

19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 683 423**

51 Int. Cl.:

H03F 1/32 (2006.01)

H03G 3/30 (2006.01)

H03F 3/24 (2006.01)

H03G 1/04 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **15.10.2014** **E 14189077 (2)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **16.05.2018** **EP 2863541**

54 Título: **Sistema y procedimiento de amplificación de una señal**

30 Prioridad:

18.10.2013 FR 1302416

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

26.09.2018

73 Titular/es:

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

72 Inventor/es:

BOUVIER, JESSICA;
COSTA, BRUNO y
GUERN, PIERRE

74 Agente/Representante:

CARPINTERO LÓPEZ, Mario

ES 2 683 423 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 procedimiento de amplificación de una señal

La presente invención se refiere a un sistema de amplificación que posee un dispositivo de servocontrol de la potencia de transmisión. Estos sistemas se pueden usar, por ejemplo, en equipos de radiocomunicación civil o militar, usando formas de ondas de envolvente no constante que pueden ser monoportadoras o multiportadoras.

Se conoce que el uso de este tipo de formas de onda requiere tomar un margen en la potencia de salida del amplificador de potencia (este margen se conoce igualmente por la expresión inglesa Output Back-Off). El objetivo de este margen es permanecer en una zona de funcionamiento lineal del amplificador de potencia. Sin embargo, la presencia de este margen es lo contrario a la búsqueda del mejor rendimiento posible. De hecho, con el fin de mejorar el rendimiento de los transistores de potencia usados en los equipos de radiocomunicación, éstos a menudo se polarizan en clase AB. Una de las particularidades de la clase AB es que su rendimiento aumenta cuando la potencia transmitida aumenta. Otra particularidad de esta clase de funcionamiento es que su punto de funcionamiento óptimo en linealidad depende de un cierto número de variables de funcionamiento, tal como la frecuencia de transmisión usada o la temperatura. Estas particularidades hacen necesaria la búsqueda de compromiso entre el rendimiento y linealidad para cada forma de onda.

Con el fin de resolver esta problemática, se conocen en el estado de la técnica dispositivos que constan de un bucle de control automático de potencia (también conocido con la expresión inglesa de ALC para Automatic Level Control).

Se conocen en el estado de la técnica sistemas que usan un servocontrol en bucle abierto a partir de la tabla de conversión. Esta tabla se realiza en la fábrica, durante la producción de la radio y puede constar de, posiblemente, un mecanismo de actualización. De este modo, en estos sistemas, el control de la potencia de transmisión no dependerá de la señal a la salida del amplificador, sino únicamente de la señal de la entrada del amplificador. Estos sistemas son muy sensibles a la variación de carga de la antena en situación de movilidad e imponen tiempos de calibración importantes, disminuyendo las capacidades de producción de los módulos.

También se conoce en el estado de la técnica sistemas que funcionan en bucle cerrado, tales como las solicitudes de patente US 2002/0171484 A1 o en la patente US7058369 B1. Estos sistemas se presentan en la figura 1, están conectados a un módem 101 y constan de un dispositivo 102 de amplificación que presentan una ganancia de amplificación variable. Constan también de un dispositivo 103 de determinación de una diferencia entre la señal amplificada y una copia de la señal a amplificar. Finalmente, estos sistemas constan de un dispositivo 104 de determinación de la ganancia de amplificación a partir de la diferencia.

Se conoce que el dispositivo 103 de determinación de una diferencia efectúa un filtrado de la señal amplificada o de la señal que representa la diferencia con el fin de eliminar la contribución de las variaciones de la envolvente de modulación en la señal de control de ganancia. El control automático de ganancia, por lo tanto, se ralentiza mucho con respecto a la banda de propagación de las frecuencias de la modulación usada. En general, la banda de bucle debe ser cien veces inferior al ancho de banda de la modulación para eliminar completamente las variaciones de envolvente. Por lo tanto, las patentes US7023278 B1 (Rockwell Collins, 2006) y US6735420 B2 (Globespan Virata, 2001) presentan sistemas que usan esta solución. Este tipo de sistemas, por lo tanto, no puede utilizarse para la amplificación de señales que presentan variaciones rápidas de la frecuencia de modulación (estas señales también se conocen con la expresión señales EVF para Evasión de Frecuencia) y presentan una modulación cuya envolvente no es constante. De hecho, estos sistemas hacen una diferencia entre una señal de referencia no modulada y una señal de retorno modulada, lo que tiene como efecto crear perturbaciones en la señal de error que se traducen en una gran falta de precisión en el control de la ganancia variable. Durante su funcionamiento EVF, este sistema no es aceptable, porque no tiene el tiempo de converger en un solo intervalo temporal de transmisión del hecho del filtrado, que debe ser muy importante.

Se conoce que el dispositivo 103 de determinación de una diferencia usa directamente las muestras de la señal a amplificar como referencia. En este caso, el bucle de control de ganancia puede ser rápido y, es posible eliminar las variaciones de envolvente de la señal de control de ganancia. Por lo tanto, las patentes US 7353006 B2 (Analog Devices, 2004) y US 7773691 B2 (RF Micro devices, 2005) presentan sistemas que usan esta solución. En estos sistemas es posible eliminar las variaciones de envolvente siempre que los tiempos de propagación de grupo de la cadena de transmisión no sea demasiado importante, si no, esto se traduce igualmente por una perturbación en la señal de error y una falta de precisión en el control de ganancia variable.

También se conoce el uso, para mejorar los rendimientos del control automático, que el dispositivo 104 de determinación de la ganancia de amplificación pueda tener en cuenta las perturbaciones de la señal generadas por el dispositivo 102 de amplificación. Sin embargo, en los sistemas del estado de la técnica, esta consideración las perturbaciones es estática, es decir, que no usa estimador con el fin de actualizar de nuevo el modelo de las perturbaciones del dispositivo de amplificación. De este modo, estos sistemas pueden engendrar una inestabilidad si la ganancia y el retardo de la cadena de radio son diferentes de los valores esperados.

La presente invención tiene como objetivo, por lo tanto, solucionar estos problemas proponiendo un sistema de amplificación conectado a un módem que suministra una señal a amplificar. Este sistema consta de al menos un

dispositivo de amplificación cuya ganancia de amplificación es variable. Consta también, al menos, de un primer dispositivo de determinación de una primera diferencia entre una señal amplificada y la señal a amplificar. Este sistema consta, además, al menos de un segundo dispositivo de determinación de la ganancia variable a partir de dicha señal a amplificar, de dicha señal amplificada y de dicha primera diferencia. Este segundo dispositivo consta, al menos, de un tercer dispositivo de determinación de un modelo de la perturbación de la primera diferencia por dicho dispositivo de amplificación a partir de dicha señal a amplificar y de dicha señal amplificada, comprendiendo dicho modelo un retardo y una ganancia. Este segundo dispositivo también consta de al menos un cuarto dispositivo de determinación de perturbaciones de la primera diferencia provocadas por dicho dispositivo de amplificación, a partir de dicho modelo y de dicha señal a amplificar. El segundo dispositivo consta también de al menos un quinto dispositivo de determinación de una segunda diferencia entre dicha primera diferencia y dichas perturbaciones y un controlador apto para determinar dicha ganancia variable a partir de dicha segunda diferencia.

En un modo de realización, el sistema de amplificación consta de, al menos, un dispositivo de extracción de la señal amplificada, hacia el primer dispositivo de determinación. Este dispositivo de extracción comprende un acoplador direccional que sirve para recuperar la señal transmitida por un cable que conecta el dispositivo de amplificación y una antena. Consta también de al menos un dispositivo de ajuste de la ganancia de la señal recuperada. Luego, consta de un mezclador de la señal cuya ganancia se ha ajustado con una señal sinusoidal. Este acoplador consta también de una pluralidad de filtros para filtrar la señal mezclada, estos filtros comprenden al menos un filtro analógico de ancho de banda fijo que sirve como antiplegado y/o antiperturbación y, al menos, un filtro digital conmutable con ancho de banda variable en función de un ancho de banda de dicha señal a amplificar y/o de una diferencia entre una frecuencia de dicha señal a amplificar y una frecuencia de dichas perturbaciones.

En un modo de realización el primer dispositivo de determinación está directamente conectado al módem.

En un modo de realización, el controlador es un controlador PID.

En un modo de realización, el segundo dispositivo de determinación consta de una tabla de conversión que correlaciona una potencia de dicha señal a transmitir y la ganancia de amplificación.

La presente invención propone también un procedimiento de uso del sistema de amplificación que consta de las siguientes etapas sucesivas:

- una etapa de configuración de la ganancia de dicho dispositivo de amplificación, realizándose dicha etapa de configuración cuando dicha señal a amplificar tiene potencia cero,
- una etapa de aumento de la ganancia de amplificación del dispositivo de amplificación, durante una fase de inicialización, durante la cual, dicha señal a amplificar no consta de datos útiles, y
- una etapa de desactivación del ajuste de la ganancia, realizándose dicha etapa de desactivación cuando la señal a amplificar consta de datos útiles.

En un modo de realización, el procedimiento consta de una etapa de ajuste de la ganancia de amplificación del dispositivo de amplificación. Esta etapa de ajuste de la ganancia de amplificación se efectúa después de la etapa de aumento de la ganancia de amplificación. Además, esta etapa de ajuste se realiza a partir de una referencia.

En un modo de realización, la etapa de configuración está adaptada para la implementación de la relación

$$P_{salida_m\acute{a}x} = P_{salida_referencia_M\acute{O}DEM} + Factor_cresta_modulaci\acute{o}n'$$

donde;

- $P_{salida_m\acute{a}x}$ representa en dBm la potencia de salida máxima,
- $P_{salida_media_referencia_M\acute{O}DEM}$ representa en dBm la potencia media de la señal que va a transmitir dicho módem (101) y
- $Factor_cresta_modulaci\acute{o}n$ representa en dB el factor de cresta de la modulación de la señal que se transmitirá por dicho módem (101).

Además, la etapa de configuración está adaptada para configurar el dispositivo de amplificación con el fin de poder transmitir una potencia de salida máxima de $P_{salida_m\acute{a}x}$.

La determinación de $P_{salida_m\acute{a}x}$ para este cálculo permite configurar la ganancia a aplicar en la señal de referencia (ganancia de consigna) con el fin de compararla con la señal recibida en la vía de medición.

A partir del valor de $P_{salida_m\acute{a}x}$, se abordan tablas de calibración de la vía de medición y de la vía de transmisión. Contienen los valores de la ganancia de referencia y la configuración de los elementos con ganancia variable de la vía de medición y de la vía de transmisión que corresponde, a priori, a la potencia $P_{salida_m\acute{a}x}$.

En un modo de realización, la etapa de aumento de la ganancia de amplificación se implementa por medio de una tabla de conversión que correlaciona una potencia de dicha señal a transmitir y la ganancia de amplificación cuando la potencia de dicha señal a amplificar es inferior a un umbral; y por medio del controlador cuando la potencia de

dicha señal a amplificar es superior a este umbral.

De este modo, el sistema y el procedimiento descrito en la invención ofrecen las siguientes ventajas:

El retardo en el bucle principal, generado por los filtros del sistema de amplificación necesarios para el funcionamiento en el mismo sitio, se elimina del error de ganancia (primera diferencia) gracias al estimador del modelo de perturbación de la señal por el sistema de amplificación.

El funcionamiento en el lugar se realiza cuando diferentes sistemas de radio se sitúan en una zona geográfica cercana. Esta zona geográfica está definida por un círculo cuyo radio es del orden de la decena de metros.

Además, la modelización de la señal perturbada por el sistema de amplificación y el uso de muestras moduladas como referencia para el cálculo de la primera diferencia permiten aumentar significativamente el ancho de banda del bucle principal y hacerlo independiente del ancho de banda de la señal a amplificar. El ancho de banda del bucle, por lo tanto, puede seleccionarse únicamente para satisfacer el tiempo de aumento requerido por la forma de onda (en el caso de una forma de onda que cambia regularmente de frecuencia de transmisión, también conocido con la expresión forma de onda EVF). El ancho de banda de bucle caracteriza el comportamiento del sistema de bucle cerrado. Se calcula a partir de la función de transferencia de bucle cerrado del sistema.

Esta función de transferencia en el caso de esta invención incluye la contribución de todos los filtros de la vía de transmisión y de la vía de medición (asimilados a su función de transferencia) y la función de transferencia del controlador.

Si $A(p)$ es la función de transferencia de la cadena de transmisión asociada al controlador y $B(p)$ la función de transferencia de la vía de medición. La función de transferencia de bucle cerrado (conocida también con el acrónimo FTBF) es:

$$FTBF = \frac{A(p)}{1 + A(p) * B(p)}$$

El estimador de la perturbación de la señal provocado por el dispositivo de amplificación permite obtener un control de ganancia óptima y estable, lo que hace posible el control de la ganancia de manera continua, comprendido durante las fases que contienen datos útiles y para formas de ondas con envolvente no constante.

Es un sistema servocontrolado que permite reducir de manera muy significativa el número de tablas de calibración, de la parte de radiofrecuencia de sistema, que es necesario determinar en el momento de la realización del sistema.

En los sistemas no servocontrolados, la precisión de la potencia transmitida depende de la precisión de calibración de la vía de transmisión. Sin embargo, la vía de transmisión consta de un número importante de elementos no lineales (amplificadores, filtros sintonizables...). Su ganancia depende mucho, entonces, de la potencia transmitida de la temperatura y de la frecuencia. Por lo tanto, es necesario realizar una calibración en todo el rango de funcionamiento que la estación de radio puede cubrir.

La precisión del sistema de la invención depende únicamente de la precisión de la calibración de la vía de medición. Como la vía de medición solo consta de elementos lineales, es más fácil y más rápido de calibrar que la vía de transmisión.

El primer dispositivo 103 de determinación conectado directamente a dicho módem 101 permite usar directamente las muestras que provienen del módem para efectuar el control de ganancia.

Como el sistema implementa dispositivos de determinación de perturbaciones de la señal a amplificar asociadas a un estimador del modelo de las perturbaciones provocadas por los dispositivos de amplificación, el sistema de amplificación permite una potencia de la señal amplificada precisa, incluso en un entorno adverso. El entorno adverso se traduce por dos fenómenos:

- La movilidad de la estación de radio, que induce variaciones de carga para el amplificador. Además, esta variación de carga añadida a la desadaptación entre la antena y el amplificador conlleva variaciones importantes de la ganancia del amplificador y de la potencia incidente.
- El funcionamiento con una perturbadora en el lugar, es decir, con un transmisor cerca.

Este sistema permite servocontrolar de manera continua las formas de onda en la envolvente no constante, haciendo posible el uso de técnicas de linealización. De hecho, el uso de una técnica de linealización necesita un perfecto dominio de la ganancia de la cadena, ya que las no linealidades solo son corregibles para pequeñas variaciones alrededor del punto de funcionamiento. De este modo, la linealización por distorsión previa necesita un modelo del amplificador. Este modelo es válido para un punto de funcionamiento preciso, en particular, caracterizado por la potencia media de transmisión, la frecuencia de transmisión y la temperatura.

En un modo de realización, el uso de un mezclador asociado al dispositivo antiperturbaciones hace posible el servocontrol en potencia en una situación en el lugar (esta situación se realiza cuando los diferentes sistemas de radio están situados en una zona geográfica cercana. Esta zona geográfica está definida por un círculo cuyo radio es del orden de la decena de metros). Además del uso de un mezclador (que tiene una respuesta lineal en tensión) más que de un detector logarítmico, facilita el servocontrol, ya que no es necesario usar tablas de conversiones. Estas

tablas de conversiones permiten la conversión de una información de tipo logarítmico hacia una información de tipo lineal.

La invención se entenderá mejor y otras ventajas se harán evidentes tras la lectura de la descripción detallada realizada a título de ejemplo no limitante y con ayuda de las figuras, entre las cuales:

- 5 - La figura 1 presenta un sistema según el estado de la técnica.
- La figura 2 presenta el sistema que usa el procedimiento de la invención.
- La figura 3 presenta el atenuador variable controlado en tensión.
- Las figuras 4.a a 4.c presentan el modelo de perturbación de la señal por el dispositivo de amplificación.
- La figura 4d presenta el atenuador variable controlado en tensión.
- 10 - La figura 5 presenta el sistema que usa una tabla de conversión.
- La figura 6 presenta el procedimiento de uso del sistema.
- La figura 7 presenta las diferentes fases de uso de una señal EVF.
- La figura 8 presenta un modo de implementación del sistema.

15 La figura 2 describe el sistema según un primer aspecto de la invención. En este modo de realización, el módem 101 está conectado al sistema de amplificación. El sistema de amplificación consta de:

- un dispositivo 102 de amplificación de la señal transmitida por el módem. Este dispositivo 102 de amplificación presenta una ganancia variable,
- un primer dispositivo 103 de determinación de una primera diferencia entre la señal amplificada por el dispositivo 102 y la señal a amplificar suministrada por el módem 101,
- 20 • un segundo dispositivo 104 de determinación de la ganancia variable del dispositivo 102 de amplificación.

El segundo dispositivo 104 de determinación de la ganancia variable efectúa esta determinación a partir de:

- la diferencia calculada por el primer dispositivo 103 de determinación,
- la señal a amplificar transmitida por el módem 101 y
- la señal amplificada por el dispositivo 102 de amplificación.

25 Este segundo dispositivo consta de:

- un tercer dispositivo 201 de determinación de un modelo de la perturbación de la primera diferencia por el dispositivo de amplificación y, posiblemente, el dispositivo 301 de extracción (esta determinación del modelo se realiza a partir de la señal a amplificar y de la señal amplificada),
- 30 • un cuarto dispositivo 202 de determinación de la perturbación de la primera diferencia que usa la señal a amplificar y el modelo obtenido por el tercer dispositivo 201,
- un quinto dispositivo 203 de determinación de una segunda diferencia entre la primera diferencia, obtenida por el primer dispositivo y, la perturbación determinada por el cuarto dispositivo y
- un controlador 204 adecuado para determinar la ganancia variable a partir de la segunda diferencia.

35 En un modo de realización presentado en la figura 3, el sistema consta de un dispositivo 301 de extracción de la señal amplificada al primer dispositivo de determinación de una diferencia.

Este dispositivo 301 de extracción comprende:

- un acoplador 302 direccional que permite recuperar la señal transmitida por un cable que conecta el dispositivo 102 de amplificación y la antena de transmisión,
- 40 • al menos, un dispositivo 303 de ajuste de la ganancia de la señal recuperada,
- un mezclador 304 analógico que permite mezclar la señal cuya ganancia ha sido ajustada por el dispositivo de ajuste de la ganancia con una señal sinusoidal, la señal sinusoidal es el oscilador local que está compartido entre el mezclador de transmisión y el mezclador de la vía de medición para asegurar una coherencia entre la fase de la señal transmitida y la fase de la señal recibida,
- 45 • y una pluralidad de filtros 305 adaptados para el filtrado de la señal mezclada. Estos filtros pueden usarse para realizar una función de antiperturbación, por lo tanto, están adaptados a la señal a amplificar y a la diferencia entre la señal a amplificar y la señal perturbadora. La invención puede constar de varios tipos de filtros:
 - un filtro analógico de ancho de banda fijo que sirve de antiplegado y de antiperturbación y
 - varios filtros digitales conmutables de ancho de banda variable. La configuración de los filtros digitales se realiza en función del ancho de banda de la señal a transmitir y de la diferencia de frecuencia prevista de la señal perturbadora.
- 50

El modelo de perturbaciones de la señal a amplificar, provocadas por el dispositivo de amplificación y el dispositivo 301 de extracción, consta de un retardo puro y una ganancia.

El tercer dispositivo 201 usa un correlador de tipo de amplitud de diferencia que funciona en tiempo diferido durante el inicio del uso del controlador automático de ganancia. Con el fin de determinar el valor de este retardo y de esta

ganancia, el tercer dispositivo usa la función de correlación $R(m)$ entre la señal a amplificar $x(n)$ y la señal amplificada $z(n)$. Esta correlación se expresa usando la siguiente relación:

$$R(m) = \sum_{n=0}^N D[x(n)] * D[z(n+m)] \quad m \in [-N, N]$$

$$D[x(n)] = \text{señal}[|x(n)| - |x(n-1)|]$$

$$\text{señal}(d) = \begin{cases} 1 & d > 0 \\ 0 & d = 0 \\ -1 & d < 0 \end{cases}$$

- 5 La determinación del modelo de perturbación produce una estimación $media_g$ de la ganancia media total y Tg del retardo puro total del bucle (estos valores dependen del número de muestras).

Tg viene dado por el índice m del valor máximo de la función $R(m)$ $media_g$ es el valor medio de la ganancia instantánea entre la señal recibida en la vía de medición $señ_salida$ y la señal transmitida y el retardo de Tg $señ_entrada_ret$:

$$media_g = media(G_inst) = media\left(\frac{abs(señ_salida(n))^2}{abs(señ_entrada_ret(n))^2}\right)$$

- 10 El valor de $media_g$ se corrige del valor de la ganancia variable (la ganancia del atenuador variable controlado en tensión designada por el acrónimo GVVA) para dar una estimación de la ganancia estática $G_estát$.

- 15 El dispositivo 202 de determinación de la perturbación de la primera diferencia adapta el funcionamiento de un predictor de Smith en el caso de una señal modulada que asociada al retardo puro de la cadena de radio induce una perturbación de la señal de error. El dispositivo 202 determina la señal de perturbación $S_{corr}(n)$ gracias a la siguiente fórmula:

$$S_{corr}(n) = GVVA(n) * G_estát * (abs(señ_entrada(n))^2 - abs(señ_entrada_ret(n))^2)$$

Donde:

- 20
- $señ_entrada$ representa la señal modulada de entrada,
 - $señ_entrada_ret$, la señal modulada de entrada retardada de Tg ,
 - $GVVA(n)$ es la ganancia modelizada del atenuador variable,
 - $G_estát$ es una ganancia estática determinada a partir de $media_g$, de la ganancia de referencia y del valor medio de $GVVA$ en la duración necesaria a la correlación:

$$G_estát = media_g / media(GVVA)$$

- 25
- $GVVA(n) * G_estát * (abs(señ_entrada(n))^2)$ es un término no retardado
 - $GVVA(n) * G_estát * (abs(señ_entrada_ret(n))^2)$ es un término retardado de Tg

La señal $S_{corr}(n)$ se sustrae de a la señal de error principal $Error(n)$ procedente del dispositivo 103 de determinación de la primera diferencia. Este nuevo dispositivo es el dispositivo 203 de determinación de la señal de error corregida $E_corr(n)$ por lo tanto:

30

$$E_corr(n) = Error(n) - S_{corr}(n)$$

Se conoce en el estado de la técnica que el predictor de Smith funciona de la siguiente manera:

- 35
- La técnica de predictor de Smith permite eliminar la contribución del tiempo de grupo en el servocontrol modificando la función de transferencia de bucle cerrado.
 - Un segundo bucle se añade al sistema de bucle principal. Este bucle usa un modelo de la función de transferencia aguas abajo del controlador PID y permite corregir la señal de error principal:

La figura 4.a presenta un ejemplo convencional de un sistema de bucle que posee un retardo. En este sistema, la función de transferencia $C(p)$ corresponde a un controlador. La función de transferencia $H(p)e^{-Tp}$ corresponde al

resto del bucle. En el caso de la presente invención, se asimila en el conjunto constituido por la vía de transmisión y por la vía de medición.

La función de transferencia de bucle abierto ($FTBO'$) de un sistema de bucle sin retardo puro se expresa por:

$$FTBO' = C(p) * H(p)$$

- 5 La función de transferencia en bucle cerrado ($FTBF'$) de un sistema de bucle sin retardo puro se expresa por:

$$FTBF' = \frac{FTBO'}{1 + FTBO'}$$

$$FTBF' = \frac{C(p) * H(p)}{1 + C(p) * H(p)}$$

La función de transferencia en bucle abierto ($FTBO$) de un sistema de bucle con retardo puro se expresa por:

$$FTBO = C(p) * H(p) e^{-T_p s}$$

- 10 La función de transferencia de bucle cerrado ($FTBF$) de un sistema de bucle con retardo puro se expresa por:

$$FTBF = \frac{FTBO}{1 + FTBO}$$

$$FTBF = \frac{C(p) * H(p) e^{-T_p s}}{1 + C(p) * H(p) e^{-T_p s}}$$

Cabe destacar que el retardo puro aparece en el denominador, lo que no permite obtener una estabilidad incondicional independientemente del valor del retardo puro.

- 15 Para solventar este problema, es posible sintetizar un nuevo controlador $C'(p)$ que permite eliminar el retardo del denominador de la función $FTBF$.

Para ello, hay que calcular la función de transferencia $FTBF''$ con el nuevo controlador $C'(p)$ que sería igual a:

$$FTBF'' = \frac{C'(p) * H(p) e^{-T_p s}}{1 + C'(p) * H(p) e^{-T_p s}} = FTBF' * e^{-T_p s}$$

Se obtiene, entonces:

$$20 \frac{C'(p) * H(p) e^{-T_p s}}{1 + C'(p) * H(p) e^{-T_p s}} = \frac{C(p) * H(p) e^{-T_p s}}{1 + C(p) * H(p)}$$

Resolviendo la igualdad anterior, se obtiene la expresión del nuevo controlador $C'(p)$:

$$C'(p) = \frac{C(p)}{1 + C(p) * H(p) * (1 - e^{-T_p s})}$$

La figura 4.b ilustra el nuevo bucle constituido de este modo.

La figura 4.c presenta este bucle en el ámbito digital.

- 25 En esta figura 4.c, el bucle secundario realiza la función de transferencia:

$$H(z)(1 - z^{-k})$$

La señal de error principal $E(z)$ se sustrae de la señal de salida del predictor de Smith $S_{corr}(z)$ para constituir un error corregido $E_{corr}(z)$.

$$E_{corr}(n) = Error(n) - S_{corr}(n)$$

- 30 La señal $E_{corr}(z)$ se envía al controlador de función de transferencia $C(z)$.

La señal S_{corr} generada por el cuarto dispositivo 203 de determinación del error corregido gracias a la siguiente relación

$$S_{corr}(n) = GVVA(n) * G_{estát} * (abs(señ_entrada(n))^2 - abs(señ_entrada_ret(n))^2)$$

5 es una generalización de la técnica de predictor de Smith en el caso de una función de transferencia aguas abajo $H(z)$ que incluye la contribución de las muestras moduladas. Se puede descomponer la fórmula $H(z)(1 - z^k)$ de la siguiente manera:

- Función de transferencia aguas abajo no retardada: $H(z)$
- Función de transferencia aguas abajo retardada $H(z)z^k$

Se pueden identificar los términos retardados y no retardados de la fórmula siguiente:

10
$$S_{corr}(n) = GVVA(n) * G_{estát} * (abs(señ_entrada(n))^2 - abs(señ_entrada_ret(n))^2)$$

con los términos retardados y no retardados de la fórmula del predictor de Smith:

- $H(z)$ corresponde a $GVVA(n) * G_{estát} * abs(señ_entrada(n))^2$
- $H(z)z^k$ corresponde a $GVVA(n) * G_{estát} * abs(señ_entrada_ret(n))^2$

15 El término $GVVA(n) * G_{estát} * abs(señ_entrada_ret(n))^2$ modeliza el atenuador variable, el amplificador, así como la vía de medición. Estos elementos se consideran como lineales y se "contienen" en el retardo y la ganancia estática (Tg y $G_{estát}$). Con el fin de obtener la ganancia GVVA, es necesario modelizar el atenuador variable controlado en tensión

20 El atenuador variable se modeliza como una ganancia variable controlada en tensión, o sea, un sistema de dos entradas y una salida. La figura 4.d presenta el modelo de este atenuador. La respuesta en ganancia GVVA del atenuador con un control de tensión se modeliza por una función de transferencia de orden 2 asociada a un retardo puro y a un desplazamiento. Esta función de transferencia se establece a partir de las mediciones de un componente objetivo para implementar la función de control automático de ganancia.

La función de transferencia $HVVA(p)$ se identifica a partir de la medición y toma la siguiente forma:

$$HVVA(p) = \frac{GVVA_0(p)}{V_{cmd}(p)} = \frac{Katt * e^{-Tatt * p}}{(1 + \tauatt * p^2)} + off_att$$

25 Esta relación permite modelizar la ganancia del atenuador mediante una función de transferencia de paso bajo de orden dos asociada a un retardo puro.

$V_{cmd}(p)$ representa la tensión de control del atenuador.

$GVVA_0(p)$ representa la ganancia modelizada del atenuador.

$Katt$ representa la ganancia del atenuador.

30 $e^{-Tatt * p}$ representa el retardo puro del atenuador frente a su tensión de control.

$1 + \tauatt * p^2$ representa el denominador de una función de paso bajo de orden 2. des_att representa el desplazamiento en ganancia, así como cuando la tensión de control es nula, la ganancia no es nula. Este desplazamiento permite modelizar la dinámica de atenuación del componente que es limitada.

35 • Transposición de la parte polinómica de la función de transferencia $HVVA(p)$ en el ámbito digital por una transformación bilineal.

• Modelización del retardo puro $e^{-Tatt * p}$ por un filtro de maestro de tipo filtro Thiran. El filtro Thiran $T(z)$ es una aproximación conocida que permite sintetizar un retardo que es fraccionario con respecto al periodo de muestreo. La función de transferencia del filtro Thiran se da mediante la siguiente ecuación:

$$T(z) = z^{-N} D(z^{-1}) / D(z)$$

40
$$D(z) = 1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_N z^{-N}$$

El cálculo de los coeficientes del filtro se efectúa gracias a la ecuación siguiente:

$$a_k = (-1)^k \binom{N}{k} \prod_{n=0}^{N-k} \frac{d+n}{d+k+n}$$

$$N = ceil(D),$$

con $D = Tg * Fs / Fs$ representa la frecuencia de muestreo,

$$d = D - N.$$

- Finalmente, la función de transferencia final en el ámbito digital $HVVA(z)$ se obtiene realizando la convolución de las funciones de transferencia primarias. La función de transferencia final $HVVA_t(z)$ se produce a partir de la transformada bilineal (en el ámbito z) de la función de transferencia $HVVA(p)$ y la función de transferencia del filtro de Thiran $T(z)$.

$$HVVA_t(z) = HVVA(z) * T(z)$$

Si se consideran las muestras discretas de los dos filtros, esto vuelve a hacer el producto de convolución entre las muestras de los dos filtros $HVVA(n)$ y $T(n)$.

El filtro de respuesta de pulso infinito, que representa $HVVA_t(z)$, se obtiene, de este modo, en un modo de realización no limitante, de orden 6 (convolución de un filtro de orden 2 y de un filtro de orden 3 para el retardo).

Con el fin de modelizar la no linealidad del atenuador y de la cadena de transmisión, las muestras $GVVA_0(n)$ procedente del filtro $HVVA(z)$ están multiplicados por una función polinómica.

La función polinómica se aplica directamente en las muestras $GVVA_0(n)$ con el fin de obtener la ganancia $GVVA(n)$ gracias a la fórmula siguiente:

$$GVVA(n) = \sum_{k=0}^K a_k GVVA_0^k$$

La figura 5 describe el sistema en el que el segundo dispositivo 104 de determinación consta de una tabla 501 de conversión que permite establecer una correlación entre una potencia de dicha señal a transmitir y la ganancia de amplificación.

La figura 6 describe un primer modo de realización del procedimiento de implementación del sistema descrito en esta invención. Este procedimiento consta de las siguientes etapas:

- una etapa 601 de configuración de la ganancia del dispositivo de amplificación, esta etapa de configuración se realiza cuando la señal amplificada es de potencia nula,
- una etapa 602 de aumento de la ganancia de amplificación del dispositivo de amplificación,
- una etapa 603 de ajuste de la ganancia de amplificación del dispositivo de amplificación. El régimen de ajuste se obtiene tras un tiempo necesario en el estimador para actualizar los parámetros de ganancia y de retardo ($media_g$ y Tg) del dispositivo de corrección del error.
- una etapa 604 de desactivación del ajuste de la ganancia, esta etapa de desactivación se realiza cuando la señal a amplificar consta de datos útiles.

De este modo, durante el uso del sistema para amplificar señales que presentan variaciones rápidas de la frecuencia de modulación (estas señales también se conocen con la expresión de señales EVF para Evasión de Frecuencia) cuatro fases de funcionamiento distintas están presentes. Estas fases se presentan en la figura 7 y son las siguientes fases:

- Una primera fase llamada de "blanqueo". Durante esta fase, la potencia de la señal se pone a cero. De este modo, ninguna señal se transmite por la antena. Esta fase también se llama "orificio de cojinete" y se usa para realizar la configuración de los diferentes dispositivos de un radio (posicionamiento en frecuencia y enrutado de los interruptores en particular). Este tiempo se usa para implementar la etapa 601 de configuración de la ganancia del dispositivo de amplificación. Esto se realiza, en un modo de realización, usando la siguiente relación:

$$P_{salida_m\acute{a}x} = P_{salida_referencia_M\acute{O}DEM} + Factor_cresta_modulaci\acute{o}n'$$

en esta relación;

- $P_{salida_m\acute{a}x}$ representa la potencia de salida máxima,
- $P_{salida_media_referencia_M\acute{O}DEM}$ representa la potencia media de la señal que va a transmitir el módem y
- $Factor_cresta_modulaci\acute{o}n'$ representa el factor de cresta de la modulación de la señal que se transmitirá por el MÓDEM.

Además, durante la etapa 601 de configuración, el dispositivo 102 de amplificación está configurado para permitir la transmisión de una señal de potencia máxima $P_{salida_m\acute{a}x}$.

La determinación de $P_{salida_m\acute{a}x}$ para este cálculo permite configurar la ganancia a aplicar en la señal de referencia (ganancia de consigna) con el fin de compararla con la señal recibida en la vía de medición.

A partir del valor de $P_{salida_m\acute{a}x}$, se abordan tablas de calibración de la vía de medición. Contienen los valores

de la ganancia de referencia y la configuración de los elementos con ganancia variable de la vía de medición que corresponde a la potencia $P_{salida_m\acute{a}x}$.

- Una segunda fase llamada de "conformación", esta fase permite el aumento en potencia de la señal transmitida. La calidad del aumento en potencia es muy importante, ya que influye en la anchura del espectro de la señal transmitida por la antena. Esta fase se realiza mediante la etapa 602 de aumento de la ganancia de amplificación del dispositivo de amplificación. En un modo de realización ilustrativo, esta etapa puede realizarse por la configuración del segundo dispositivo 104 de determinación, con el fin de que usen la tabla 401 de conversión, cuando la potencia de dicha señal a amplificar es inferior a un umbral y, por la configuración del segundo dispositivo 104 de determinación con el fin de usar el controlador 204, cuando la potencia de la señal a amplificar es superior a este umbral. Este umbral es variable y se fija por configuración. Depende de la potencia de la señal perturbadora esperada en la vía de medición. En un modo de realización, este umbral tiene un valor típico comprendido entre -20 dB y -5 dB con un valor preferente de -15 dB. S/J es la relación entre la potencia de la señal útil y la potencia máxima esperada de la señal perturbadora en la vía de medición después de los filtros antiperturbaciones. El umbral de desencadenamiento es entonces:

$$\text{Umbral} = S/J(\text{dB}) + 10 \text{ dB}$$

- Una tercera fase llamada fase "dedicada ALC", se trata de la fase durante la cual el conjunto de los procesamientos necesarios para el ajuste de la ganancia del dispositivo de amplificación debe realizarse. La duración de esta fase puede ser variable. Durante esta fase, se usa la etapa 603 de ajuste. Durante esta etapa 603 de ajuste, la ganancia de referencia usada es la determinada durante la etapa 601 de configuración, usando la relación

$$P_{salida_m\acute{a}x} = P_{salida_referencia_M\acute{O}DEM} + \text{Factor_cresta_modulaci\acute{o}n}$$

y las tablas de calibración.

- Finalmente, la cuarta fase corresponde a la fase de envío de los datos útiles. En un modo de realización, la ganancia del dispositivo de amplificación debe estabilizarse al principio de esta fase y después no debe evolucionar más. Esta fase corresponde a la etapa 604 de desactivación del ajuste de la ganancia.

Cuando la forma de onda funciona en modo continuo, la etapa 603 de ajuste de la ganancia no se materializa explícitamente. El sistema de amplificación, por lo tanto, debe ser capaz de ajustar la ganancia sin degradar los datos útiles.

Sin embargo, en el caso donde una forma de onda continua prevé explícitamente una fase dedicada al control automático de la ganancia, entonces, el funcionamiento del sistema de amplificación es idéntico al funcionamiento EVF con, además de las transmisiones de la etapa 604 de desactivación del ajuste hacia la etapa 603 de ajuste de la ganancia. En este caso, el intervalo temporal durante el cual, la etapa 603 de ajuste de la ganancia se realiza debe señalizarse al dispositivo de control de ganancia con el fin de que pueda adaptar el modelo de las perturbaciones. Este intervalo debe ser compatible con la determinación efectuada por el dispositivo 201 de determinación del modelo.

En un modo de realización, el módem y el sistema de amplificación se intercambian un cierto número de parámetros representativos de la forma de onda que debe simplificarse. Estos parámetros pueden intercambiarse durante la carga de la forma de onda o durante el uso de la forma de onda y constan de:

- La potencia de salida RMS (dBm) deseada a la salida del amplificador.
- El factor cresta de la modulación (dB) de la señal a amplificar.
- El ancho de banda de modulación (Hz) de la señal amplificada.
- La frecuencia de transmisión.

La información de ancho de banda permite dirigir tablas que contienen los parámetros del bucle de ajuste, en particular, los coeficientes del controlador P (constante de integración, ganancia) y de los filtros digitales de la vía de medición.

La figura 8 presenta un modo de implementación del sistema de la invención. En esta implementación, el sistema comprende los siguientes elementos:

- Filtros DUC (para Digital Up Converter, en inglés, o filtros sobremuestreadores, en español) que permiten convertir la señal de una frecuencia de base a una frecuencia intermedia. En la figura 8 estos filtros se referencian como 801.a y 801.b.
- Un filtro DDC (para Digital Down Converter, en inglés, o filtros sobremuestreadores, en español) que permiten convertir la señal de una frecuencia intermedia a una frecuencia de base. En la figura 8 este filtro está referenciado como 802.
- Dos convertidores digital a analógico (conocido también con la expresión inglesa de DAC para Digital to Analog

- Converter) que están referenciados como 803.a y 803.b en la figura 8.
- Una parte de procesamiento digital de la invención, que está referenciada como 804 en la figura 8. Esta parte de procesamiento digital de la invención (constituida por el bucle principal y el bucle de control predictivo) debe implementarse entre la cadena de procesamiento digital de las muestras moduladas transmitidas y el Convertidor Digital-Analógico de la vía de transmisión. Esta parte corresponde a los elementos 103 y 104.
 - Una parte de detección selectiva en frecuencia, que se referencia como 805 en la figura 8. Esta parte de detección selectiva en frecuencia debe materializarse por un acoplador director dispuesto entre la salida del amplificador de potencia y la antena, un dispositivo de ajuste de la ganancia, un mezclador, un Convertidor Analógico-Digital y un conjunto de filtros analógicos y digitales repartidos a lo largo de la cadena de detección. Un sistema de posicionamiento previo de ganancia se usa también en la vía de detección con el fin de hacer la ganancia del bucle casi constante para un gran rango de potencia de funcionamiento (del orden de 25 dB), facilitando así la estabilidad del bucle principal. Esta parte corresponde a los elementos 302, 303, 304 y 305 de la figura 3.
 - La invención implementa dos controles de ganancia en bucle abierto, referenciados como 806.a y 806.b, destinados a la implementación en forma de cojinete (durante la fase de "conformación") por medio de varias tablas de conversación que usan coeficientes estáticos (LUT), de una ganancia digital dispuesta en la cadena de procesamiento digital de la señal transmitida y de un atenuador analógico controlado en tensión con un Convertidor Digital-Analógico. Estos controles se integran en el segundo dispositivo de determinación 104.
 - La invención implementa un control de ganancia de bucle cerrado que usa los dos bucles de procesamiento digital reivindicados en la invención y un atenuador analógico controlado en tensión con un Convertidor Digital-Analógico. Este control se integra en el segundo dispositivo de determinación 104.
 - El algoritmo del procedimiento de la invención se adapta más particularmente a las formas de onda del tipo EVF, pero puede adaptarse fácilmente a las formas de onda de tipo continuo ya que posee un modo de ajuste que hace posible su activación durante la fase útil de la modulación.
 - El sistema consta también de un dispositivo 807 de reposicionamiento de las ganancias estáticas 807.a y de la ganancia del dispositivo 303 de ajuste de ganancia que usa una tabla de calibración.

REIVINDICACIONES

1. Sistema de amplificación, conectado a un módem (101) que suministra una señal a amplificar, constando dicho sistema de:

- 5 • al menos un dispositivo (102) de amplificación cuya ganancia de amplificación es variable,
- al menos un primer dispositivo (103) de determinación de una primera diferencia entre una señal amplificada y dicha señal a amplificar,
- al menos un segundo dispositivo (104) de determinación de dicha ganancia variable a partir de dicha señal a amplificar, de dicha señal amplificada y de dicha primera diferencia,

estando dicho sistema **caracterizado porque** dicho segundo dispositivo comprende:

- 10 • al menos un tercer dispositivo (201) de determinación de un modelo de una perturbación de la primera diferencia por el dispositivo de amplificación por medio de una correlación entre dicha señal a amplificar y dicha señal amplificada, comprendiendo dicho modelo un retardo y una ganancia,
- al menos un cuarto dispositivo (202) de determinación de perturbaciones de la primera diferencia provocadas por dicho dispositivo de amplificación, a partir de dicho modelo y de dicha señal a amplificar,
- 15 • al menos un quinto dispositivo (203) de determinación de una segunda diferencia entre dicha primera diferencia y dichas perturbaciones, y
- un controlador (204) adecuado para determinar dicha ganancia variable a partir de dicha segunda diferencia.

2. Sistema de amplificación según la reivindicación 1 que consta, al menos, de un dispositivo (301), de extracción de dicha señal amplificada, hacia dicho primer dispositivo de determinación, comprendiendo dicho dispositivo de extracción:

- 20 • un acoplador (302) direccional que sirve para recuperar la señal transmitida por un cable que conecta dicho dispositivo de amplificación y una antena,
- al menos, un dispositivo (303) de ajuste de la ganancia de la señal recuperada,
- 25 • un mezclador (304) de la señal cuya ganancia se ha ajustado con una señal sinusoidal,
- y una pluralidad de filtros (305) para filtrar la señal mezclada, comprendiendo dichos filtros al menos un filtro analógico de ancho de banda fijo que sirve como antiplegado y/o antiperturbación y, al menos, un filtro digital conmutable con ancho de banda variable en función de un ancho de banda de dicha señal a amplificar y/o de una diferencia entre una frecuencia de dicha señal a amplificar y una frecuencia de dichas perturbaciones,

además, dicho tercer dispositivo está adaptado, además, para la determinación de un modelo de la perturbación de la primera diferencia por dicho dispositivo de amplificación y dicho dispositivo de extracción.

3. Sistema de amplificación según la reivindicación 1 o 2, en el que dicho primer dispositivo (103) de determinación está directamente conectado a dicho módem (101).

4. Sistema de amplificación según una de las reivindicaciones 1 a 3, en el que dicho controlador (204) es un controlador PID.

35 5. Sistema de amplificación según una de las reivindicaciones 1 a 4, en el que dicho segundo dispositivo (104) de determinación consta de una tabla (501) de conversión que correlaciona una potencia de dicha señal a transmitir y dicha ganancia de amplificación.

6. Procedimiento de uso del sistema de amplificación según una de las reivindicaciones 1 a 5 que consta de las siguientes etapas sucesivas:

- 40 • una etapa (601) de configuración de la ganancia de dicho dispositivo de amplificación, realizándose dicha etapa de configuración cuando dicha señal a amplificar tiene potencia cero,
- una etapa (602) de aumento de la ganancia de amplificación del dispositivo de amplificación, durante una fase de inicialización, durante la cual, dicha señal a amplificar no consta de datos útiles,
- 45 • una etapa (604) de desactivación del ajuste de la ganancia, realizándose dicha etapa de desactivación cuando la señal a amplificar consta de datos útiles.

7. Procedimiento según la reivindicación 6, que consta, además, de una etapa (603) de ajuste de la ganancia de amplificación del dispositivo de amplificación, efectuándose dicha etapa (603) de ajuste de la ganancia de amplificación después de dicha etapa (602) de aumento de la ganancia de amplificación, realizándose, además, dicha etapa (603) de ajuste a partir de una referencia.

50 8. Procedimiento según la reivindicación 6 o 7, en el que dicha etapa (601) de configuración está adaptada para implementar la relación

$$\begin{aligned}
 P_{salida_m\acute{a}x} & \\
 &= P_{salida_media_referencia_M\acute{O}DEM} \\
 &+ Factor_cresta_modulaci\acute{o}n
 \end{aligned}$$

en las que;

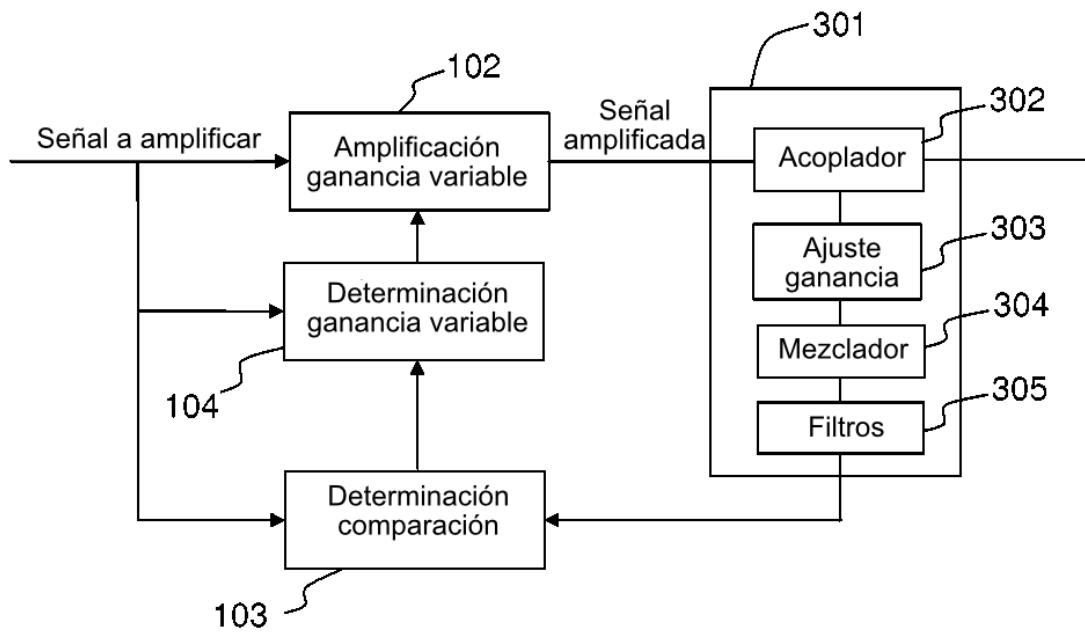
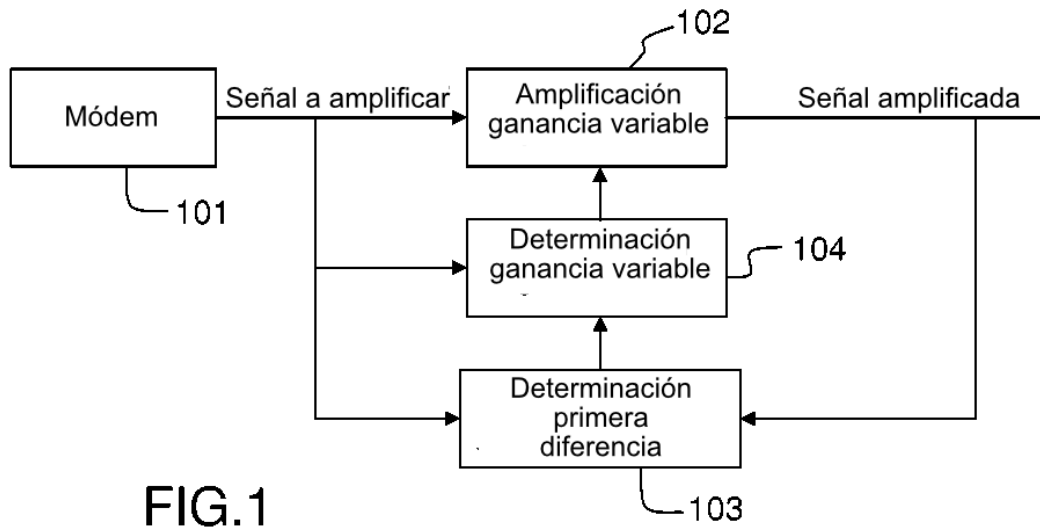
- $P_{salida_m\acute{a}x}$ representa en dB la potencia de salida máxima,
- $P_{salida_media_referencia_M\acute{O}DEM}$ representa en dB la potencia media de la se\u00f1al que va a transmitir dicho m\u00f3dem (101) y
- $Factor_cresta_modulaci\acute{o}n$ representa en dB el factor de cresta de la modulaci\u00f3n de la se\u00f1al que se transmitir\u00e1 por dicho m\u00f3dem (101),

y en el que la etapa (601) de configuraci\u00f3n est\u00e1 adaptada para configurar dicho dispositivo (102) de amplificaci\u00f3n con el fin de poder transmitir una potencia de salida m\u00e1xima de $P_{salida_m\acute{a}x}$.

9. Procedimiento seg\u00fan una de las reivindicaciones 6 a 8, en el que dicha etapa (602) de aumento de la ganancia de amplificaci\u00f3n se implementa:

- por medio de una tabla (501) de conversi\u00f3n que correlaciona una potencia de dicha se\u00f1al a transmitir y, dicha ganancia de amplificaci\u00f3n cuando la potencia de dicha se\u00f1al a amplificar es inferior a un umbral; y
- por medio de dicho controlador (204) cuando la potencia de dicha se\u00f1al a amplificar es superior a dicho umbral.

15



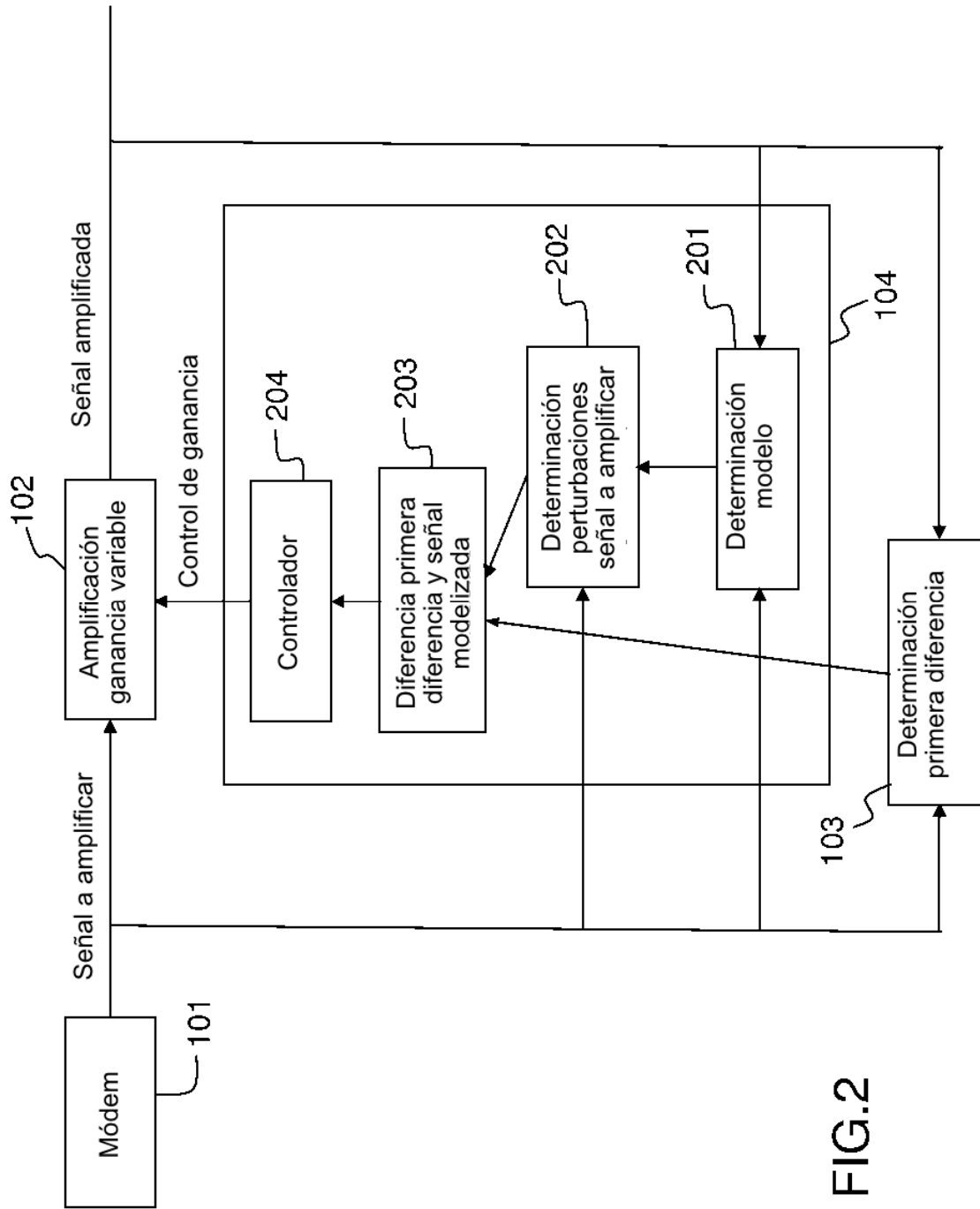


FIG.2

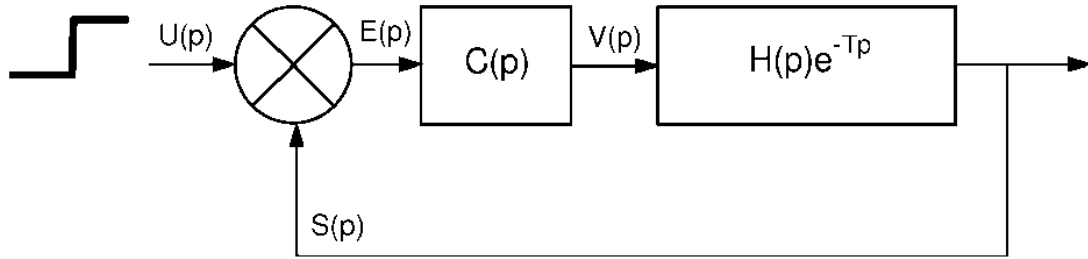


FIG.4a

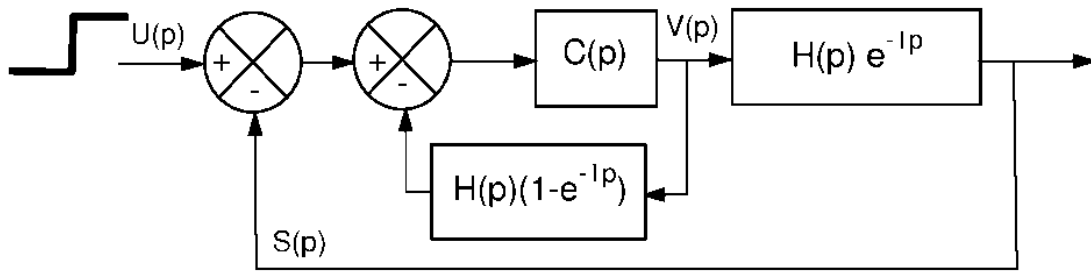


FIG.4b

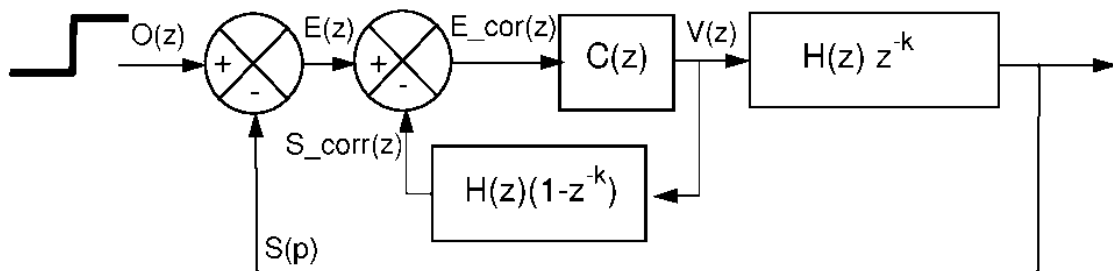


FIG.4c

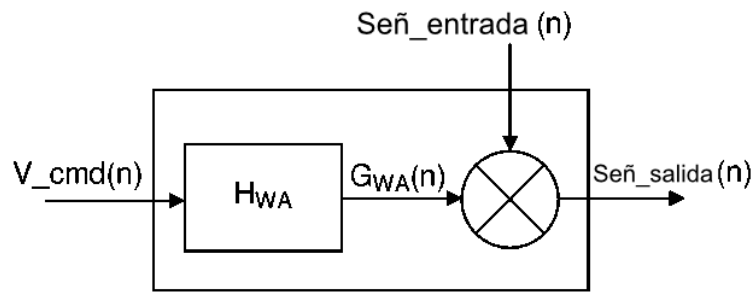


FIG.4d

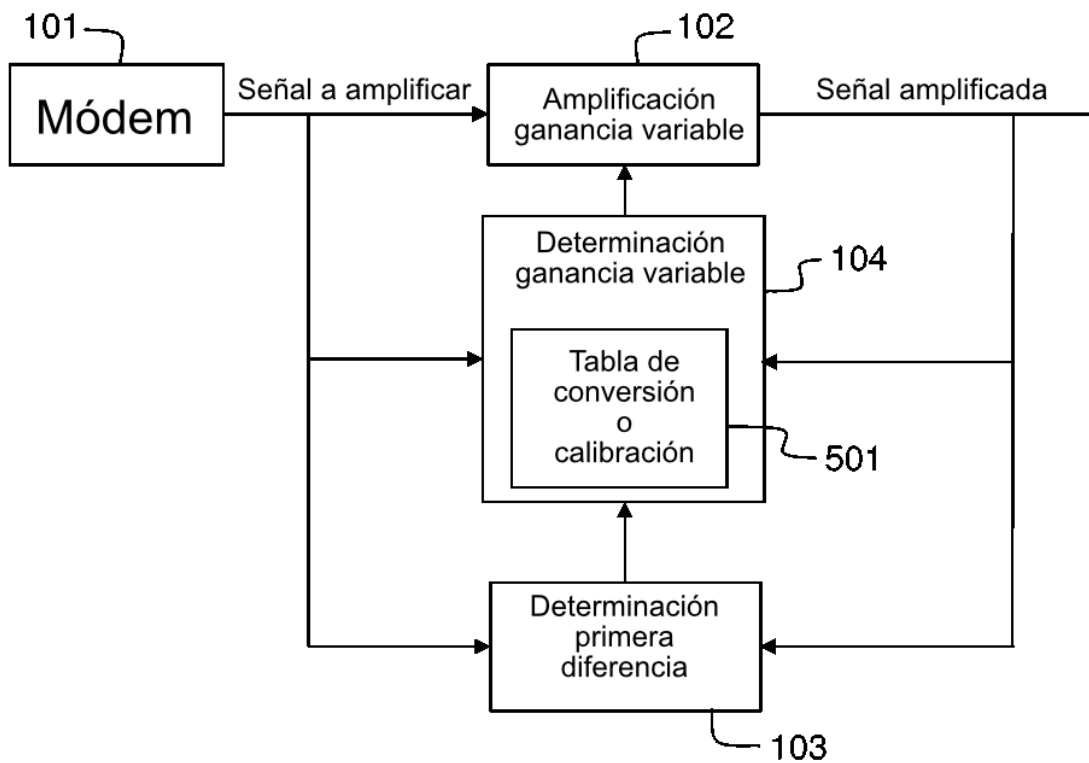


FIG.5

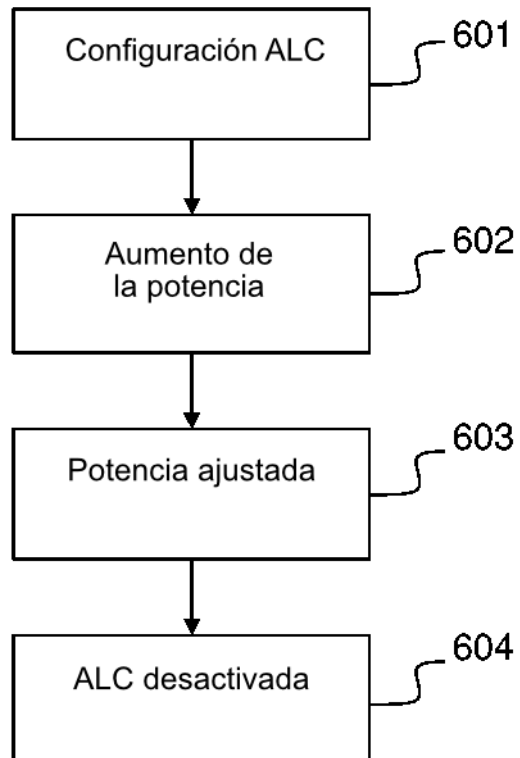


FIG.6

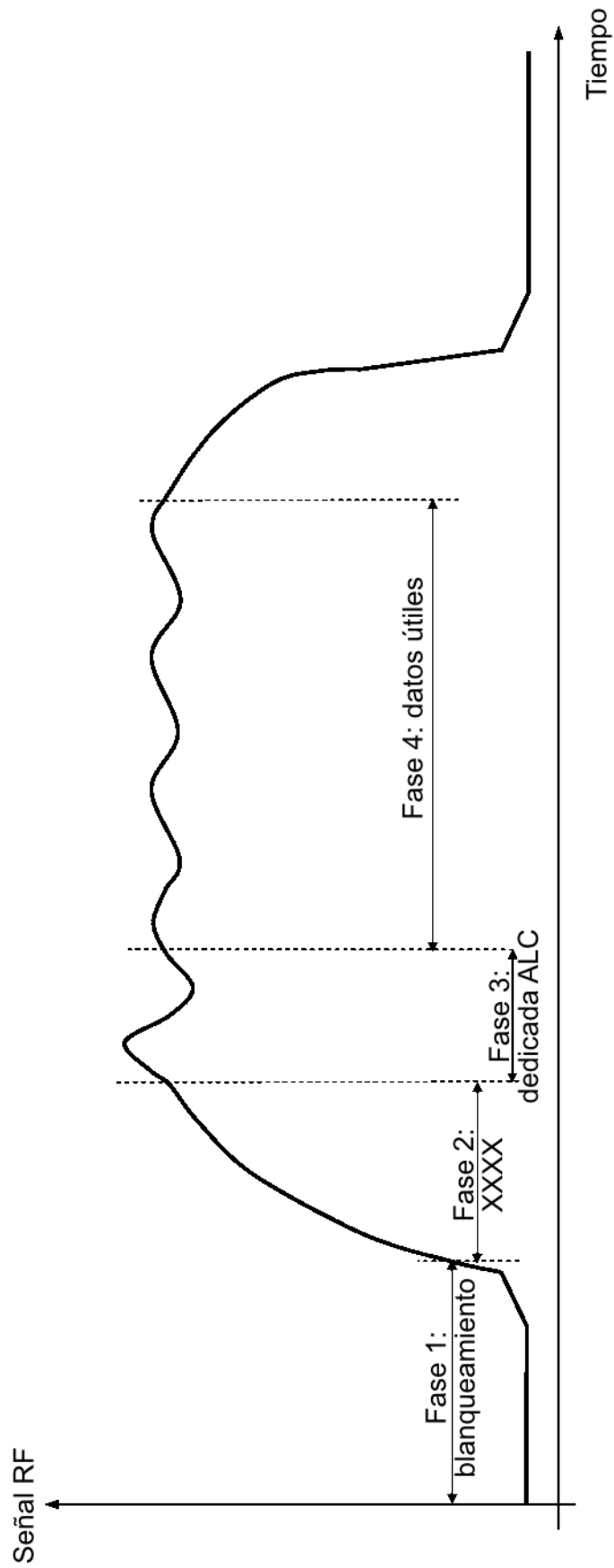


FIG.7

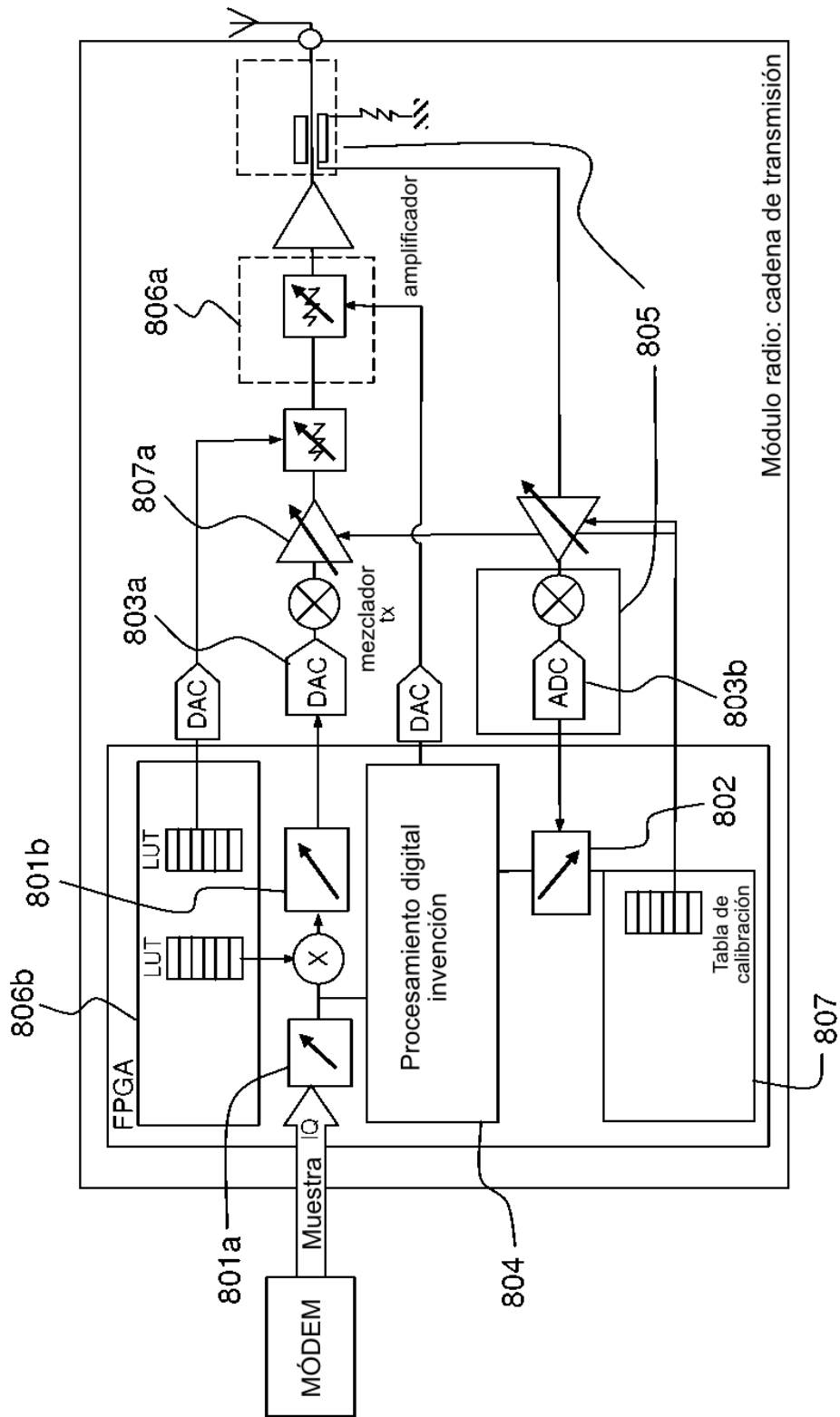


FIG.8