



19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

11 Número de publicación: **2 328 145**

51 Int. Cl.:
H03F 1/34 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Número de solicitud europea: **04741619 .3**

96 Fecha de presentación : **20.05.2004**

97 Número de publicación de la solicitud: **1652294**

97 Fecha de publicación de la solicitud: **03.05.2006**

54 Título: **Transmisor de bucle cartesiano y método de ajuste de un nivel de salida de un transmisor semejante.**

30 Prioridad: **04.07.2003 GB 0315599**

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:
10.11.2009

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:
10.11.2009

73 Titular/es: **MOTOROLA, Inc.**
1303 East Algonquin Road
Schaumburg, Illinois 60196, US

72 Inventor/es: **Ben-Ayun, Moshe;**
Avayu, Izak y
Rozental, Mark

74 Agente: **Carvajal y Urquijo, Isabel**

ES 2 328 145 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

Transmisor de bucle cartesiano y método de ajuste de un nivel de salida de un transmisor semejante.

5 Campo de la invención

La presente invención se refiere a transmisores lineales de radio. Más en concreto, se refiere a un transmisor lineal cuya estabilidad de funcionamiento se mantiene sin un aislador, y a un método de ajuste de un nivel de salida de tal transmisor.

10 Antecedentes de la invención

Los dispositivos de comunicación por radio utilizan antenas para proporcionar la transmisión eficiente de señales de comunicación de radiofrecuencia (RF). La parte del transmisor de un dispositivo de comunicaciones incluye un amplificador de potencia para amplificar las señales de radiofrecuencia antes de acoplarlas a la antena para su transmisión. Puesto que los sistemas modernos de comunicación por radio trabajan en bandas de frecuencia estrechas, los circuitos de los transmisores requieren amplificadores de potencia de RF capaces de funcionar en modo lineal. Es necesaria la amplificación lineal para impedir la distorsión de la señal modulada y minimizar la interferencia. Sin embargo, los amplificadores reales de RF presentan no linealidad cuando se manejan a elevados niveles de potencia. Por ejemplo, un transmisor que funcione cerca de una estructura electromagnéticamente reflectante puede ser susceptible a la energía reflejada de vuelta a través de la antena, hacia el transmisor.

En la tecnología actual se conocen transmisores con linealidad mejorada. Un método de linealización de los transmisores es utilizar un linealizador basado en un bucle de realimentación cartesiana. El linealizador de realimentación cartesiana mantiene la linealidad del transmisor mientras que a la vez permite al amplificador de potencia de RF trabajar cerca de su punto de saturación, manteniendo así una buena eficiencia. Para proteger frente a cambios en la impedancia de carga como resultado de la energía reflejada, a menudo se inserta un aislador o circulador entre la antena y el amplificador de potencia. El aislador protege el amplificador de potencia mediante absorber la energía reflejada e impedir que esta alcance el amplificador. El aislador dirige la energía reflejada a una terminación de carga absorbente. Aunque el aislador en general funciona correctamente añade coste, tamaño y peso significativos al diseño de un dispositivo de comunicación por radio. Los aisladores son de banda estrecha, caros y de grandes dimensiones físicas (especialmente a bajas frecuencias).

En la técnica actual se conocen también transmisores de bucle cartesiano sin aisladores. Un ejemplo de esto se describe en la solicitud de patente de EE.UU. número US2003/0031271. En este documento, se revela un método para la eliminación del aislador. En esta solución de la técnica anterior, un eliminador del aislador proporciona señales de corrección en fase y nivel, en función de muestras de una señal de información y una señal de comando muestreadas desde un bucle de realimentación. Estas señales de corrección mantienen la estabilidad en el funcionamiento del transmisor.

40 Resumen de la invención

El término LP2 utilizado a continuación se refiere a un punto en el circuito del transmisor localizado entre polos y ceros del bucle y el mezclador ascendente.

El término pequeña señal utilizado a continuación se refiere a cualquier señal transmitida por el transmisor, cuyo nivel esté significativamente por debajo del nivel de señal de banda base.

Existe la necesidad de un aparato y un método para ajustar un nivel de salida de un transmisor de bucle cartesiano, que alivie o supere las desventajas de la técnica anterior.

De acuerdo con un primer aspecto de la presente invención, se proporciona un transmisor de bucle cartesiano que comprende un circuito de ida y un circuito de realimentación (cada uno de estos circuitos comprenden un canal I y un canal Q) así como un eliminador del aislador, comprendiendo el mencionado eliminador del aislador:

- 55 • un primer filtro de paso bajo y un primer filtro de paso de banda ancha conectados al mencionado canal I en LP2;
- 60 • un segundo filtro paso bajo y un segundo filtro de paso de banda ancha, conectados al mencionado canal Q en LP2;
- un primer detector del valor cuadrático medio, que recoge la señal procedente del primer filtro de paso de banda ancha y procedente del mencionado segundo filtro de paso de banda ancha;
- 65 • un segundo detector del valor cuadrático medio, que recoge la señal procedente del mencionado primer filtro de paso bajo y procedente del mencionado segundo filtro de paso bajo;
- un primer divisor conectado a los mencionados detectores del valor cuadrático medio primero y segundo;

ES 2 328 145 T3

- un medio de comparación, conectado al mencionado primer divisor, y a
- un microprocesador conectado a atenuadores de entrada en los mencionados canales I y Q.

5 Preferentemente, el mencionado transmisor de bucle cartesiano comprende además un primer filtro de paso de banda estrecha, conectado al mencionado canal I en LP2, y un segundo filtro de paso de banda estrecha conectado al mencionado canal Q en LP2. Los mencionados dos filtros de paso de banda estrecha están conectados a un tercer detector del valor cuadrático medio. Además, un segundo divisor está conectado a los mencionados detectores segundo y tercero del valor cuadrático medio, y a los mencionados medios de comparación.

10 De acuerdo con un segundo aspecto de la presente invención, se proporciona un método de ajuste del nivel de salida de un transmisor de bucle cartesiano, en un sistema de comunicación por radio digital. El método comprende las etapas de generar una pequeña señal a una separación de frecuencia predefinida, y después aplicar una configuración de atenuación predefinida en fábrica, para ajustar el mencionado nivel de salida si la configuración de atenuación para un segmento previo no está disponible, o aplicar la mencionada configuración de atenuación obtenida en el segmento previo para ajustar el mencionado nivel de salida en un segmento actual. Otras etapas posteriores son medir un nivel de señal de banda base en el canal en LP2, y medir el mencionado nivel de pequeña señal a una separación de frecuencia predefinida en LP2. En las siguientes etapas se calcula una primera relación del mencionado nivel de pequeña señal respecto del mencionado nivel de señal de banda base en el canal. Si la mencionada primera relación está por encima de un primer umbral, entonces se incrementa la configuración de atenuación de una señal de entrada. En la etapa final, la mencionada configuración de atenuación se almacena en una memoria.

15 Preferentemente, el mencionado nivel de señal de banda base en el canal se mide tras el filtrado en el filtro de paso bajo, y el mencionado nivel de pequeña señal se mide tras el filtrado en un filtro de paso de banda ancha. Adicionalmente, el mencionado nivel de pequeña señal se mide también tras el filtrado en un filtro de paso de banda estrecha. A continuación, se calcula una segunda relación del mencionado nivel de pequeña señal tras el filtrado en el mencionado filtro de paso de banda estrecha, respecto del mencionado nivel de señal de banda base en el canal. Si la mencionada segunda relación está por debajo de un segundo umbral, entonces se reduce la mencionada configuración de atenuación de una señal de entrada.

20 Las características de un amplificador de potencia de radiofrecuencia (por ejemplo la potencia del canal adyacente (ACP, Adjacent Channel Power), la potencia de salida, etc.) cambian bajo la influencia de la relación de ondas estacionarias de tensión (VSWR, Voltage Standing Wave Ratio). La presente invención permite de forma beneficiosa ajustar una potencia de salida de bucle cartesiano mediante controlar la no linealidad del amplificador de potencia de frecuencia de radio (RFPA, Radio Frequency Power Amplifier).

Las ventajas de la presente invención incluyen:

- 1) El método depende del comportamiento específico del RFPA frente a VSWR. La invención permite monitorizar la ganancia de pequeña señal del bucle de linealización cartesiana, y ajusta la señal de entrada.
- 2) El método no requiere la sintonización en fábrica de la característica del RFPA.
- 3) El método reduce la potencia rápidamente si la ganancia de bucle cartesiano se reduce debido a VSWR (para los cálculos se toma la señal tras el filtrado en el mencionado filtro de paso banda ancha). Cuando la ganancia de bucle vuelve a la potencia normal, el incremento de ganancia es más lento para mejorar la precisión (para los cálculos se toma la señal tras el filtrado en el mencionado filtro de paso de banda estrecha).

50 Breve descripción de los dibujos

La presente invención se comprenderá y apreciará en mayor medida a partir de la siguiente descripción detallada, tomada conjuntamente con los dibujos, en los cuales:

55 la figura 1 es un diagrama que ilustra un transmisor de bucle cartesiano acorde con una realización de la presente invención;

la figura 2 es un diagrama de flujo que ilustra un método de ajuste de un nivel de salida de un transmisor de bucle cartesiano acorde con una realización de la presente invención; y

60 la figura 3 es un diagrama simplificado de un transmisor de bucle realimentación cartesiana conocido en el arte.

Descripción detallada de una realización preferida de la invención

65 En referencia a la figura 1, se presenta un circuito transmisor 100 de bucle cartesiano acorde con una realización de la presente invención. El mencionado transmisor 100 de bucle cartesiano incorpora un circuito de ida 102, un circuito de realimentación 104 y un eliminador 106 del aislador. El mencionado transmisor 100 de bucle cartesiano recibe entradas a una frecuencia de banda base en atenuadores de los canales I y Q, 108 y 110 respectivamente. Las señales

ES 2 328 145 T3

de banda base procedentes de los mencionados atenuadores 108 y 110 pasan por empalmes de suma 112 y 114 de bucle cartesiano, a amplificadores y filtros de bucle 116 y 118. A continuación, las mencionadas señales de banda base son sometidas a conversión ascendente a señales de radiofrecuencia (RF) mediante convertidores ascendentes 120 y 122. Después, las mencionadas señales de RF se combinan en un sumador 124 RF y son amplificadas por un amplificador de potencia de radiofrecuencia (RFPA, Radio Frequency Power Amplifier) 126, y después son transmitidas por aire desde una antena 128.

El mencionado circuito de realimentación 104 recibe el suministro de una señal de realimentación procedente de un acoplador direccional 130 que toma parte de la mencionada señal RF procedente del mencionado circuito de ida 102. La mencionada señal de realimentación procedente del mencionado acoplador direccional 130 es sometida a conversión descendente a la mencionada frecuencia de banda base, mediante convertidores descendentes 132 y 134.

Un oscilador local (LO) 136 genera una portadora de RF de onda continua a la frecuencia de transmisión de RF. A continuación se aplica una señal procedente del mencionado LO 136, a un convertidor ascendente 120 de canal I y a un convertidor descendente 132 de canal I. La mencionada señal del LO 136 se aplica también a un convertidor ascendente 122 de canal Q, a través de un primer desfasador 158 de 90 grados, y a un convertidor descendente 134 de canal Q, a través de un segundo desfasador 160 de 90 grados.

Tras aplicar mezclado a la banda base en los mencionados convertidores descendentes 132, 134 se pasa la mencionada señal de realimentación respectivamente a los mencionados primeros empalmes de suma 112 y 114.

El mencionado eliminador 106 del aislador monitoriza las señales transmitidas en LP2, es decir tras los amplificadores y filtros de bucle 116 y 118 y antes de los convertidores ascendentes 120 y 122. Los mencionados filtros de bucle de 116 y 118 son filtros de paso bajo en banda base, que consisten en polos y ceros.

Con referencia a las figuras 1 y 2, el mencionado eliminador 106 del aislador recoge continuamente una señal de banda base en el canal, así como una pequeña señal transmitida adicionalmente a una separación de frecuencia predefinida en relación con un canal de transmisión, procedente de los canales tanto I como Q.

En una realización (para el sistema de comunicación TETRA) donde el ancho de banda de modulación TETRA es de +/-12,5 kHz, la separación de frecuencia de pequeña señal puede ser de + 12,5 kHz (o - 12,5 kHz). La mencionada pequeña señal debe estar preferentemente localizada fuera del ancho de banda deseado de la señal de modulación. La señal LP2 del canal I se filtra a través de un primer filtro 146 de paso de banda estrecha (ancho de banda 100 Hz), y en paralelo a través de un primer filtro 142 de paso de banda ancha (ancho de banda 700 Hz), centrado a una separación de +12,5 kHz (o -12,5 kHz), mientras se pasa una señal LP2 de canal Q a través de un segundo filtro 148 de paso de banda estrecha y un segundo filtro 144 de paso de banda ancha.

Las mencionadas señales de banda base procedentes de los mencionados canales I y Q son filtradas mediante filtros primero y segundo 138 y 140 de paso bajo de 8 kHz de ancho de banda, respectivamente.

A continuación las salidas procedentes de los mencionados filtros 142 y 144 de paso de banda ancha, y los mencionados filtros 146 y 148 de paso de banda estrecha, así como los mencionados filtros 138 y 140 de paso bajo, se pasan a través de detectores 150, 152 y 154 del valor cuadrático medio (RMS, root mean square), a divisores 156 y 158. En un primer divisor 156 se calcula una primera relación del mencionado nivel de pequeña señal tras el filtrado en los mencionados filtros 142 y 144 de paso de banda ancha, respecto del mencionado nivel de señal de banda base en el canal. En un segundo divisor 148 se calcula una segunda relación del mencionado nivel de pequeña señal tras el filtrado de los mencionados filtros 146 y 148 de paso de banda estrecha, respecto del mencionado nivel de señal de banda base en el canal.

Los resultados del mencionado cálculo se pasan a un medio de comparación 160. El mencionado medio de comparación 160 envía la señal HIGH_1 si la mencionada primera relación (salida del divisor 156) excede un primer umbral THR1. La señal HIGH_2 es enviada si la mencionada segunda relación (salida del divisor 158) está por debajo de un segundo umbral THR2. Se envía la señal BAJA si la mencionada primera relación es menor o igual que THR1 y la mencionada segunda relación es mayor o igual que THR2.

La mencionada señal procedente del mencionado medio de comparación 160 es recibida por un microprocesador 162 que controla los mencionados atenuadores de entrada 108 y 110 de los mencionados canales I y Q. Si la mencionada señal procedente de los mencionados medios de comparación 160 es HIGH_1, el mencionado microprocesador 162 envía un comando a los mencionados atenuadores de entrada 108 y 110 para incrementar la configuración 224 de atenuación de entrada, mediante un primer valor constante. Si la mencionada señal procedente del mencionado medio de comparación 160 es HIGH_2, el mencionado microprocesador 162 envía una orden a los mencionados atenuadores de entrada 108 y 110 para reducir 228 la configuración de atenuación de entrada, mediante un segundo valor constante.

El mencionado microprocesador 162 aplica entonces un primer o un segundo retardo 226 y 230 a la ejecución de software que, en función de las muestras siguientes, calcula las mencionadas relaciones primera y segunda e incrementa o reduce la mencionada configuración de atenuación. Los mencionados retardos primero y segundo se implementan mediante no leer resultados del mencionado medio de comparación 160 durante un período de tiempo definido. Los mencionados retardos primero y segundo se aplican para asegurar que tras incrementar la mencionada configuración

ES 2 328 145 T3

de atenuación, la salida de los otros elementos del circuito, es decir los mencionados filtros 138, 140, 142, 144, 146 y 148, será estable (el efecto transitorio en respuesta a la etapa de filtrado habrá finalizado). En una realización los mencionados valores de retardos primero y segundo pueden ser iguales, y en otra realización pueden ser diferentes.

5 El mencionado microprocesador 162 almacena 232 en una memoria 164 la mencionada configuración de atenuación de los mencionados atenuadores de entrada 108 y 110.

Mediante utilizar dos tipos de filtros de paso banda (estrecha 146 y 148 así como ancha 142 y 144) es posible aplicar diferentes velocidades del cambio de atenuación. Como es crítico incrementar la atenuación rápidamente en una situación en la que la ganancia de pequeña señal de bucle cartesiano se reduce debido a VSWR, es posible utilizar 10 primeros filtros 142 y 144 de paso de banda ancha, para el cálculo y la decisión sobre incrementar la atenuación 224. Por otra parte, reducir la atenuación 228 no es crítico y puede hacerse lentamente (y con mayor precisión). Con este objetivo se utiliza el mencionado filtro de pequeña señal en los mencionados filtros 146 y 148 de paso de banda estrecha.

15 La figura 2 muestra un diagrama de flujo que ilustra un método de ajuste de un nivel de potencia de un transmisor 100 de bucle cartesiano, en un sistema de radio digital según una realización de la presente invención.

En la primera etapa 200 se genera una pequeña señal a una separación de frecuencia predefinida. En una realización, la mencionada pequeña señal puede ser un tono de onda sinusoidal. La mencionada pequeña señal se transmite simultáneamente con la señal TETRA modulada deseada. El mencionado nivel de pequeña señal es de unos 30 dB por debajo de un nivel de señal en el canal. En la siguiente etapa 201 se verifica si la mencionada configuración de atenuación procedente del segmento anterior está almacenada en la mencionada memoria 164. Si los mencionados 20 datos están disponibles, el mencionado transmisor 100 de bucle cartesiano se ajusta de acuerdo con esta configuración 204. Si este es un primer segmento en la transmisión y no hay ningún mencionado ajuste de atenuación almacenado en la mencionada memoria 164, se utiliza 202 un ajuste de fábrica por defecto para ajustar el mencionado transmisor 100. Cuando el transmisor 100 comienza a la transmisión, el mencionado nivel de señal de banda base en el canal se mide 212 en LP2 tras el filtrado en un filtro 205.1 de paso bajo. El mencionado nivel de pequeña señal se mide 214 y 216 tras el filtrado en un filtro 205.2 de paso de banda ancha, y adicionalmente tras el filtrado en un filtro 205.3 de 30 paso de banda estrecha.

Se toma los valores cuadráticos medios de:

- 1) el mencionado nivel 212 de señal en el canal,
- 2) el mencionado nivel 214 de pequeña señal tras el filtrado en los mencionados filtros de paso de banda estrecha,
- 3) el mencionado nivel 216 de señal tras el filtrado en los mencionados filtro de paso de banda ancha

40 para la mencionada medida y para el cálculo de las relaciones entre el mencionado nivel de pequeña señal y el mencionado nivel 218 de señal de banda base en el canal.

Si la mencionada primera relación es menor o igual que el mencionado primer umbral y la mencionada segunda 45 relación es mayor o igual que el mencionado segundo umbral, entonces se realiza de nuevo las medidas del mencionado nivel 212 de señal de banda base en el canal y del mencionado nivel 214 y 216 de pequeña señal.

Si la mencionada primera relación excede el mencionado primer umbral 220, la mencionada configuración de atenuación de los mencionados atenuadores de entrada 108 y 110 se incrementa 224 en un valor constante. Adicionalmente, se aplica 226 un primer retardo a la ejecución de software el cual, en función de las muestras siguientes, calcula la mencionada relación e incrementa la mencionada configuración de atenuación.

Si la mencionada segunda relación está por debajo del mencionado segundo umbral 222, la mencionada configuración de atenuación de los mencionados atenuadores de entrada 108 y 110 se reduce 228 en un valor constante. Adicionalmente, se aplica 230 un segundo retardo a la ejecución de software el cual, en función de las muestras siguientes, calcula la mencionada relación e incrementa la mencionada configuración de atenuación.

Puesto que durante un segmento de tiempo se toma una pluralidad de muestras, las etapas 212 a 216 que empiezan a partir de la medida del mencionado nivel de señal de banda base en el canal y del mencionado nivel de pequeña 60 señal, hasta la tapa de almacenamiento 232 de la mencionada configuración de atenuación, se realizan en un bucle.

Con referencia a la figura 3, que es un diagrama simplificado de un transmisor 300 de bucle cartesiano conocido, se presenta a continuación una breve explicación de la base teórica del método de ajuste del nivel de salida de un transmisor de bucle cartesiano, de acuerdo con una realización de la presente invención.

65 El RFPA 304 está polarizado en clase AB. Su potencia de canal adyacente (ACP, Adjacent Channel Power) es de unos 30 dB a la potencia de salida nominal (1 W en antena). La ACP del RFPA está mejorada por la ganancia de bucle cartesiano (βA) a la frecuencia desplazamiento de interés. Se asume que para un desplazamiento de 25 kHz se diseña

ES 2 328 145 T3

una ganancia de bucle 40 dB. Esto significa que la ACP de bucle cerrado a 25 kHz de desplazamiento será de $30 + 40 = 70$ dB. Si el mencionado RFPA 304 se maneja en compresión mediante cambios en la relación de bandas estacionarias de tensión (VSWR), su ganancia de pequeña señal cae significativamente. Cuando un RFPA 304 semejante se maneja en compresión, mientras funciona dentro de un transmisor de realimentación cartesiano, la ganancia de bucle (βA) caerá en la misma cantidad que cae la ganancia de pequeña señal RFPA 304. Por ejemplo, si bajo cierta VSWR la ganancia de pequeña señal del RFPA cae en 10 dB, entonces la ganancia de bucle (βA) es de $40 - 10 = 30$ dB, y la ACP resultante en la antena será de $30 + 30 = 60$ dB. La ACP de bucle resultante se degradará en la cantidad de reducción de ganancia de pequeña señal del RFPA.

Con referencia a la figura 3, puede examinarse la función de transferencia entre LP2 y la entrada de señal TX procedente del procesador de señal digital (DSP, Digital Signal Processor).

$$\frac{V_{LP2}}{V_{in}} = \frac{ATT_{in} \cdot H(j\omega)}{1 + ATT_{in} \cdot H(j\omega) \cdot g \cdot \beta}$$

donde

$H(j\omega)$ es una función de transferencia del filtro de bucle;

β es una ganancia de realimentación 306 de bucle;

g es la ganancia de pequeña señal de RFPA,

V_{in} en la tensión de entrada al bucle, y

V_{LP2} es la tensión después del filtro 302 de bucle.

Para $ATT_{in} \cdot H(j\omega) \cdot g \cdot \beta \gg 1$, puede aproximarse como

$$\frac{V_{LP2}}{V_{in}} \approx \frac{1}{g \cdot \beta}$$

Nótese que g es la ganancia de pequeña señal del RFPA 304.

A partir de esta función de transferencia se puede ver que si la ganancia del RFPA 304 cae debido a la VSWR, la señal en LP2 se incrementará. Esto significa que mirando en LP2 durante la transmisión, podemos estimar el cambio en la ganancia de pequeña señal de bucle. Esto puede detectarse si la mencionada ganancia de pequeña señal del bucle cae, y la potencia hacia el bucle puede reducirse mediante incrementar la atenuación de los atenuadores de entrada 308 que están localizados antes del empalme de suma del bucle.

Para estimar con precisión los cambios en la ganancia de pequeña señal del bucle, junto con la señal de banda base se transmite una pequeña señal. La pequeña señal se transmite a $+ 12,5$ kHz (o $- 12,5$ kHz) de desplazamiento. La potencia de esta pequeña señal estará 30 dB por debajo de la potencia transmitida de la señal de banda base. Bajo tales condiciones, esta pequeña señal no tendrá ninguna influencia sobre la ACP de 25 kHz de la señal de banda base. La mencionada pequeña señal se detecta en LP2 mediante pasarla a través del filtro de paso banda, y se monitoriza su tensión cuadrática media.

La mencionada pequeña señal generada está siempre un valor K (por ejemplo $K = - 30$ dB) por debajo de la potencia de señal de banda base. Así, a la entrada del bucle:

$$\frac{P_{in}(\text{pequeña señal})}{P_{in}(\text{banda base})} = K$$

En LP2 se mide el nivel de la mencionada señal de banda base $P_{LP2}(\text{banda base})$ y el nivel de la mencionada pequeña señal $P_{LP2}(\text{pequeña señal})$. La relación entre las razones de las señales de entrada y las señales medidas en LP2 puede describirse como sigue:

$$R = \frac{\frac{P_{LP2}(\text{pequeña señal})}{P_{LP2}(\text{banda base})}}{\frac{P_{in}(\text{pequeña señal})}{P_{in}(\text{banda base})}} = \frac{P_{LP2}(\text{pequeña señal})}{P_{LP2}(\text{banda base})} \cdot \frac{1}{K}$$

Es evidente que en la región lineal, R será igual a 1. Pero cuando el RFPA se maneja en compresión, la mencionada

5 potencia de pequeña señal en LP2 se incrementará y por lo tanto se incrementará la relación $\frac{P_{LP1}(\text{pequeña señal})}{P_{LP2}(\text{banda base})}$.
 Así, en la región de compresión R será mayor que 1. El transmisor de bucle cartesiano acorde con la presente invención controla los atenuadores del bucle de entrada para mantener la relación R en cierto rango predefinido (entre los umbrales THR1 y THR2) y al mismo tiempo mantiene la ACP dentro del límite.

10 En una realización, el eliminador 106 del aislador se implementa en software ejecutable en un procesador de señal digital (DSP, Digital Signal Processor). Una implementación en software es relativamente barata y permite una fácil reconfiguración. Sin embargo, se apreciará que la presente invención puede implementarse en equipamiento físico o en software, y puede utilizarse en dispositivos de comunicación por radio.

15 **Referencias citadas en la descripción**

La lista de referencias citadas por el solicitante es solo para comodidad del lector. No forma parte del documento de Patente Europea. Aunque se ha tomado especial cuidado en recopilar las referencias, no puede descartarse errores u omisiones y la EPO rechaza toda responsabilidad a este respecto.

20

Documentos de patentes citados en la descripción

- US 20030031271 A [0004]

25

30

35

40

45

50

55

60

65

REIVINDICACIONES

- 5 1. Un transmisor (100) de bucle cartesiano que comprende un circuito de ida (102) y un circuito de realimentación (104), cada uno de estos circuitos comprendiendo un canal I y un canal Q, así como un eliminador (106) del aislador, **caracterizado** porque el mencionado eliminador (106) del aislador comprende:
- 10 a) un primer filtro (138) de paso bajo y un primer filtro (142) de paso de banda ancha, conectados al mencionado canal I del circuito de ida (102) en una salida de un primer filtro (116) de bucle;
 - 15 b) un segundo filtro (140) de paso bajo y un segundo filtro (144) de paso de banda ancha, conectados al mencionado canal Q del circuito de ida (102) en una salida de un segundo filtro (118) de bucle;
 - 20 c) un primer detector (150) del valor cuadrático medio, operativo para recoger señales procedentes del mencionado primer filtro (142) de paso de banda ancha y del mencionado segundo filtro (144) de paso de banda ancha;
 - 25 d) un segundo detector (152) del valor cuadrático medio, operativo para recoger señales procedentes del mencionado primer filtro (138) de paso bajo y del mencionado segundo filtro (140) de paso bajo;
 - e) un primer divisor (156) conectado a los mencionados detectores primero y segundo (150 y 152) del valor cuadrático medio;
 - f) un medio de comparación (160) conectado al mencionado primer divisor (156);
 - 30 g) un microprocesador (162) conectado al mencionado medio de comparación y a atenuadores de entrada (108 y 110) en los mencionados canales I y Q.
3. El transmisor de bucle cartesiano acorde con la reivindicación 1, que comprende además:
- 35 a) un primer filtro (146) de paso de banda estrecha conectado el mencionado canal I del circuito de ida, en una salida del primer filtro (116) de bucle;
 - b) un segundo filtro (148) de paso de banda estrecha conectado al mencionado canal Q del circuito de ida, en una salida del segundo filtro (118) de bucle;
 - 40 c) un tercer detector (154) del valor cuadrático medio, operativo para recoger señales procedentes del mencionado primer filtro (146) de paso de banda estrecha y procedentes del mencionado segundo filtro (148) de paso de banda estrecha;
 - d) un segundo divisor (158) conectado a los mencionados detectores primero y segundo (152 y 154) del valor cuadrático medio, y al mencionado medio de comparación (160).
- 45 3. El transmisor de bucle cartesiano acorde con la reivindicación 1 o 2, en el que hay una memoria (164) conectada al mencionado microprocesador (162).
4. El transmisor de bucle cartesiano acorde con cualquiera de las reivindicaciones precedentes, en el que el generador (166) está conectado al mencionado microprocesador (162).
- 50 5. El transmisor de bucle cartesiano acorde con la reivindicación 4 en el que el mencionado generador es un generador de onda sinusoidal.
6. Un método de ajuste de un nivel de salida de un transmisor (100) de bucle cartesiano en un sistema de radio digital, comprendiendo el método las etapas de:
- 55 a) generar una pequeña señal (200) a una separación de frecuencia predefinida;
 - b) aplicar una configuración de atenuación (202) predefinida en fábrica, para ajustar el mencionado nivel de salida si la configuración de atenuación para un segmento previo no está disponible (201), o
 - 60 c) aplicar la mencionada configuración de atenuación obtenida en el segmento previo (204), para ajustar el mencionado nivel de salida en un segmento actual;
 - d) medir un nivel (212) de señal de banda base en el canal, en una salida de un primer filtro (116) de bucle;
 - 65 e) medir el mencionado nivel (214) de pequeña señal a una separación de frecuencia predefinida, en una salida de un segundo filtro (118) de bucle;

ES 2 328 145 T3

f) calcular una primera relación (218) del mencionado nivel de pequeña señal frente al mencionado nivel de banda base en el canal; e

5 g) incrementar una configuración de atenuación (224) de una señal de entrada, si la mencionada primera relación está por encima de un primer umbral (220);

h) almacenar (232) la mencionada configuración de atenuación en una memoria.

10 7. El método acorde con la reivindicación 6, en el que el mencionado nivel de pequeña señal se mide tras el filtrado en un filtro (205.2) de paso de banda ancha.

8. El método acorde con la reivindicación 6 o 7, en el que el mencionado nivel de señal en el canal se mide tras el filtrado en un filtro (205.1) de paso bajo.

15 9. El método acorde con cualquiera de las reivindicaciones 6 a 8, que comprende además las etapas de:

20 e1) medir el mencionado nivel (216) de pequeña señal tras el filtrado en un filtro (205.3) de paso de banda estrecha, a la mencionada separación de frecuencia predefinida, en una salida de un primer filtro (116) de bucle;

f1) calcular una segunda relación (218) del mencionado nivel de pequeña señal tras el filtrado en el mencionado filtro de paso de banda estrecha, respecto del mencionado nivel de señal de banda base en el canal; y

25 g1) reducir la mencionada configuración de atenuación (228) de una señal de entrada, si la mencionada segunda relación está por debajo de un segundo umbral (222).

30 10. El método acorde con cualquiera de las reivindicaciones 6 a 9, en el que las etapas d) a h) se repiten en un bucle mientras que la mencionada primera relación y la mencionada segunda relación están entre los mencionados umbrales primero y segundo, y mientras existe una señal modulada a transmitir.

11. El método acorde con cualquiera de las reivindicaciones 6 a 10, en el que para determinar los mencionados valores cuadráticos medios primero o segundo del mencionado nivel (212) de señal de banda base en el canal, se toma un valor cuadrático medio del mencionado nivel de pequeña señal (214 y 216).

35 12. El método acorde con cualquiera de las reivindicaciones 6 a 11, en el que tras incrementar la mencionada configuración de atenuación se aplica (226) un primer retardo a la ejecución del software que, en función de las muestras siguientes, calcula las mencionadas relaciones primera y segunda e incrementa la mencionada configuración de atenuación.

40 13. El método acorde con cualquiera de las reivindicaciones 6 a 11, en el que tras reducir la mencionada configuración de atenuación se aplica (230) un segundo retardo a la ejecución del software el cual, en función de las muestras siguientes, calcula las mencionadas relaciones primera y segunda y reduce la mencionada configuración de atenuación.

45 14. El método acorde con cualquiera de las reivindicaciones 6 a 13, en el que la mencionada pequeña señal se genera en un nivel significativamente por debajo del mencionado nivel de señal en el canal.

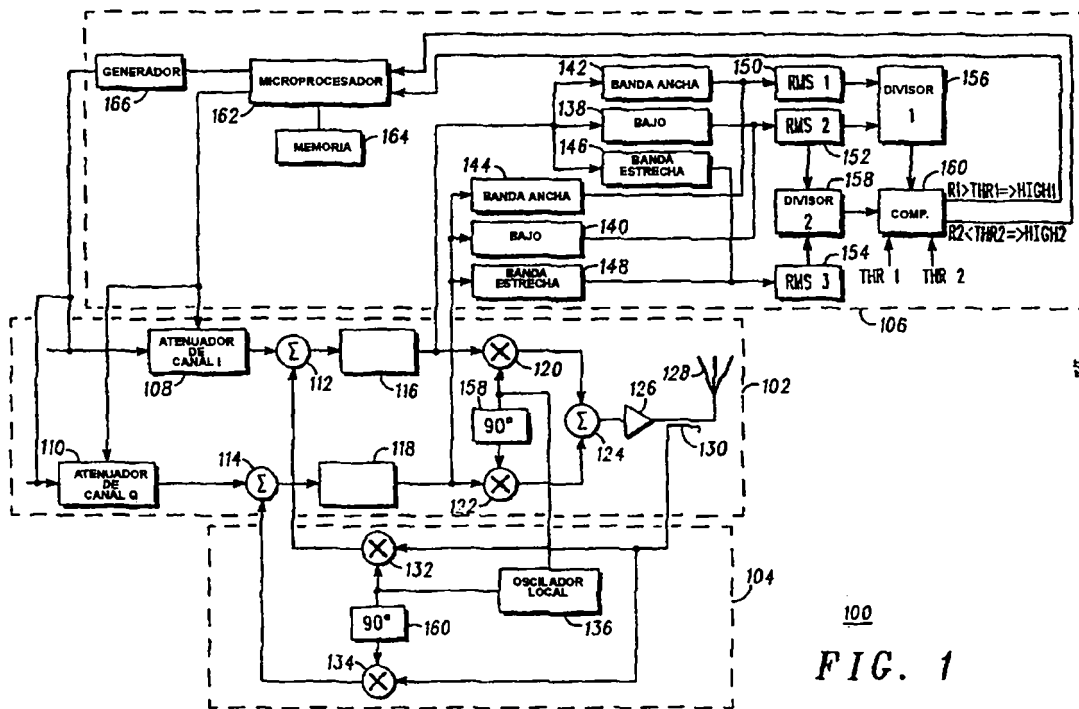
15. Un transmisor de radio acorde con cualquiera de las reivindicaciones 1 a 5, y que es operativo para proporcionar comunicaciones en al menos los sistemas de comunicaciones TETRA y/o GSM y/o IDEN.

50 16. Un dispositivo de comunicación por radio que incorpora un circuito acorde con cualquiera de las reivindicaciones 1 a 5.

55

60

65



100
FIG. 1

FIG. 2

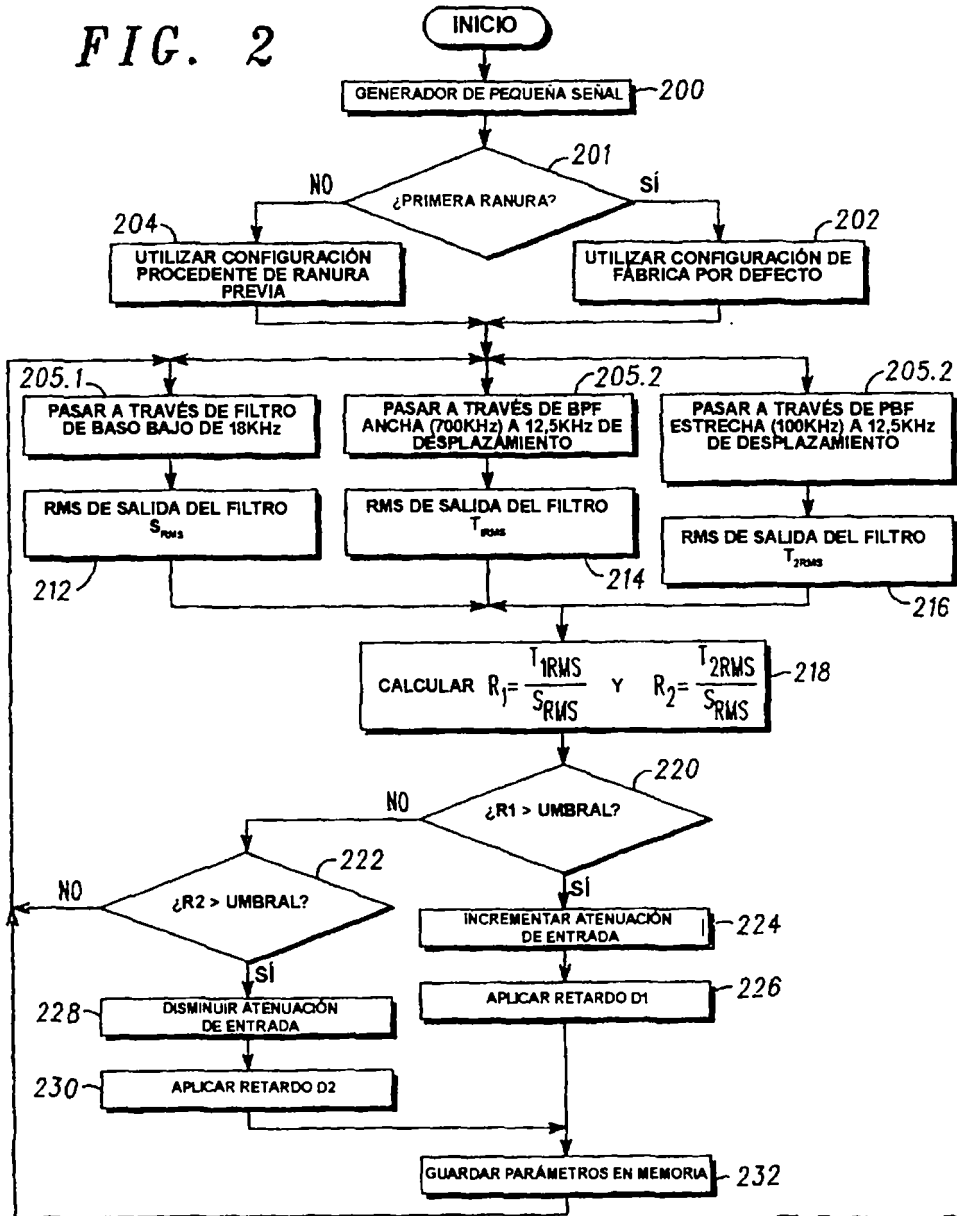


FIG. 3

