



19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

11 Número de publicación: **2 361 998**

51 Int. Cl.:  
**H03F 1/32** (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Número de solicitud europea: **05250413 .1**

96 Fecha de presentación : **27.01.2005**

97 Número de publicación de la solicitud: **1560329**

97 Fecha de publicación de la solicitud: **03.08.2005**

54 Título: **Predistorsionador digital que utiliza un modelo de series de potencias.**

30 Prioridad: **29.01.2004 JP 2004-21031**

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:  
**27.06.2011**

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:  
**27.06.2011**

73 Titular/es: **NTT DoCoMo, Inc.**  
**11-1, Nagatacho 2-chome**  
**Chiyoda-ku, Tokyo 100-6150, JP**

72 Inventor/es: **Suzuki, Yasunori;**  
**Mizuta, Shinji y**  
**Yamao, Yasushi**

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

ES 2 361 998 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

Predistorsionador digital que utiliza un modelo de series de potencias

### CAMPO DE LA INVENCION

5 La presente invención se refiere a una técnica para reducir la distorsión no lineal en amplificadores, y más en concreto, a predistorsión digital basada en un modelo de series de potencias.

### ANTECEDENTES DE LA INVENCION

10 Para la transmisión inalámbrica es necesario compensar suficientemente la distorsión no lineal generada en los amplificadores de potencia cuando transmiten apropiadamente señales de amplitud variable utilizando un esquema de modulación lineal. La predistorsión digital es una técnica para cancelar la distorsión producida en un amplificador de potencia, añadiendo un componente de distorsión inversa a la señal introducida al amplificador de potencia. Para conseguir un efecto de compensación satisfactorio, la amplitud y la fase del componente de distorsión a añadir a la señal de entrada tienen que estar controladas con una precisión elevada.

15 Un método para llevar a cabo la predistorsión es utilizando un predistorsionador de tipo tabla de consulta, configurado para buscar en la tabla de consulta un componente de distorsión apropiado que corresponda a la señal de entrada. Este método se describe en el documento "A New Baseband Linearizer for More Efficient Utilization of Earth Station Amplifiers Used for QPSK Transmission" ("nuevo linealizador de banda base para una utilización más eficiente de los amplificadores de estación terrena utilizados para la transmisión QPSK"), de H. Girard y K. Feher, IEEE J. Select Areas Commun., volumen SAC-1, número 1, 1983.

20 Desde el punto de vista de conseguir una compensación más precisa de la distorsión, se conoce un predistorsionador que representa la característica de distorsión no lineal del amplificador de potencia, utilizando un modelo de series de potencias. Por ejemplo, véase el documento "Analysis and Compensation of nonlinear distortion in a travelling-wave tube amplifier based on IF Band Predistortion" ("análisis de compensación de la distorsión no lineal en un amplificador de tubo de ondas progresivas basado en la predistorsión de banda IF"), de Okamoto, Nojima, y Ohoyama, IEICE Technical Study Report, MW76-112, 1976.

25 La patente de EE.UU. 5 164 678 asignada a Puri et al., titulada "Process for Compensating nonlinearities in an Amplifier Circuit" ("proceso para la compensación de no linealidades en un circuito amplificador") da a conocer un control automático para un predistorsionador de series de potencias. En esta publicación, la señal de salida procedente del amplificador de potencia y los grados respectivos de los componentes de distorsión generados por un predistorsionador digital, son sometidos a transformada rápida de Fourier (FFT, fast Fourier Transform) para llevar a cabo una conversión de frecuencias, y son estimados los coeficientes de los grados respectivos.

30 Análogamente, el documento "Nonlinearity Compensation in Digital Radio Systems" ("compensación de no linealidad en sistemas de radio digital"), de G. Lazzarin, S. Pupolin, y A. Sarti, IEEE Trans. Commun., volumen 42, números 2/3/4, febrero/marzo/abril de 1994, da a conocer una técnica para controlar coeficientes polinomiales de un predistorsionador digital. En esta publicación, se calcula una matriz de covarianza para la señal generada por el predistorsionador digital, y la diferencia entre la señal de salida del amplificador de potencia y la señal generada por el predistorsionador digital se utiliza como error para controlar los coeficientes polinomiales del predistorsionador.

35 Otra publicación, "Cuber Predistortion Linearizer for Relay Equipment in 800 MHz Band Land Mobile Telephone System" ("linealizador de predistorsión Cuber para equipo de retransmisión en un sistema de telefonía móvil terrestre en la banda de 800 MHz"), de T. Nojima y T. Konno, IEEE Trans. Veh. Tech., volumen VT-34, número 4, noviembre de 1985, da a conocer un control automático de un predistorsionador de serie de potencias. En esta publicación, se controla el predistorsionador utilizando señales piloto en ciertas frecuencias portadoras, para permitir al polinomio seguir los cambios en temperatura o los cambios en el tiempo, en el amplificador de potencia. Esta técnica se aplica de manera práctica a los amplificadores de transmisión de los repetidores para teléfonos de automóviles.

40 Los predistorsionadores convencionales de tipo serie de potencias pueden conseguir una compensación de no linealidad (o distorsión) satisfactoria, si se garantiza una cantidad suficiente de reducción de potencia salida, tal como se ilustra en la figura 1A, o si se utiliza una onda de modulación de banda estrecha. Sin embargo, para manejar más eficientemente el amplificador de potencia, debe ser compensada la reducción de la potencia de salida. Por consiguiente, se requiere que el predistorsionador tenga una capacidad mejorada de llevar a cabo la compensación de la distorsión, con objeto de garantizar el funcionamiento lineal a niveles superiores de potencia de entrada.

45 La figura 2 es un diagrama que muestra un resultado experimental midiendo la fase relativa del componente de distorsión de tercer orden, en función del nivel de salida de un amplificador de potencia. En el experimento, un par

de ondas fundamentales (u ondas portadoras) 102 y 104 con una frecuencia central  $f_0$ , tal como se ilustra en la figura 1B, son introducidas en el amplificador de potencia a varios niveles de potencia, y se miden las señales de salida. Además de las ondas fundamentales amplificadas 102 y 104, en la señal de salida procedente del amplificador de potencia aparecen componentes de distorsión de tercer orden (componentes no lineales) 106 y 108. Normalmente, se generan distorsiones de tercer orden y superiores; sin embargo, para simplificar en la figura 1B se ilustran solamente los componentes de distorsión de tercer orden.

Los gráficos 202 y 204 mostrados en el diagrama de la figura 2, corresponden a la distorsión de tercer orden 106 de la parte inferior y a la distorsión de tercer orden 108 de la parte superior, mostradas respectivamente en la figura 1B. En el caso ideal, estos dos gráficos son consistentes entre sí en todo el rango de potencia de salida. Si estos dos componentes concuerdan entre sí, la compensación para una de las distorsiones de tercer orden conduce directamente a la compensación para el otro componente (emparejado) de distorsión. Por contraste, si los dos componentes no concuerdan entre sí, sigue habiendo un componente no lineal en la señal salvo que sean compensados ambos componentes de distorsión.

En general, estos dos componentes de distorsión son próximos entre sí a un nivel de baja potencia (por ejemplo a 20 dBm o menos), como se ilustra en la figura 2. El resultado concuerda con la hipótesis de que puede conseguirse un efecto de compensación satisfactoria de la distorsión si se garantiza una cantidad suficiente de reducción de la potencia de salida. Por contraste, si se incrementa el nivel de potencia de salida, los dos gráficos 202 y 204 no concuerdan entre sí, lo que significa que la compensación de los componentes de distorsión se hace difícil en un rango en el cual es insuficiente la reducción de potencia de la salida. El valor del componente de distorsión de tercer orden o superior varía dependiendo de la frecuencia. Este fenómeno es conocido como "efecto memoria". En el documento "Quantifying Memory Effects in RF Power Amplifiers" ("cuantificación de los efectos de memoria en amplificadores de potencia de RF"), de H. Ku, D. McKinley y J.S. Kenny, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, volumen 50, número 12, páginas 2843 a 2849, diciembre de 2002, se describe un método para excluir el efecto de memoria utilizando un modelo de filtro variable en el tiempo.

Al mismo tiempo, la señal de entrada que se introduce al predistorsionador tiene cierto grado de aleatoriedad y, por consiguiente, el efecto de memoria puede variar en respuesta a la variación en el tiempo de la señal de entrada. En otras palabras, la no linealidad dependiente de la frecuencia puede variar en el tiempo. Sin embargo, los predistorsionadores convencionales no pueden seguir satisfactoriamente dicho cambio en el tiempo, y considerado lo suficiente una compensación de no linealidad con gran precisión.

Puede considerarse hacer que el distorsionador siga el cambio en el tiempo en el componente de distorsión utilizando una señal piloto. En este caso, es necesario compensar el componente de distorsión utilizando una señal piloto, por ejemplo, dentro del período de la secuencia de prueba, independientemente de la transmisión de señal. Sin embargo, debido a que no siempre puede adquirirse la señal piloto, es difícil compensar de manera sencilla y precisa la distorsión utilizando una señal piloto. Además, compensar la distorsión utilizando una señal piloto incluye muchas etapas, tales como introducir al predistorsionador una señal piloto prescrita, alimentar al amplificador de potencia la salida del predistorsionador, escanear todo el rango de frecuencias para detectar componentes de distorsión no lineal, y controlar diversos parámetros para reducir los componentes de distorsión detectados. Por consiguiente, el proceso y la estructura pueden complicarse.

Puesto que se ha propuesto utilizar en el futuro inmediato señales de modulación de banda ancha para los sistemas de comunicación inalámbricos, se requiere una compensación muy precisa para los componentes de distorsión para las señales de banda ancha por encima de varias decenas de megahercios (MHz). Puesto que se incrementa el rango de frecuencias a utilizar, el cambio en los componentes de distorsión no lineal dependientes de la frecuencia es probablemente a incrementarse, y por lo tanto, el problema se agravará.

El documento US 2001/050592A da a conocer un predistorsionador digital acorde con la parte precharacterizadora de la reivindicación 1.

La invención es un predistorsionador digital tal como el definido en la reivindicación 1.

La presente invención puede solucionar los problemas de la técnica anterior descritos anteriormente, y proporcionar un predistorsionador digital que pueda realizar una compensación muy precisa de la distorsión no lineal para un amplificador de potencia basado en análisis de series de potencias.

Con la invención, el coeficiente de derivación del filtro de respuesta finita al impulso se controla de forma adaptativa para introducir el componente de distorsión no lineal que puede cancelar eficazmente la distorsión generada en el amplificador de potencia, y por consiguiente, puede mejorarse la precisión en la compensación de la distorsión.

Por ejemplo, la señal de referencia es una señal de prealimentación derivada de la señal de entrada digital. Con esta disposición, se lleva a cabo el control adaptativo en función de la señal que no ha sido sometida a amplificación y, por lo tanto, puede incrementarse la velocidad del control.

5 La señal de referencia puede ser una señal de retroalimentación derivada de la salida del amplificador de potencia. En este caso, el control adaptativo se lleva a cabo en función de la señal realmente amplificada y, por lo tanto, puede mejorarse más la precisión de la compensación de la distorsión.

10 La señal de retroalimentación se obtiene, por ejemplo, restando una primera señal en proporción a la señal de entrada digital o a la potencia de la señal de entrada digital, respecto de una segunda señal derivada de una salida del amplificador de potencia. Eliminando el componente lineal dominante (es decir, la onda fundamental), puede extraerse un componente de distorsión no lineal que hay que compensar.

El controlador adaptativo puede configurarse para recibir tanto la señal de prealimentación como la señal de retroalimentación, como señales de referencia. En este caso, el controlador adaptativo ajusta el coeficiente de derivación del filtro de respuesta finita al impulso, con objeto de reducir la diferencia entre la señal de prealimentación y la señal de retroalimentación.

15 En otro aspecto de la invención, se da a conocer un transmisor que utiliza un predistorsionador digital. El transmisor comprende un amplificador de potencia configurado para amplificar una señal de transmisión digital, y el predistorsionador digital conectado al amplificador de potencia y configurado para compensar la distorsión no lineal del amplificador de potencia utilizando el modelo de series de potencias.

20 Con esta disposición, el transmisor puede transmitir una señal bajo un control eficiente de la compensación de no linealidad.

#### BREVE DESCRIPCIÓN DE LOS DIBUJOS

Resultarán más evidentes otros objetivos, características y ventajas de la invención a partir de la siguiente descripción detallada leída junto con los dibujos anexos, en los cuales:

25 la figura 1A es un diagrama que ilustra una característica general de entrada/salida del amplificador de potencia, y

la figura 1B es un diagrama que ilustra el espectro de la señal de salida del amplificador de potencia;

la figura 2 es un gráfico que traza la fase del componente de distorsión de tercer orden en función del nivel de potencia de salida del amplificador de potencia;

30 la figura 3 es un diagrama esquemático que ilustra una parte de un transmisor que utiliza un predistorsionador digital;

la figura 4 es un diagrama de bloques que ilustra la estructura del predistorsionador digital utilizado en el transmisor mostrado en la figura 3;

la figura 5 es un diagrama de bloques de un ejemplo del predistorsionador digital;

35 la figura 6 es un diagrama de bloques de otro ejemplo del predistorsionador digital, que es una primera realización de la invención;

la figura 7 es un diagrama de bloques de otro ejemplo del predistorsionador digital, como una segunda realización;

las figuras 8A hasta 8C son diagramas de espectros de componentes de señal amplificados linealmente y amplificados no linealmente;

40 la figura 9 es un diagrama esquemático que ilustra una parte de un transmisor que utiliza un predistorsionador digital acorde con otro ejemplo;

la figura 10 es un diagrama esquemático que ilustra una parte de un transmisor que utiliza un predistorsionador digital acorde con otro ejemplo;

la figura 11 es un diagrama de flujo que muestra el funcionamiento para el ajuste de los coeficientes de derivación de los filtros de respuesta finita al impulso (FIR, finite impulse response) utilizados en el predistorsionador digital mostrado en la figura 10;

la figura 12 es un diagrama de bloques de un predistorsionador digital;

5 la figura 13 es un diagrama de bloques de un predistorsionador digital;

la figura 14 es un diagrama de bloques de un ejemplo del predistorsionador digital;

la figura 15 es un diagrama de bloques de otro ejemplo del predistorsionador digital;

la figura 16 es un diagrama de bloques de otro ejemplo del predistorsionador digital, como una tercera realización;

10 la figura 17 es un diagrama de bloques de otro ejemplo del predistorsionador digital, como una cuarta realización;

la figura 18 es un diagrama esquemático que ilustra una parte de un transmisor que utiliza un predistorsionador digital;

15 la figura 19 es un diagrama esquemático que ilustra una parte de un transmisor que utiliza un ejemplo del predistorsionador digital; y

la figura 20 es un diagrama esquemático que ilustra una parte de un transmisor que utiliza otro ejemplo del predistorsionador digital.

#### DESCRIPCIÓN DETALLADA DE LAS REALIZACIONES PREFERIDAS

20 A continuación, se describen junto con los dibujos anexos las realizaciones preferidas de la presente invención. Los componentes iguales se designan con los mismos números de referencia a través de todos los dibujos. En la primera y la segunda realizaciones, se utiliza un control de retroalimentación. En el ejemplo de la figura 12, se utiliza un control de prealimentación. En las realizaciones tercera y cuarta, se utiliza tanto un control de retroalimentación como un control de prealimentación.

25 La figura 3 es un diagrama esquemático que ilustra una parte de un transmisor que utiliza un predistorsionador digital que puede ser una realización de la invención.

30 El sistema de transmisión de señal del transmisor incluye un predistorsionador digital 302, un convertidor digital a analógico (DAC, digital-to-analog) 304, un modulador ortogonal 306, un convertidor de frecuencias 308 y un amplificador de potencia 310. El sistema de retroalimentación del transmisor incluye un acoplador direccional 312, un convertidor de frecuencias 314, un desmodulador ortogonal 316 y un convertidor de analógico a digital (ADC, analog-to-digital) 318. El predistorsionador digital 302 tiene un par de multiplicadores de coeficientes 320, un par de sumadores 322, un par de unidades 324 de generación de distorsión, y un controlador adaptativo 326.

35 El predistorsionador digital 302 recibe una señal digital a transmitir (denominada una "señal de transmisión digital"), tal como se indica en la esquina superior izquierda de la figura. El componente en fase (componente I) y el componente en cuadratura (componente Q) de la señal digital son introducidos en el predistorsionador digital 302 por separado. La señal de transmisión digital es generalmente una señal de banda base, si bien no obstante puede ser una señal de una banda de frecuencia intermedia, dependiendo de su utilización. El componente en fase y el componente en cuadratura de la señal de transmisión digital son alimentados a los multiplicadores 320 de coeficiente asociados, y la amplitud y/o la fase de cada componente son ajustadas en una cantidad correspondiente a un número fijo apropiado "a1" (en general, un número complejo). Cada uno de los componentes ajustados es  
40 alimentado a uno de los terminales de entrada del sumador asociado 322.

45 El componente en fase y el componente en cuadratura de la señal digital de entrada son alimentados asimismo a las unidades asociadas 324 de generación de distorsión, que generan señales de distorsión no lineal para los componentes correspondientes. La señal de distorsión no lineal de cada componente es alimentada al otro terminal de entrada del sumador asociado 322. El controlador adaptativo 326 controla el funcionamiento de las unidades 324 de generación de distorsión. A continuación se describe el funcionamiento detallado del predistorsionador digital 302.

Cada uno de los convertidores 304 analógico a digital convierte a forma analógica uno entre los componentes digitales añadidos en fase y en cuadratura, de distorsión no lineal, procedentes del distorsionador predistorsionador digital 302.

5 El modulador ortogonal 306 combina el componente en fase (I) y el componente en cuadratura (Q) en una señal de modulación. La señal de modulación  $y(t)$  se representa como

$$y(t) = y_i(m) \cos(2\pi ft) - y_q(m) \sin(2\pi ft)$$

donde  $y_i(m)$  e  $y_q(m)$  designan el componente del fase y el componente en cuadratura, respectivamente, del m-ésimo símbolo de la señal de transmisión digital.

10 El convertidor de frecuencia 308 realiza una conversión ascendente de la señal de modulación de banda base o de banda intermedia, a una señal de radiofrecuencia (RF).

15 El amplificador de potencia 310 amplifica el nivel de potencia de la señal de RF para hacerlo adecuado para la transmisión por radio. La señal de salida del amplificador de potencia 310 contiene un componente de distorsión generado por la amplificación no lineal, así como un componente de señal amplificado linealmente. La influencia de la distorsión no lineal es cancelada por la distorsión inversa proporcionada por el predistorsionador digital 302 a la señal de transmisión digital, antes de la amplificación de potencia. La señal entregada desde el amplificador de potencia 310 es tratada como una salida del transmisor, y transmitida desde una antena (no mostrada).

20 Por otra parte, el acoplador direccional 312 del sistema de retroalimentación extrae una parte de la señal amplificada a transmitir. El convertidor de frecuencias 314 realiza una conversión descendente de la banda de radiofrecuencia de la señal extraída, a una banda base o a una banda intermedia. El desmodulador ortogonal 316 separa la señal sometida a conversión descendente, en un componente en fase (I) y un componente en cuadratura (Q). Los convertidores 318 de analógico a digital convierten a formas digitales el componente analógico en fase y el componente analógico en cuadratura, respectivamente, y suministran al controlador adaptativo 326 los componentes convertidos digitalmente.

25 La figura 4 muestra la estructura detallada del predistorsionador digital 302. Puesto que la idea básica del procesamiento de señal es la misma para el componente en fase y el componente en cuadratura, por simplicidad se hace solamente la ilustración de uno de los componentes (por ejemplo, solamente el componente en fase). El circuito del componente de distorsión de tercer orden en la unidad 324 de generación de distorsión incluye un multiplicador 402 de tercer orden, un multiplicador 404 de coeficientes, un filtro de respuesta finita al impulso (FIR<sub>3</sub>) 406 para la distorsión de tercer orden, y un sumador 408. El circuito del componente de distorsión de quinto orden en la unidad 324 de generación de distorsión incluye un multiplicador 412 de quinto orden, un multiplicador 414 de coeficientes, un filtro de respuesta finita al impulso (FIR<sub>5</sub>) 416 para la distorsión de quinto orden, y un sumador 418. Análogamente, en la unidad 324 de generación de distorsión se proporcionan circuitos para las distorsiones de orden superior.

35 Cada uno de los multiplicadores 320, 404 y 414 de coeficientes multiplica la señal de entrada por una constante prescrita (generalmente, un número complejo) indicado en la figura como "a1", "a3", ó "a5". El multiplicador 402 de tercer orden eleva la señal de entrada a la tercera potencia, y el multiplicador 412 de quinto orden eleva la señal de entrada a la quinta potencia. Cada uno del FIR<sub>3</sub> 406 y el FIR<sub>5</sub> 416 estima y entrega un promedio ponderado de la señal de salida y de los datos anteriores (señales introducidas previamente). La ponderación es denominada coeficiente de derivación. En general, el filtro digital (filtro FIR) produce una señal de salida multiplicando por un factor de ponderación la salida de cada uno de los elementos de retardo conectados en serie, y combinando las salidas ponderadas. Alternativamente, el filtro digital puede configurarse para utilizar transformadas de Fourier y transformadas inversas de Fourier con objeto de llevar a cabo las operaciones aritméticas principales en el rango de frecuencias. Dicho procesamiento digital de la señal puede ejecutarse utilizando medios existentes, tales como microprocesadores, DSPs, o FPGAs.

45 A continuación se explica el funcionamiento básico del predistorsionador digital 102 de la primera realización. Una entrada de señal de transmisión digital al predistorsionador digital 302 se designa como  $u(m)$ , donde  $m$  denota un parámetro que indica el número de muestras. Si el intervalo de muestreo es  $T$ , el tiempo  $t$  del muestreo se expresa como

$$t = mT. \quad (1)$$

50 La salida  $x_1$  del multiplicador 320 de coeficientes se expresa como

$$x_1 = a_1 * u(m) . \quad (2)$$

La salida  $x_3$  del filtro FIR de tercer orden (FIR<sub>3</sub>) 406 se expresa como

$$x_3 = a_3 * (w_{3B}^H) * U_3(m) , \quad (3)$$

5 donde  $w_{3B}$  es el vector (N + 1)-dimensional que consiste en los (N + 1) coeficientes de derivación del filtro FIR de tercer orden (FIR<sub>3</sub>),  $w_{3B}^H$  es el traspuesto conjugado complejo del vector  $w_{3B}$ , y  $U_3(m)$  es el vector (N + 1)-dimensional que consiste en las señales actual y anterior introducidas al filtro FIR de tercer orden (FIR<sub>3</sub>). El traspuesto conjugado complejo del vector de ponderación  $w_{3B}$  y el traspuesto conjugado complejo del vector de la señal de entrada  $U_3(m)$  se expresan como

$$w_{3B}^H = (w_0(m) , w_1(m) , \dots , w_N(m)) \quad (4)$$

$$10 \quad U_3(m)^H = (u^3(m) , u^3(m-1) , \dots , u^3(m-N)) . \quad (5)$$

Análogamente, la salida  $x_5$  del filtro FIR de quinto orden (FIR<sub>5</sub>) 416 se expresa como

$$x_5 = a_5 * (w_{5B}^H) * U_5(m) ,$$

15 donde  $w_{5B}$  es el vector (N + 1)-dimensional que consiste en (N + 1) coeficientes de derivación del filtro FIR de quinto orden (FIR<sub>5</sub>), y  $U_5(m)$  es el vector (N + 1)-dimensional que consiste en las señales actual y anterior introducidas en el filtro FIR de quinto orden (FIR<sub>5</sub>). Los componentes de señal de orden superior  $x_7, x_9, \dots$  pueden obtenerse del mismo modo.

La salida  $x_1$  del multiplicador 320 de coeficientes corresponde a una señal de transmisión digital amplificada linealmente. La salida  $x_3$  del filtro FIR de tercer orden (FIR<sub>3</sub>) corresponde al componente de distorsión de tercer orden (no lineal) representado por la señal amplificada no linealmente, y la salida  $x_5$  del filtro FIR de quinto orden (FIR<sub>5</sub>) corresponde al componente de distorsión de quinto orden (no lineal) representado por la señal amplificada no linealmente. Del mismo modo, pueden ser obtenidos los componentes de distorsión de séptimo orden y superiores. Los componentes de distorsión representados por las señales  $x_3, x_5, \dots$  amplificadas no linealmente son añadidos a la señal de transmisión digital, en el predistorsionador digital 302. Por consiguiente, la salida  $y(m)$  del predistorsionador digital 302 resulta ser

$$25 \quad y(m) = \sum_{i=1}^{\infty} x_{2i+1}(m) \quad (6)$$

30 Tal como es sabido en la técnica, los componentes de distorsión no lineales se expresan como términos de orden impar. Aunque la señal de salida  $y(m)$  descrita anteriormente representa solamente uno entre el componente en fase y el componente en cuadratura, la verdadera señal de salida del predistorsionador digital 302 contiene el componente en fase  $y_i(m)$  y el componente en cuadratura  $y_q(m)$ . A continuación, la salida del predistorsionador 302 (que contiene los componentes en fase y en cuadratura) es convertida en una señal de modulación  $y(t)$ , que se expresa como

$$y(t) = y_i(m) \cos(2\pi ft) - y_q(m) \sin(2\pi ft) . \quad (7)$$

Si se introduce la señal modulada  $y(t)$  en el amplificador de potencia 310, la salida  $z(t)$  del amplificador de potencia 310 se expresa como

$$35 \quad z(t) = b_1 y(t) + b_2 y(t)^3 + \dots = \sum_{i=1}^{\infty} b_{2i+1} y^{2i+1}(t) \quad (8)$$

que es una serie de potencias de la señal de entrada  $y(t)$ . El componente de distorsión de orden  $i$ -ésimo se expresa como el término de orden  $i$ -ésimo del polinomio (8) en serie de potencias. El coeficiente  $b_i$  del término representa la contribución del componente de distorsión  $i$ -ésimo.

Aunque entre el predistorsionador digital 302 y el amplificador de potencia 310 existen DACs 304, el modulador ortogonal 306 y el convertidor de frecuencia 308, el procesamiento de señal llevado a cabo por estos componentes no es esencial para la presente invención, y se omite aquí su explicación. En esta realización, tanto la salida del predistorsionador digital 302 como la entrada al amplificador de potencia 310 se tratan como  $y(t)$  para simplificar.

5 Volviendo a la figura 3, en el convertidor 314 de frecuencia se realiza una conversión descendente de la señal extraída por el acoplador direccional 312, y ésta es separada en el componente en fase y el componente en cuadratura, en el desmodulador ortogonal 316. Los componentes separados son convertidos a sus formas digitales, en los convertidores 318 de analógico a digital. Los componentes digitalizados son introducidos como señales de retroalimentación al predistorsionador digital 302. Las señales de retroalimentación son monitorizadas por el  
 10 predistorsionador digital 302, y se indican en la figura 3 como  $Z_{mon}^{(i)}(m)$  y  $Z_{mon}^{(q)}(m)$ . Por simplificación, una de las señales de retroalimentación es denominada  $Z_{mon}(m)$ . A partir de la ecuación (8), la señal de retroalimentación  $Z_{mon}(m)$  se expresa como

$$Z_{mon}(m) = b_1 y(m) + b_3 y^3(m) + b_5 y^5(m) + \dots \quad (11)$$

15 Además, utilizando la ecuación (6) para expresar  $y(m)$ , la señal de retroalimentación  $Z_{mon}(m)$  se expresa además como

$$\begin{aligned} Z_{mon}(m) = & b_1 (x_1 + x_3 + x_5 + \dots) \\ & + b_3 (x_1 + x_3 + x_5 + \dots)^3 \\ & + b_5 (x_1 + x_3 + x_5 + \dots)^5 \\ & + \dots \end{aligned} \quad (12)$$

A continuación, se pone la atención en la señal de salida  $x_1$  del multiplicador 320 de coeficientes (en el cual no han sido introducidos aún los componentes de distorsión, mediante la unidad 324 de generación de distorsión).  
 20 Asumiendo que solamente es introducida señal  $x_1$  en el amplificador de potencia 310, la señal de salida  $z_1$  del amplificador de potencia contiene un componente lineal debido a la amplificación lineal de la señal  $x_1$  y un componente no lineal debido a la amplificación no lineal de la señal  $x_1$ . Por consiguiente, la señal de salida  $z_1$  se expresa como

$$z_1(m) = c_1 x_1(m) + c_3 x_1^3(m) + c_5 x_1^5(m) + \dots \quad (13)$$

25 donde  $c_i$  denota el coeficiente del término de potencia  $i$ -ésimo. El coeficiente de la serie de potencias puede determinarse a partir de las características de entrada y de salida del amplificador de potencia 310.

La diferencia entre la señal de retroalimentación  $Z_{mon}(m)$  y la señal de salida hipotética  $z_1(m)$  se obtiene restando la ecuación (13) de la ecuación (12).

$$\begin{aligned} & Z_{mon}(m) - z_1(m) \\ = & (b_1 - c_1) x_1(m) + (b_3 - c_3) x_1^3(m) + (b_5 - c_5) x_1^5(m) + \dots \\ & + b_1 (x_3(m) + x_5(m) + \dots) \\ & + b_3 (x_3(m)^3 + x_5(m)^3 + \dots) \\ & + b_5 (x_3(m)^5 + x_5(m)^5 + \dots) \\ & + \dots \end{aligned} \quad (14)$$

30 Si el coeficiente estimado  $c_i$  de la serie de potencias del amplificador de potencia y el coeficiente real  $b_i$  de la serie de potencias son iguales entre sí ( $c_i = b_i$ ), y si se omiten los términos de orden superior, entonces la ecuación (14) se reescribe como

$$z_{mon}(m) - z_1(m) = b_1 x_3(m) + b_1 x_5(m) + \dots = b_1 \sum_{i=1}^{\infty} x_{2i+1}(m) = \sum_{i=1}^{\infty} e_{2i+1} \quad (15)$$

Dependiendo de la utilización del producto, pueden ser omitidos los términos de orden séptimo y superiores  $x_7(m)$ ,  $x_9(m)$ , ... La diferencia  $Z_{mon}(m) - z_1(m)$  representa una señal de salida obtenida cuando en el amplificador de potencia 310 son amplificadas linealmente sólo los componentes de distorsión  $x_3(m)$ ,  $x_5(m)$ ,... generados por la unidad 324 de generación de distorsión del predistorsionador digital 302. Cada uno de los términos en la ecuación (15) corresponde a la señal de error  $e_{2i+1}$  del orden asociado (por ejemplo, el tercer orden, el quinto orden,...). El coeficiente de derivación de cada uno de los filtros FIR es ajustado de forma adaptativa para minimizar los términos de la ecuación (15). Puesto que los coeficientes de derivación están controlados de forma adaptativa de acuerdo con la dependencia con la frecuencia o con el cambio en el tiempo del componente de distorsión, puede conseguirse una predistorsión eficiente.

A continuación, se dirige la atención al componente de distorsión de tercer orden  $x_3$  producido en la unidad 324 de generación de distorsión. La señal de error  $e_3(m)$  para la distorsión de tercer orden se obtiene restando la contribución estimada de los términos de orden séptimo y superior, respecto de la diferencia  $Z_{mon}(m)-z_1(m)$ .

$$e_3(m) = z_{mou}(m) - z_1(m) - c_1 \sum_{i=2}^{\infty} x_{2i+1}(m) = b_1 x_3(m) - (b_1 - c_1) \sum_{i=2}^{\infty} x_{2i+1}(m), \quad (16)$$

Si el coeficiente estimado  $c_i$  de la serie de potencias del amplificador de potencia es igual al coeficiente real  $b_i$  de la serie de potencias ( $b_i = c_i$ ), la señal de error  $e_3(m)$  se expresa simplemente como

$$e_3(m) = b_1 * x_3(m) . \quad (17)$$

Controlando de forma adaptativa el coeficiente de derivación del filtro FIR de tercer orden ( $FIR_3$ ), para minimizar la señal de error  $e_3(m)$ , puede generarse en la unidad 324 de generación de distorsión un componente de distorsión  $x_3$  que puede cancelar la distorsión de tercer orden introducida por el amplificador de potencia 310.

Análogamente, la señal de error  $e_5(m)$  para el componente de distorsión de quinto orden se expresa simplemente como

$$e_5(m) = b_1 * x_5(m). \quad (18)$$

Controlando de forma adaptativa el coeficiente de derivación del filtro FIR de quinto orden ( $FIR_5$ ), para minimizar la señal de error  $e_5(m)$ , puede generarse en la unidad 324 de generación de distorsión un componente de distorsión  $x_5$  que puede cancelar la distorsión de quinto orden introducida por el amplificador de potencia 310. Asimismo, se generan del mismo modo los componentes de distorsión  $x_{2i+1}$  que pueden cancelar los componentes de distorsión de orden superior.

La señal de error  $e_{2i+1}$  es una función de evaluación que en el control adaptativo tiene que hacerse tan pequeña como sea posible. A partir de las ecuaciones (17) y (18), puede comprenderse que las señales de error no contienen ruido térmico o errores aleatorios. Por consiguiente, las señales de error pueden ser minimizadas, independientemente del ruido térmico o de los errores aleatorios, en el control adaptativo de los coeficientes de derivación. Para llevar a cabo el propio control adaptativo, pueden utilizarse muchos algoritmos existentes, tales como el método de descenso más rápido, un método LMS, o un RLS. Alternativamente, puede utilizarse un filtro Kalman.

La figura 5 es un diagrama de bloques que ilustra un ejemplo, fuera del alcance de la invención, del predistorsionador digital 302. En el ejemplo mostrado en la figura 5, se considera solamente la distorsión de tercer orden, y se desprecian los componentes de distorsión de quinto orden y superiores. El controlador adaptativo 326 incluye un multiplicador 502 de coeficientes, un substractor 504, y una unidad 506 de algoritmo adaptativo. La entrada de la señal de retroalimentación al controlador adaptativo 326 se expresa como

$$Z_{mon}(m) = b_1(x_1+x_3) + b_3(x_1+x_3)^3 + \dots \quad (19)$$

La salida del multiplicador de coeficientes 502 es  $C_1 X_1$ , que corresponde a  $z_1$  explicado en el ejemplo anterior. Por consiguiente, la salida del substractor 504 representa una señal de error, que se representa como

$$Z_{mon}(m)-z_1(m) = (b_1-c_1)x_1 + b_1 x_1 = b_1 x_3 = e_3$$

donde  $b_1 = c_1$ . La unidad 506 de algoritmo adaptativo recibe una señal de error  $e_3$ , y ajusta al coeficiente de derivación del filtro FIR<sub>3</sub> 406 con objeto de minimizar la señal de error  $e_3$  ejecutando un algoritmo de control adaptativo descrito anteriormente.

5 La figura 6 es un diagrama de bloques que ilustra una primera realización del predistorsionador digital 302. En este ejemplo, se considera solamente la distorsión de tercer orden, y se desprecian los componentes de distorsión de quinto orden y superiores. El controlador adaptativo 326 incluye un multiplicador 602 de tercer orden, un multiplicador 604 de coeficientes, y un substractor 606, además del multiplicador 502 de coeficientes, el substractor 504 y la unidad 506 de algoritmo adaptativo. La señal de retroalimentación  $Z_{mon}$  se expresa como

$$Z_{mon}(m) = b_1(x_1 + x_3) + b_3(x_1 + x_3)^3 + \dots \quad (20)$$

10 La salida del multiplicador 502 de coeficientes es  $C_1x_1$ , y la salida del otro multiplicador 604 de coeficientes  $c_1x_1^3$ . La suma de estas dos salidas corresponde a  $z_1$  explicado anteriormente. Por consiguiente, la salida del substractor 606 representa una señal de error, que se representa como

$$Z_{mon}(m) - z_1(m) = (b_1 - c_1)x_1 + (b_3 - c_3)x_1^3 + b_1x_3 = b_1x_3 = e_3$$

15 donde  $b_1 = c_1$  y  $b_3 = c_3$ . La unidad 507 de algoritmo adaptativo recibe una señal de error  $e_3$ , y ajusta el coeficiente de derivación del filtro FIR<sub>3</sub> 406 para minimizar la señal de error  $e_3$ . En este ejemplo, se considera el término  $(b_3 - c_3)x_1^3$  de la ecuación (14), a diferencia del ejemplo mostrado en la figura 5. Por consiguiente, se determina con mayor precisión la señal de error  $e_3$ , en comparación con el ejemplo de la figura 5.

20 La figura 7 es un diagrama de bloques que ilustra una segunda realización del predistorsionador digital 302. En este ejemplo, se consideran la distorsión de tercer orden y la distorsión de quinto orden. El controlador adaptativo 326 incluye un multiplicador 502 de coeficientes, un substractor 504, un multiplicador 602 de tercer orden, un multiplicador 604 de coeficientes, un substractor 606, y una unidad 716 de algoritmo adaptativo para FIR<sub>3</sub>. El controlador adaptativo 326 incluye además un multiplicador 702 de quinto orden, un multiplicador 704 de coeficientes, un substractor 706, un multiplicador 708 de coeficientes, un substractor 710, un multiplicador 712 de coeficientes, un substractor 714, y una unidad 718 de algoritmo adaptativo para FIR<sub>5</sub>. La señal de retroalimentación  $Z_{mon}$  se expresa como

$$Z_{mon}(m) = b_1(x_1 + x_3 + x_5) + b_3(x_1 + x_3 + x_5)^3 + b_5(x_1 + x_3 + x_5)^5 + \dots \quad (21)$$

La salida del substractor 706 resulta ser

$$Z_{mon}(m) - (c_1x_1 + c_3x_1^3 + c_5x_1^5) = (b_1 - c_1)x_1 + (b_3 - c_3)x_1^3 + (b_5 - c_5)x_1^5 + b_1x_3 + b_1x_5 \quad (22)$$

30 La ecuación (22) corresponde a la ecuación (14). Puesto que la salida del multiplicador de coeficientes 708 es  $c_1x_5$ , la salida del substractor 710 resulta ser

$$(b_1 - c_1)x_1 + (b_3 - c_3)x_1^3 + (b_5 - c_5)x_1^5 + b_1x_3 + (b_1 - c_1)x_5 = b_1x_3 = e_3,$$

donde  $b_1 = c_1$ ,  $b_3 = c_3$ , y  $b_5 = c_5$ . La salida es una señal de error para la distorsión de tercer orden. La unidad 710 de algoritmo adaptativo recibe la señal de error  $e_3$ , y controla de forma adaptativa el coeficiente de derivación del filtro FIR<sub>3</sub> 406 con objeto de minimizar la señal de error  $e_3$ .

35 Las figuras 8A hasta 8C son diagramas de espectros de señal. Tal como se ilustra en la figura 8A, la señal  $Z_{mon}$  de retroalimentación de banda base contiene un componente 802 de onda fundamental amplificado linealmente, un componente 803 de distorsión de tercer orden amplificado no linealmente, y un componente 805 de distorsión de quinto orden amplificado no linealmente. La señal  $x_1$  de la onda fundamental es elevada a la potencia 3 o la potencia 5, y multiplicada por un coeficiente apropiado para obtener  $z_1$ . Cuando el componente  $z_1$  se resta de la señal de retroalimentación, son eliminados la onda fundamental 802 y partes de los componentes de distorsión no lineal, tal como se ilustra en la figura 8b. Puesto que el componente restante de distorsión de quinto orden se obtiene como la salida del multiplicador 708 de coeficientes, el componente restante es asimismo restado por el substractor 710. Entonces, el componente resultante es el componente de distorsión de tercer orden  $e_3$ , tal como se ilustra en la figura 8C. El componente de distorsión de tercer orden se obtiene como la salida del multiplicador 712 de

coeficientes, este componente es asimismo restado mediante el substractor 714, y se extrae el quinto componente de distorsión  $e_5$ .

La figura 9 es un diagrama esquemático que muestra una modificación del transmisor que utiliza el predistorsionador digital. En este ejemplo, las salidas de los filtros de respuesta finita al impulso  $FIR_3$  y  $FIR_5$  están conectadas a las entradas de los multiplicadores 402 y 412, respectivamente. La estructura es diferente a la mostrada en la figura 4, por cuanto que las entradas de los filtros  $FIR_3$  y  $FIR_5$  están conectadas a las salidas de los multiplicadores. Los multiplicadores 402 y 404 pueden ser utilizados como parte del amplificador de potencia 310. Por ejemplo, la estructura o el funcionamiento del extremo de salida del amplificador de potencia (por ejemplo, el drenaje del MOSFET) pueden tener mayor efecto sobre la distorsión no lineal, que el extremo de entrada del amplificador de potencia (por ejemplo, la puerta del MOSFET). En este caso, la incidencia de distorsión no lineal en el amplificador de potencia 310 o la precisión del componente de compensación de la distorsión generado por la unidad 324 de generación de distorsión, pueden variar dependiendo de si el filtro FIR está situado antes o después del multiplicador. En el ejemplo la figura 9, poniendo los filtros FIR en el extremo de entrada de los multiplicadores 402 y 412, puede reducirse la no linealidad y puede mejorarse la precisión del componente de compensación de la distorsión.

La figura 10 es un diagrama de esquemático que ilustra otra modificación del transmisor utilizando el predistorsionador digital 302. En este ejemplo, se insertan filtros FIR antes y después de los multiplicadores. Para ser más precisos, los filtros FIR  $FIR_{F3}$  406 y  $FIR_{B3}$  407 se sitúan respectivamente antes y después del multiplicador 402, y los filtros FIR  $FIR_{F5}$  416 y  $FIR_{B5}$  417 se sitúan respectivamente antes y después del multiplicador 412. En esta disposición puede mejorar más la precisión del componente de compensación de la distorsión, reduciendo al mismo tiempo el componente no lineal.

La figura 11 es un diagrama de flujo del funcionamiento llevado a cabo para controlar los coeficientes de derivación de los filtros FIR mostrado en la figura 10. En la etapa 1102, se inicia el proceso. En la etapa 1104, se selecciona un filtro frontal (o un prefiltro)  $FIR_F$  situado en el lado de entrada del multiplicador de orden  $i$ -ésimo (donde  $i$  es un número impar mayor o igual que 3), como el filtro actual cuyo coeficiente de derivación va a ser controlado. Por ejemplo, se selecciona para control el filtro frontal  $FIR_{F3}$  406 para la distorsión de tercer orden. En la etapa 1106, se lleva a cabo un control adaptativo para determinar el coeficiente de derivación con objeto de minimizar la señal de error (o la señal de referencia)  $e_i$ . En la etapa 1108, se determina si han sido controlados los coeficientes de derivación de todos los filtros frontales  $FIR_F$  situados en los extremos de entrada de los multiplicadores. Se sigue existiendo un filtro frontal  $FIR_F$  no controlado (NO en la etapa S1108), se incrementa el grado " $i$ ", y el proceso vuelve a la etapa 1104 para repetir las etapas 1104, 1106 y 1148. En la etapa 1108, si han sido controlados todos los filtros, entonces el proceso pasa a la etapa 1110.

En la etapa 1110, se selecciona un filtro posterior (o postfiltro)  $FIR_B$  situado en el lado de salida del multiplicador de orden  $i$ -ésimo, como el filtro actual cuyo coeficiente de derivación va a controlarse. Por ejemplo, se selecciona el filtro posterior  $FIR_{B3}$  407 para la distorsión de tercer orden. En la etapa 1112, se lleva a cabo un control adaptativo para determinar el coeficiente de derivación con objeto de minimizar la señal de error (o la señal de referencia)  $e_i$ . En la etapa 1114, se determina si han sido controlados los coeficientes de derivación de todos los filtros posteriores  $FIR_B$  situados en los extremos de salida de los multiplicadores. Se sigue existiendo un filtro posterior  $FIR_B$  no controlado (NO en la etapa S1114), se incrementa el grado " $i$ ", y el proceso vuelve a la etapa 1110 para repetir las etapas 1110, 1112 y 1114. En la etapa 1114, si han sido controlados todos los filtros posteriores, entonces el proceso finaliza en la etapa 1116

En esta realización, es ajustado el coeficiente de derivación del filtro frontal situado antes del multiplicador y, a continuación, es ajustado el coeficiente de derivación del filtro posterior situado después del multiplicador. No obstante, puede modificarse el orden de ajuste. El ajuste simultáneo en el extremo de entrada y el extremo de salida es inadecuado debido a que se incrementa el número de parámetros que varían, y puede incrementarse el tiempo y la carga de trabajo necesarios para converger a una solución apropiadas.

La figura 12 es un diagrama de bloques de un predistorsionador digital 1202 que puede ser una realización de la inspección. El predistorsionador digital 1202 tiene un multiplicador 1204 de coeficientes y un sumador 1206 en el circuito para la onda fundamental, y tiene un controlador adaptativo 1226 en el circuito de prealimentación. El predistorsionador digital 1202 tiene asimismo un multiplicador 1208, un multiplicador 1210 de coeficientes, un filtro de respuesta finita al impulso  $FIR_3$  1212, y un sumador 1214 en el circuito para la distorsión de tercer orden. En el circuito para la distorsión de quinto orden se disponen un multiplicador 1218, un multiplicador 1220 de coeficientes, un filtro de respuesta finita al impulso  $FIR_5$  1222, y un sumador 1224. Aunque no se muestra en la figura, se disponen circuitos similares para componentes de distorsión de orden superior.

Cada uno de los multiplicadores 1204, 1210 y 1220 de coeficientes multiplica la señal de entrada por una constante prescrita (generalmente, un número complejo) indicada en la figura como " $a_1$ ", " $a_3$ ", ó " $a_5$ ". El multiplicador 1208 de tercer orden eleva la señal de entrada a la tercera potencia, y el multiplicador 1218 de quinto orden eleva la señal de

entrada a la quinta potencia. Cada uno de los FIR<sub>3</sub> y FIR<sub>5</sub> estima y entrega un promedio ponderado de la señal de entrada y de los datos anteriores (señales introducidas previamente).

A continuación, se explica el funcionamiento básico del predistorsionador digital 1202 de la segunda realización. Una señal de transmisión digital introducida al predistorsionador digital 1202 se designa como  $u(m)$ , donde  $m$  designa un parámetro que indica el número de muestras. Si el intervalo de muestreo es  $T$ , el tiempo  $t$  del muestreo se expresa como

$$t = mT . \quad (23)$$

La salida  $x_1$  del multiplicador 1204 de coeficientes se expresa como

$$x_1 = a_1 * u(m) . \quad (24)$$

10 La salida  $x_3$  del filtro FIR de tercer orden (FIR<sub>3</sub>) 406 se expresa como

$$x_3 = a_3 * (w_{3B}^H) * U_3(m) , \quad (25)$$

donde  $w_{3B}$  es el vector  $(N + 1)$ -dimensional que consiste en los  $(N + 1)$  coeficientes de derivación del filtro FIR de tercer orden (FIR<sub>3</sub>),  $w_{3B}^H$  es el traspuesto conjugado complejo del vector  $w_{3B}$ , y  $U_3(m)$  es el vector  $(N + 1)$ -dimensional que consiste en las señales actual y anterior introducidas al filtro FIR de tercer orden (FIR<sub>3</sub>). El traspuesto conjugado complejo del vector de ponderación  $w_{3B}$  y el traspuesto conjugado complejo del vector de la señal de entrada  $U_3(m)$  se expresan como

$$w_{3B}^H = (w_0(m) , w_1(m) , \dots , w_N(m)) \quad (26)$$

$$U_3(m)^H = (u^3(m) , u^3(m-1) , \dots , u^3(m-N)) . \quad (27)$$

Análogamente, la salida  $x_5$  del filtro FIR de quinto orden (FIR<sub>5</sub>) se expresa como

$$x_5 = a_5 * (w_{5B}^H) * U_5(m) ,$$

donde  $w_{5B}$  es el vector  $(N + 1)$ -dimensional que consiste en  $(N + 1)$  coeficientes de derivación del filtro FIR de quinto orden (FIR<sub>5</sub>), y  $U_5(m)$  es el vector  $(N + 1)$ -dimensional que consiste en las señales actual y anterior introducidas en el filtro FIR de quinto orden (FIR<sub>5</sub>). Los componentes de señal de orden superior  $x_7, x_9, \dots$  pueden ser obtenidos del mismo modo.

El controlador adaptativo 1226 de la segunda realización recibe la entrada de la señal de transmisión digital  $u(m)$  al predistorsionador digital 12012, y crea un nuevo factor de ponderación en función de la señal recibida  $u(m)$  y de la información de ponderación anterior. Por ejemplo, el factor de ponderación  $w_{3B}$  para el tercer orden de distorsión se determina en función de una ecuación de recurrencia, tal como

$$w_{3B}(m) = w_{3B}(m-1) + F_{3B}(u(m)) , \quad (28)$$

donde  $F_{3B}$  es el vector de actualización  $(N + 1)$ -dimensional, que depende de la señal de transmisión digital  $u(m)$ . El vector de actualización es seleccionado en función del algoritmo adaptativo utilizado. por ejemplo, se determina una matriz de covarianza  $R$  estimando los elementos de matriz a partir de la señal de transmisión digital  $u(m)$  utilizando el método de Wiener-Hopf, y el siguiente vector de ponderación  $w_{3B}(m)$  puede obtenerse multiplicando la señal de transmisión presente y pasada  $U(m)^H = (u(m), u(m-1), \dots, u(m-N))$  por la matriz de covarianza  $R$  determinada. El valor inicial del vector de ponderación puede establecerse por adelantado en el algoritmo adaptativo, midiendo por adelantado la dependencia con la frecuencia, del componente de distorsión del amplificador de potencia 310. Alternativamente, el valor inicial puede ajustarse a cero al comienzo, utilizando un algoritmo que puede aprender a encontrar el valor inicial apropiado, a través de la ejecución del algoritmo.

Puesto que el predistorsionador digital 1202 de la segunda realización no requiere un bucle de retroalimentación, el coeficiente de derivación puede controlarse inmediatamente. Se elimina el procesamiento de señal requerido por el bucle de retroalimentación, y puede llevarse a cabo el control adaptativo utilizando una estructura simple aunque, desde el punto de vista de mejorar la precisión, es preferible el control de retroalimentación de la primera realización.

La figura 13 es un diagrama de bloques que ilustra un predistorsionador digital 1302 que puede ser una realización de la invención. El predistorsionador digital 1302 puede ser utilizado en lugar del predistorsionador digital 302 mostrado en la figura 3. El predistorsionador digital 1302 está configurado de tal forma que el controlador adaptativo 1326 recibe una señal de retroalimentación, además de la señal de transmisión digital  $u(m)$ . En otras palabras, se proporcionan tanto un bucle de control de retroalimentación como un bucle de control de prealimentación.

El controlador adaptativo 1326 recibe una señal de transmisión digital  $u(m)$ , que es una señal de prealimentación alimentada a través del circuito de prealimentación, así como una señal de retroalimentación  $u'(m)$  a través del circuito de retroalimentación, que se genera a partir de la señal que ha pasado realmente a través del amplificador de potencia 310. El control adaptativo se lleva a cabo para ajustar los coeficientes de derivación con objeto de minimizar la diferencia  $e(m)$  entre la señal de prealimentación  $u(m)$  y la señal de retroalimentación  $u'(m)$ .

$$e(m)=u(m)-u'(m) \quad (29)$$

La señal de error  $e(m)$  no contiene ruido térmico o errores aleatorios y, por lo tanto, puede llevarse a cabo un control adaptativo muy preciso. El coeficiente de derivación (o factor de ponderación) del filtro de tercer orden FIR puede determinarse en función de la siguiente ecuación de recurrencia

$$w_{3B}(m)=w_{3B}(m-1)+F_{3B}(e(m)), \quad (30)$$

donde  $F_{3B}$  es el vector de actualización  $(N + 1)$ -dimensional que depende de la señal de error digital  $e(m)$ , y varía dependiendo del algoritmo adaptativo utilizado. Los factores de ponderación con las distorsiones de orden quinto y superiores pueden determinarse del mismo modo.

La figura 14 es un diagrama de bloques que ilustra un ejemplo, fuera del ámbito de la invención, del predistorsionador digital 1302. En este ejemplo, se considera solamente la distorsión de tercer orden, y se desprecian los componentes de distorsión de quinto orden y superiores, tal como en el ejemplo mostrado en la figura 5. El controlador adaptativo 1326 de este ejemplo incluye un substractor 1404 y una unidad 1406 de algoritmo adaptativo. El nivel de potencia de la señal de retroalimentación se regula al nivel apropiado en el dominio analógico o bien digital. El nivel de potencia puede ajustarse en cualquiera de los dominios. Si el rango de trabajo del convertidor analógico a digital (ADC) 318 no es lo suficientemente ancho, entonces se desea ajustar el nivel de potencia de la señal en el dominio digital. Si el nivel de potencia de la señal de entrada al ADC se ajusta al nivel de potencia en el ADC con un rango de trabajo insuficiente, puede degradarse la precisión de la señal de salida procedente del ADC. Puesto que se conoce la ganancia del amplificador de potencia 310, puede determinarse con precisión a qué nivel de potencia se ajusta la señal de retroalimentación.

El substractor 1404 entrega a la unidad 1406 de algoritmo adaptativo una señal de error  $e(m)$ , que representa la diferencia entre la señal de prealimentación  $u(m)$  y la señal de retroalimentación  $u'(m)$  ajustada en nivel apropiadamente. La unidad 1406 de algoritmo adaptativo controla el coeficiente de derivación del filtro  $FIR_3$  1212 con objeto de minimizar la señal de error  $e(m)$ , utilizando un algoritmo adaptativo conocido, tal como uno descrito anteriormente.

La figura 15 es un diagrama de bloques que ilustra otro ejemplo del predistorsionador digital 1302, fuera del ámbito de la invención. En este ejemplo, se considera solamente la distorsión de tercer orden, y se desprecian los componentes de distorsión de quinto orden y superiores, tal como en el ejemplo mostrado en la figura 5. El controlador adaptativo 1326 de este ejemplo incluye un multiplicador 1502 de coeficientes y un substractor 1504, además de la unidad 1406 de algoritmo adaptativo y del substractor 1404. El substractor 1404 genera y entrega una señal de error  $e(m)$ , que representa  $(b_1 - c_1 - 1/a_1) x_1 + b_1 x_3 = b_1 x_3$ , a la unidad 1406 de algoritmo adaptativo. La unidad 1406 de algoritmo adaptativo controla el coeficiente de derivación del filtro  $FIR_3$  1212 con objeto de minimizar la señal de error  $e(m)$ , utilizando la ecuación (30).

La figura 16 es un diagrama de bloques que ilustra una tercera realización del predistorsionador digital 1302 de la invención. En este ejemplo, se considera solamente la distorsión de tercer orden, y se desprecian los componentes de distorsión de quinto orden y superiores, tal como en el ejemplo mostrado en la figura 6. El controlador adaptativo 1326 de este ejemplo incluye un multiplicador de tercer orden 1602, un multiplicador 1604 de coeficientes, y substractores 1606 y 1608, además del multiplicador 1500 de coeficientes, del substractor 1504 y de la unidad 1407 de algoritmo adaptativo. El substractor 1608 genera y entrega a la unidad 1407 de algoritmo adaptativo una señal de error  $e(m)$ , que representa  $(b_1 - c_1 - 1/a_1) x_1 + (b_3 - c_3) x_1^3 + b_1 x_3 = b_1 x_3$ . La unidad 1407 de algoritmo adaptativo controla el coeficiente de derivación del filtro  $FIR_3$  1212 con objeto de minimizar la señal de error  $e(m)$ , utilizando la ecuación (30).

La figura 17 es un diagrama de bloques que ilustra una cuarta realización del predistorsionador digital 1302 de la invención. En este ejemplo, se consideran tanto la distorsión de tercer orden como la distorsión de quinto orden, tal

como en el ejemplo mostrado en la figura 7. El controlador adaptativo 1326 incluye un multiplicador 1502 de coeficientes, un substractor 1504, un multiplicador de tercer orden, un multiplicador 1604 de coeficientes, un substractor 1606, y una unidad 1716 de algoritmo adaptativo para controlar el  $FIR_3$  para la distorsión de tercer orden. Además, el controlador adaptativo 1326 un incluye un multiplicador de quinto orden 1702, un multiplicador 1704 de coeficientes, un substractor 1706, un multiplicador 1708 de coeficientes, un substractor 1710, un multiplicador 1712 de coeficientes, un substractor 1714, una unidad 1718 de algoritmo adaptativo para controlar el  $FIR_5$ , y substractores 1720 y 1722.

El substractor 1720 genera y entrega a la unidad 1716 de algoritmo adaptativo una señal de error  $e_3(m)$  con respecto a la distorsión de tercer orden. La unidad 1716 de algoritmo adaptativo controla el coeficiente de derivación del filtro  $FIR_3$  1212 con objeto de minimizar la señal de error  $e_3(m)$ . El substractor 1722 genera y entrega a la unidad 1718 de algoritmo adaptativo, una señal de error con respecto a la distorsión de quinto orden  $e_5(m)$ . La unidad 1718 de algoritmo adaptativo controla el coeficiente de derivación del filtro  $FIR_5$  1222 con objeto de minimizar la señal de error  $e_5(m)$ .

La figura 18 es un diagrama esquemático que muestra una parte de un transmisor que utiliza un predistorsionador digital 1302 mostrado en la figura 13, en el cual los filtros de respuesta finita al impulso  $FIR_3$  y  $FIR_5$  están situados después de los multiplicadores 1210 y 1220 de coeficientes, respectivamente. En la figura 18, se lleva a cabo compensación de distorsión para cada uno del componente en fase (I) y el componente en cuadratura (Q).

La figura 19 es un diagrama esquemático que ilustra una parte de un transmisor que utiliza un predistorsionador digital 1302 cuya estructura es similar a la mostrada en la figura 13. En este ejemplo, las salidas de los filtros de respuesta finita al impulso  $FIR_3$  y  $FIR_5$  están conectadas a las entradas de los multiplicadores 1208 y 1218, respectivamente. Situando los filtros FIR antes de los multiplicadores 1210 y 1220 de coeficientes, pueden generarse con mayor precisión componentes de compensación de la distorsión, pudiendo reducirse al mismo tiempo la distorsión no lineal.

En los ejemplos mostrados en la figura 20, se sitúan filtros FIR en ambos lados del multiplicador asociado en cada circuito. Para ser más precisos, se sitúan un filtro frontal  $FIR_{F3}$  1213 y un filtro posterior  $FIR_{B3}$  1212, respectivamente antes y después del multiplicador 1210 de coeficientes en el circuito para la distorsión de tercer orden, y se sitúan un filtro frontal  $FIR_{F5}$  1223 y un filtro posterior  $FIR_{B5}$  1222 respectivamente antes y después del coeficiente multiplicador 1220 en el circuito de la distorsión de quinto orden. Esta disposición puede mejorar más la precisión generando la compensación de la distorsión, reduciendo al mismo tiempo la no linealidad.

30

## REIVINDICACIONES

1. Un predistorsionador digital (302, 1302) que utiliza un modelo de series de potencias para compensar la distorsión no lineal de un amplificador de potencia, que comprende:
- 5 una unidad (324) de generación de distorsión, configurada para introducir un componente de distorsión no lineal de un orden prescrito, en una señal (u) de entrada digital alimentada al predistorsionador digital, teniendo la unidad de generación de distorsión un multiplicador (402) configurado para elevar la señal de entrada digital a una potencia prescrita, consistente con el orden prescrito del componente de distorsión no lineal, y un filtro (406) de respuesta finita al impulso conectado en serie con el multiplicador; y
- 10 un controlador adaptativo (326) configurado para recibir una señal de referencia y ajustar de forma adaptativa un coeficiente de derivación del filtro (406) de respuesta finita al impulso, para poner la señal de referencia a un nivel deseado;
- 15 caracterizado porque el controlador adaptativo tiene un primer substractor (504) configurado para recibir una parte de la señal digital de entrada a través de un multiplicador (502) de coeficientes y una salida de monitor del amplificador de potencia para entregar un primer resultado de sustracción, y un segundo substractor (606) configurado para recibir el primer resultado de sustracción y la parte de la señal de entrada digital elevada a la potencia prescrita, para entregar un segundo resultado de sustracción, y
- porque el segundo resultado de sustracción se utiliza como señal de referencia para ajustar de forma adaptativa el coeficiente de derivación al filtro de respuesta finita al impulso.
2. El predistorsionador digital de la reivindicación 1, en el que el controlador adaptativo (326) está configurado para determinar el coeficiente de derivación en base a señales digitales actuales y anteriores introducidas en el predistorsionador digital.
3. El predistorsionador digital de la reivindicación 1 o la reivindicación 2, en el que la señal de referencia es, por lo menos, una entre una señal de prealimentación derivada de la señal de entrada digital y una señal de retroalimentación derivada de una salida del amplificador de potencia.
- 25 4. El predistorsionador digital de la reivindicación 3, en el que el controlador adaptativo está configurado para recibir la señal de prealimentación y la señal de retroalimentación como señales de referencia, y ajustar el coeficiente de derivación del filtro de respuesta finita al impulso para reducir la diferencia entre la señal de prealimentación y la señal de retroalimentación.
- 30 5. El predistorsionador digital de cualquiera de las reivindicaciones precedentes, en el que la unidad de generación de distorsión está configurada para introducir una serie de órdenes diferentes de componentes de distorsión no lineal, en la señal de entrada digital.
- 35 6. El predistorsionador digital de la reivindicación 5, en el que la unidad de generación de distorsión tiene una serie de conjuntos de multiplicador (1208, 1218) y de filtro (1212, 1222) de respuesta finita al impulso, conectados en serie, estando dotados cada uno de un circuito respectivo correspondiente a uno de los órdenes diferentes de los componentes de distorsión no lineal.
7. El predistorsionador digital de cualquiera de las reivindicaciones precedentes, en el que una salida del multiplicador está conectada a una entrada del filtro de respuesta finita al impulso.
8. El predistorsionador digital de cualquiera de las reivindicaciones 1 a 6, en el que la salida del filtro de respuesta finita al impulso está conectada a una entrada del multiplicador.
- 40 9. El predistorsionador digital de la reivindicación 1, en el que la unidad de generación de distorsión tiene además un segundo filtro de respuesta finita al impulso conectado en serie con el multiplicador, y uno (406) de los filtros de respuesta finita al impulso está situado antes del multiplicador (402) y el otro (407) está situado después del multiplicador.
10. Un transmisor, que comprende:
- 45 un amplificador de potencia configurado para amplificar una señal de transmisión digital; y

un predistorsionador digital acorde con cualquiera de las reivindicaciones precedentes, conectado al amplificador de potencia y configurado para compensar la distorsión no lineal del amplificador de potencia, utilizando un modelo de series de potencias.

FIG.1A

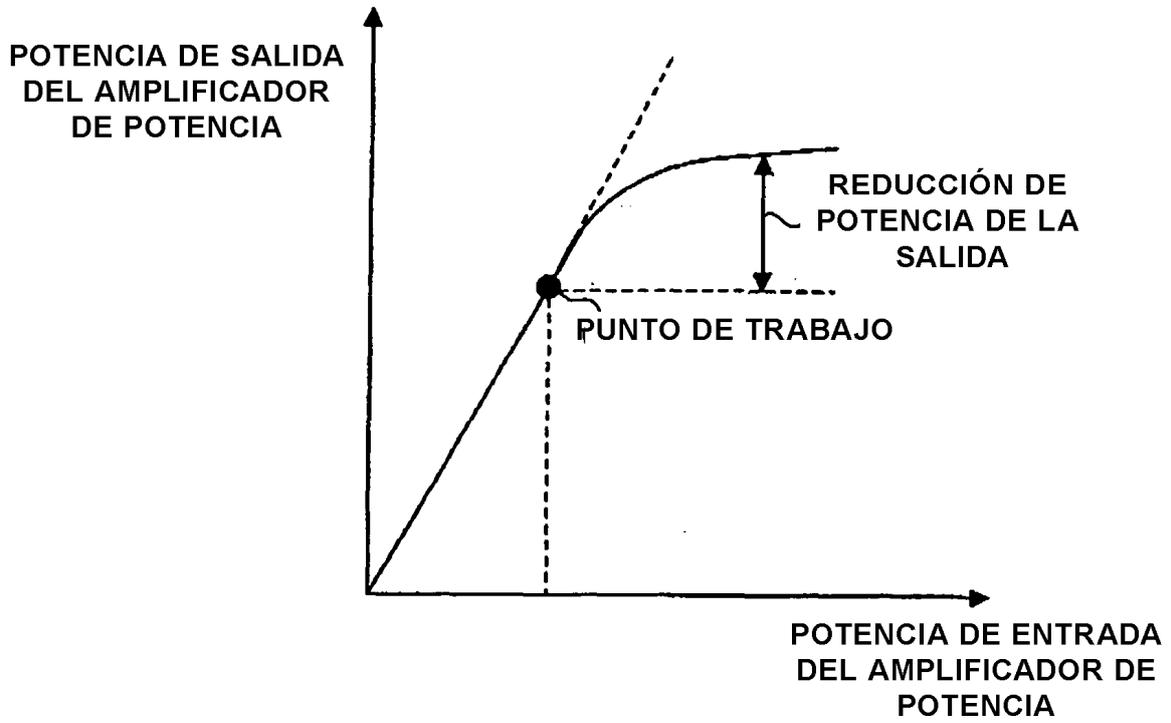


FIG.1B

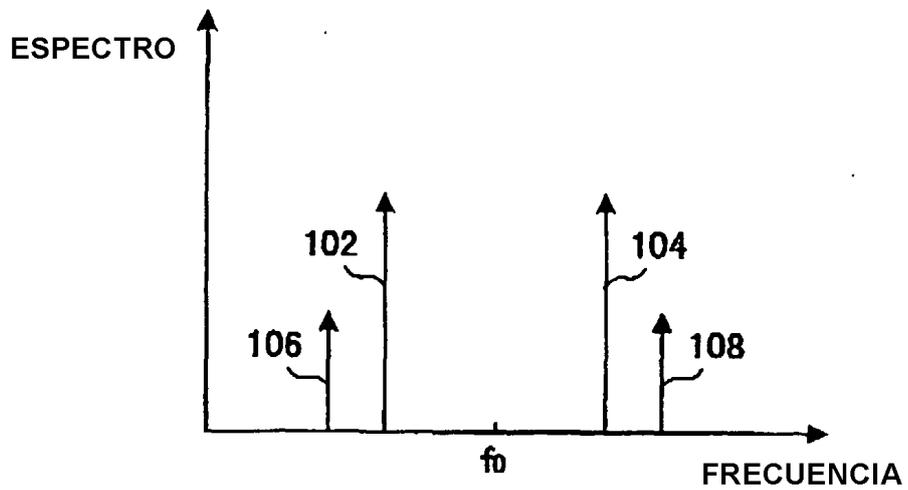


FIG.2

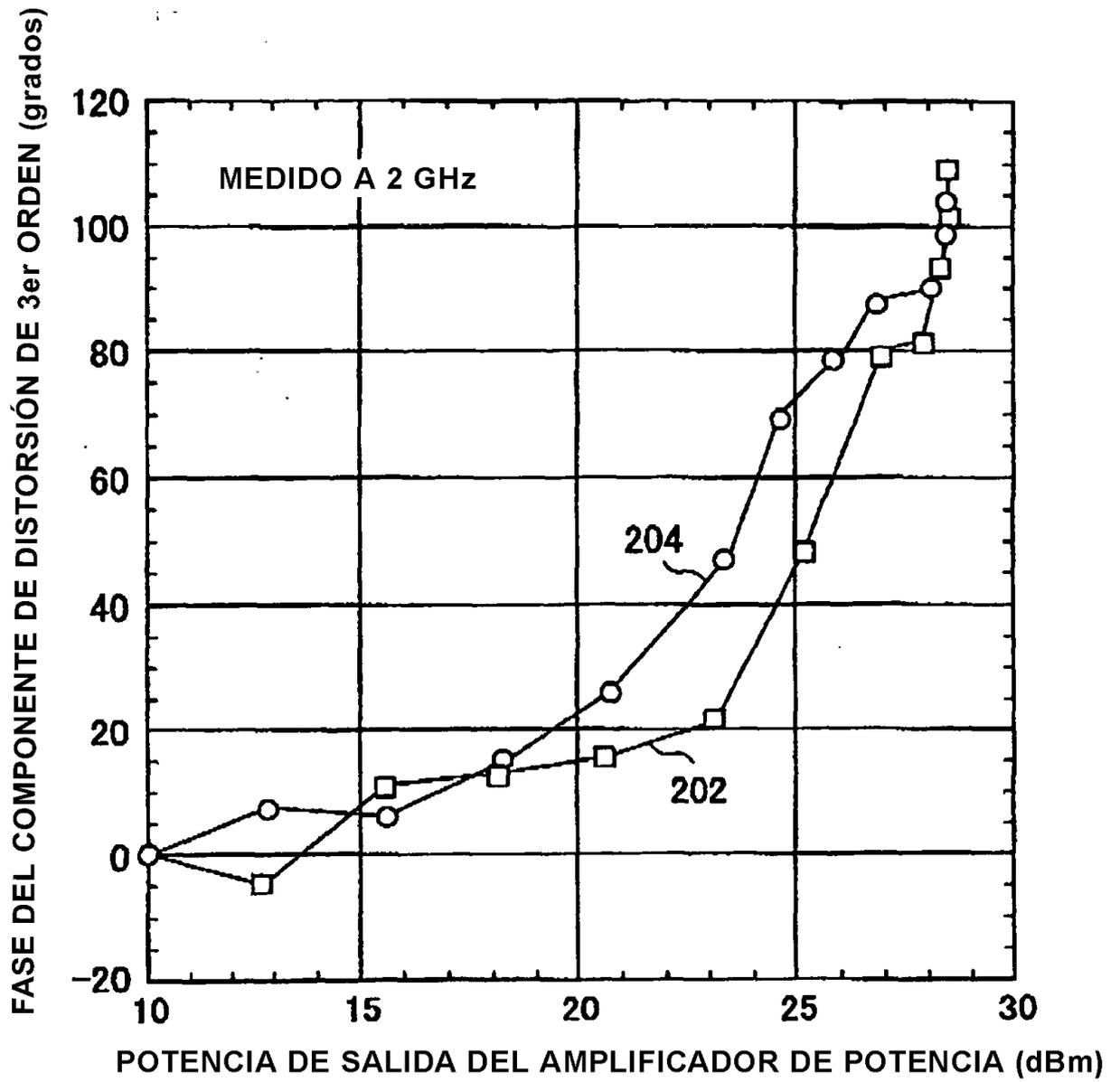


FIG.3

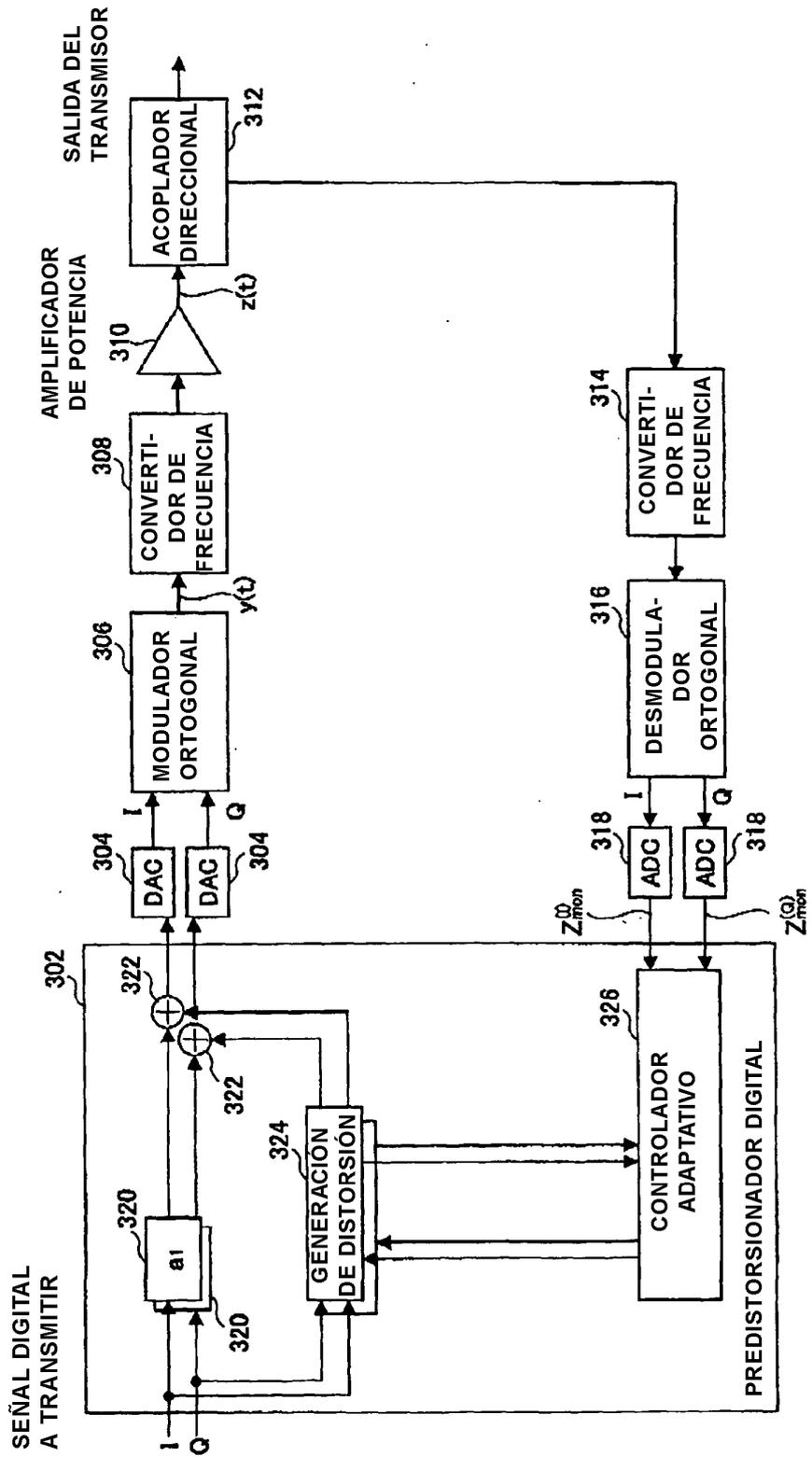


FIG.4

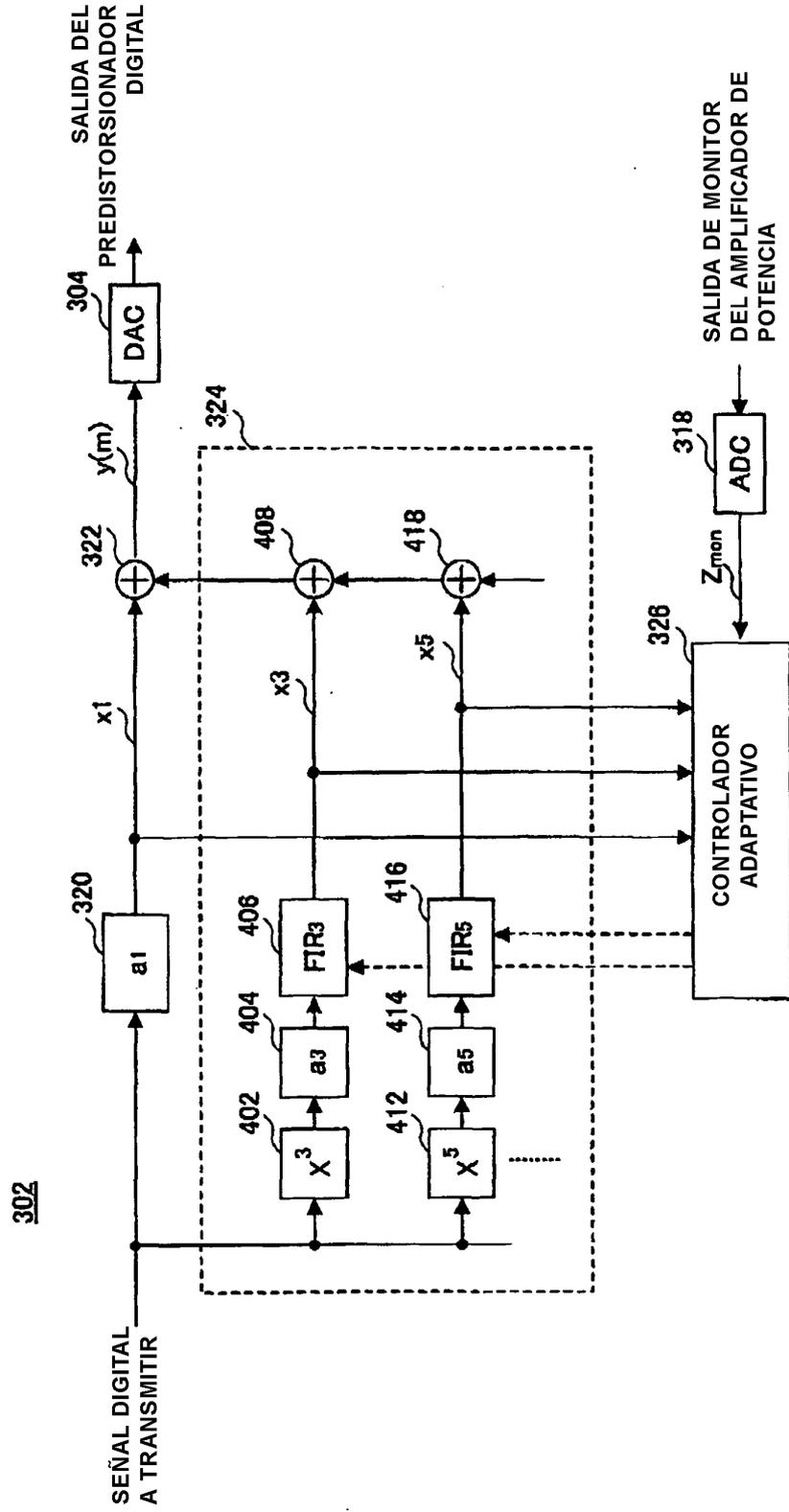


FIG.5

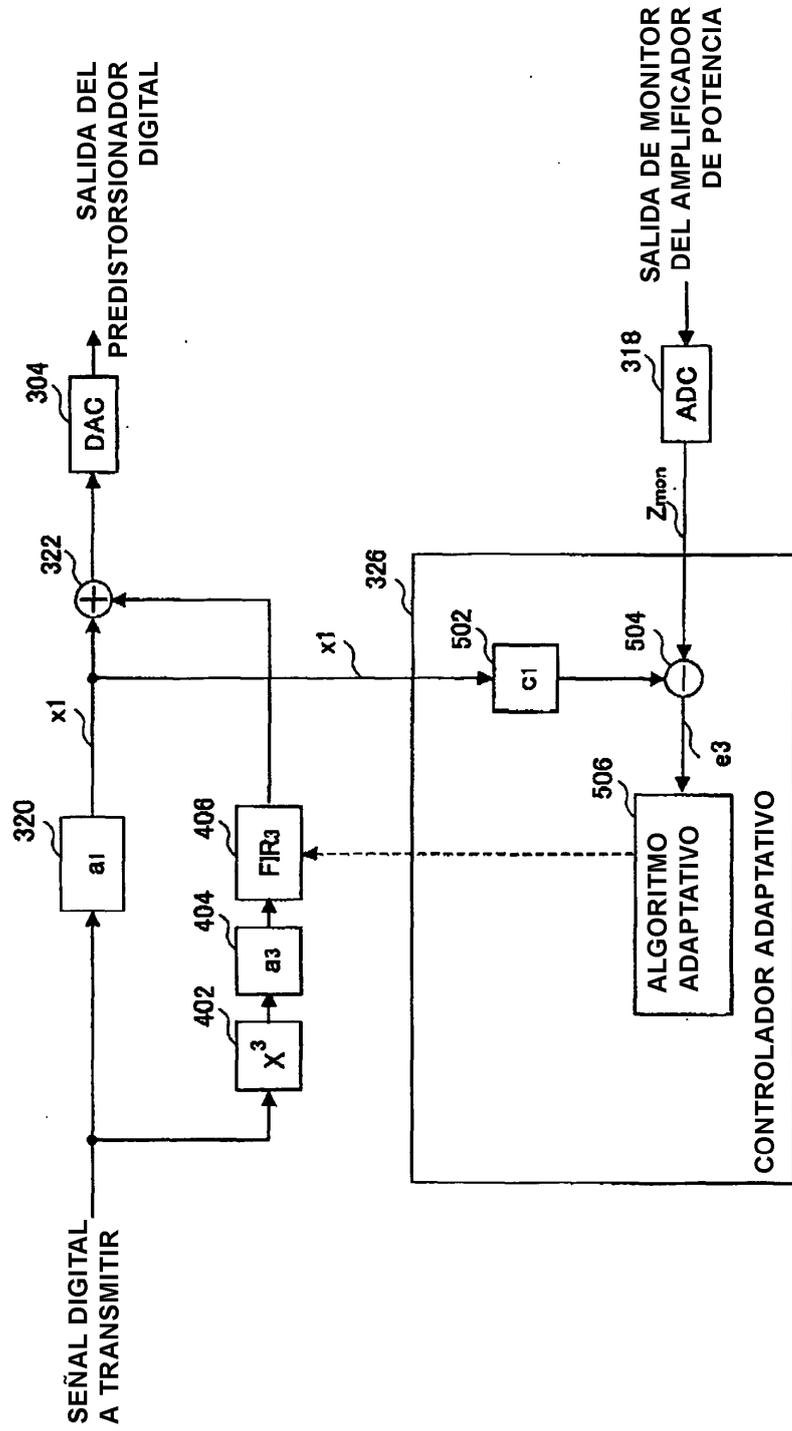


FIG.6

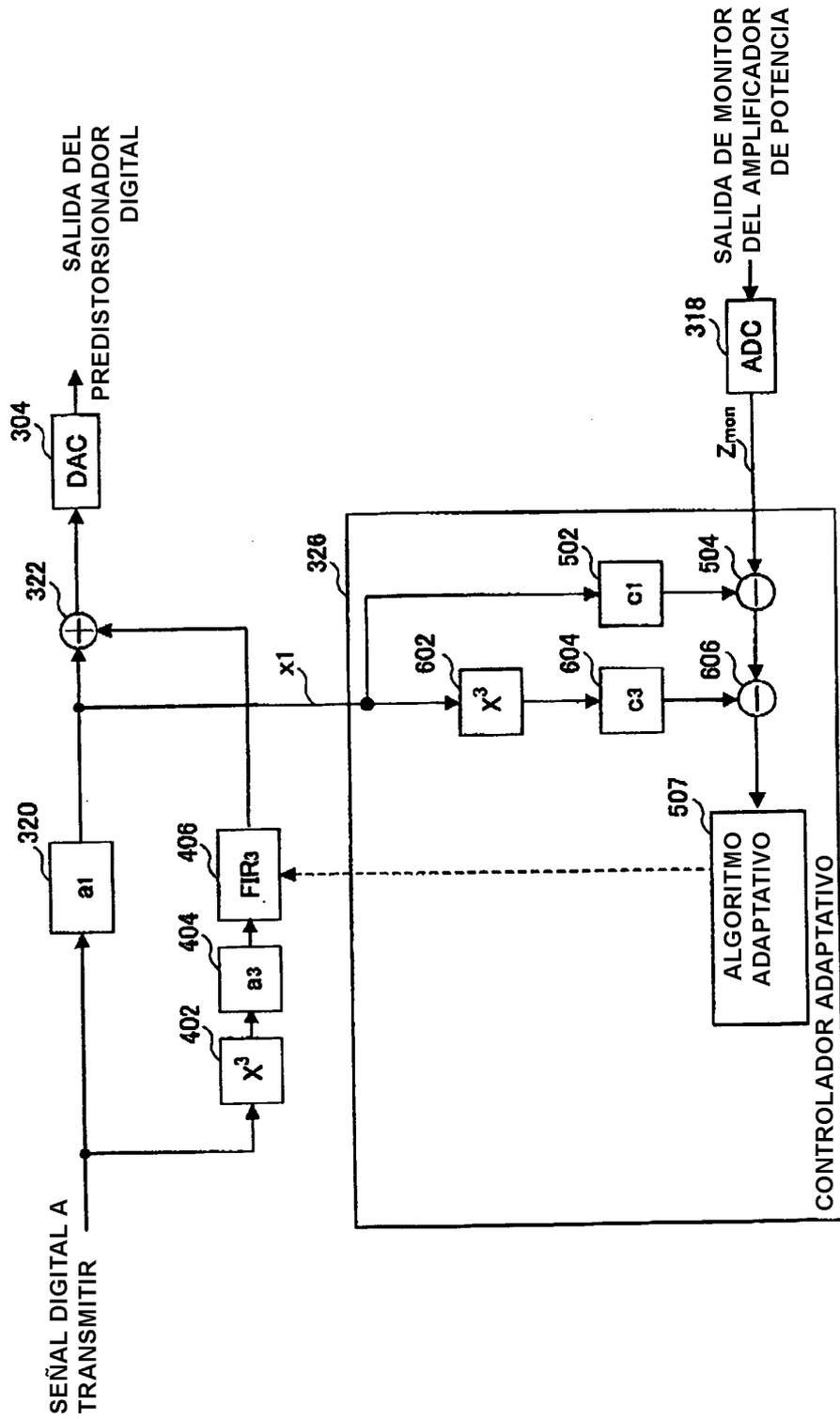


FIG.7

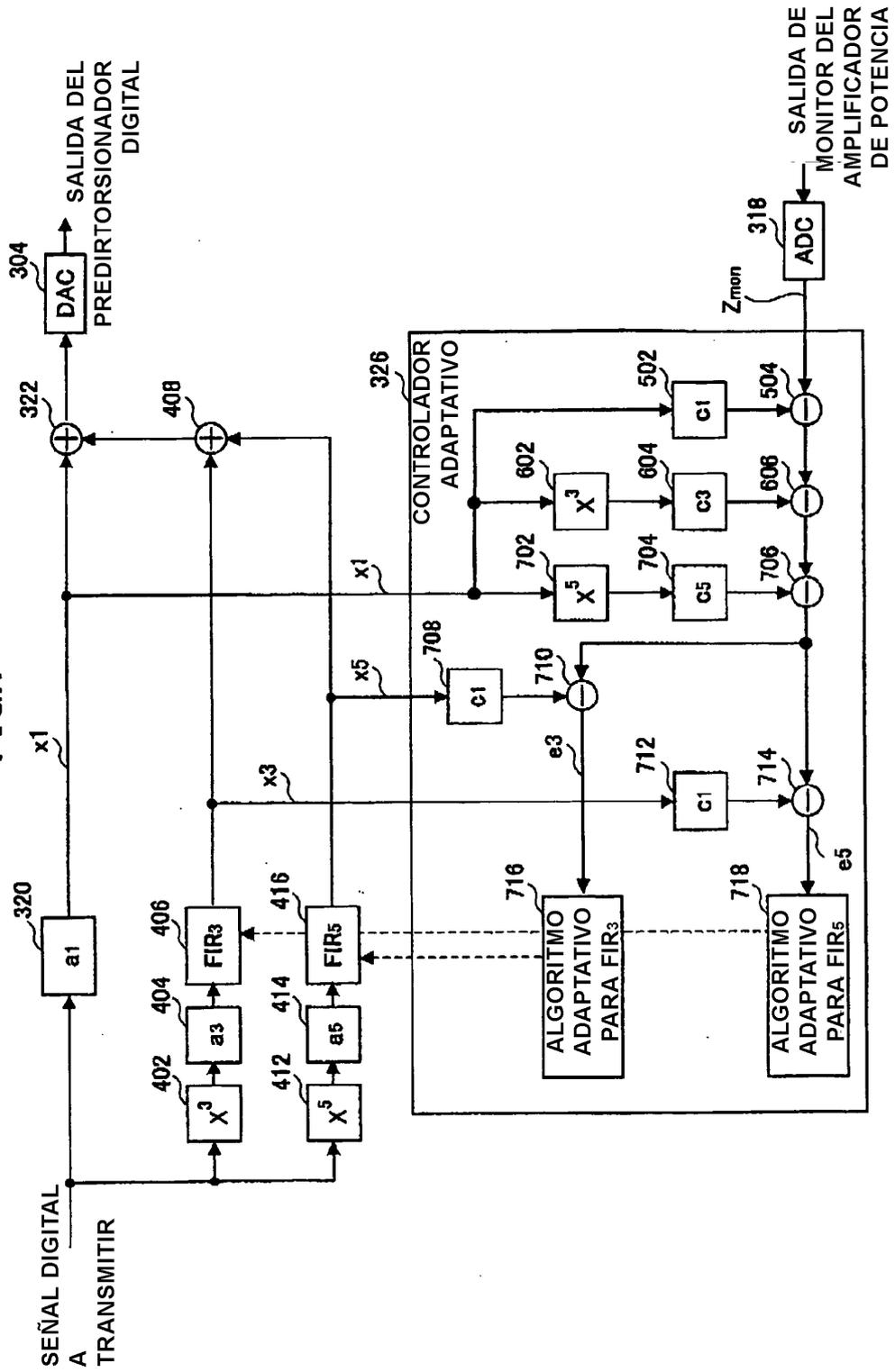


FIG.8A

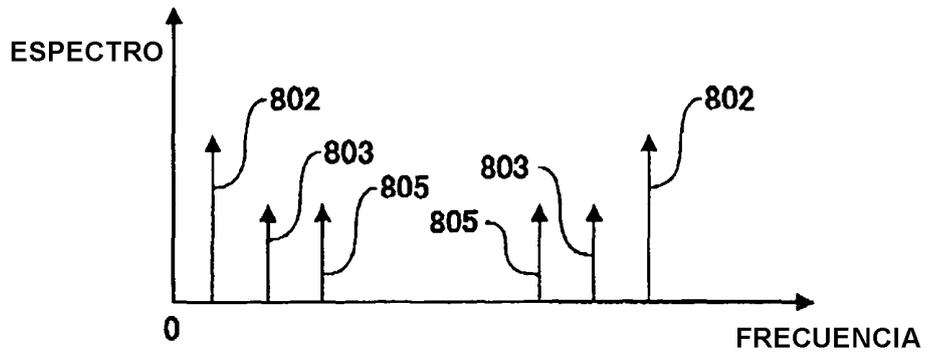


FIG.8B

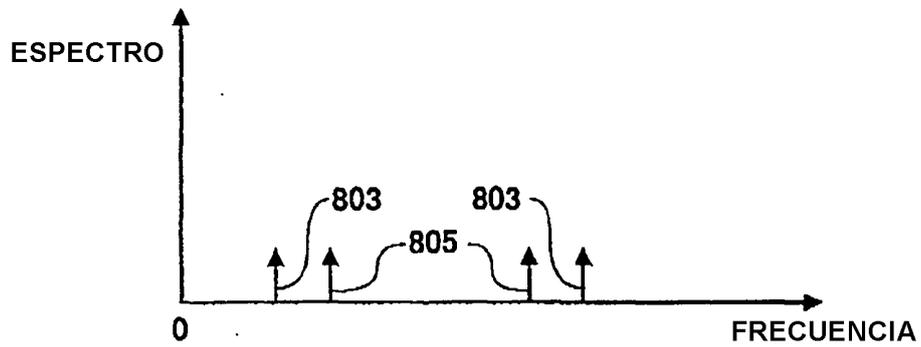


FIG.8C

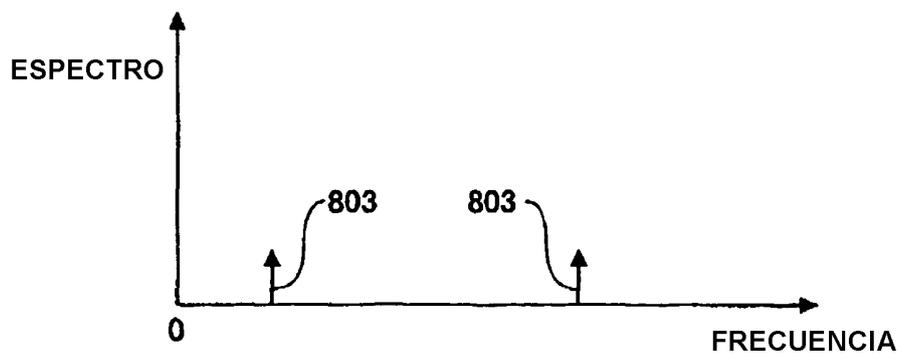


FIG.9

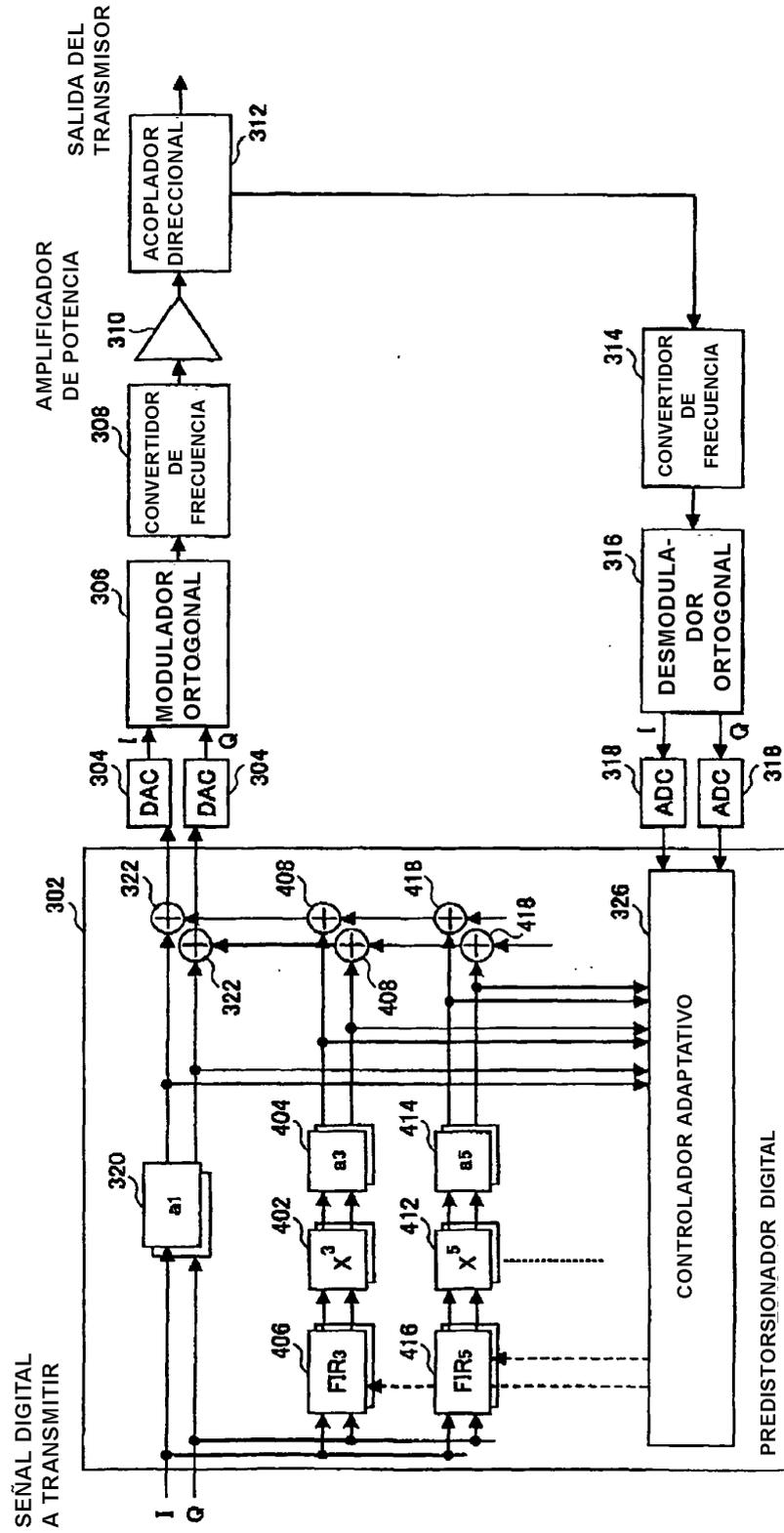


FIG.10

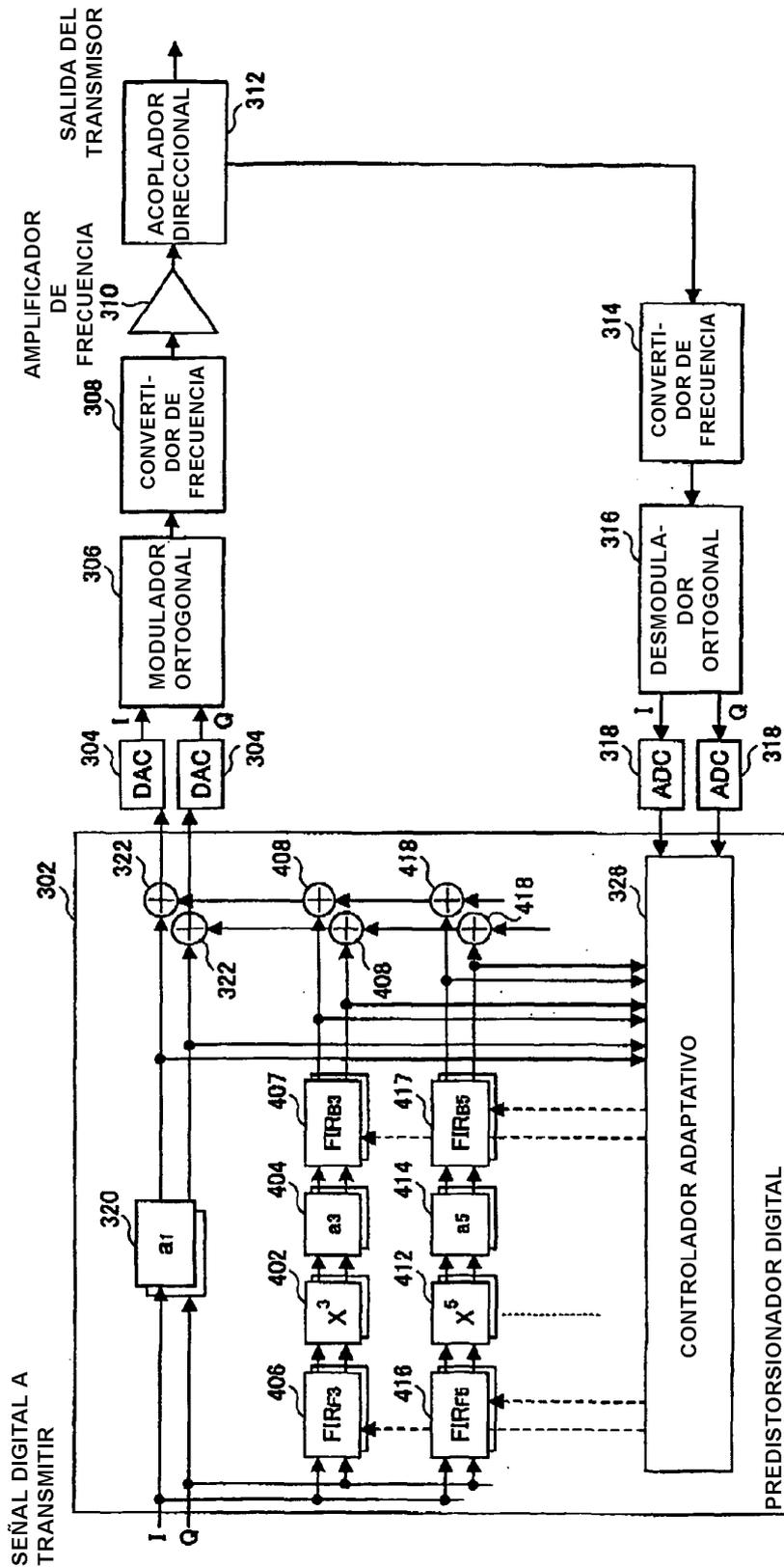


FIG.11

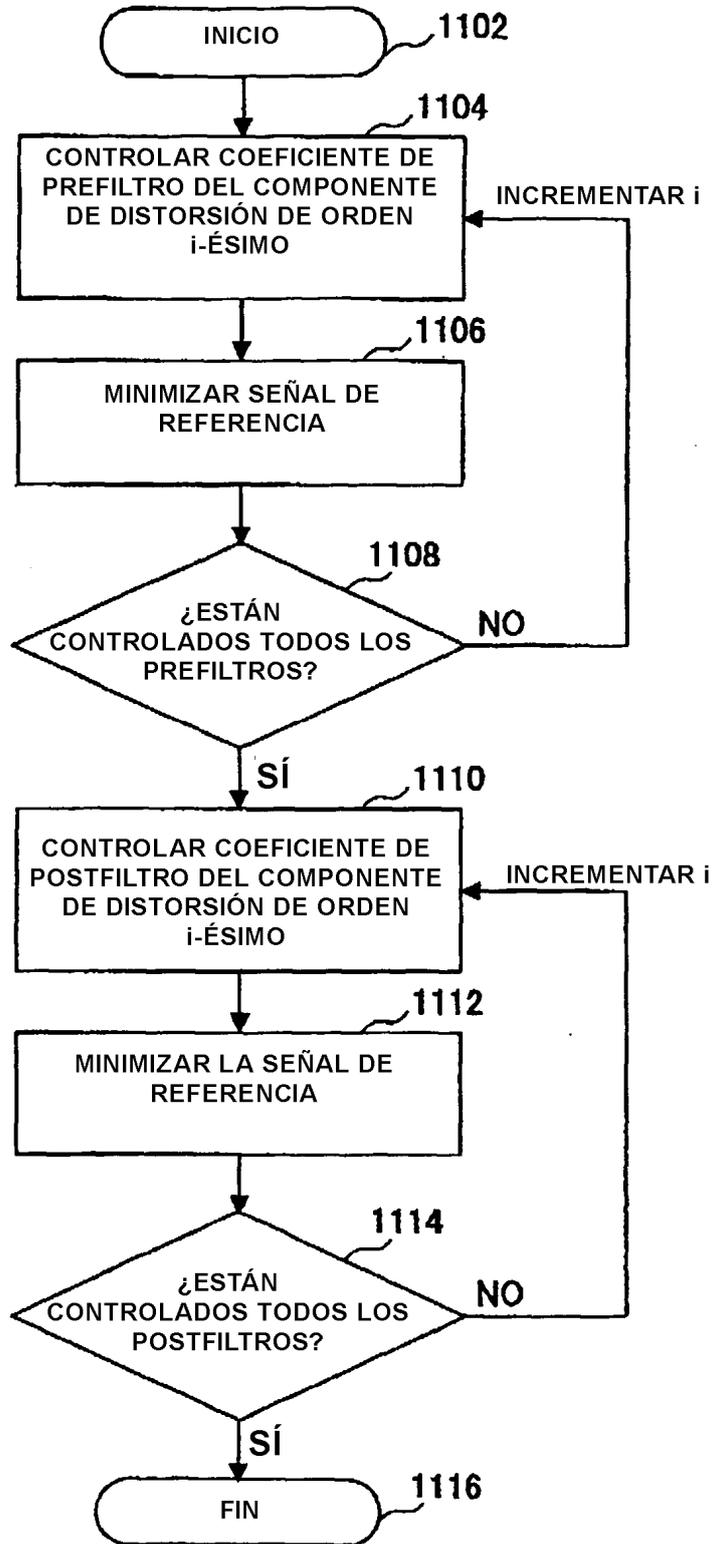


FIG.12

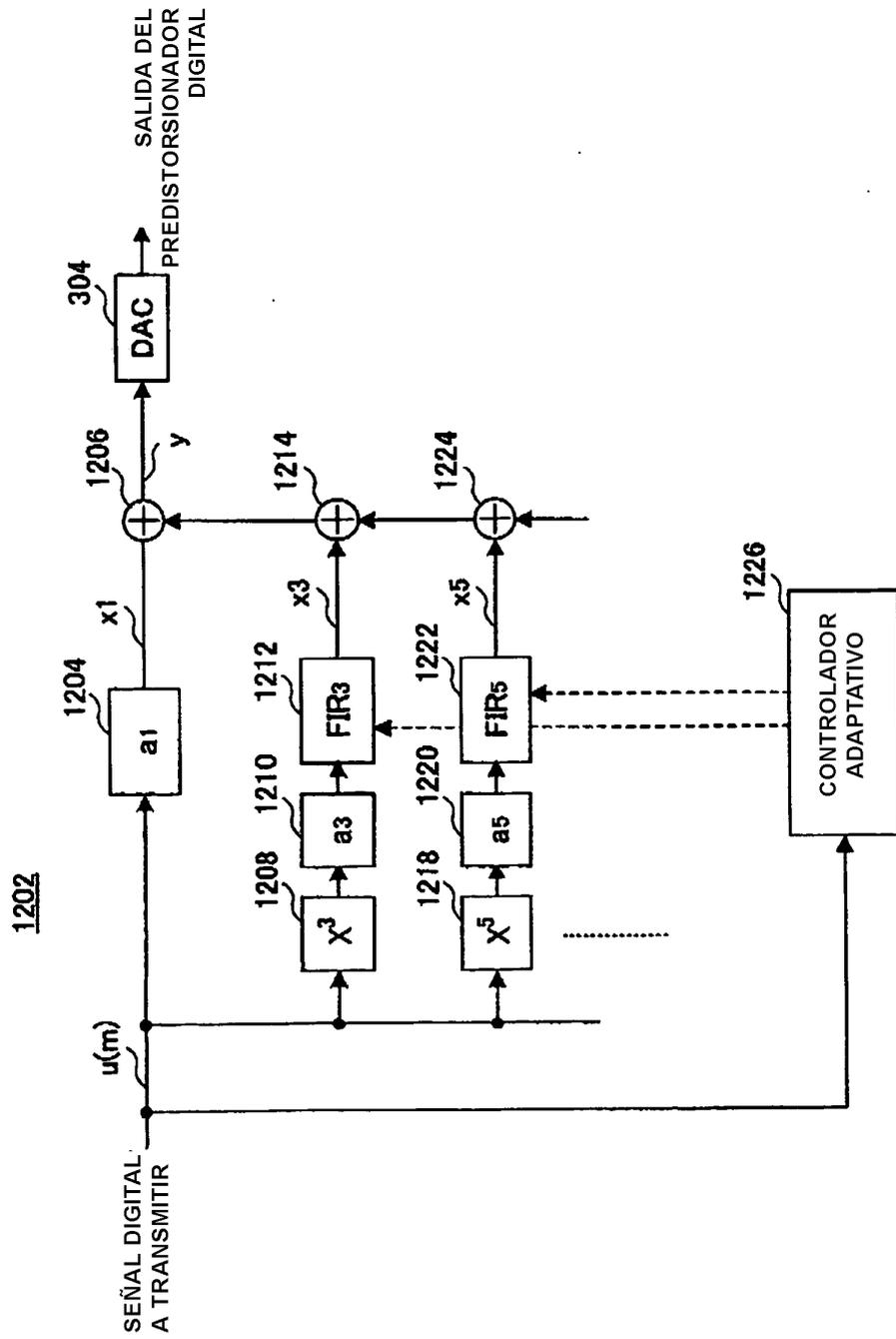


FIG.13

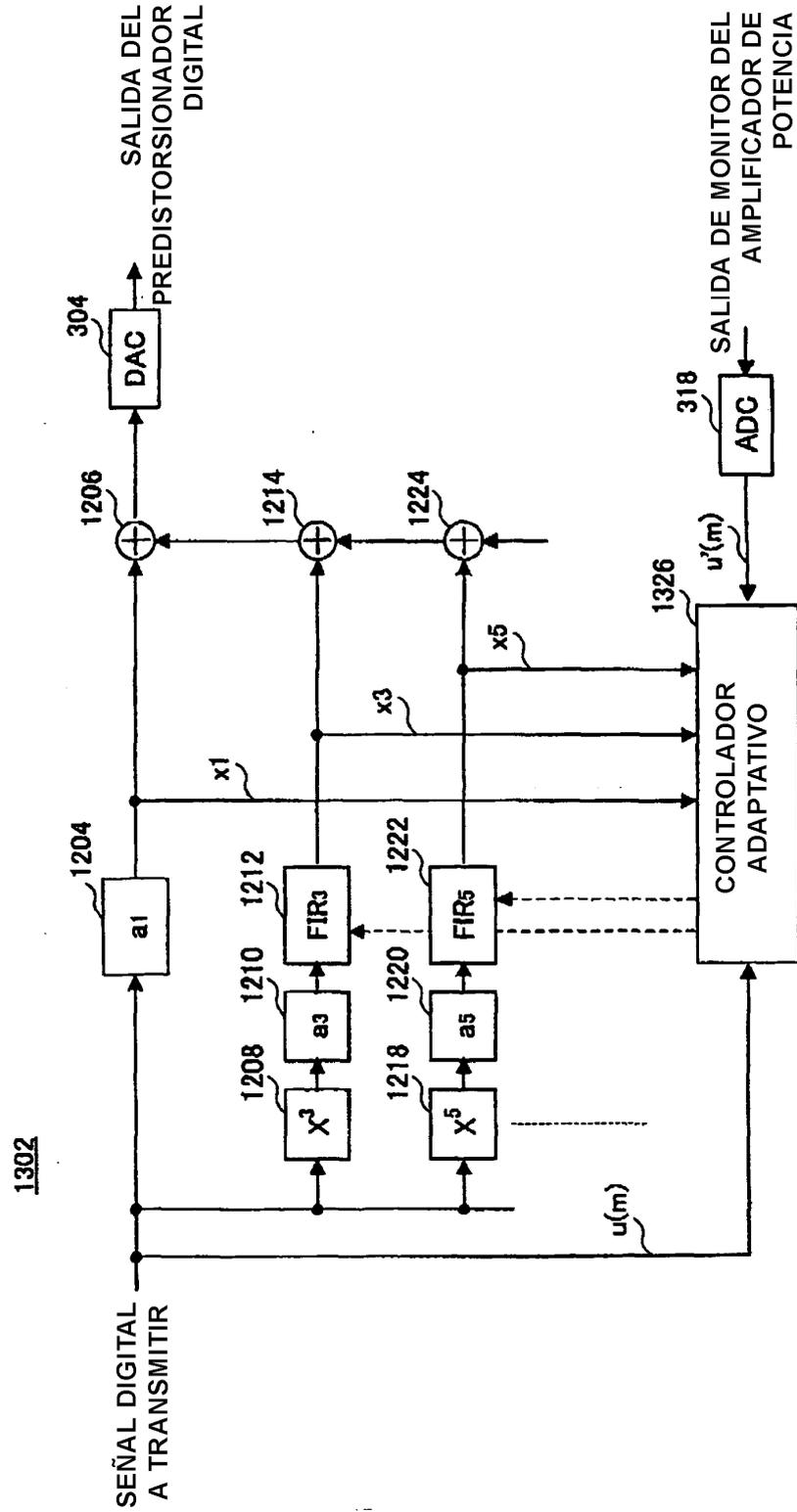


FIG.14

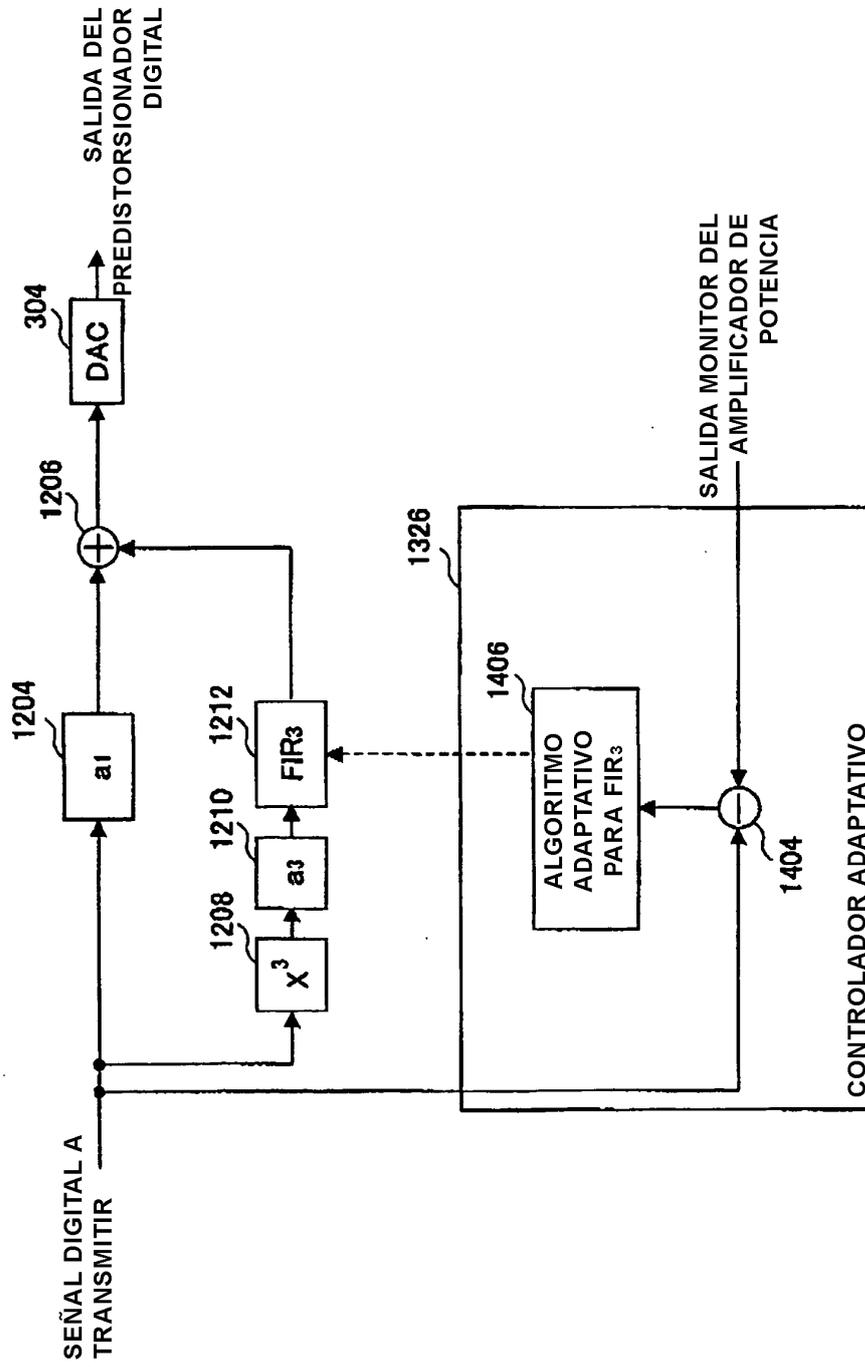


FIG.15

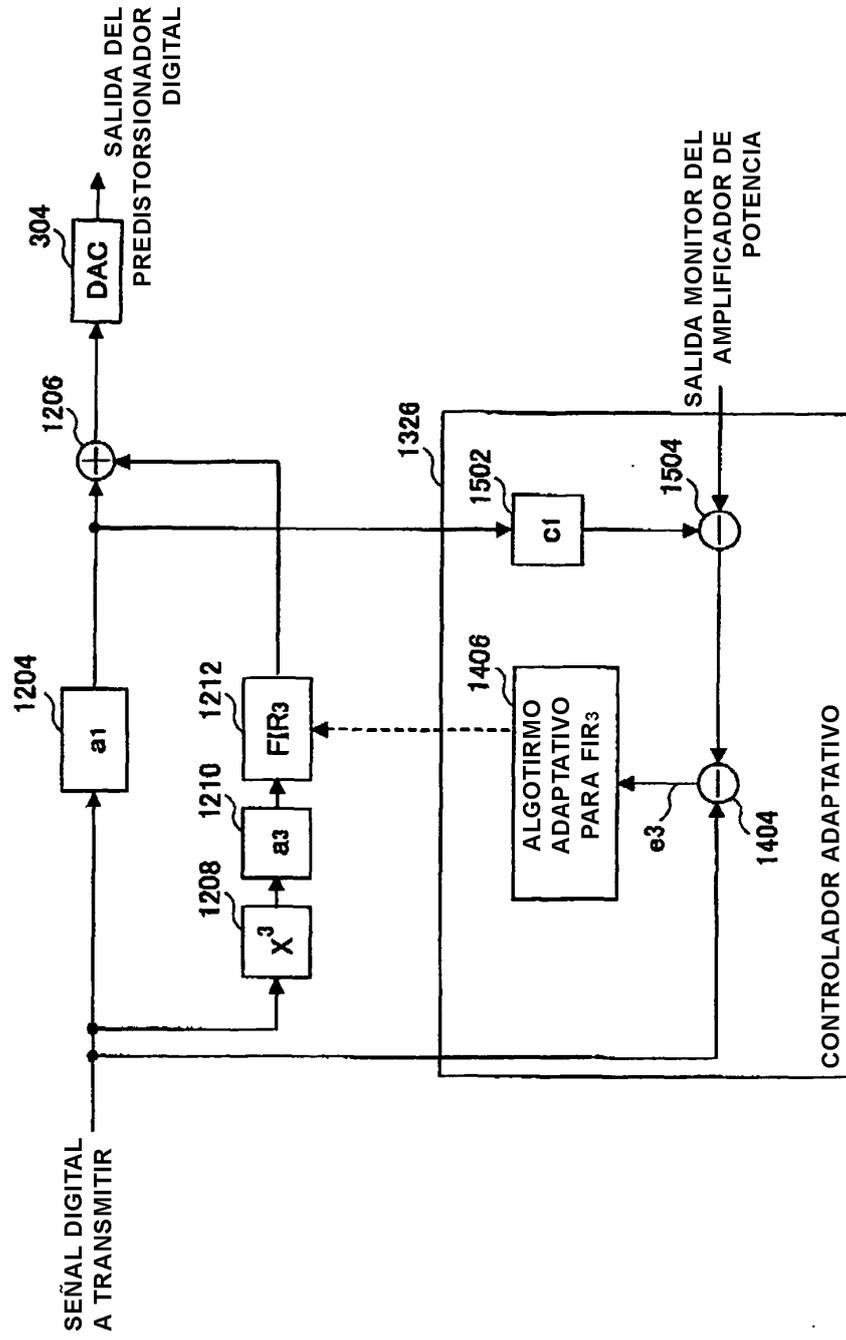


FIG.16

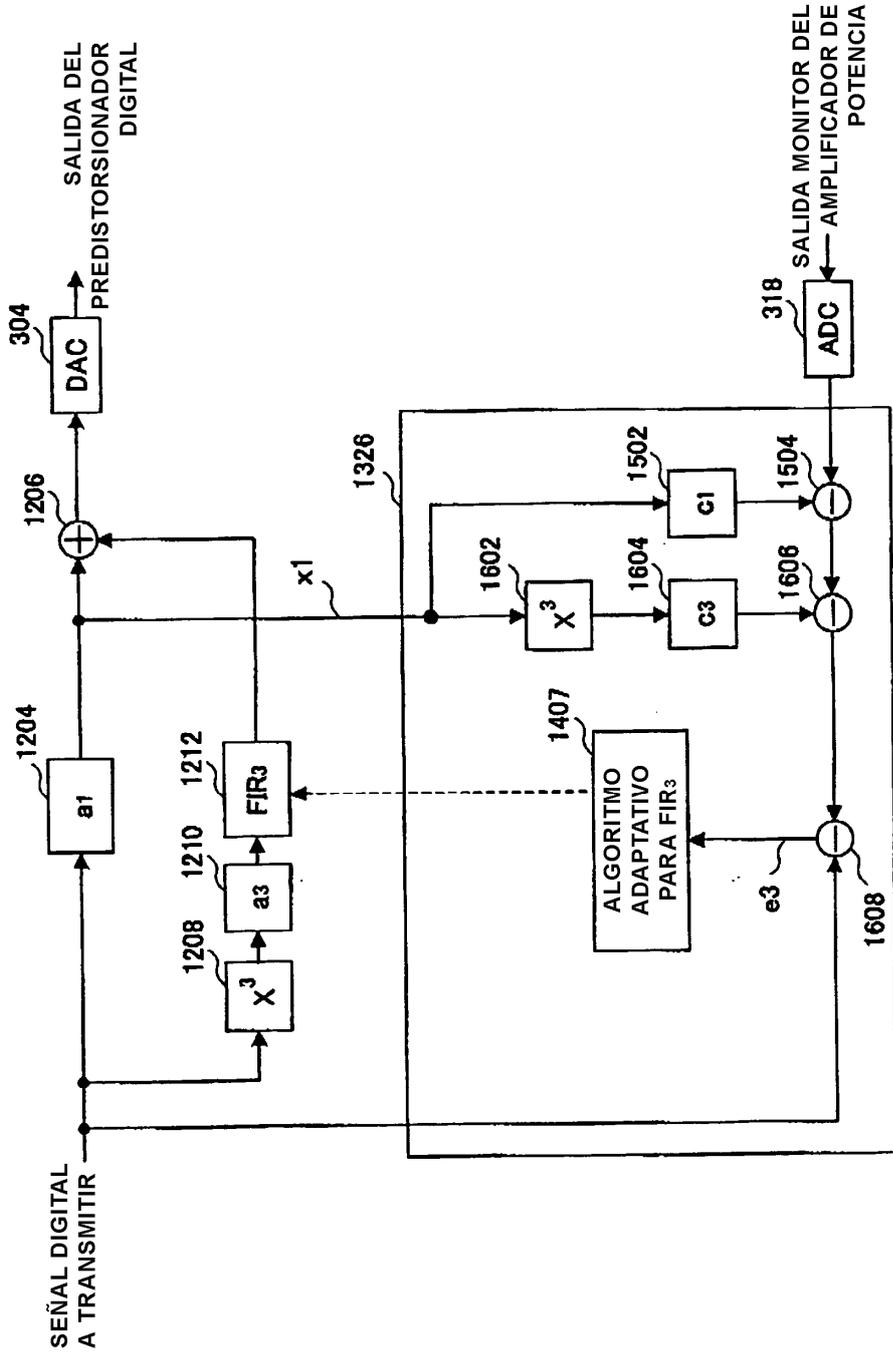


FIG.17

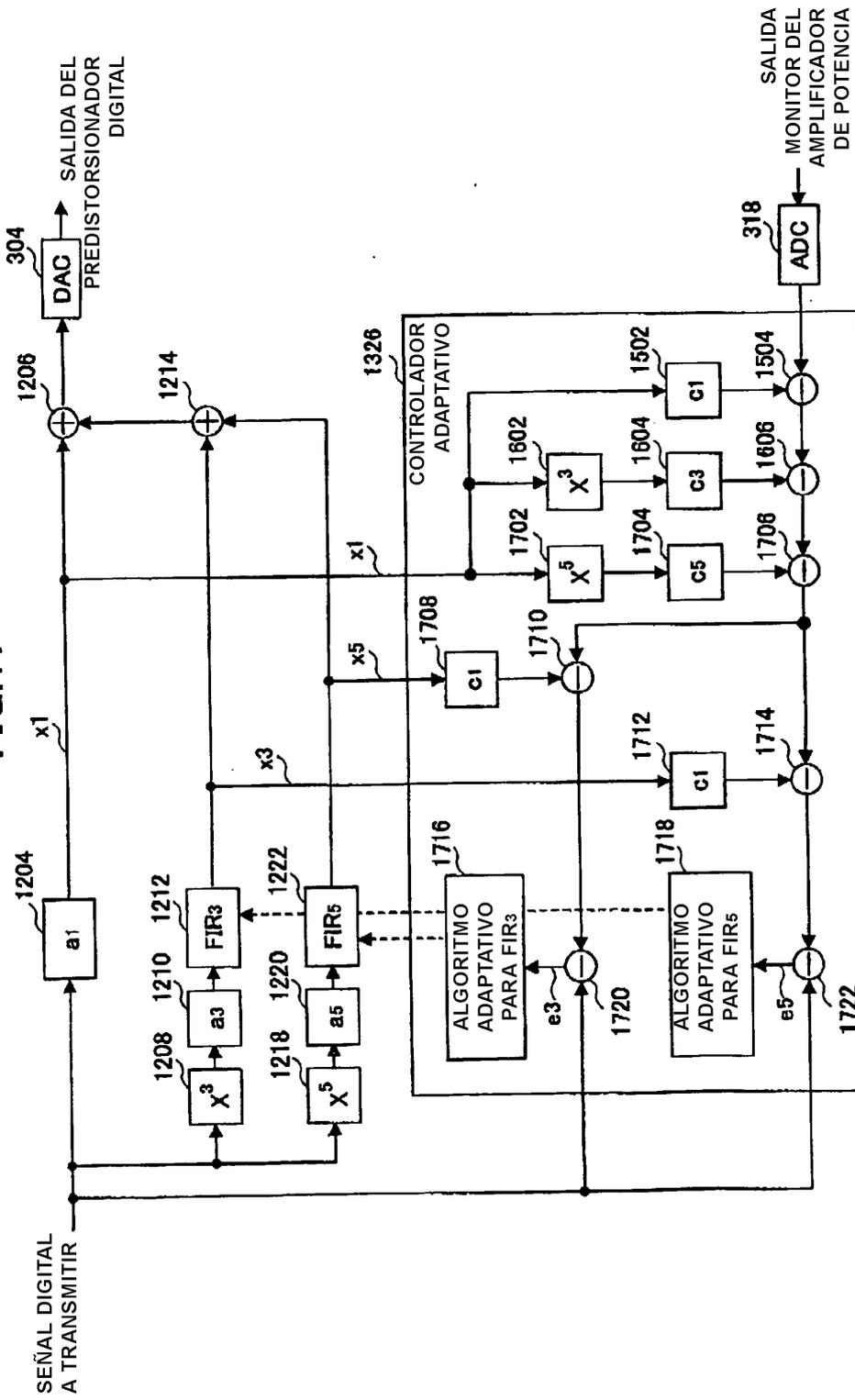


FIG.18

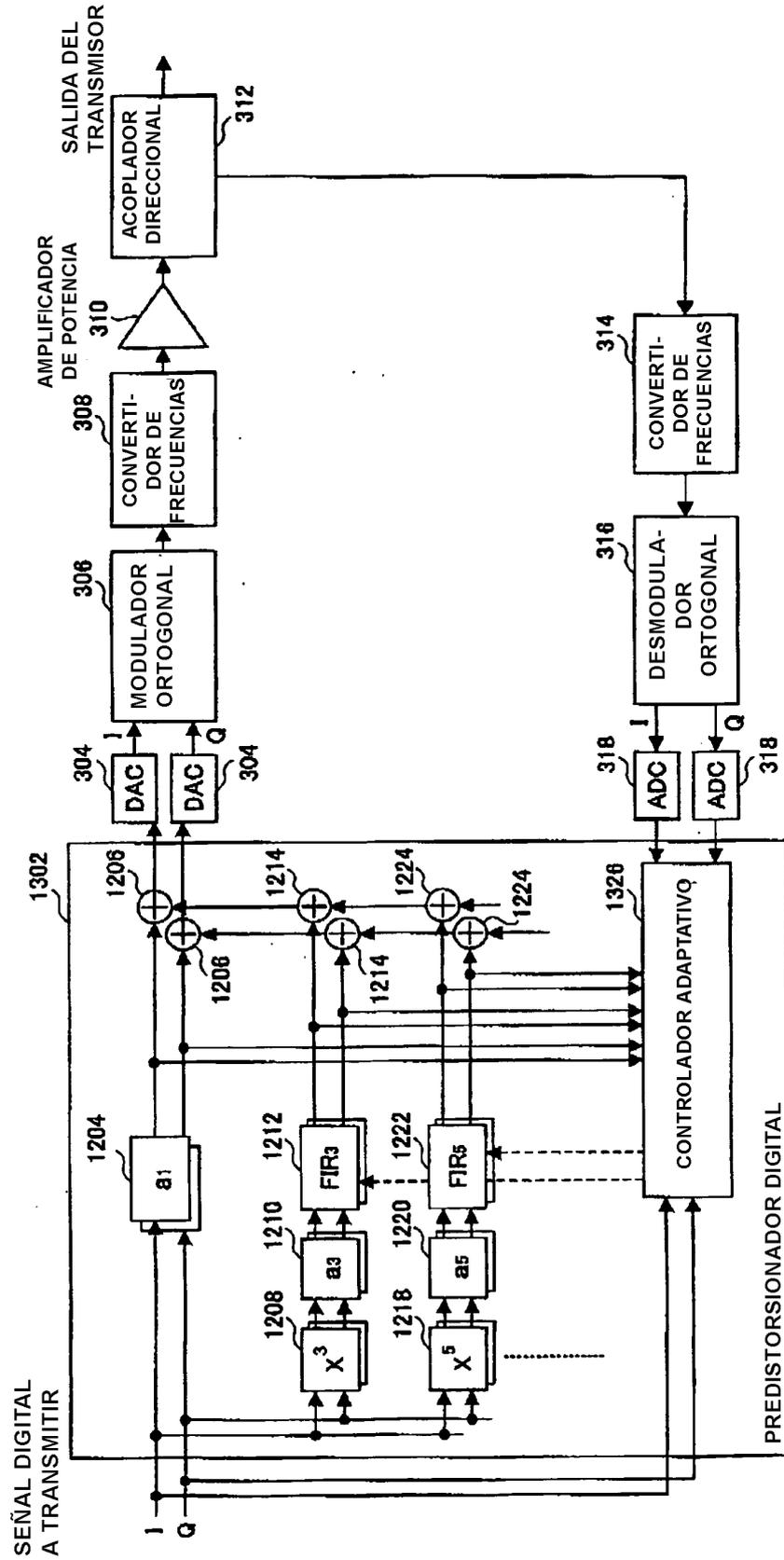


FIG.19

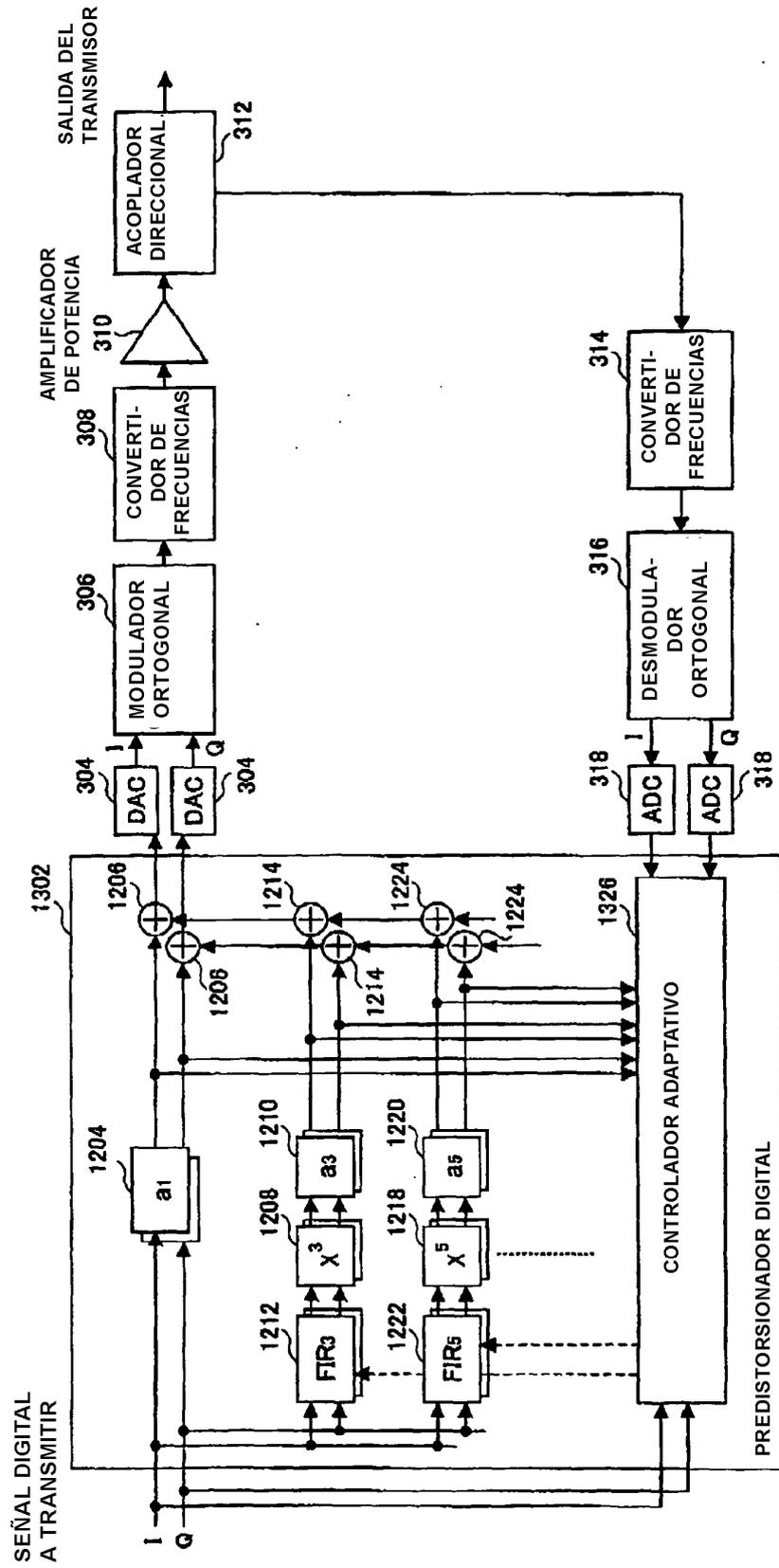


FIG.20

