificar dichas NLFs principalmente responsables y de determinar los coeficientes de corrección para cada una de ellas: el coste es el de memorizar solamente un cierto número de coeficientes en una situación individual de nivel de potencia media de la señal transmitida, en lugar de un establecimiento de correspondencias (*mapping*), por otro lado mucho más exhaustivo.

Cada NLF contribuye a la determinación de la pérdida total, y para cada una de ellas existe un valor de incremento de corrección correspondiente para volver a establecer el nivel. Los segmentos de incremento y de corrección son necesariamente diferentes, puesto que el fenómeno es no lineal, e individualmente variable en función del valor de pico.

La fórmula previamente ofrecida, que consiste en una ecualización multidimensional, encuentra varias soluciones en la bibliografía.

Por ejemplo, el artículo de Lottici, Luise, Reggiannini *et al.*, sugiere la aplicación de los métodos de realimentación típicos de la ecualización adaptativa. En relación con esto, dichos circuitos de observan dentro del contexto general de una ecualización lineal y no lineal en la que los coeficientes se actualizan sobre la base de un error dado, mediante el método de reducción al mínimo del error cuadrático medio (MMSE), para corregir el coeficiente k en el tiempo " $ii+1$ ".

Las siguientes fórmulas resumen el proceso:

$$crek_{ii+1} = crek_{ii} - stsz(e_{ii+1} NLF_k)$$

$$cimk_{ii+1} = cimk_{ii} - stsz(e_{ii+1} NLF_k)$$

en las cuales *stsz* es un factor de compresión ($\ll 10^{-7}$). El término entre paréntesis es proporcional a la correlación entre el error "e" en el tiempo $ii+1$ y la NLF controlada por dicho coeficiente y que contiene los términos i y q en el tiempo $ii+1$; k varía entre 1 y 10 tal como en el ejemplo anterior.

Otros artículos (Levy, Karam, Sari) sugieren métodos para ralentizar la velocidad de actualización de los coeficientes.

Benedetto, Biglieri, Castellani in "Digital Transmission Theory" sugieren analizar el canal para en primer lugar reducir el número de NLFs al mínimo necesario con el fin de escoger aquellas que producen los efectos más importantes, y a continuación aplicar el criterio de MMSE.

En esta invención, se realiza una elección en relación con la manera de aplicar el método, que se centra en calcular el error "e" con el cual controlar la corrección de los coeficientes.

Según la presente invención, el objetivo de controlar la regeneración del espectro transmitido junto con el ruido añadido dentro de la banda base, se puede lograr únicamente si la velocidad de actualización de los coeficientes es la misma que la velocidad de sobremuestreo de transmisión.

El problema que se debe resolver es, por lo tanto, el método para calcular el error "e", lo cual se convierte en el punto fundamental.

La solución escogida para calcular el error "e" se basa en los datos transmitidos y no en los datos decididos, tal como se realiza comúnmente en el caso del MMSE.

Por tanto, el error "e" se determina por la diferencia entre la señal de banda base que se va a transmitir (retardada adecuadamente) y la señal recibida y desmodulada (en banda base).

De esta manera, el control de los componentes de la señal en sus frecuencias relacionadas es completo y adecuado para el caso de linealización de un dispositivo no lineal en ausencia de memoria, es decir, sin filtrado.

El problema se resuelve proporcionando las siguientes etapas:

a) adquirir los coeficientes en modo adaptativo con un circuito adecuado durante la producción/el test del bloque no lineal;

b) memorizar los coeficientes adquiridos y usarlos en el funcionamiento normal sin ninguna otra adaptación;

c) usar un método adecuado, que se describe posteriormente en el presente documento, para medir los coeficientes característicos del bloque no lineal en una única condición de funcionamiento (punto de funcionamiento con una potencia de salida dada), y ampliar su uso, de una manera sencilla, a diferentes puntos

de funcionamiento tales como cuando, por ejemplo, la potencia a transmitir se debe variar: si la misma se hace disminuir, el alcance de la predistorsión se debe reducir consecuentemente.

5 El punto c) se refiere al hecho de que el bloque no lineal se debe usar bajo diversas condiciones diferentes relacionadas tanto con la variabilidad de potencia a transmitir, como con la variación de la relación de potencia de pico/media. El cumplimiento de estas variaciones se debe mantener por medio de la medición adquirida única que caracteriza el bloque no lineal. Se pueden realizar varias mediciones, a discreción del diseñador, si se considera necesario adquirir diferentes características del bloque no lineal debido, por ejemplo, a variaciones de la temperatura o de otras condiciones del entorno.

10 El circuito de predistorsión consiste en un bloque que ejecuta la operación de predistorsión antes mencionada: los coeficientes se extraen de una memoria en relación con el bloque no lineal que se está usando y se aplican de acuerdo con las fórmulas de linealización, calculando las nuevas señales de modulación predistorsionadas i' y q' a partir de las señales i y q originales.

15 A continuación, las señales de modulación i' y q' corregidas de esta manera se alimentan al modulador para formar el espectro que se va a transmitir.

20 La actualización adaptativa de los coeficientes para su adquisición, en el punto anterior a), implica un sistema que se debe implementar únicamente durante la etapa de producción, y que se describe en el siguiente esquema de bloques.

25 En referencia a la Figura 2, un sistema para linealizar transmisores de microondas, según la presente invención, comprende un generador 10 para señales obtenidas a partir de los datos a transmitir (la señal de modulación), que está conectado a un puerto de entrada de un primer nodo sumador 11, estando conectada la salida del nodo sumador 11 a un modulador 12 conectado a un transmisor 13.

30 Un receptor 14 recibe la señal transmitida por el transmisor 13. La salida del receptor 14 está conectada a un bloque 15 que implementa la función de ecualizador de recepción, recupera la portadora y se engancha al reloj de sincronización del sistema.

35 Las señales generadas por el generador 10 se alimentan también a un predistorsionador 16, cuya salida está conectada al segundo puerto de entrada del sumador 11. Estas señales se alimentan también a un bloque de retardo 17, cuya salida está conectada a un segundo sumador 18 y posiblemente a un bloque de muestreo y sincronización 19.

La salida del receptor 14 está conectada también al bloque de muestreo y sincronización 19.

40 El predistorsionador 16 está conectado a una memoria 20 para almacenar los coeficientes de predistorsión calculados.

El esquema es no limitativo, considerándose equivalente cualquier otro que logre sus objetivos.

45 Este circuito se debe configurar durante la fase de pruebas para cada dispositivo no lineal.

Funciona de la siguiente manera. El generador 10 genera las señales de modulación de acuerdo con requisitos del sistema, incluyendo el filtrado de conformación.

50 El sumador 11 suma a las señales de modulación i y q la predistorsión generada por el predistorsionador 16, de acuerdo con las fórmulas anteriores.

55 La señal de salida del nodo sumador entra en el modulador 12, siendo transmitida la portadora modulada, por el bloque no lineal (transmisor 13) con la potencia máxima requerida, para el dispositivo, y para el cual se deben cumplir las condiciones requeridas de distorsión.

Al mismo tiempo, las señales son retardadas por el bloque de retardo 17 y alimentadas al sumador 18 y, si fuera necesario, también al bloque 19 para facilitar la sincronización de las señales.

60 La señal se devuelve a banda base por medio de un receptor 14, un desmodulador, un bloque de muestreo y sincronización 19 en cascada.

65 Es preferible no insertar filtros en la cadena de desmodulación. Si se hiciera así, la capacidad de linealización se reduciría con influencia directa sobre el control de regeneración del espectro. Un sistema de banda ancha según se describe se puede preparar normalmente en un banco de trabajo.

La señal desmodulada se muestrea con la misma velocidad que la transmitida.

El bloque 19 sincroniza las señales retardadas provenientes del bloque de retardo 17 con las señales recibidas por el receptor 14.

5 Las muestras de modulación se retardan adecuadamente para compararlas con su versión muestreada en la recepción.

El sumador 18 efectúa la diferencia entre las señales en sus puertos de entrada para proporcionar una salida indicativa del error entre dichas dos señales.

10 El error de diferencia calculado entre las señales original y recibida se usa para actualizar los coeficientes.

Cuando se alcanzan condiciones estables, los coeficientes estabilizados se almacenan en la memoria 20.

15 Se sugiere un uso opcional del bloque de ecualizador lineal 15 para recuperar los sincronismos que son útiles para una desmodulación coherente de la señal transmitida por el transmisor 13.

Los coeficientes se adquieren, tal como ya se ha descrito, para la relación de potencia de pico/media más severa a la que se hace funcionar el bloque no lineal.

20 Esta linealización debe seguir siendo adecuada para todos los órdenes de modulación y/o valores de atenuación.

En referencia adicional a la Figura 1, el nivel de potencia de salida máximo en la curva hnl se corresponde con el nivel de entrada máximo permisible E en el eje horizontal: este es un límite físico que no se puede superar.

25 Por tanto, los coeficientes adquiridos según la manera descrita se caracterizan automáticamente por el hecho de que el pico de predistorsión no supera este máximo.

30 Los niveles de potencia de entrada y de salida media son de forma correspondiente inferiores sobre la base de la relación característica PP/MP de la señal.

35 El problema que surge en este momento es que puede requerirse la modificación del nivel de potencia media que se va a transmitir en el sentido de reducirlo, siendo relativo a la potencia máxima el punto de funcionamiento previo: esta reducción requiere reducir el alcance de la predistorsión. Alternativamente, se puede hacer variar la señal en la entrada del bloque no lineal, con una relación PP/MP diferente aunque menor, haciendo variar, por ejemplo, el orden de modulación (número reducido de niveles) y/o el valor de atenuación.

40 El diseñador que conoce las diferencias entre las condiciones máximas previas y las otras condiciones menos severas puede transferir adecuadamente el punto de potencia de entrada media.

En relación con esto, en este momento se ha conseguido que el sistema de bloque de predistorsión + bloque no lineal sea lineal, tal como se ha descrito previamente.

45 Por tanto, si se requiere una reducción en X dB de la potencia de salida del transmisor (es decir, del bloque no lineal), la reducción de predistorsión correspondiente se obtiene reduciendo el nivel de potencia de entrada al bloque de predistorsión en X dB.

50 Alternativamente, el uso de una nueva señal modulada (orden de modulación inferior) caracterizada por una relación PP/MP inferior en X dB a la caracterización original permite lograr la misma condición de distorsión linealizada, incrementando también en X dB la potencia de salida del transmisor. El grado requerido nuevo de predistorsión se puede obtener incrementando la potencia de entrada al bloque de predistorsión en X dB: el diseñador debería tener en mente que los picos de la señal nueva deben respetar el límite máximo antes descrito.

55 Si por cualesquiera motivos del circuito o del sistema, los niveles de potencia en la entrada a los circuitos insertados entre el bloque de predistorsión y el bloque no lineal se deben mantener constantes, se puede añadir un simple amplificador variable lineal en la salida del predistorsionador.

De esta manera, la potencia media proporcionable por el bloque no lineal se puede utilizar hasta su alcance máximo.

60 Se podría aplicar un multiplicador antes del bloque de predistorsión y un multiplicador después del bloque de predistorsión para multiplicar la señal que pasa a través de ellos por los coeficientes determinados previamente. Los valores logarítmicos (dB) de los coeficientes varían en la misma cantidad aunque se aplican con signos opuestos: si son positivos antes del predistorsionador se hacen negativos después del mismo.

65 El sistema concebido de esta manera es susceptible de numerosas modificaciones y variantes, encontrándose todas ellas dentro del alcance del concepto de la invención.

REIVINDICACIONES

1. Sistema para determinar los coeficientes de predistorsión para un transmisor de microondas, que comprende: una fuente de señales digitales (10) para producir una señal digital muestreada; un predistorsionador (16) que incluye un dispositivo de cálculo para distorsionar dicha señal digital; y un transmisor (13) que transmite dicha señal digital distorsionada; caracterizado porque comprende un receptor (14) para recibir dicha señal transmitida y proporcionar una señal muestreada desmodulada; un dispositivo de retardo (17) para retardar dicha señal digital muestreada; un dispositivo de comparación (18) para comparar dicha señal digital muestreada retardada con dicha señal muestreada desmodulada con el fin de producir una señal indicativa del error entre dichas dos señales muestreadas; un dispositivo de cálculo (16) para determinar dichos coeficientes de predistorsión sobre la base de dicha señal de error indicativa; y una memoria (20) para almacenar dichos coeficientes de predistorsión; usando dicho dispositivo de cálculo (16) las siguientes fórmulas:

$$i' = i + \sum_k NLF_k(i, q) \cdot cre_k$$

$$q' = q + \sum_k NLF_k(i, q) \cdot cim_k$$

en las que

$$cre_{k_{ii+1}} = cre_{k_{ii}} - stsz \cdot e_{ii+1} \cdot NLF_k$$

$$cim_{k_{ii+1}} = cim_{k_{ii}} - stsz \cdot e_{ii+1} \cdot NLF_k$$

en las cuales *stsz* es un factor de compresión $<10^{-7}$,

e_{ii+1} es el error entre dichas dos señales en el momento *ii+1*,

NLF_k es una función no lineal de índice *k*;

i y *q* son secuencias de señales muestreadas,

i' y *q'* son secuencias de señales muestreadas corregidas por la predistorsión,

K es el índice del orden de las funciones no lineales *NLF(i, q)*, que se usan para ecualizar *i* y *q* y su argumento.

2. Sistema según la reivindicación 1, caracterizado porque dicha señal digital y dicha señal desmodulada son señales digitales en banda base.

3. Sistema según la reivindicación 1, caracterizado porque dicho predistorsionador (16) comprende un sumador (11) para sumar a dicha señal digital una señal obtenida sobre la base de dichos coeficientes de predistorsión.

4. Sistema según la reivindicación 1, caracterizado porque dicho dispositivo de retardo (17) comprende unos medios para sincronizar dicha señal digital con dicha señal desmodulada.

5. Sistema según la reivindicación 1, caracterizado porque dicho transmisor (13) transmite con la potencia máxima requerida para el dispositivo.

6. Método para determinar coeficientes de predistorsión para un transmisor de microondas, que comprende las etapas siguientes: generar una señal digital muestreada, predistorsionar dicha señal digital, a continuación transmitir dicha señal digital distorsionada; caracterizado porque comprende las etapas de recibir dicha señal transmitida y proporcionar una señal muestreada desmodulada, retardar dicha señal digital muestreada, comparar dicha señal digital retardada con dicha señal desmodulada con el fin de producir una señal indicativa del error entre dichas dos señales, determinar dichos coeficientes de predistorsión sobre la base de dicha señal de error indicativa durante la producción/el test del transmisor, y memorizar dichos coeficientes de predistorsión; calculándose dichos coeficientes de predistorsión por medio de las siguientes fórmulas:

$$i' = i + \sum_k NLF_k(i, q) \cdot cre_k$$

$$q' = q + \sum_k NLF_k(i, q) \cdot cim_k$$

en las que

$$cre_{k_{ii+1}} = cre_{k_{ii}} - stsz \cdot e_{ii+1} \cdot NLF_k$$

$$cim_{k_{ii+1}} = cim_{k_{ii}} - stsz \cdot e_{ii+1} \cdot NLF_k$$

en las cuales sts_z es un factor de compresión $<10^{-7}$,

e_{ii+1} es el error entre dichas dos señales en el momento $ii+1$, NLF_k es una función no lineal de índice k ;

5 i y q son secuencias de señales muestreadas,

i' y q' son secuencias de señales muestreadas corregidas por la predistorsión,

10 K es el índice del orden de las funciones no lineales $NLF(i,q)$, que se usan para ecualizar i y q y su argumento.

7. Método según la reivindicación 6, caracterizado porque la etapa de predistorsión comprende la etapa de sumar a dicha señal digital una señal obtenida sobre la base de dichos coeficientes de predistorsión.

15 8. Método según la reivindicación 6, caracterizado porque la etapa de retardo comprende la etapa de sincronizar dicha señal digital con dicha señal desmodulada.

9. Sistema para linealizar transmisores de microondas durante el servicio normal, que comprende un predistorsionador que usa los coeficientes de predistorsión determinados según la reivindicación 1.

20 10. Sistema según la reivindicación 1, caracterizado porque dicho transmisor transmite con una potencia predeterminada, de manera que una variación de dicha potencia predeterminada da origen a una variación correspondiente en la potencia de entrada a dicho predistorsionador.

Fig. 1

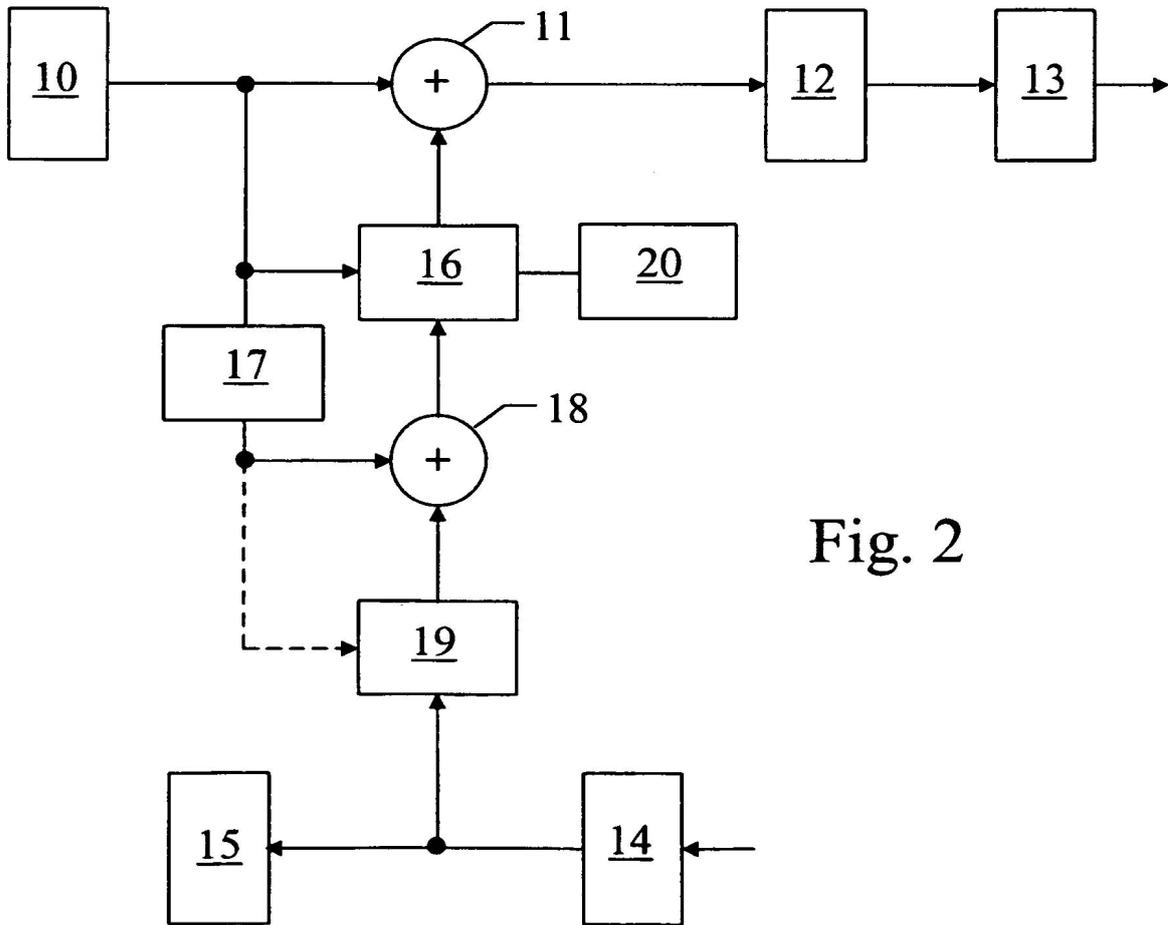
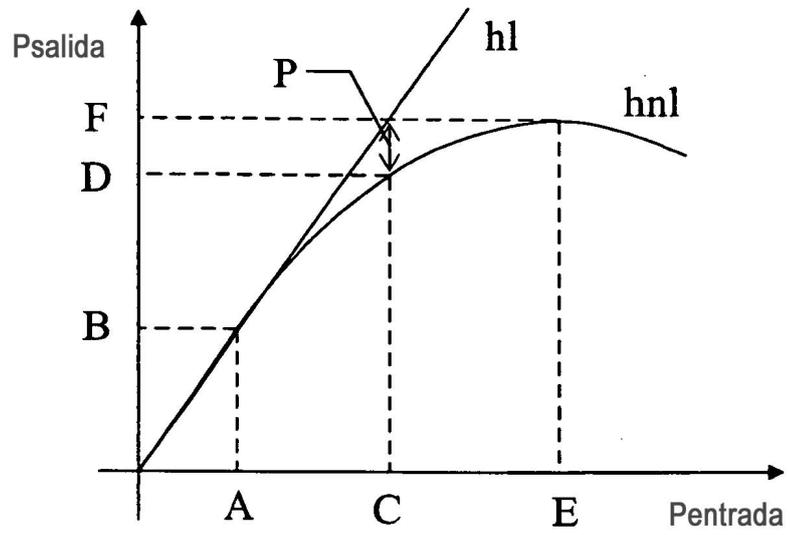


Fig. 2