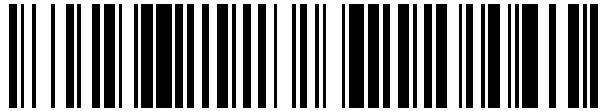


19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 461 766**

51 Int. Cl.:

H03F 1/32 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **22.12.2010** **E 10196619 (0)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **22.01.2014** **EP 2341614**

54 Título: **Dispositivo de linealización para amplificador de potencia**

30 Prioridad:

23.12.2009 FR 0906280

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:
21.05.2014

73 Titular/es:

THALES (50.0%)
45, rue de Villiers
92200 Neuilly Sur Seine, FR y
UNIVERSITÉ DE NANTES (50.0%)

72 Inventor/es:

PEYRESOUBES, GEORGES;
FEUVRIE, BRUNO;
ABI HUSSEIN, MAZEN y
WANG, YIDE

74 Agente/Representante:

CARPINTERO LÓPEZ, Mario

ES 2 461 766 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

Dispositivo de linealización para amplificador de potencia

La presente invención se refiere a un dispositivo de linealización para amplificador de potencia. Se aplica particularmente al campo de los amplificadores de potencia utilizados en las cadenas de emisión de sistemas de radiocomunicación.

En el campo de las radiocomunicaciones, la emisión de las señales requiere la utilización de amplificadores de potencia, indispensables en las cadenas de emisión. Los amplificadores de potencia utilizados en radiocomunicaciones son de forma general, no lineales; los fenómenos de no linealidad están tanto más presentes cuanto los amplificadores de potencia actuales funcionan en unas zonas próximas a su saturación, en un intento de optimización de su rendimiento, cuanto más importante es la dinámica de entradas y cuanto son cada vez más utilizadas unas señales de envolvente variable. El comportamiento no lineal de los amplificadores de potencia genera particularmente sobre las señales emitidas unas distorsiones de fase y de amplitud, que generan principalmente unos crecimientos espectrales fuera del canal de la señal útil. Tales crecimientos espectrales son indeseables: por un lado las exigencias aplicadas a los dispositivos de radiocomunicación, en términos de eficacia espectral, son cada vez más severas, al ser cada vez mayor la diversidad de dispositivos que comunican de modo inalámbrico. Algunas normas definen unas exigencias precisas en este sentido. Por otro lado, los crecimientos espectrales tienen una influencia negativa sobre el buen funcionamiento de los dispositivos situados en la proximidad del sistema que comprende un amplificador de potencia. En efecto, un vehículo, por ejemplo, puede estar equipado con un gran número de sistemas que funcionen en intervalos de frecuencia relativamente próximos. Las distorsiones pueden caracterizarse por ejemplo por la relación entre la potencia de la señal en el canal útil y la potencia de la señal generada por las distorsiones en los canales adyacentes, siendo esta relación designada comúnmente bajo la sigla de ACPR, que corresponde la terminología inglesa "Adjacent Channel Power Ratio"; pueden utilizarse igualmente otros valores característicos, tales como la magnitud del vector de error, designada comúnmente bajo la sigla EVM según la terminología inglesa "Error Vector Magnitude".

La linealización de los amplificadores de potencia es una solución preferida para reducir los fenómenos de distorsiones no lineales en las cadenas de transmisión de los emisores e incrementar su rendimiento. Existen diferentes técnicas de linealización de los amplificadores de potencia conocidas en el estado de la técnica. Entre las diversas técnicas conocidas de linealización, la predistorsión digital adaptativa en banda base es una de las más eficaces en términos de rentabilidad, gracias a la realización digital, que ofrece precisión y flexibilidad. Esta técnica permite obtener muy buenos rendimientos de linealidad, que pueden alcanzarse con mejores rendimientos en potencia, así como una complejidad y coste reducidos con relación a las técnicas analógicas existentes. De una manera general, las técnicas de predistorsión consisten en transformar las señales aguas arriba del amplificador de potencia, con el fin de que la combinación con el amplificador de potencia convierta al sistema global en lineal. De ese modo, si un circuito efectúa esta transformación, es realizable en teoría una linealización perfecta, colocando éste aguas arriba del amplificador de potencia. Un circuito de ese tipo se califica de "pre-inversa" y se denomina normalmente "precompensador" o incluso "predistorsionador".

Se puede encontrar un ejemplo en el documento de patente WO 2004/086607.

Existen diversas técnicas de realizaciones de la predistorsión digital adaptativa en banda base. Cada una de entre ellas consiste en trasponer en la banda base la señal de transmisión de radiofrecuencia en la salida del amplificador de potencia, y digitalizar sus componentes en fase y en cuadratura mediante un convertidor analógico-digital. Las muestras en la banda base son procesadas entonces en un procesador digital especializado, con un algoritmo de identificación que las compara con las muestras correspondientes en la señal de entrada de referencia. El proceso de identificación de los parámetros del precompensador se ejecuta en digital, y busca minimizar el error entre la entrada y la salida del amplificador de potencia. Después de un tiempo de convergencia característico del algoritmo de identificación, el precompensador puede funcionar como la pre-inversa exacta del modelo equivalente en banda base del amplificador de potencia. El algoritmo puede realizarse por ejemplo en un circuito integrado específico del tipo "ASIC" según el acrónimo correspondiente a la terminología inglesa "Application-Specific Integrated Circuit", o bien en un circuito programable del tipo "FPGA" según las siglas correspondientes a la terminología inglesa "Field Programmable Gate Array", o incluso en un procesador de tratamiento digital, designado comúnmente por las siglas "DSP" según la terminología inglesa "Digital Signal Processor".

Más particularmente, entre las técnicas conocidas de predistorsión digital adaptativa en banda base, es posible citar dos categorías, que se basan en dos enfoques de realización del precompensador:

- la realización mediante unas tablas de correspondencia o "TC", almacenadas en unas memorias designadas comúnmente como "LUT" siguiendo el acrónimo correspondiente a la terminología inglesa "Look-Up Table". Esta categoría está particularmente adaptada a los amplificadores cuyos efectos de memoria son despreciables,
- la realización mediante unos modelos paramétricos. La gama de modelos paramétricos en este tipo de aplicación es vasta: los modelos paramétricos pueden ser desde unos modelos polinómicos simples sin memoria, hasta unos modelos netamente más complejos, tales como unos modelos en series de Volterra y unos modelos de redes neuronales.

5 El precompensador es por ejemplo un procesador digital que trata la envolvente compleja de la señal de entrada, representada generalmente por sus componentes en fase y en cuadratura designadas respectivamente por las letras I y Q, y muestreadas a una frecuencia determinada; de ese modo, la muestra que se presenta en la entrada del precompensador en un instante dado es de valor complejo. Con el fin de corregir simultáneamente las distorsiones de amplitud y de fase del amplificador de potencia, se ajustan la amplitud y la fase, o las partes real e imaginaria de cada valor complejo correspondiente a una muestra en la entrada.

10 La técnica de las tablas de correspondencia ofrece la ventaja de ser simple de realizar; sin embargo esta técnica presenta el inconveniente de un tiempo de convergencia relativamente largo. Además, puede requerirse el uso de tablas de dimensiones importantes, precisando unas memorias de almacenamiento que pueden ser difíciles de realizar.

La realización de modelos paramétricos incrementa considerablemente la complejidad del sistema, y puede engendrar unos problemas de inestabilidad cuando los órdenes de los polinomios empleados son elevados, incluso unos problemas de no convergencia de los algoritmos.

15 Un objeto de la presente invención es paliar al menos los inconvenientes antes citados, proponiendo un dispositivo de linealización de un amplificador de potencia basado en la técnica de predistorsión digital adaptativa en banda base, que realiza unos cálculos que ofrecen unos tiempos de convergencia cortos, y que no presentan problemas de inestabilidad, incluso cuando se utilizan unos modelos matemáticos complejos.

Otra ventaja de la presente invención es que no requiere la utilización de memorias de gran capacidad.

20 Con este fin, la invención tiene por objeto un dispositivo de linealización para amplificador de potencia mediante predistorsión digital adaptativa en banda base que comprende un bloque pre-inverso que recibe una señal de entrada discretizada compleja $\tilde{x}_e(n)$ y que restaura en la entrada del amplificador de potencia una señal predistorsionada compleja $\tilde{x}_p(n)$, caracterizada porque el bloque pre-inverso comprende un primer módulo y un segundo módulo que recibe en la entrada el módulo de la señal de entrada compleja $|\tilde{x}_e(n)|$ cuyo valor está comprendido en un intervalo de amplitudes que varían entre dos valores mínimo y máximo, siendo descompuesto el intervalo de la amplitud en una pluralidad de segmentos, comprendiendo el primer módulo una tabla de correspondencia que asocia cada valor del módulo de la señal de entrada compleja contenida en un segmento dado, a un juego predefinido de una pluralidad de parámetros que definen un modelo paramétrico realizado en el segundo módulo a través de una función F_j , restaurando el segundo módulo un valor $F_j(|\tilde{x}_e(n)|)$, resultante la señal predistorsionada compleja de la multiplicación de la señal de entrada compleja $\tilde{x}_e(n)$ por el valor $F_j(|\tilde{x}_e(n)|)$.

30 En un modo de realización de la invención, el dispositivo de linealización para amplificador de potencia puede caracterizarse porque cada uno de dichos juegos de parámetros predefinidos para un segmento k dado define los coeficientes complejos de un polinomio de orden P_k .

35 En un modo de realización de la invención, el dispositivo de linealización para amplificador de potencia puede caracterizarse porque, al ser nula la amplitud mínima A_{\min} , el intervalo de la amplitud se descompone en un número N_{TCP} de segmentos de igual longitud L_{seg} igual a la relación de la amplitud máxima A_{\max} del intervalo de la amplitud al número de segmentos A_{\max}/N_{TCP} , siendo entonces los segmentos del intervalo de la amplitud unos intervalos $[(j-1)L_{\text{seg}}, jL_{\text{seg}}]$, asociando la tabla de correspondencia para cada uno de los intervalos a un juego de parámetros complejos $\alpha_{j1}, \dots, \alpha_{jP_j}$ correspondientes a los coeficientes de orden j_1, \dots, j_{P_j} del polinomio de orden P_j .

40 En un modo de realización de la invención, el dispositivo de linealización para amplificador de potencia puede caracterizarse porque la identificación del bloque pre-inverso se basa en una arquitectura indirecta formada por un bloque de identificación dispuesto en paralelo con el amplificador de potencia, identificando el bloque de identificación los juegos de parámetros para cada segmento del intervalo de la amplitud del módulo de la señal de entrada compleja $|\tilde{x}_e(n)|$ que minimiza el error entre la señal de entrada $\tilde{x}_e(n)$ y la señal de salida $\tilde{y}(n)$ del amplificador de potencia en al menos una iteración.

45 En un modo de realización de la invención, el dispositivo de linealización para amplificador de potencia puede caracterizarse porque el bloque de identificación comprende un atenuador que atenúa la señal de salida $\tilde{y}(n)$ del amplificador de potencia por una ganancia $1/g_d$ igual a la inversa de la ganancia deseada del amplificador de potencia, siendo aplicada la señal compleja atenuada $\tilde{z}(n)$ en la entrada de un bloque pos-inverso que restaura en la salida una señal $\tilde{z}_p(n)$, determinando un bloque de estimación los parámetros de identificación del bloque pre-inverso a partir de la diferencia entre la señal de entrada $\tilde{x}_p(n)$ del amplificador de potencia y la señal de salida $\tilde{z}_p(n)$ del bloque pos-inverso mediante una minimización del error cuadrático mediante la técnica de mínimos cuadrados.

Surgirán otras características y ventajas de la invención con la lectura de la descripción, dada a título de ejemplo, realizada en relación a los dibujos adjuntos que representan:

- 55 - la figura 1, el esquema de principio de una cadena de emisión que comprende un amplificador de potencia asociado a un dispositivo conocido de predistorsión digital adaptativa en banda base;
- la figura 2, el esquema de principio de un bloque de amplificación de una cadena de emisión que comprende un amplificador de potencia asociado a un dispositivo de linealización según un modo de realización de la presente

invención;

- las figuras 3a y 3b, unas curvas que representan las características AM/AM y AM/PM, respectivamente, del amplificador de potencia, del precompensador y del sistema global.

5 La figura 1 presenta el esquema de principio de una cadena de emisión que comprende un amplificador de potencia asociado a un dispositivo conocido de predistorsión digital adaptativa en banda base.

Una cadena de emisión, en sí misma conocida en el estado de la técnica, destinada a emitir una señal de radiofrecuencia por ejemplo modulada en fase y en amplitud, puede comprender un amplificador 10 de potencia que restaura una señal amplificada $y(t)$. La señal de entrada digitalizada puede estar en banda base, por ejemplo después de un conformado mediante un filtro paso bajo realizado mediante un filtro de transmisión no representado en la figura, después descompuesta en las componentes en fase y en cuadratura, $I_e(nT_e)$ y $Q_e(nT_e)$, siendo T_e la inversa de la frecuencia de muestreo de las señales. Las componentes $I_e(nT_e)$ y $Q_e(nT_e)$ se aplican en la entrada de un precompensador 11, que restaura después del procesamiento de las dos señales de entrada, dos señales digitales de salida.

15 En paralelo, las componentes I y Q se aplican en la entrada de un módulo digital de procesamiento de la señal DSP 12.

Un bloque 13 de conversión comprende un convertidor digital-analógico CDA y un convertidor analógico-digital CAD. Las señales digitales de salida del precompensador 11 se convierten en señales analógicas mediante el CDA del bloque 13 de conversión. Un bloque 15 de modulación/demodulación de I/Q comprende un modulador I/Q y un demodulador I/Q. Las señales de salida del precompensador 11, después de la conversión en señales analógicas, se modulan mediante el modulador I/Q del bloque 15 de modulación/demodulación I/Q; la señal resultante ataca la entrada del amplificador 10 de potencia. La señal $y(t)$ de salida del amplificador 10 de potencia es extraída y aplicada en la entrada del DSP 12, y posteriormente la demodulación mediante el demodulador I/Q del bloque 15 de modulación / demodulación I/Q, y la conversión de las señales I y Q en señales $I_s(nT_e)$ y $Q_s(nT_e)$ digitales mediante el CAD del bloque 13 de conversión.

25 Las componentes en fase y en cuadratura $I_s(nT_e)$ y $Q_s(nT_e)$ en banda base son tratadas de ese modo en el DSP 12 con un algoritmo de identificación que las compara con las muestras correspondientes de los componentes en fase y en cuadratura de la señal de entrada de referencia $I_e(nT_e)$ y $Q_e(nT_e)$. Después de la convergencia del algoritmo de identificación, se comunican unos parámetros de configuración que corresponden a la inversa de las características AM/AM y AM/PM, al precompensador 11, con el fin de que éste funcione como el pre-inverso del modelo equivalente en banda base del amplificador 10 de potencia.

Una primera técnica conocida de realización de la predistorsión digital adaptativa en banda base, es la técnica de las tablas de correspondencia o LUT. Esta técnica es la más utilizada, y presenta principalmente la ventaja de ser relativamente simple de poner en práctica, mientras que está particularmente adaptada a los amplificadores de potencia cuyos efectos de memoria son despreciables, como por ejemplo en unas aplicaciones tales como unos sistemas de comunicación inalámbricos de banda estrecha. Existen diversos métodos de realización de tablas de correspondencia.

Un primer procedimiento conocido de realización es el procedimiento denominado precompensador por correspondencia, comúnmente designado según la terminología inglesa "mapping-predistorter". Siguiendo este procedimiento, la señal de entrada $x_e(t) = I_e(t) + jQ_e(t)$ que representa la salida deseada del amplificador de potencia, se cuantifica en varios bits para la parte real y la parte imaginaria. Se constituyen dos tablas de correspondencia, siendo bidimensional cada una de ellas, sirviendo las componentes cartesianas de la señal de entrada, $I_e(n)$ y $Q_e(n)$ como valores de índice para las dos tablas. Las tablas contienen unos valores de ajuste $f_I(I_e, Q_e)$ y $f_Q(I_e, Q_e)$ que se suman a continuación a las componentes de la señal de entrada. Este primer procedimiento de realización procura unos resultados muy buenos, en la medida en que los efectos de memoria del amplificador de potencia sean despreciables. Sin embargo, las exigencias en términos de almacenamiento y/o de procesamiento digital para el inicio y la adaptación de las tablas, son muy elevadas. El gran número de entradas induce una convergencia muy lenta en el caso de que se conciba una adaptación continua, es decir cuando los parámetros del precompensador se ajustan de manera continua, para cada nueva muestra.

Un segundo procedimiento conocido de realización es el procedimiento denominado precompensador polar, comúnmente designado según la terminología inglesa "Polar distorter". Este procedimiento consiste principalmente en constituir dos tablas de correspondencia unidimensionales, que permiten ajustar por separado la amplitud y la fase de la señal de entrada. Es posible en efecto recurrir a unas tablas unidimensionales puesto que la distorsión en el amplificador de potencia está causada esencialmente por la variación de la amplitud de la señal de entrada. Las tablas de correspondencia pueden indexarse de ese modo por la amplitud de la señal de entrada. Por ejemplo, una primera tabla puede indexarse mediante la amplitud de la señal de entrada que contiene solamente los valores reales de ajuste de la amplitud. La salida de esta tabla puede multiplicarse a continuación por la amplitud de la señal de entrada, y servir para indexar una segunda tabla que contiene los valores de ajuste de la fase. Los tamaños de las tablas utilizadas según este segundo procedimiento son también sensiblemente más pequeños que en el caso del primer procedimiento descrito anteriormente. Sin embargo, un inconveniente de este segundo procedimiento

reside en el hecho de que se necesita una conversión rectangular-polar, tomando esta conversión una parte principal del tiempo total de procesamiento.

Un tercer procedimiento de realización conocido es el procedimiento denominado del precompensador de ganancia constante, comúnmente designado según la terminología inglesa "constant-gain predistorter". Este procedimiento es ampliamente utilizado y permite una reducción considerable del tamaño de las tablas y del tiempo de procesamiento. Este tercer procedimiento no requiere la utilización de una única tabla unidimensional indexada por la amplitud de la señal de entrada, y consiste en forzar al precompensador y al amplificador de potencia a mantener una ganancia constante para todos los niveles de potencia. Esto se hace posible mediante el almacenamiento de coeficientes de ganancia compleja en forma cartesiana (I/Q), que sirven para ajustar las componentes I y Q de la señal de entrada simultáneamente. Los tiempos de convergencia, así como el tamaño de las tablas de correspondencia en la memoria, se pueden reducir de ese modo considerablemente. Ventajosamente, se pueden desarrollar unas funciones de indexado con el fin de permitir una mejor distribución de las entradas de la tabla de correspondencia, con el objetivo de tener en cuenta las características del amplificador de potencia y las estadísticas de las señales desplegadas.

Una segunda técnica conocida de predistorsión digital adaptativa en banda base, consiste en la realización de modelos matemáticos. De una manera general, en unas aplicaciones de predistorsión digital en banda base, en base a la hipótesis simplificadora de la memoria finita en la duración de memoria Q, la relación entre la envolvente compleja discretizada de la señal de salida $\tilde{y}(n)$ del amplificador de potencia con respecto a la envolvente compleja de la señal de entrada $\tilde{x}(n)$ se puede formular a través de una función no lineal multidimensional F_{NL} , que sigue la relación siguiente:

$$\tilde{y}(n) = F_{NL}(\tilde{x}(n-Q), \tilde{x}^*(n-Q), \dots, \tilde{x}(n-1), \tilde{x}^*(n-1), \tilde{x}(n), \tilde{x}^*(n)) \quad (1).$$

De ese modo, se ha de observar que en la hipótesis de que el efecto memoria del amplificador de potencia sea despreciable, la señal de salida de este último se puede formular en función de la señal de entrada mediante un modelo polinómico.

La realización de modelos matemáticos puede ser delicada, porque un modelo matemático dado no puede determinarse más que en base a un número limitado de modos de funcionamiento del amplificador de potencia, particularmente en unas condiciones de entorno dadas cuyas variaciones en la práctica, pueden convertir en ineficaz al modelo matemático. Además, la determinación del modelo matemático es en sí misma difícil, y los algoritmos pueden ser difíciles de realizar.

Son conocidas en el estado de la técnica dos formas particulares de la función F_{NL} , para el modelizado del comportamiento de los amplificadores de potencia y/o de sus pre-inversas: las series de Volterra o los filtros polinómicos, y las redes neuronales.

Cualquiera que sea el modelo adoptado para el amplificador de potencia, toda la dificultad reside en la determinación de su pre-inversa, siempre más delicada que la modelización directa del amplificador de potencia. Existen dos procedimientos de identificación conocidos en el estado de la técnica: la identificación directa mediante la inversión de un modelo predefinido del amplificador de potencia, y la identificación indirecta, que consiste en determinar la pos-inversa del amplificador de potencia, para determinar la configuración a aplicar a la pre-inversa.

La figura 2 presenta el esquema de principio del bloque de amplificación de una cadena de emisión que comprende un amplificador de potencia asociado a un dispositivo de linealización según un modo de realización de la presente invención.

Un bloque de amplificación de una cadena de emisión comprende el amplificador 10 de potencia, un bloque 21 pre-inverso que recibe en la entrada la señal digitalizada representada por su envolvente compleja $\tilde{x}_e(n)$ y que restaura en la salida una señal $\tilde{x}_p(n)$ que ataca a la entrada del amplificador 10 de potencia, restaurando este último la señal amplificada representada mediante su envolvente compleja $\tilde{y}(n)$. En el ejemplo ilustrado en la figura 2, en el que se utiliza una técnica de identificación del precompensador basada en una arquitectura indirecta, se dispone un bloque 22 de identificación en paralelo con el amplificador 10 de potencia.

El bloque 21 pre-inverso comprende un módulo 211 de tabla de correspondencia TC y un módulo 212 paramétrico, recibiendo los dos módulos 211, 212 en la entrada el módulo de la señal compleja de entrada $|\tilde{x}_e(n)|$. El módulo 212 del modelo paramétrico restaura una señal $F_1(|\tilde{x}_e(n)|)$ en función del módulo de la señal compleja de entrada $|\tilde{x}_e(n)|$ y de unos parámetros de configuración $\alpha_{j1}, \dots, \alpha_{jp}$ restituidos por el módulo 211 TC. La señal de salida $\tilde{x}_p(n)$ del bloque 21 pre-inverso es la multiplicación de la señal compleja de entrada $\tilde{x}_e(n)$ por la señal de salida $F_1(|\tilde{x}_e(n)|)$ del módulo del modelo 212 paramétrico.

El bloque 22 de identificación comprende un atenuador 221 cuya ganancia $1/g_d$ es la inversa de la ganancia deseada g_d del amplificador 10 de potencia, recibiendo un bloque 222 pos-inverso en la entrada a la señal normalizada $\tilde{z}(n)$ resultante de la atenuación de la señal $\tilde{y}(n)$ de salida del amplificador 10 de potencia por el atenuador 221. El bloque pos-inverso restaura en su salida una señal $\tilde{z}_p(n)$. El bloque 22 de identificación comprende además un bloque 223 de estimación de los parámetros. El bloque 223 de estimación determina los parámetros de identificación del bloque

21 pre-inverso, por ejemplo en base a la diferencia entre las señales $\tilde{z}_p(n)$ y $\tilde{x}_p(n)$, y de la señal atenuada $\tilde{z}(n)$, tal como se describirá a continuación el presente documento.

En el ejemplo ilustrado en la figura, en el que se utiliza una técnica de identificación del bloque 21 pre-inverso en base a una arquitectura indirecta, la salida del amplificador 10 de potencia normalizada por la ganancia deseada g_d del amplificador idealizado, $\tilde{z}(n) = \tilde{y}(n) / g_d$, se aplica en la entrada del bloque 222 pos-inverso. El bloque 222 pos-inverso puede modelizarse por ejemplo mediante el modelo denominado "polinómico cuasi-amnésico", en sí mismo conocido en el estado de la técnica. El modelo polinómico cuasi-amnésico es el equivalente en banda base al modelo polinómico que expresa la señal de salida de radiofrecuencia de un sistema no lineal en función de la señal de entrada de radiofrecuencia. El modelo polinómico cuasi-amnésico expresa la envolvente compleja de la señal de salida en función de la de la señal de entrada. Considerando por ejemplo los términos de orden par e impar, la envolvente compleja de la señal en la salida del bloque 21 pre-inverso, $\tilde{x}_p(n)$, puede formularse siguiendo la relación siguiente:

$$\tilde{x}_p(n) = F(|\tilde{x}_e(n)|) \tilde{x}_e(n) \quad (2),$$

en la que $F(|\tilde{x}_e(n)|) = \sum_{k=1}^K a_k |\tilde{x}_e(n)|^{k-1}$ es la función de ganancias del $k=1$ precompensador, siendo a_1, \dots, a_K los parámetros del modelo y K su orden. Se ha de observar que los parámetros a_1, \dots, a_K pueden tomar unos valores complejos, que permiten corregir simultáneamente las distorsiones de amplitud y de fase. La técnica de identificación en base a una arquitectura indirecta consiste en identificar, en un primer momento, la pos-inversa del amplificador 10 de potencia que tiene el mismo modelo que el del bloque 21 pre-inverso. Los parámetros, una vez determinados, se copian en el bloque 21 pre-inverso. Siguiendo la relación (2) anterior, la salida $\tilde{z}_p(n)$ del bloque 222 pos-inverso se puede escribir siguiendo la relación siguiente:

$$\tilde{z}_p(n) = \sum_{k=1}^K a_k |\tilde{z}_e(n)|^{k-1} \tilde{z}(n) \quad (3).$$

Si la salida del amplificador linealizado es igual a $g_d \tilde{x}_e(n)$, la entrada del bloque 222 pos-inverso se convierte en $\tilde{z}(n) = \tilde{x}_e(n)$. En este caso, los dos bloques 21 pre-inverso y 222 pos-inverso son respectivamente las pre-inversa y pos-inversa exactas del amplificador 10 de potencia. De ese modo, la salida $\tilde{z}_p(n)$ del bloque 222 pos-inverso se convierte en igual a la entrada $\tilde{x}_p(n)$ del amplificador 10 de potencia. Basándose en un conjunto de muestras de entrada, $\{\tilde{x}_p(i)\}_{i=1}^N$, y de salida $\{\tilde{y}_p(i)\}_{i=1}^N$ del amplificador 10 de potencia, es posible escribir la relación (3) precedente:

$$z_p = Z \hat{a} \quad (4),$$

en la que $z_p = [\tilde{z}_p(1), \tilde{z}_p(2), \dots, \tilde{z}_p(N)]^T = [\tilde{x}_p(1), \tilde{x}_p(2), \dots, \tilde{x}_p(N)]^T$, y

$$Z = [z, |z| z, \dots, |z|^{K-1} z],$$

$$\text{con } z = [\tilde{z}_p(1), \tilde{z}_p(2), \dots, \tilde{z}_p(N)]^T = \left[\frac{\tilde{y}(1)}{g_d}, \frac{\tilde{y}(2)}{g_d}, \dots, \frac{\tilde{y}(N)}{g_d} \right]^T$$

Los parámetros del bloque 222 pos-inverso, que son idénticos a los parámetros del bloque 21 pre-inverso, pueden estimarse entonces minimizando el error cuadrático $\|e(n)\|^2$ en la que $e(n) = \tilde{x}_p(n) - \tilde{z}_p(n)$. De ese modo, el vector de los parámetros $\hat{a} = [\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N]^T$ se puede estimar mediante la técnica de los mínimos cuadrados:

$$\hat{a} = (Z^H Z)^{-1} Z^H z_p \quad (5),$$

en la que $(\cdot)^H$ es el operador de transposición conjugada. Una vez que se determinan estos parámetros, se pueden inyectar en el bloque 21 pre-inverso, pudiendo funcionar entonces el sistema en bucle abierto. Es posible ventajosamente que el procedimiento de identificación sea reiterado varias veces, siendo utilizada la primera vez la señal de entrada $\tilde{x}_e(n)$ en lugar de $\tilde{x}_p(n)$.

En la presente invención, el enfoque de la implementación, designado a continuación como TC / paramétrico o TCP, se basa en la utilización de una tabla de correspondencia realizada mediante el módulo 211 de la tabla de correspondencia TC y unos modelos paramétricos realizados mediante el módulo 212 del modelo paramétrico. Según un modo de realización, es posible descomponer el intervalo de la amplitud de la señal de entrada en un número N_{TCP} de segmentos. En cada uno de estos segmentos, se puede identificar un modelo paramétrico para modelizar localmente las características pre-inversas del amplificador 10 de potencia.

La segmentación puede ser uniforme, siendo los segmentos entonces del mismo tamaño, y repartidos uniformemente sobre el intervalo de la amplitud de entrada. Ventajosamente, la segmentación se puede basar en un cambio de curvatura detectable de las características: visualmente a partir de las características AM/AM y AM/PM del amplificador 10 de potencia, o bien matemáticamente con la ayuda de las derivadas primera o segunda de las características. En el caso de una segmentación uniforme, suponiendo que la amplitud de la señal de entrada varía

entre una amplitud mínima A_{\min} y una amplitud máxima A_{\max} , la longitud L_{seg} de cada segmento es igual a $\frac{A_{\max} - A_{\min}}{N_{\text{TCP}}}$. En la hipótesis de que la amplitud de la señal de entrada varía entre 0 y una amplitud máxima A_{\max} , la

longitud L_{seg} de cada segmento es igual a A_{\max}/N_{TCP} . De ese modo, para el segmento j -ésimo, se identifica un modelo paramétrico para tratar las muestras que tengan unas amplitudes que pertenezcan al intervalo $[(j-1)L_{\text{seg}}, jL_{\text{seg}}]$. Esta técnica se basa en la hipótesis de que las características pre-inversas AM/AM y AM/PM del amplificador 10 de potencia tienen una forma polinómica monótona en cada segmento, típicamente de orden reducido, tal como es el caso habitualmente en la práctica. Los modelos utilizados pueden ser unos modelos polinómicos de orden reducido o unos modelos de naturaleza similar, por ejemplo unas relaciones de polinomios, unas funciones hiperbólicas, etc.

La función de correspondencia $F_j(\cdot)$ en el segmento j -ésimo se puede expresar mediante la relación siguiente:

$$F_j(|\tilde{x}_e(n)|) = a_{j0} + a_{j1} |\tilde{x}_e(n)| + \dots + a_{jP_j} |\tilde{x}_e(n)|^{P_j} \quad (6),$$

$$\text{o incluso: } F_j(|\tilde{x}_e(n)|) = \sum_{p=0}^{P_j} a_{jp} |\tilde{x}_e(n)|^p \quad (7);$$

en la que P_j es el orden del polinomio en el j -ésimo segmento y a_{jp} sus coeficientes, siendo p un parámetro que varía de 0 a P_j (en la práctica, P_j se elige por ejemplo inferior o igual a 3).

El intervalo de la amplitud de la señal de salida normalizado $\tilde{z}(n) = \tilde{y}(n) / g_d$, del amplificador de potencia se descompone inicialmente en N_{TCP} segmentos. Los parámetros a_{jp} , que corresponden al segmento j -ésimo, se estiman a continuación a partir de las muestras de la señal $\tilde{z}(n)$ que pertenecen a este último, y los valores correspondientes de la función de ganancia del pos-inverso del amplificador 10 de potencia.

Estos últimos se determinan para cada par de muestras de entrada/salida del bloque 222 pos-inverso. La función $F_j(\cdot)$ que modeliza la función de ganancia del pos-inverso del amplificador 10 de potencia, en el segmento j -ésimo, se puede escribir, de manera similar, siguiendo la relación siguiente:

$$F_j(|\tilde{z}(n)|) = \sum_{p=0}^{P_j} a_{jp} |\tilde{z}(n)|^p = \frac{\tilde{z}_p(n)}{\tilde{z}(n)} \quad (8);$$

en la que $(\tilde{z}(n), \tilde{z}_p(n))$ son un par de muestras que corresponden al segmento j -ésimo. Siendo la función $F_j(\cdot)$ de valores complejos, lo son igualmente los parámetros a_{jp} identificados. Esto permite una corrección simultánea de la amplitud y de la fase.

Para un número N_j de muestras en el segmento j -ésimo, es posible denotar el vector de muestras en la entrada del bloque pos-inverso mediante $z_j = [\tilde{y}(1)/g_d, \dots, \tilde{y}(N_j)/g_d]^T$, y el de los valores correspondientes de la función $F_j(\cdot)$ mediante $f_j = [F_j(|\tilde{z}(1)|), \dots, F_j(|\tilde{z}(N_j)|)]^T$.

Es posible entonces formular la solución de los mínimos cuadrados que minimiza el error cuadrático medio en cada segmento siguiendo la relación siguiente:

$$\hat{a}_j = (A_j^H A_j)^{-1} A_j^H f_j;$$

en la que $\hat{a}_j = [a_{j0}, \dots, a_{jP_j}]^T$ y $A_j = [1, |z_j|, \dots, |z_j|^{P_j}]$. Se ha de tomar nota de que $\tilde{z}_p(n)$ se sustituye por $\tilde{x}_p(n)$ en el procedimiento de identificación, y por tanto por $\tilde{x}_e(n)$ para la primera iteración.

Las figuras 3a y 3b presentan las características AM/AM y AM/PM, respectivamente, del amplificador de potencia, del precompensador y del sistema global.

Las curvas presentadas en las figuras 3a y 3b son unas representaciones respectivamente de la amplitud instantánea de la salida en función de la amplitud instantánea en la entrada AM/AM, y del desfase entre las señales de entrada y de salida en función de la amplitud instantánea en la entrada AM/PM, para un amplificador de potencia modelizado mediante un modelo cuasi-amnésico de Saleh —cuyos coeficientes característicos se eligen de la manera siguiente: $\alpha_a=10, \beta_a=1, \alpha_\phi=5, \beta_\phi=9$ — del precompensador correspondiente y del amplificador linealizado, para un número de segmentos $N_{\text{TCP}} = 10$ y unos polinomios de orden 2, es decir: $P_j=2$ y $j=1,2,\dots,10$. El modelo de Saleh se utiliza comúnmente para modelizar los amplificadores de efecto memoria reducido. Se recuerda aquí que si se elige un modelo cuasi-amnésico de Saleh, equivalente en banda base al amplificador 10 de potencia, entonces la señal $\tilde{y}(n)$ de salida del amplificador de potencia se puede expresar en función de la señal de entrada $\tilde{x}_e(n)$ siguiendo la relación siguiente:

$$\tilde{y}(n) = G(|\tilde{x}_e(n)|) \tilde{x}_e(n) \quad (9);$$

en la que $G(|\tilde{x}_e(n)|) = \frac{\alpha_a}{1 + \beta_a |\tilde{x}_e(n)|^2} \exp\left(j \frac{\alpha_\phi |\tilde{x}_e(n)|^2}{1 + \beta_\phi |\tilde{x}_e(n)|^2}\right)$ es la ganancia compleja del amplificador 10 de

potencia, y los parámetros $\alpha_a, \beta_a, \alpha_\phi, \beta_\phi$ se pueden ajustar de manera adecuada para aproximar las características reales del amplificador 10 de potencia. En lo que concierne a la representación gráfica presentada por la figura 3a, ésta comprende una primera curva representada en trazados mixtos finos que representa, en función de la amplitud instantánea de la señal de entrada $|\tilde{x}_e(n)|$, la variación de la amplitud instantánea de la señal de salida del amplificador 10 de potencia no linealizado, es decir $|G(|\tilde{x}_e(n)|) \tilde{x}_e(n)|$, una segunda curva representada en trazos de puntos que representa la variación de la amplitud instantánea de la señal predistorsionada en la salida del bloque 21 pre-inverso, es decir $|F(|\tilde{x}_e(n)|) \tilde{x}_e(n)|$ y una tercera curva representada en trazos continuos, que representa la variación de la amplitud instantánea del amplificador 10 de potencia linealizada, es decir $|G(|\tilde{x}_p(n)|) \tilde{x}_p(n)|$. En este ejemplo, el intervalo de la amplitud de la señal de entrada se extiende de 0 a 0,5 V, de ese modo los diez segmentos tienen una longitud de 0,05 V. Para unas amplitudes más allá de 0,5 V, el amplificador de potencia funciona en una zona de saturación que no se puede aprovechar.

En lo que concierne a la representación gráfica presentada por la figura 3b, ésta comprende una primera curva representada en trazados mixtos finos que representa, en función de la amplitud instantánea de la señal de entrada $|\tilde{x}_e(n)|$, la variación del desfase instantáneo de la señal de salida del amplificador 10 de potencia no linealizado, es decir $|G(|\tilde{x}_e(n)|) \tilde{x}_e(n)|$, una segunda curva representada en trazos de puntos, representa la variación del desfase instantáneo de la señal predistorsionada en la salida del bloque 21 pre-inverso, es decir $|F(|\tilde{x}_e(n)|) \tilde{x}_e(n)|$ y una tercera curva representada en trazos continuos, representa la variación del desfase instantáneo del amplificador 10 de potencia linealizado, es decir $|G(|\tilde{x}_p(n)|) \tilde{x}_p(n)|$.

Se ha de tomar nota de que el orden de los polinomios puede variar de un segmento a otro, y que esto puede aprovecharse en la práctica ventajosamente de manera que se optimice el conjunto.

REIVINDICACIONES

1. Dispositivo de linealización para amplificador (10) de potencia mediante predistorsión digital adaptativa en banda base que comprende un bloque (21) pre-inverso que recibe una señal de entrada discretizada compleja $\tilde{x}_e(n)$ y que restaura en la entrada del amplificador (10) de potencia una señal predistorsionada compleja $\tilde{x}_p(n)$, **caracterizado porque** el bloque pre-inverso comprende un primer módulo (211) y un segundo módulo (212) que recibe en la entrada el módulo de la señal de entrada compleja $|\tilde{x}_e(n)|$ cuyo valor está comprendido en un intervalo de amplitudes que varían entre dos mínima y máxima A_{\min} y A_{\max} , descomponiéndose el intervalo de la amplitud en una pluralidad de segmentos, comprendiendo el primer módulo (211) una tabla de correspondencia que asocia cada valor del módulo de la señal de entrada compleja $|\tilde{x}_e(n)|$ contenida en un segmento dado, a un juego predefinido de una pluralidad de parámetros que definen un modelo paramétrico realizado en el segundo módulo (212) a través de una función F_j , restaurando el segundo módulo un valor $F_j(|\tilde{x}_e(n)|)$, resultante la señal predistorsionada compleja de la multiplicación de la señal de entrada compleja $\tilde{x}_e(n)$ por el valor $F_j(|\tilde{x}_e(n)|)$, basándose la identificación del bloque (21) pre-inverso en una arquitectura indirecta formada por un bloque (22) de identificación dispuesto en paralelo con el amplificador (10) de potencia, identificando el bloque (22) de identificación los juegos de parámetros para cada segmento del intervalo de la amplitud del módulo de la señal de entrada compleja $|\tilde{x}_e(n)|$ que minimiza el error entre la señal de entrada $\tilde{x}_p(n)$ y la señal de salida $\tilde{y}(n)$ del amplificador (10) de potencia en al menos una iteración.
2. Dispositivo de linealización para amplificador (10) de potencia según la reivindicación 1, **caracterizado porque** cada uno de dichos juegos de parámetros predefinidos para un segmento k dado define los coeficientes complejos de un polinomio de orden P_k .
3. Dispositivo de linealización para amplificador (10) de potencia según la reivindicación 2, **caracterizado porque** al ser nula la amplitud mínima A_{\min} , el intervalo de la amplitud se descompone en un número N_{TCP} de segmentos de igual longitud L_{seg} igual a la relación de la amplitud máxima del intervalo de la amplitud al número de segmentos A_{\max}/N_{TCP} , siendo entonces los segmentos del intervalo de la amplitud unos intervalos $[(j-1)L_{seg}, jL_{seg}]$, asociando la tabla de correspondencia para cada uno de los intervalos a un juego de parámetros complejos a_{j1}, \dots, a_{jP_j} que corresponden a los coeficientes de orden j_1, \dots, j_{P_j} del polinomio de orden P_j .
4. Dispositivo de linealización para amplificador (10) de potencia según una cualquiera de las reivindicaciones precedentes, **caracterizado porque** el bloque (22) de identificación comprende un atenuador (221) que atenúa la señal de salida $\tilde{y}(n)$ del amplificador (10) de potencia por una ganancia $1/g_d$ igual a la inversa de la ganancia deseada del amplificador (10) de potencia, siendo aplicada la señal compleja atenuada $\tilde{z}(n)$ en la entrada de un bloque (222) pos-inverso que restaura en la salida una señal $\tilde{z}_p(n)$, determinando un bloque (223) de estimación los parámetros de identificación del bloque (21) pre-inverso a partir de la diferencia entre la señal de entrada $\tilde{x}_p(n)$ del amplificador (10) de potencia y la señal de salida $\tilde{z}_p(n)$ del bloque (222) pos-inverso mediante una minimización del error cuadrático mediante la técnica de mínimos cuadrados.

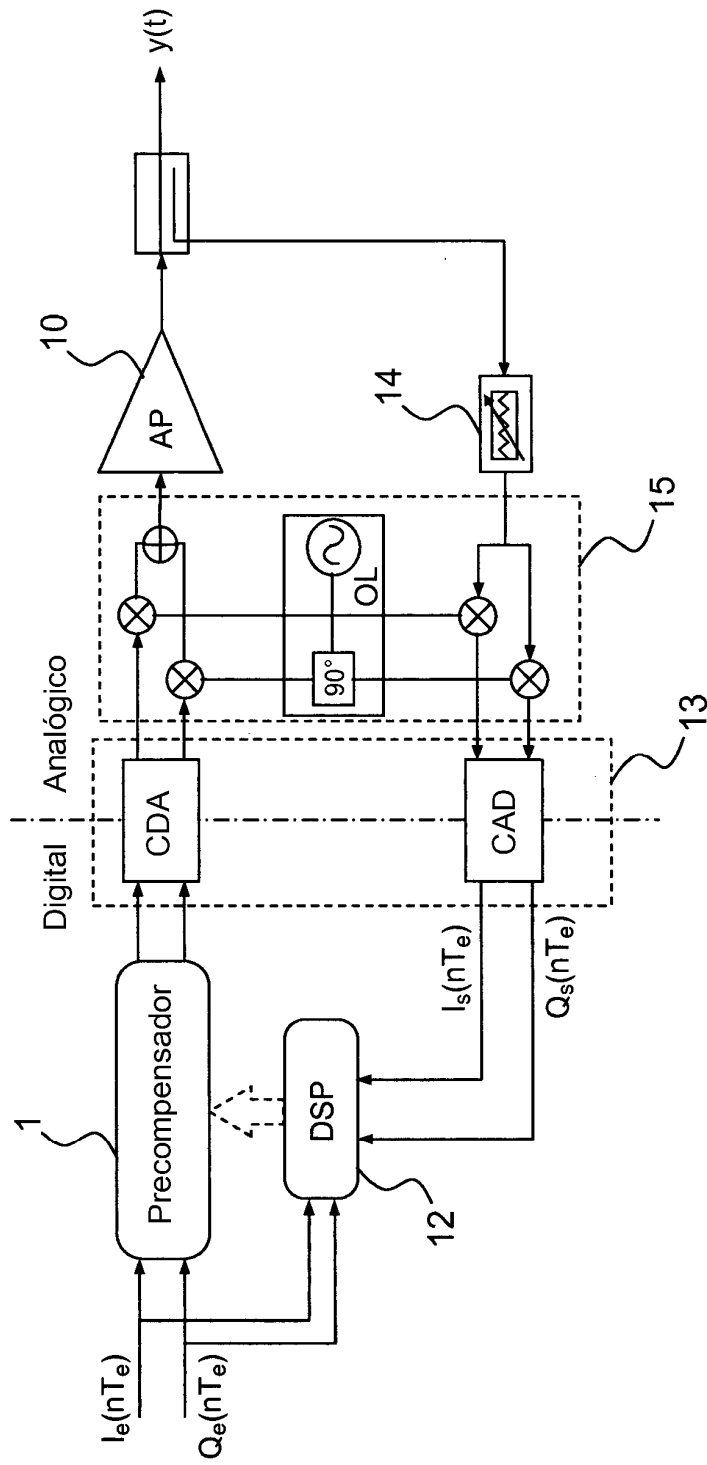


FIG.1

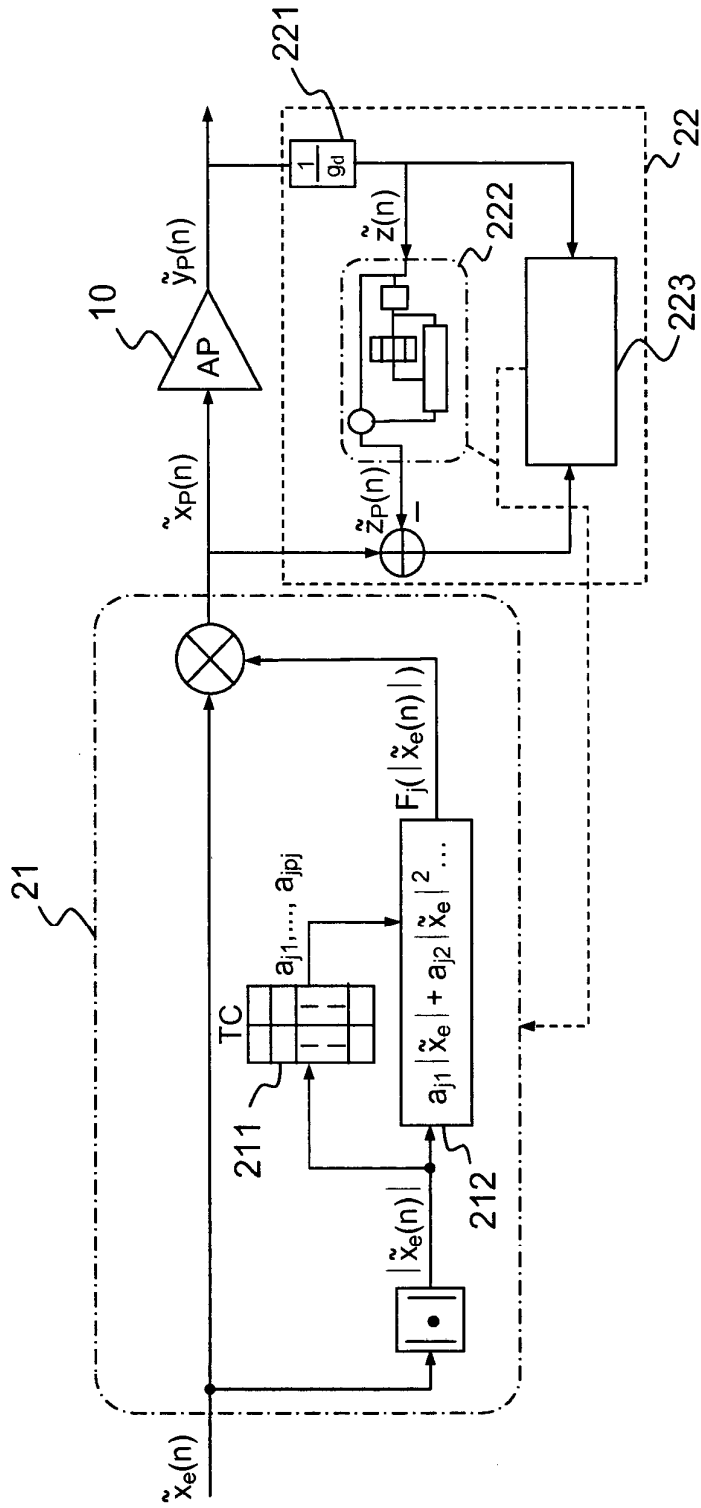


FIG. 2

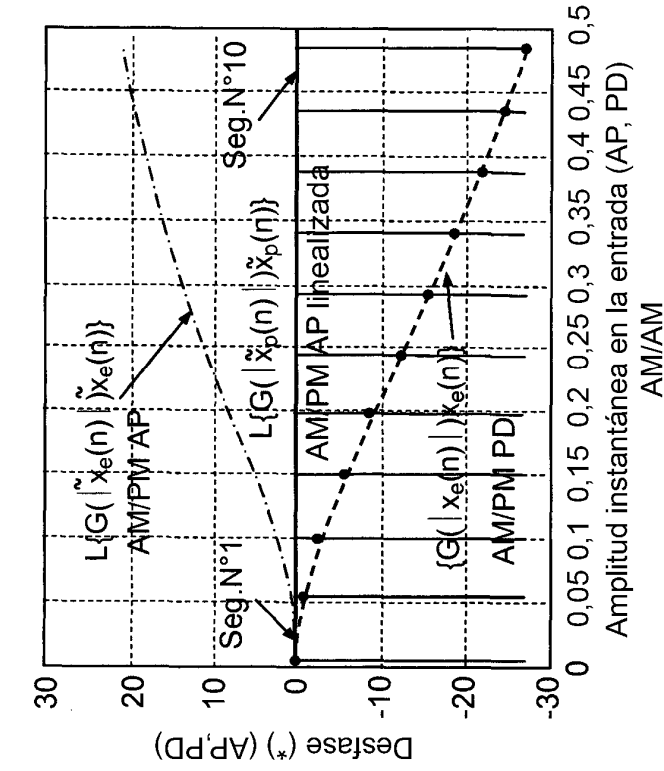


FIG.3A

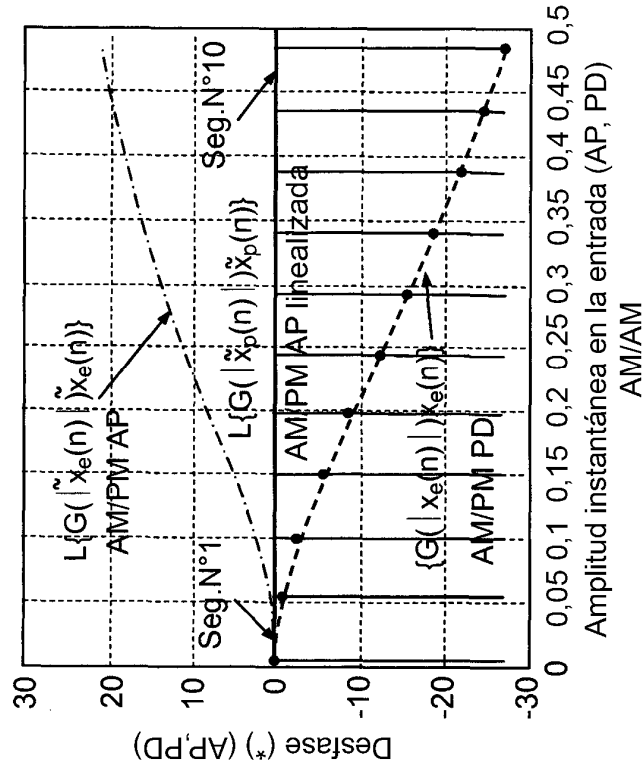


FIG.3B