

19



OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA



11 Número de publicación: **2 726 039**

51 Int. Cl.:

**H04B 7/185** (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

96 Fecha de presentación y número de la solicitud europea: **30.12.2016 E 16207582 (4)**

97 Fecha y número de publicación de la concesión europea: **20.02.2019 EP 3190720**

54 Título: **Predistorsionador de transpondedor de satélite con bucle de retorno**

30 Prioridad:

**08.01.2016 US 201662276558 P**  
**28.04.2016 US 201615141552**

45 Fecha de publicación y mención en BOPI de la traducción de la patente:  
**01.10.2019**

73 Titular/es:

**GLOBAL EAGLE ENTERTAINMENT INC. (100.0%)**  
**4553 Glencoe Ave., Suite 300**  
**Los Angeles, CA 90292, US**

72 Inventor/es:

**AVELLAN, ABEL;**  
**FAWZI, FEDERICO;**  
**JAYASIMHA, SRIRAM;**  
**PALADUGULA, JYOTHENDAR y**  
**PRASAD, KOVELAPUDI**

74 Agente/Representante:

**CURELL SUÑOL, S.L.P.**

**ES 2 726 039 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 de transpondedor de satélite con bucle de retorno.

**5 Campo de la invención**

Las formas de realización se sitúan en el campo de los sistemas y procedimientos de comunicación por satélite. Específicamente, las formas de realización divulgadas en la presente memoria se refieren a sistemas de comunicación por satélite con haces de bucle de retorno (*loopback*) con el fin de incrementar el caudal mediante el uso de la predistorsión basada en características estimadas del amplificador de potencia (PA) de un transpondedor de satélite.

**Antecedentes de la invención**

15 Los predistorsionadores (PD) se usan comúnmente para invertir la no linealidad de un PA y son conocidos en la técnica. No obstante, estos predistorsionadores se usan en escenarios en los que el PD y el PA están presentes en el mismo módulo, para obtener una realimentación instantánea y precisa de las características del PA hacia el PD. Desafortunadamente, estos tipos de PD no se aplican en una configuración de un transpondedor de satélite, puesto que el predistorsionador basado en tierra está alejado con respecto al PA del transpondedor de satélite.

20 Uno de los planteamientos para la utilización de la predistorsión en sistemas de comunicación por satélite se divulga en la patente US nº 8.385.391, expedida a nombre Balasubramanian, et al. No obstante, el mismo requiere que el satélite transmita claramente las características del transpondedor de vuelta hacia la estación terrestre/concentrador (del inglés, *hub*).

25 El documento US 2009/0052507 A1 divulga un sistema para la compensación, de bucle cerrado, de una distorsión significativa de amplitud frente a retardo de grupo en frecuencia. En particular, uno o más ecualizadores se pueden configurar para evaluar automáticamente la distorsión en el receptor de enlace descendente, calcular automáticamente los coeficientes de predistorsión necesarios y proporcionarlos a un modulador que predistorsiona la señal de enlace ascendente.

**Sumario**

35 Por el contrario, la técnica divulgada en la presente memoria estima las características de bucle de retorno de un transpondedor en la estación terrestre. Es deseable proporcionar un sistema de comunicación por satélite capaz de estimar de manera remota las características del PA de un transpondedor de satélite, a continuación aplicar una predistorsión a la constelación del modulador del concentrador, y que no necesite un satélite para transmitir sus características a una estación terrestre.

40 Aunque la invención se define en la reivindicación independiente, en las reivindicaciones dependientes, la siguiente descripción y los dibujos se exponen otros aspectos de la invención.

45 La descripción cuantifica la ganancia de rendimiento que aporta un PD, y, también, los requisitos adicionales que el PD impone sobre otros componentes del sistema. Se describen también factores que reducen la potencial ganancia del PD. Estos incluyen, por ejemplo, el uso de portadoras entrantes y salientes solapadas; el ruido del transpondedor; y un posible incremento de la interferencia entre símbolos (ISI) debido a un PD. Posteriormente se incluyen, también, una descripción de una implementación del PD, y resultados de prueba.

50 Unas formas de realización van dirigidas a un sistema de comunicación por satélite que incluye un sistema de estación terrestre en la huella de un transpondedor de satélite. El transpondedor de satélite incluye un PA de transpondedor de satélite. El sistema de estación terrestre comprende: un transmisor con un modulador de concentrador que genera una señal de concentrador normal/predistorsionada, para ser transmitida hacia el satélite; un receptor configurado para recibir una señal de enlace descendente amplificada por el PA de transpondedor de satélite y transmitida por el satélite; un cancelador de autointerferencia con estimador de distorsión (SICDE) configurado para cancelar la señal del concentrador y estimar por lo menos una característica del PA de transpondedor de satélite (como en la patente nº 7.522.877, cuyo contenido completo se incorpora a la presente memoria a título de referencia) con vistas a una predistorsión mediante el modulador del concentrador. Las características no lineales del PA que pueden ser estimadas por el SICDE son una desviación en la amplitud de salida del PA con respecto a su amplitud de entrada, denominada modulación de amplitud-a-amplitud (AM-AM) y la desviación en la fase de salida del PA con respecto a su amplitud de entrada, denominada modulación de amplitud-a-fase AM-PM).

65 Las formas de realización también van dirigidas a un procedimiento para comunicación de satélite entre una estación terrestre y un transpondedor de satélite. El procedimiento comprende comparar, en la estación terrestre, la señal de enlace descendente amplificada por el PA del transpondedor de satélite y la señal del concentrador que fue transmitida al satélite desde la estación terrestre; este análisis estima por lo menos una característica del

PA del transpondedor de satélite. El procedimiento comprende, también, generar una constelación predistorcionada, sobre la base de la característica del PA del transpondedor de satélite estimada por el SICDE, para la transmisión de la señal del concentrador.

**5 Breve descripción de los dibujos**

La descripción detallada hará referencia a los siguientes dibujos, en los que los números de referencia iguales se refieren a los mismos elementos, y en los que:

- 10 la figura 1A muestra todos los componentes del sistema de comunicación por satélite que tiene un predistorcionador (PD) y un amplificador de potencia (PA) de transpondedor;
- la figura 1B muestra la sección de estimación de distorsión del SICDE;
- 15 la figura 2 muestra un recrecimiento espectral en la salida del PA con un filtro de transmisión de SRRC (caída (*roll-off*) 35%) 32-APSK con: (1) Predistorsión inexistente (línea 1); (2) Predistorsión con máscara espectral (línea 2); y (3) Predistorsión que introduce componentes espectrales fuera de banda (línea 3);
- la figura 3 muestra un ejemplo de PA (línea 1), con un PD correspondiente (línea 2);
- 20 la figura 4 muestra una constelación 16-APSK usada por la norma DVB-S2;
- la figura 5 muestra capacidades de varias constelaciones bajo un ruido Gaussiano blanco aditivo (AWGN);
- 25 la figura 6 muestra un modelo de canal con amplificador en saturación;
- la figura 7A muestra un diagrama de ojo para la 16-APSK, sin el PD;
- la figura 7B muestra un diagrama de ojo para la 16-APSK, con el PD;
- 30 la figura 8A muestra un diagrama de ojo para la 32-APSK, sin el PD;
- la figura 8B muestra un diagrama de ojo para la 32-APSK, con el PD;
- 35 la figura 9 muestra una desadaptación de temporización debida al PD en la cadena de transmisión (aproximadamente 6-a-7 dB) con pequeñas desadaptaciones de temporización, sobre la relación de señal/ruido (SNR) recibida;
- 40 la figura 10 muestra, en el eje Y, la probabilidad de que una señal 16-APSK o 32-APSK supere el nivel de potencia indicado por la abscisa;
- la figura 11A muestra la constelación 32-APSK con y sin PD, representada de tal manera que la potencia media se mantiene igual. En la figura 11B se muestra la expansión en la PAPR de la constelación debida al PD.
- 45 La figura 12 muestra una comparación de espectros en la salida del transpondedor con un SRRC, caída 5%
- la figura 13 muestra una comparación de espectros en la salida del transpondedor con un SRRC, caída 35%;
- 50 la figuras 14A a 14D muestran varias configuraciones soportadas que tienen, todas ellas, una única portadora en la parte saliente, con independencia de si la parte entrante y la parte saliente comparten la misma banda, y de si la parte entrante es del tipo acceso múltiple por división de tiempo (TDMA) o del tipo acceso múltiple por división de frecuencia (FDMA);
- 55 la figura 15 muestra un ejemplo de una disposición de prueba de un sistema de comunicación por satélite;
- las figuras 16A-16B muestran un ejemplo de características de AM-AM y AM-PM normalizadas del PA del transpondedor estimadas por el SICDE y características inversas correspondientes para el PD;
- 60 la figura 17 muestra un ejemplo de constelación 16-APSK bajo condiciones normales, de distorsión y de predistorsión;
- la figura 18 es un diagrama de flujo que ilustra una forma de realización de un procedimiento para comunicación por satélite.
- 65

**Descripción detallada de formas de realización preferidas**

Las figuras y descripciones de la presente invención se pueden haber simplificado para ilustrar elementos que son relevantes para entender claramente la presente invención, al mismo tiempo que, por motivos de claridad, se eliminan otros elementos que se encuentran en un sistema típico de comunicaciones por satélite o un procedimiento típico para comunicaciones por satélite. Aquellos con conocimientos habituales en la materia reconocerán que pueden ser deseables otros elementos para implementar la presente invención. Los dibujos incluidos en la presente memoria únicamente proporcionarán las representaciones esquemáticas de las estructuras preferidas actualmente de la presente invención aunque, en la práctica, pueden ser diferentes.

La figura 1A muestra un sistema de comunicaciones por satélite 200 que tiene una estación terrestre o concentrador 200a y un transpondedor de satélite 200b. La estación terrestre 200a tiene un PD 201 y el transpondedor tiene una PA 213. La estación terrestre 200a contiene unas secciones de transmisión y recepción del sistema de comunicaciones por satélite que se encuentran, ambas, en la misma huella del satélite. La sección de transmisión incluye el modulador de concentrador 215 que genera la señal de concentrador que se transmitirá al satélite 207. El modulador de concentrador 215 emite la señal de concentrador hacia el conversor de sentido ascendente 205, el cual convierte la señal de concentrador (por ejemplo, 70 MHz, 140 MHz o intervalo de la banda L de 950 MHz a 1750 MHz) a la frecuencia de enlace ascendente. El amplificador de alta potencia (HPA) 206 amplifica la señal de concentrador convertida en sentido ascendente y transmite la señal amplificada al satélite 207. Tal como se muestra adicionalmente, el transpondedor de satélite 207 traslada la frecuencia 211 de la señal recibida desde el transmisor a la frecuencia de enlace descendente, la hace pasar a través del filtro multiplexor de entrada (IMUX) 212 para suprimir las señales de otros transmisores, y la amplifica adicionalmente usando el PA de transpondedor 213. A continuación, el filtro multiplexor de salida (OMUX) 214 suprime las señales espurias generadas durante la amplificación, y la transmite a los receptores que se encuentran en la misma huella que el transmisor.

La sección de recepción de la estación terrestre recibe la señal de enlace descendente del satélite 207. Se proporciona un amplificador de bajo ruido (LNA) 208 para amplificar la señal de enlace descendente recibida. Un conversor de sentido descendente 209 convierte la frecuencia de la señal de sentido descendente a una frecuencia central (70 MHz, 140 MHz o intervalo de la banda L de 950 MHz a 1750 MHz) adecuada para su procesado por el desmodulador 216 con vistas a una verificación de la calidad de la señal (constelación, relación señal/ruido o Es/No, etc.). El conversor de sentido descendente 209 también hace pasar la señal al cancelador de autointerferencia con estimador de distorsión (SICDE) 210. El SICDE 210 analiza la señal de enlace descendente (*A*) recibida desde el satélite con respecto a la señal de concentrador transmitida al satélite (*H*) para estimar características no lineales del PA de transpondedor 213, y transfiere las características inversas al modulador de concentrador 215 para la predistorsión de la constelación de transmisión mediante el PD 201. El SICDE 210 utiliza la señal de concentrador *H* y la señal de enlace descendente *A* para estimar la no linealidad del transpondedor. Esto se puede realizar, por ejemplo, según la manera que divulga la patente US nº 7.522.877 concedida a Avellan, cuyo contenido completo se incorpora a la presente memoria a título de referencia. Por consiguiente, el SICDE 210 estima (por ejemplo, de acuerdo con la patente '877), las curvas de AM-AM y AM-PM (es decir, la distorsión introducida por el PA del transpondedor 213). A continuación, el sistema usa el inverso para deshacer la distorsión (es decir, predistorsionando la constelación). La operación inversa es el recíproco en escala lineal (tal como la potencia de -1) o una negación en escala logarítmica (tal como una multiplicación por -1), según se describe adicionalmente en la sección de Implementación más adelante. De este modo, el inverso de las características de AM-AM y AM-PM que son estimadas por el SICDE 210 se obtiene a la salida del PD 201. A continuación, el PD 201 puede predistorsionar la señal de concentrador que va a ser transmitida.

El modulador de concentrador 215 incluye un mapeador de símbolos de PD 201 que da salida a una constelación o bien normal o bien predistorsionada para la modulación. El filtro de raíz cuadrada del coseno alzado (SRRC) 202 que se ajusta a la máscara espectral DVB-S2 limita el crecimiento espectral debido al PD. A continuación, los datos modulados digitales se convierten a señal analógica usando el DAC 203, y el conversor de IF 204 los convierte a una frecuencia central nominal (70 MHz, 140 MHz o intervalo de la banda L de 950 MHz a 1750 MHz).

Puede obtenerse un mayor caudal en un sistema de concentrador-satélite-transpondedor-dispositivo remoto 200 incrementando la potencia de transmisión del concentrador (es decir, la potencia en la señal de enlace ascendente) en el modulador de concentrador 215. No obstante, la no linealidad en el PA 213 del transpondedor con niveles de potencia superiores provoca que la constelación de la señal recibida (en la salida del PA, particularmente los anillos externos) se comprima, lo cual reduce su fidelidad de la constelación transmitida (en comparación con la entrada del PA), dando como resultado una ganancia insuficiente (o incluso una pérdida) en el caudal. La constelación de la señal se refiere, en general, al mapeo de los símbolos sobre la base de la amplitud y la fase. Por ejemplo, en QPSK/8-PSK/16-APSK, 2/3/4 bits forman un símbolo, por lo tanto su constelación consta, respectivamente, de 4/8/16 símbolos. En la figura 1A, la constelación de la señal recibida se encuentra en la salida del desmodulador 216, y la constelación de la señal de transmisión está en la entrada del PD 201. El desmodulador 216 se puede usar como desmodulador de prueba para verificar la métrica de salida con y sin PD.

La fidelidad se puede restablecer predistorsionando la señal en el modulador de concentrador en la estación terrestre (denominada también "concentrador") 200a, como el inverso de la distorsión de PA (es decir, la no linealidad del PA 213) en el transpondedor. Con un predistorsionador (PD), el PA del transpondedor se podría accionar a niveles de potencia de entrada (y de salida) superiores (antes de que se produzca, inevitablemente, la saturación). La predistorsión se puede aplicar de dos maneras: a) predistorsión con solamente componentes dentro de la banda; o b) predistorsión que introduce componentes tanto dentro de la banda como fuera de la banda. Este último tipo permite *cancelar* el recrecimiento espectral de la salida del PA (figura 2). La figura 2 muestra el recrecimiento espectral en la salida del PA con 32 APSK (Modulación por Desplazamiento de Amplitud y Fase), filtro de transmisión SRRC (Raíz Cuadrada de Coseno Alzado con Caída al 35%) con: (1) predistorsión inexistente (línea 1); (2) predistorsión con máscara espectral (línea 2); y (3) predistorsión que introduce componentes espectrales fuera de banda (línea 3).

Un PD dentro de la banda no puede reducir el recrecimiento espectral del PA del transpondedor. Para cancelar emisiones fuera de banda del PA del transpondedor, el PD debe generar estos componentes fuera de banda. Si se estuviera compensando la distorsión de un HPA de base terrestre, podría considerarse dicho planteamiento siempre que la salida del HPA se ajustase a la máscara espectral relevante. No obstante, por nuestra parte nos limitamos a un PD dentro de banda para compensar la distorsión del transpondedor. Por tanto, se utiliza un PD de nivel de símbolos, es decir, la constelación de banda base 201 se predistorsiona (en el concentrador) para negar la AM-AM y la AM-PM del PA 213 del transpondedor.

Otra cuestión a considerar es los componentes de intermodulación (IM) dentro de banda generados por la no linealidad (para los componentes  $s_1$  y  $s_2$  en las frecuencias dentro de banda  $f_1$  y  $f_2$ , los componentes de IM dentro de banda son  $(2f_1-f_2)$ ,  $(3f_1-2f_2)$ , etc.). Estos son difíciles de cancelar (insertando componentes adecuados dentro de banda, fuera de fase con los componentes de IM) debido al elevado desfase temporal (del orden de 150 ms) entre el PD y el amplificador del transpondedor y a la variabilidad ionosférica de ese retardo (esto depende de la frecuencia portadora). Por lo tanto, en el presente planteamiento no consideramos este tipo de PD. Además, los componentes de IM, que habitualmente son mucho menores que el ruido de las antenas receptoras de pequeña apertura, no afectan al rendimiento del canal de sentido directo.

En el transpondedor de bucle de retorno 200b, la señal de enlace ascendente recibida se traslada en frecuencia, se filtra, se amplifica y, a continuación, se transmite en forma de una señal de enlace descendente. Esto se sitúa en contraposición con un transpondedor regenerativo (el cual no se utiliza en la presente invención), en el que la señal de enlace ascendente recibida se desmodula usando un desmodulador (en el satélite) y, a continuación, se vuelve a modular a una frecuencia diferente usando un modulador (en el satélite) para transmitirla en forma de señal de enlace descendente. En el transpondedor de bucle de retorno 200b, las portadoras salientes (la señal de enlace ascendente de concentrador destinada a ser recibida por varios dispositivos remotos) y entrantes (las señales de diversos dispositivos remotos destinadas a su recepción por el concentrador) se pueden solapar en frecuencia en el concentrador de tal manera que el SICDE 210 de la portadora elimina la señal saliente de la señal agregada. Es decir, el SICDE 210 cancela la parte saliente en la señal solapada por comparación con la señal de transmisión, y da salida a las señales entrantes  $R$  requeridas por el concentrador hacia el desmodulador 217. Obsérvese que, en el caso sin solapamiento, las señales de enlace ascendente y enlace descendente son iguales; mientras que en los casos con solapamiento, puesto que las frecuencias de enlace ascendente del concentrador y del dispositivo remoto se encuentran en el mismo intervalo, el satélite combina el enlace ascendente del concentrador con el enlace ascendente del dispositivo remoto y envía en sentido descendente la señal solapada en forma de señal de enlace descendente.

#### Funcionamiento del SICDE 210

El SICDE 210 recibe la señal de transmisión  $H$  y la señal de recepción  $A$ , pudiendo contener también la señal de recepción  $A$  las portadoras entrantes además de la señal  $H$  distorsionada por el PA. El SICDE alinea la señal transmitida  $H$  y la señal recibida  $A$  con respecto a la amplitud, el tiempo, la frecuencia y la fase para la cancelación de la  $H$  presente en  $A$  con el fin de recuperar las portadoras entrantes  $R$  con vistas a su desmodulación mediante el desmodulador remoto 217, el cual proporciona la salida final requerida por el usuario final. La figura 1B describe el proceso por el cual se usa la señal  $H_d$  (señal  $H$  alineada en el tiempo, la amplitud, la frecuencia y la fase con  $A$ ) para actualizar de forma iterativa estimaciones de ganancia normalizada de AM-AM y curvas de AM-PM. La  $|H|$  normalizada logarítmica se deduce a partir de la  $|H_d|$  normalizada logarítmica a través de una iteración de punto fijo en la matriz de ganancia normalizada de AM-AM,  $f$ , es decir, si  $g\{\bullet\} = \{\log(|H_d|/E|H_d|) - f(\bullet)\}$ , entonces la iteración de punto fijo es  $g\{g\{\dots\}\} = g^n(\bullet)$  hasta que  $g^n\{\log(|H_d|/E|H_d|)\} + f\{g^n[\log(|H_d|/E|H_d|)]\} - \log[|H_d|/E|H_d|]$  sea inferior a un umbral de resolución (por ejemplo, 1/6 dB) o  $g^n\{\log(|H_d|/E|H_d|)\}$  supere un límite superior (por ejemplo 4 dB).

La matriz de corrección de ganancia normalizada de AM-AM, indexada por la  $|H|$  normalizada logarítmica, se actualiza filtrando (por ejemplo, con el uso de un filtro de primer orden, de ganancia unidad dc)  $\log(|A|/E|A|) - \log(|H_d|/E|H_d|)$ . Esta matriz se integra periódicamente en la matriz de ganancia normalizada de AM-AM,

después de la sustracción de la polarización y de la compensación de ganancia de filtro adaptativo. La actualización de la matriz de corrección de fase de AM-PM se basa en  $\arg(A)-\arg(H)$ .

5 Finalmente, para minimizar los efectos del ruido sobre el mapa final, las matrices de ganancia normalizada de AM-AM y de AM-PM se fuerzan a un polinomio de cuadrados ponderados con la mínima probabilidad (por ejemplo, para el canal de satélite no lineal, ajustes parabólicos,  $y=1-az^2$ ,  $0<a<a_{max}$  y  $\phi = bz^2$ ,  $0<b<b_{max}$ ) de envolventes normalizadas. Las estimaciones subsiguientes de ajustes parabólicos también se promedian para minimizar la variación debida al ruido. Por tanto, el SICDE 210 estima la no linealidad del transpondedor, sin tener que conocer o recibir los detalles de la distorsión del PA. Es una estimación ya que no recibe realmente  
 10 ningún detalle de la distorsión del PA. La sección de Implementación de más adelante ilustra las estimaciones de las matrices de ganancia normalizada de AM-AM y AM-PM del SICDE.

Estimación de la ganancia del PD

15 A continuación se describe la pérdida debida a la no linealidad del PA 213 y la ganancia restablecida usando el PD 201. El PD 201 es un mapa funcional entre la entrada y la salida del PA 213, y es el inverso de la función del PA 213. La figura 3 ilustra la saturación del PA (línea 1), con un PD correspondiente (línea 2). El PD no puede crecer de manera indefinida; su salida se satura en el nivel de saturación de entrada del PA. La línea 1 es la característica de la entrada con respecto a la salida del PA, respuesta lineal para niveles de entrada pequeños (es decir, salida no distorsionada) y respuesta de saturación/caída (*drooping*) para niveles de entrada mayores  
 20 (es decir, salida distorsionada). La línea 2 representa una entrada modificada (entrada predistorsionada por el inverso de la función del PA, denominándose esta operación PD). La línea 3 representa la salida lineal resultante cuando la señal del PD 201 se hace pasar a través del PA 213. Por lo tanto, si el radio más grande de la constelación se encuentra en la región lineal, se restablece la fidelidad.

25 La mejora del PD en linealidad cuando se trabaja cerca de la región de saturación es el restablecimiento del "hueco de linealidad" de 1.9 dB en el ejemplo de forma de realización mostrada en la figura 3. La pérdida provocada por un PA sublineal se caracteriza de tres maneras: (a) pérdida en la fidelidad de constelación, (b) pérdida de la SNR del receptor, y (c) pérdida en el caudal (es decir, eficiencia espectral).

30 Únicamente se considera para análisis la distorsión de AM-AM; cualquier pérdida de distorsión de AM-PM se recupera con el PD negando la característica de AM-PM en la señal recibida. Debe indicarse que se recupera la pérdida de distorsión tanto de AM-AM como de AM-PM. No obstante, la distorsión de AM-PM no tiene efectos como un crecimiento espurio fuera de banda y otros problemas que se describen en las secciones de más adelante, y, por lo tanto, aquí se afronta únicamente la distorsión de AM-AM.

Pérdida de fidelidad debida a un transpondedor no lineal

40 Cabe indicar que, cerca del codo de la característica de saturación del PA del transpondedor, el anillo externo de la constelación (en la salida del PA 213) se comprime sin el PD, dando como resultado una pérdida de fidelidad de la señal. De ahí la necesidad del PD. En un ejemplo de forma de realización de la invención, se usa la constelación 16-APSK DVB-S2 (figura 4), con  $R_2/R_1$  3.15. Las potencias media y de pico son  $((4R_1^2+12R_2^2)/16$  y  $R_2^2$ , de manera que la relación de la potencia de pico/potencia media (PAPR) es 1.1 dB. Para hacer trabajar el anillo externo de 16-APSK en el "codo" del amplificador en saturación ideal, la potencia media debe estar 1.1 dB  
 45 por debajo de la potencia de pico. El error cuadrático medio (MSE) para cada uno de los 12 puntos externos:  $(R_2 - 10^{-1.9/20}R_2)^2$  y para los 4 puntos internos: despreciable (cero).

Por lo tanto,

50 el MSE total de la potencia de la constelación no saturada

$$= \frac{12(R_2 - 10^{-1.9/20}R_2)^2}{12R_2^2 + 4R_1^2}$$

$$= \frac{12(1 - 10^{-1.9/20})^2}{12 + 4/3.15^2}$$

$$= 0.037,$$

55 De este modo, la pérdida de fidelidad de la 16-APSK *sin PD* es aproximadamente del 3.7% en el MSE, o -14 dB, con respecto a la potencia de la constelación. Este resultado supone que las portadoras entrantes y salientes no se solapan (posteriormente se describen otros escenarios), y el anillo externo se encuentra en el nivel de potencia de entrada del "codo" de la línea 3 de la figura 3. La potencia instantánea del anillo externo es ligeramente inferior al "codo" de la línea 3 ya que el ruido del transpondedor es bajo. Por lo tanto, la reducción de  
 60 potencia (del inglés, *back-off*) con el PA ideal es ligeramente mayor que la PAPR de la constelación.

Reducción de potencia en modos de portadora única, portadora con solapamiento y multiportadora

La cantidad de reducción de potencia requerida en la cadena de transmisión depende de las portadoras de

enlace ascendente en el transpondedor 200b. Sea  $H$  la potencia de la señal del concentrador, sea  $R$  la potencia de la señal de la estación terrestre remota y  $N$  la potencia de ruido, entonces la potencia total en el transpondedor es  $R + H + N$ ; esta magnitud se debe encontrar en el codo de la línea 3 de la figura 3. La Tabla 1 muestra la reducción de potencia para los diversos casos.

5

Tabla 1: reducción de potencia para casos diferentes

Caso	Reducción de potencia (dB)
Portadoras no solapadas, ruido de transpondedor despreciable	0
Portadoras solapadas, la señal remota es TDM	$10\log\left(\frac{R+H}{H}\right)$
Portadoras solapadas, la señal remota es multiportadora	$10\log\left(\frac{R+H}{H}\right)$ + reducción de potencia adicional para tener en cuenta los productos de intermodulación.

10 Una reducción de potencia mayor de 0 dB implica una reducción en la excitación de entrada máxima para el PA del transpondedor, específicamente una reducción en la ganancia del PD. La reducción de potencia que se muestra en la Tabla 1 es adicional a la reducción de potencia requerida para dar acomodo al modo de modulación y a la conformación por impulsos de la caída (*roll-off*) que se menciona en las secciones de más adelante.

15 Pérdida de eficiencia espectral debida a un PA no lineal del transpondedor

En referencia a la figura 5, si el canal de concentrador-transpondedor-dispositivo remoto es AWGN lineal, la eficiencia espectral sería la línea 2 (QPSK - Modulación por Desplazamiento de Fase en Cuadratura), la línea 3 (16-APSK - Modulación por Desplazamiento de Amplitud y Fase) o la línea 4 (32-APSK), o de manera más realista, las marcas de X, que muestran el rendimiento con códigos de corrección de errores, tara de tipo piloto y errores de estimación reales. La figura 6 muestra un modelo de canal 600 con amplificador en saturación.

25 En la figura 6, la contribución del ruido en el transpondedor es relativamente pequeña debido a la gran relación de apertura del concentrador con respecto a las antenas de las estaciones remotas, determinándose la SNR en gran medida por la temperatura de ruido de la antena remota. De este modo, el modelo de canal de la figura 6 es una constelación distorsionada, alterada por AWGN y que tiene una curva de capacidad similar a la de la figura 5 (en la medida en la que la capacidad no depende de la forma de la constelación - a no ser que una distorsión extrema fusione los anillos de la constelación). La capacidad se calcula suponiendo un código de corrección de errores teóricamente óptimo. La capacidad de una constelación Gaussiana (línea 1 de la figura 5) para una  $E_s/N_0$  baja (inferior a 0 dB), es prácticamente idéntica a la línea 3 o la línea 2. De este modo, la pérdida en el caudal es debida generalmente a la pérdida de  $E_s/N_0$  provocada por el PA.

35 En el caso de la 16-APSK, la pérdida en la potencia media debida a la constelación que pasa a través del PA (línea 1 de la figura 3) puede calcularse como 1.8 dB. Esto se indexa en la línea 3 de la figura 5 (en o en torno a una velocidad de código  $\frac{2}{3}$ , o una eficiencia espectral de 2.66 b/s/Hz); la cual muestra una disminución de la eficiencia espectral de 0.4 b/s/Hz, lo cual significa un incremento del caudal de 0.4 b/s/Hz o del 15% debido al PD.

40 Este cálculo depende de codificadores y descodificadores que logren un aumento de la capacidad. De este modo, el uso de un PD hace que mejore el rendimiento del receptor, en el ejemplo considerado de saturación profunda, en más del 15%.

45 En el caso de la 16-APSK, velocidad 9/10 (3.6 b/s/Hz, a una  $E_s/N_0$  de 12.3 dB; línea 3 de la figura 5) un incremento de la  $E_s/N_0$  de 1.8 dB da como resultado una  $E_s/N_0$  de 14.1 dB lo cual permite un cambio a 32-APSK. Con una  $E_s/N_0$  de 14.1 dB, la 32-APSK (línea 4, figura 5) produce 4.36 b/s/Hz, incrementando el caudal en  $4.36 - 3.6 = 0.76$  b/s/Hz, o aproximadamente el 20%. Así, si el sistema está funcionando en el límite de la eficiencia espectral de una constelación, el uso de un PD puede hacer que mejore el rendimiento, permitiendo un movimiento o una modulación de orden superior.

50 Por consiguiente, las curvas de capacidad con respecto al código de modulación se usan para entender la reducción de la eficiencia espectral sin PD. Tal como se muestra en el ejemplo, el PD puede hacer que mejore la eficiencia espectral corrigiendo esta pérdida.

55 Requisitos de potencia adicionales en el amplificador de potencia del concentrador (HPA)

La predistorsión hace que aumenten la potencia nominal media y el punto de compresión del PA del

concentrador en 6 dB (línea 2 de la figura 3). La potencia de pico nominal del HPA es la PAPR de la constelación predistorsionada (más el incremento de la PAPR debido a la conformación por impulsos del SRRC).

Escalado del DAC

5 El PD 201 presentará al DAC 203 un código de voltaje mayor, lo cual requiere que la señal digital presentada al DAC se escale en sentido descendente en un factor igual a la raíz cuadrada de la relación de las potencias de pico de las constelaciones predistorsionadas y sin distorsión.

10 En el ejemplo de la figura 3, la señal de entrada del DAC, proveniente del PD, se escala en sentido descendente en un factor de  $\sqrt{2}$ .

Interacción del PD con el control automático de potencia de enlace ascendente (AUPC) y la codificación y modulación adaptativas (ACM)

15 Durante un desvanecimiento del enlace ascendente del concentrador (indicado por una señal de baliza que se desvanece, proveniente del satélite), el punto de funcionamiento del PA del transpondedor variará. Deshabilitamos la actualización del PD cuando los niveles de potencia de baliza varían fuera de un intervalo, de tal manera que el AUPC restablece el punto de funcionamiento.

20 Típicamente, la ACM se aplica para un desvanecimiento de enlace descendente remoto, mientras el punto de funcionamiento del PA del transpondedor permanece sin variaciones; de este modo, la ACM es independiente de la estimación de la distorsión. Cuando entramos en el PD, probablemente la ACM hará que el enlace funcione con una modulación y codificación superiores (MODCOD) que sin el PD.

25 El desvanecimiento se puede estimar por medio de un cancelador de autointerferencia (para un haz de bucle de retorno). Las predicciones de desvanecimiento (a través o bien de un modelo de predicción de desvanecimiento o bien de actualizaciones meteorológicas de observación terrestre en tiempo real) pueden mejorar adicionalmente el seguimiento de desvanecimiento.

Efecto sobre la apertura del ojo con o sin PD

35 El impulso de filtrado de Nyquist conforma un símbolo de manera que sus cruces por cero aparecen en centros de impulsos de otros símbolos. Normalmente, un filtro de Nyquist de raíz cuadrada en el transmisor y el receptor logra una respuesta de Nyquist global. En este caso, cualquier no linealidad del transpondedor da como resultado una respuesta que no es Nyquist provocando una ISI. Tal como se muestra en la figura 7B, una fluctuación de temporización con PD provoca más ISI (que sin PD). El incremento de la ISI y su sensibilidad a la fluctuación de temporización reduce la ganancia del PD.

40 Sea  $I_k$  la secuencia de símbolos de entrada en el modulador del concentrador, sea el índice del símbolo  $k$ , sea el filtro de conformación de impulsos del modulador  $p(t)$ , y sea la distorsión del amplificador  $d(.)$ . La señal transmitida del concentrador es

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{k=\infty} I_k p(t-kT)$$

45 donde  $T$  es el intervalo de señalización. La señal recibida  $r(t)$  de la estación terrestre remota es

$$r(t) = d(s(t)) * q(t) + n(t),$$

50 donde  $n(t)$  y  $q(t)$  son el ruido del receptor y el filtro del receptor.

Considérense dos casos:

55 1. El filtro de transmisión  $p(t)$  es el coseno alzado, y el filtro de recepción  $q(t)$  es una función delta. El filtro de transmisión es Nyquist, es decir, ISI es cero en  $n$  múltiplos enteros del intervalo de señalización  $T$ . La señal distorsionada  $d(s(t))$  es cero en dichos momentos para la distorsión sin memoria. Si  $q(t)$  es de banda ancha, la misma no cambiará la ISI de cero en esos momentos.

60 2. El filtro de transmisión  $p(t)$  y el filtro de recepción  $q(t)$  son SRRC. No son Nyquist, pero la respuesta convolucional es Nyquist. En presencia de distorsión  $d$ , el propio sistema global no llega a ser Nyquist. Esto provoca que la función de distorsión  $d(.)$  introduzca ISI en el receptor con independencia del PD.

En las figuras 7A, 7B y 8A, 8B se muestran, respectivamente, los diagramas de ojo de la 16-APSK y la 32-APSK sin y con PD, con conformación de impulsos de SRRC (Caída (*Roll-off*) 0.05). A partir de los diagramas de ojo, se percibe un ligero cierre del ojo con el PD. La Tabla 2 indica el incremento de la ISI (6-a-7.5 dB) con el PD.

Tabla 2: Cuando se usa un PD en combinación con un filtro de SRRC tanto en el transmisor como en el receptor, la ISI en el receptor se incrementa (para el PA de la figura 3) en aproximadamente 6-a-7.5 dB. La ISI se mide en referencia a la potencia de la señal recibida

Caída del filtro de SRRC	Constelación	ISI sin PD (dB)	ISI con PD (dB)
0.35	16-APSK	-36.4	-29.0
0.20	16-APSK	-33.8	-26.4
0.05	16-APSK	-33.8	-26.4
0.05	32-APSK	-35.9	-30.2

La Tabla 2 se obtiene usando el PA de la figura 3, con un hueco de linealidad de 1.3 dB. La Tabla 2 usa la 16-APSK con  $R_2/R_1=3.1$  y la 32-APSK con  $R_2/R_1=2.84$  y  $R_3/R_1=5.27$ .

Para un funcionamiento correcto, la SNR en las eficiencias espectrales apuntadas por la 16-APSK o la 32-APSK, debería ser 20 dB, es decir, el ruido térmico está por lo menos 20 dB por debajo de la señal. La adición de una ISI inferior a -25 dB por debajo de la señal debido al PD, tal como se indica en la Tabla 2, no tendría ningún impacto en el rendimiento.

La figura 9 muestra un error aproximadamente de 6 a 7 dB en desadaptaciones de temporización pequeñas sobre la SNR recibida debido al PD, pero esto no tiene ningún impacto en el rendimiento.

La ISI de la 32-APSK es menor que la 16-APSK para la misma potencia media, debido a su gran PAPR. La figura 10 muestra la función de distribución acumulada complementaria (CCDF) de la 16-APSK y la 32-APSK que indica la probabilidad de la potencia instantánea de una señal en donde supera un cierto umbral. En el percentil 99, la potencia de la 32-APSK supera la de la 16-APSK en 0.4 dB.

Incremento de los sobreimpulsos (PAPR) debido a la conformación de impulsos con caída (*roll-off*) abrupta.

Se requiere una reducción de potencia adicional (3-5.5 dB) debido a la conformación de impulsos de SRRC con caída (*roll-off*) abrupta, con independencia del PD. La forma de onda de transmisión tendrá unos sobreimpulsos mayores (PAPR) con el PD que sin el mismo, ya que el PD hace que aumente la potencia. La figura 11A muestra una 32-APSK con y sin PD, en la cual la potencia media permanece igual. La figura 11B muestra la CCDF de la PAPR de formas de onda de transmisión con y sin PD; con el PD se observa un aumento de 0.25 dB en la PAPR en el percentil 99.

Emisión fuera de banda del transpondedor con y sin un PD

En el caso de la DVB-S2, la modulación es sin memoria, la media de la constelación no hace que cambie el espectro ya que permanece igual incluso después del PD. La varianza de la constelación es un factor multiplicativo sobre el espectro de la señal. El PD modifica la varianza, pero el espectro de la señal permanece sin variaciones dando como resultado que no haya ningún componente adicional fuera de banda *en el enlace ascendente* (recrecimiento espectral), aunque sus niveles son mayores por la relación de la potencia de salida del transpondedor.

En el enlace descendente, los componentes fuera de banda “recrecerán”, debido a la entrada de gran PAPR en el PA del transpondedor, excitando así sus modos no lineales. No obstante, el filtro del multiplexor de salida (OMUX) del satélite lo suprime.

La figura 12 muestra los espectros en la salida del transpondedor, con 32APSK, una caída (*roll-off*) de SRRC del 5%, con (línea 1) y sin (línea 2) PD. El incremento de 1.8 dB (línea 2 con respecto a línea 1) en la parte fuera de banda debido al PD es suprimido por el OMUX (línea 3). De este modo, los niveles fuera de banda permanecen comparables sin el PD y se ajustan a la regulación de la ITU (la parte fuera de banda <-26 a -30 dBc).

En la figura 13 con una caída (*roll-off*) de SRRC del 35%, el espectro predistorcionado tiene un recrecimiento mayor fuera de banda (en 2.5 dB); esto es debido al incremento de la PAPR con PD.

El ruido de fondo dentro de banda, que aumenta debido a la saturación (debido a un incremento de los componentes de IM), se observa únicamente con antenas de recepción de gran apertura (G/T grande). Otra cuestión práctica es que el operador del satélite puede limitar la reducción de potencia mínima del amplificador (sobre la base de la apertura de la antena del usuario en transpondedores adyacentes) y esto se monitoriza por

medio de los niveles espurios fuera de banda generados (por una antena de gran apertura).

### Implementación

5 Limitaciones del sistema a las que hace frente el diseño:

- El PD se aplica al sistema de elemento central-transpondedor-dispositivo remoto que funciona en un haz de bucle de retorno, es decir, el concentrador y las estaciones terrestres remotas se encuentran en la misma huella del satélite.
- La señal saliente es de portadora única, es decir, las estaciones terrestres remotas se direccionan mediante multiplexado por división en el tiempo. Si la señal saliente comprende múltiples portadoras, la no linealidad del transpondedor introduce productos de intermodulación. Los mismos no se pueden eliminar por medio de un PD a nivel de símbolos. Por tanto, no tratamos el caso de multiportadora saliente. Incluso en el caso de parte saliente con una única portadora, en la que las señales salientes y entrantes comparten la misma banda, se produce intermodulación entre ellas, pero la magnitud de los productos de intermodulación es menor (debido a la menor densidad espectral de las señales entrantes).

10

15

20

Las figuras 14A a 14D ilustran varias configuraciones soportadas que tienen, todas ellas, una portadora única en la parte saliente con independencia de si la parte entrante y la parte saliente comparten la misma banda y con independencia de si la parte entrante es TDMA o FDMA. Las señales salientes y las entrantes en el concentrador *pueden ocupar o no* la misma banda, pero si lo hacen, entonces el receptor en el concentrador necesita cancelar su propio eco (posiblemente distorsionado de manera no lineal).

25

30

35

40

45

La figura 15 ilustra cómo se actualiza el PD con la estimación de AM-AM y AM-PM del SICDE 210. El modulador de concentrador 215 mantiene un conjunto de tablas de símbolos para cada MODCOD, las cuales se usan para la modulación. El SICDE 210 estima la característica AM-AM y AM-PM normalizadas del PA del transpondedor, y determina un inverso. El inverso se usa para generar tablas de símbolos predistorsionados. Las figuras 16A y 16B ilustran características de AM-AM y AM-PM normalizadas estimadas del SICDE y las características correspondientes para el PD obtenidas por la operación inversa. La figura 17 ilustra una constelación 16-APSK para los casos normal, distorsionado y predistorsionado. Por ejemplo, el punto de constelación normal 1701 en el círculo externo está distorsionado (suprimido y desplazado en fase, en ausencia de cualquier predistorsión) a la posición 1702 después de pasar a través del PA 213. No obstante, si la señal es predistorsionada por el PD 201, el punto de constelación predistorsionado 1703, cuando se hace pasar a través del PA 213, generaría un punto de constelación normal en 1701. Para la predistorsión, la potencia media de la constelación se indexa al punto de reducción de potencia de 0 dB de las curvas inversas de AM-AM y AM-PM de las figuras 16A, 16B. El nivel de potencia relativo de cada punto de constelación con respecto a la potencia media se usa para indexar las curvas y obtener la cantidad correspondiente de ganancia y desplazamiento de fase requeridos. A continuación, el punto de constelación normal se escala en amplitud y se desplaza en fase, a lo cual se le denomina predistorsión. El SICDE 210 puede proporcionar la estimación inicial de curvas normalizadas de AM-AM y AM-PM un periodo de tiempo predeterminado (por ejemplo, 60 s) después de la activación, y, tras ello (cada 5 s), se pueden proporcionar periódicamente actualizaciones subsiguientes. Por consiguiente, las tablas de símbolos predistorsionados se comunican al sistema del concentrador a través de una interfaz de Ethernet usando el Protocolo de Datagrama de Usuario (UDP).

### Interacción con la codificación y modulación adaptativas (ACM)

50

El concentrador y los VSAT tienen un bucle que aumenta o reduce la velocidad de código y el esquema de modulación basándose en la SNR medida, de manera que la mejora de la SNR debida al PD se refleja en la modulación y la codificación (MODCOD) seleccionadas. Esto proporciona unos medios para medir la mejora del caudal debida al PD.

### Prueba de una forma de realización

55

#### Disposición de prueba:

La figura 15 muestra un ejemplo de una disposición de prueba de un sistema de comunicación por satélites 1500.

60

#### Equipo de prueba

Modulador del concentrador: frecuencia central 1.17 GHz, 30 Msps, caída (*roll-off*) del 20%, CCM.

65

VSAT: frecuencia central 1.17 GHz, 30 Msps.

SICDE: ancho de banda de 36 MHz, frecuencia central 1.17 GHz, Compensación de Distorsión no Lineal (NDC)

On/Off, PD On/Off.

Mediciones

5

Tabla 3

Nivel de TX del modulador (dBm)	16 APSK-2/3 $E_s/N_0$ (dB)				16 APSK-3/4 $E_s/N_0$ (dB)			
	Sin PD		Con PD		Sin PD		Con PD	
	Antena 32 m	VSAT 2.4m	Antena 32 m	VSAT 2.4 m	Antena 32 m	VSAT 2.4 m	Antena 32 m	VSAT 2.4 m
-10	17.9	No sincron.	17.7	No sincron.	17.9	No sincron.	17.8	No sincron.
-9	18.8	No sincron.	18.7	No sincron.	18.7	No sincron.	18.7	No sincron.
-8	19.7	9.0	19.6	9.0	19.6	No sincron.	19.5	No sincron.
-7	20.5	9.8	20.3	9.9	20.4	No sincron.	20.5	No sincron.
-6	21.1	10.7	21.1	10.9	21.1	10.5	21.2	10.7
-5	21.3	11.3	21.4	11.6	21.2	11.1	21.3	11.4

Las mediciones de la antena de 32 m muestran que hay presencia de un margen de 10 dB cuando el transpondedor está saturado. Pruebas con una MODCOD mayor y la adición de un ruido localmente para simular una antena de apertura reducida de aproximadamente 13.5 m.

10

Tabla 4

Nivel de TX del modulador (dBm)	32 APSK-5/6			32 APSK-9/10	
	Sin ruido local del PD; ruido de fondo OFF	Sin ruido local del PD; ruido de fondo ON	Con ruido local del PD; ruido de fondo ON	Sin ruido local del PD; ruido de fondo ON	Con ruido local del PD; ruido de fondo ON
-11	17.3	15.2	15.2	No sincron.	No sincron.
-10	18.2	16.1	16.1	No sincron.	No sincron.
-9	19.1	17.0	17.0	No sincron.	No sincron.
-8	19.9	18.0	18.0	No sincron.	18.2
-7	20.5	18.6	18.8	No sincron.	18.9
-6	20.8	19.0	19.3	No sincron.	No sincron.
-5	20.5	19.0	19.0	No sincron.	No sincron.

15

A la saturación modesta de esta prueba, el PD mostró una ganancia de 8% en el caudal de FLS-a-VSAT. Incluso cuando se registra un caudal mayor, se observó que la emisión fuera de banda permanecía dentro de la máscara espectral. La Tabla 4 muestra las mediciones de  $E_s/N_0$  del desmodulador registradas para los casos sin PD (constelación del modulador del concentrador no modificada por características estimadas del SICDE) y con PD (constelación del modulador del concentrador predistorsionada por características estimadas del SICDE como en las figuras. 16A, 16B y 17) controlando el nivel de transmisión del modulador para que funcione en región lineal y de saturación del PA del transpondedor. Unas pocas filas iniciales muestran que la  $E_s/N_0$  del desmodulador se incrementó en pasos de casi 1 dB para un incremento de 1 dB en la potencia de transmisión, por lo que son las mediciones de la región de funcionamiento lineal. El incremento de la  $E_s/N_0$  comenzó a presentar una caída (*droop*) a medida que se incrementa adicionalmente la potencia de transmisión, lo cual indica mediciones en la región de funcionamiento saturado. Las mediciones del caso con PD son similares a la del caso sin PD en la región lineal y mejores en la región de saturación revelando la ganancia debida al PD. Las tablas 3 y 4 ilustran que las técnicas descritas en la presente memoria pueden aplicarse no solamente cuando la potencia del transpondedor está limitada (es decir, necesita excitarse en saturación), sino también en un régimen en el que la reducción de potencia de entrada es insuficiente para eliminar de manera completa la no linealidad.

20

25

30

35

40

La figura 18 muestra un diagrama de flujo 1800 para la comunicación entre una estación terrestre y un transpondedor de satélite. La estación terrestre incluye un modulador de concentrador 215 (figura 1A), y el transpondedor de satélite incluye un PA de transpondedor de satélite 213 (figura 1A). En la etapa 1802, la señal del concentrador se transmite desde la estación terrestre 200a al satélite 200b. El PA 213 del transpondedor de satélite amplifica la señal de enlace ascendente, y la envía en sentido descendente a la estación terrestre en forma de una señal de enlace descendente, etapa 1804. En la etapa 1806, el SICDE 210 (figura 1A) compara la señal de enlace descendente *A* con la señal de concentrador *H* del modulador de concentrador 215 para estimar las características del PA de transpondedor de satélite. La constelación del modulador de concentrador se predistorsiona 201 (figura 1A) basándose en las características estimadas de AM-AM y AM-PM (etapa 1808) para linealizar el PA del transpondedor de satélite.

Uno de los aspectos de la presente invención es que la misma puede estimar de manera remota (por medio de un dispositivo de cancelación de autointerferencia, el SICDE 210) las características de AM-AM y AM-PM del PA 213 del satélite, y la predistorsión está unida íntimamente a la medición proporcionada por el SICDE. La presente invención no requiere la cooperación del transpondedor de satélite, no requiere que el satélite transmita las características del transpondedor a la estación terrestre, ni requiere ningún PD u otro procesado en el satélite. Además, el PD 201 se puede adaptar a cambios en las características del PA del satélite (por ejemplo, en la Tabla 4, el PD se está adaptando a las características del PA), con lo cual las mediciones *con PD* habilitado son similares a la de *sin PD* en la región lineal (es decir, con niveles de potencia de transmisión menores) y mejores que *sin PD* cerca de la región de saturación (es decir, en niveles de potencia mayores). Además, no es necesario caracterizar la no linealidad del PA 213 del satélite durante la fabricación o el prelanzamiento.

Por consiguiente, una forma de realización de la invención incluye el rasgo de captar de manera remota la característica del PA del transpondedor. Formas de realización pueden utilizar las técnicas tales como ajustar el PD al inverso de la lectura más reciente del SICDE.

Otras formas de realización incluyen rasgos tales como: PD de banda base; realizándose el PD de una manera tal que tenga las características inversas, en amplitud, y negativas, en fase, del PA del transpondedor de satélite; predistorsión adaptativa; y/o rasgos que caractericen los componentes precisos del PD y el estimador.

Los procesos en la estación terrestre son independientes del satélite, para permitir que los fabricantes del satélite y de las estaciones terrestres sean entidades diferentes.

En una primera forma de realización de la invención, se proporciona un sistema de estación terrestre para su uso con un sistema de comunicaciones por satélite, en el que el sistema de estación terrestre se encuentra en una huella de un transpondedor de satélite que tiene un amplificador de potencia (PA) de transpondedor de satélite. El sistema de estación terrestre comprende: un transmisor que recibe una señal de concentrador de entrada, teniendo dicho transmisor un predistorsionador que predistorsiona la señal del concentrador de entrada, en el que la señal de concentrador predistorsionada será transmitida por el transmisor al transpondedor de satélite; un receptor configurado para recibir una señal de enlace descendente transmitida por el transpondedor de satélite, en el que la señal de enlace descendente incluye una amplificación y una distorsión de la señal de concentrador predistorsionada, mediante el PA de transpondedor de satélite; y un cancelador de autointerferencia con estimador de distorsión (SICDE) configurado para estimar la distorsión del PA de transpondedor de satélite y determinar una señal inversa de la distorsión estimada, en el que dicho predistorsionador recibe la señal inversa y predistorsiona la señal de concentrador de entrada basándose en la señal inversa.

En una segunda forma de realización que incluye una o la totalidad de las formas de realización anteriores, el transpondedor de satélite está configurado para transmitir la señal de enlace descendente recibida por el receptor, en el que la huella del transpondedor de satélite incluye el sistema de estación terrestre. En una tercera forma de realización que incluye una o la totalidad de las formas de realización anteriores, el PA de transpondedor de satélite no comprende un predistorsionador. En una cuarta forma de realización que incluye una o la totalidad de las formas de realización anteriores, el PA de transpondedor de satélite comprende un amplificador de tubos de ondas progresivas (TWTA). En una quinta forma de realización que incluye una o la totalidad de las formas de realización anteriores, el sistema de estación terrestre se sitúa dentro de una intersección de las huellas de transmisión y recepción del transpondedor de satélite. En una sexta forma de realización que incluye una o la totalidad de las formas de realización anteriores, el sistema de estación terrestre y el transpondedor de satélite funcionan en bucle de retorno.

En una séptima forma de realización que incluye una o la totalidad de las formas de realización anteriores, la predistorsión está configurada para adaptarse a cambios en las características del PA de transpondedor de satélite. En una octava forma de realización que incluye una o la totalidad de las formas de realización anteriores, el SICDE está configurado para analizar la señal del concentrador y la señal de enlace descendente, con el fin de estimar la distorsión del PA. En una novena forma de realización que incluye una o la totalidad de las formas de realización anteriores, la distorsión estimada comprende por lo menos una característica no lineal del PA de transpondedor de satélite. En una décima forma de realización que incluye una o la totalidad de las formas de realización anteriores, la distorsión estimada comprende características de AM-AM y/o AM-PM del PA de transpondedor de satélite.

En una undécima forma de realización que incluya una o la totalidad de las formas de realización anteriores, dicho SICDE está configurado, además, para extraer de la señal de enlace descendente, la señal de concentrador predistorsionada. En una duodécima forma de realización que incluye una o la totalidad de las formas de realización anteriores, la característica no lineal comprende fase o amplitud. En una decimotercera forma de realización que incluye una o la totalidad de las formas de realización anteriores, la predistorsión para la señal de concentrador de entrada usa una constelación que se corresponde con un inverso, en amplitud, y negativo, en fase, de dicha por lo menos una característica estimada del PA de transpondedor de satélite. En una decimocuarta forma de realización que incluye una o la totalidad de las formas de realización anteriores, la señal de concentrador de entrada comprende una constelación de símbolos.

Formas de realización van dirigidas también a un procedimiento para la comunicación por satélite entre un sistema de estación terrestre y un transpondedor de satélite, en el que el sistema de estación terrestre incluye un modulador de concentrador, un SICDE, y el transpondedor de satélite incluye un PA de transpondedor de satélite.

5 El procedimiento comprende comparar en el sistema de estación terrestre, la señal de enlace descendente y amplificada por el PA de transpondedor de satélite y la señal de concentrador que es generada por el módulo de concentrador y que fue transmitida al transpondedor de satélite desde el sistema de estación terrestre. El procedimiento comprende, también, analizar la comparación y estimar, usando el SICDE, por lo menos una característica del PA de transpondedor de satélite basándose en los análisis. El procedimiento comprende,

10 además, generar una constelación predistorsionada, sobre la base de la por lo menos una característica estimada del PA de transpondedor de satélite.

Cada una de las formas de realización ejemplificativas antes descritas se puede realizar por separado o en combinación con otros ejemplos de formas de realización.

15 La descripción y dibujos anteriores deben considerarse únicamente como ilustrativos de los principios del concepto de la invención. Ejemplos de formas de realización se pueden materializar de una variedad de maneras y no están destinadas a quedar limitadas por las formas de realización preferidas antes descritas. A aquellos versados en la materia se les ocurrirán fácilmente numerosas aplicaciones de ejemplos de formas de realización.

20 Por lo tanto, no se desea limitar el concepto de la invención a los ejemplos específicos divulgados o a la construcción y el funcionamiento exactos mostrados y descritos. Por el contrario, se puede recurrir a todas las modificaciones y equivalentes adecuados que se sitúen dentro del alcance de esta solicitud.

**REIVINDICACIONES**

1. Sistema de estación terrestre (200a) para su uso con un sistema de comunicaciones por satélite (200), en el que el sistema de estación terrestre (200a) se encuentra en una huella de un transpondedor de satélite (200b) que presenta un amplificador de potencia (PA) de transpondedor de satélite (213), comprendiendo el sistema de estación terrestre:
- un transmisor que recibe una señal de concentrador de entrada, presentando dicho transmisor un predistorsionador (201) que predistorsiona la señal de concentrador de entrada para proporcionar una señal de concentrador predistorsionada, y un filtro (202) que recibe la señal de concentrador predistorsionada y limita el recrecimiento espectral de la señal de concentrador predistorsionada con el fin de proporcionar una señal de concentrador predistorsionada filtrada, debiendo transmitirse la señal de concentrador predistorsionada filtrada por el transmisor al transpondedor de satélite (200b);
- un receptor configurado para recibir una señal de enlace descendente transmitida por el transpondedor de satélite (200b), incluyendo la señal de enlace descendente una señal de concentrador distorsionada que es una amplificación y distorsión de la señal de concentrador predistorsionada filtrada, mediante el PA de transpondedor de satélite (213); y
- un cancelador de autointerferencia con estimador de distorsión (SICDE) (210) configurado para estimar una característica no lineal del PA de transpondedor de satélite (213) basándose en la señal de concentrador predistorsionada filtrada y la señal de enlace descendente,
- caracterizado por que dicho predistorsionador (201) recibe la característica no lineal estimada y predistorsiona la señal de concentrador de entrada mediante:
- el mapeado de un valor medio de una constelación de símbolos que comprende una pluralidad de símbolos a un punto de reducción de potencia de 0 dB de la característica no lineal estimada,
- el uso de un nivel de potencia relativo de cada símbolo para buscar la característica no lineal estimada, y
- la modificando de cada símbolo por un inverso, en amplitud, y negativo, en fase, del valor respectivo de la característica no lineal estimada con el fin de generar una constelación de símbolos predistorsionados.
2. Sistema de estación terrestre (200a) según la reivindicación 1, en el que el sistema de estación terrestre se sitúa dentro de una intersección de huellas de transmisión y recepción del transpondedor de satélite (200b).
3. Sistema de estación terrestre (200a) según la reivindicación 1, en el que el sistema de estación terrestre (200a) y el transpondedor de satélite (200b) funcionan en bucle de retorno.
4. Sistema de estación terrestre (200a) según la reivindicación 1, en el que el predistorsionador (201) está configurado para adaptarse a cambios en características del PA de transpondedor de satélite (213).
5. Sistema de estación terrestre (200a) según la reivindicación 1, en el que el SICDE está configurado para analizar la señal de enlace descendente con respecto a la señal de concentrador predistorsionada filtrada con el fin de estimar la característica no lineal.
6. Sistema de estación terrestre (200a) según la reivindicación 1, en el que la característica no lineal estimada comprende características de AM-AM y/o AM-PM del PA de transpondedor de satélite (213).
7. Procedimiento para comunicación por satélite entre un sistema de estación terrestre (200a) y un transpondedor de satélite (200b), en el que el sistema de estación terrestre (200a) presenta un transmisor y se encuentra en una huella de un transpondedor de satélite (200b) que presenta un amplificador de potencia (PA) de transpondedor de satélite (213), comprendiendo el procedimiento:
- recibir, en la estación terrestre (200a), una señal de concentrador de entrada;
- predistorsionar, en la estación terrestre (200a), la señal de concentrador de entrada para proporcionar una señal de concentrador de entrada predistorsionada;
- filtrar, en la estación terrestre (200a), la señal de concentrador de entrada predistorsionada para limitar el recrecimiento espectral de la señal de concentrador de entrada predistorsionada con el fin de proporcionar una señal de concentrador predistorsionada filtrada;
- transmitir, mediante el transmisor, la señal de concentrador predistorsionada filtrada al transpondedor de satélite (200b);

5 recibir en la estación terrestre (200a), una señal de enlace descendente desde el transpondedor de satélite (200b), incluyendo la señal de enlace descendente una señal de concentrador distorsionada que es una amplificación y distorsión de la señal de concentrador predistorsionada filtrada, mediante el PA de transpondedor de satélite (213); y

10 estimar, mediante un cancelador de autointerferencia con estimador de distorsión (SICDE) (210), una característica no lineal del PA de transpondedor de satélite (213) basándose en la señal de concentrador predistorsionada filtrada y la señal de enlace descendente,

caracterizado por que la etapa de predistorsionar ade,ças comprende:

15 mapear un valor medio de una constelación de símbolos que comprende una pluralidad de símbolos a un punto de reducción de potencia de 0 dB de la característica no lineal estimada,

usar un nivel de potencia relativo de cada símbolo para buscar la característica no lineal estimada, y

20 modificar cada símbolo por un inverso, en amplitud, y negativo, en fase, del valor respectivo de la característica no lineal estimada con el fin de generar una constelación de símbolos predistorsionados.

8. Procedimiento según la reivindicación 7, en el que el sistema de estación terrestre (200a) y el transpondedor de satélite (200b) funcionan en bucle de retorno.

25 9. Procedimiento según la reivindicación 7, en el que la predistorsión se adapta a cambios en características del PA de transpondedor de satélite (213).

10. Procedimiento según la reivindicación 7, en el que la característica no lineal estimada comprende características de AM-AM y/o AM-PM del PA de transpondedor de satélite (213).

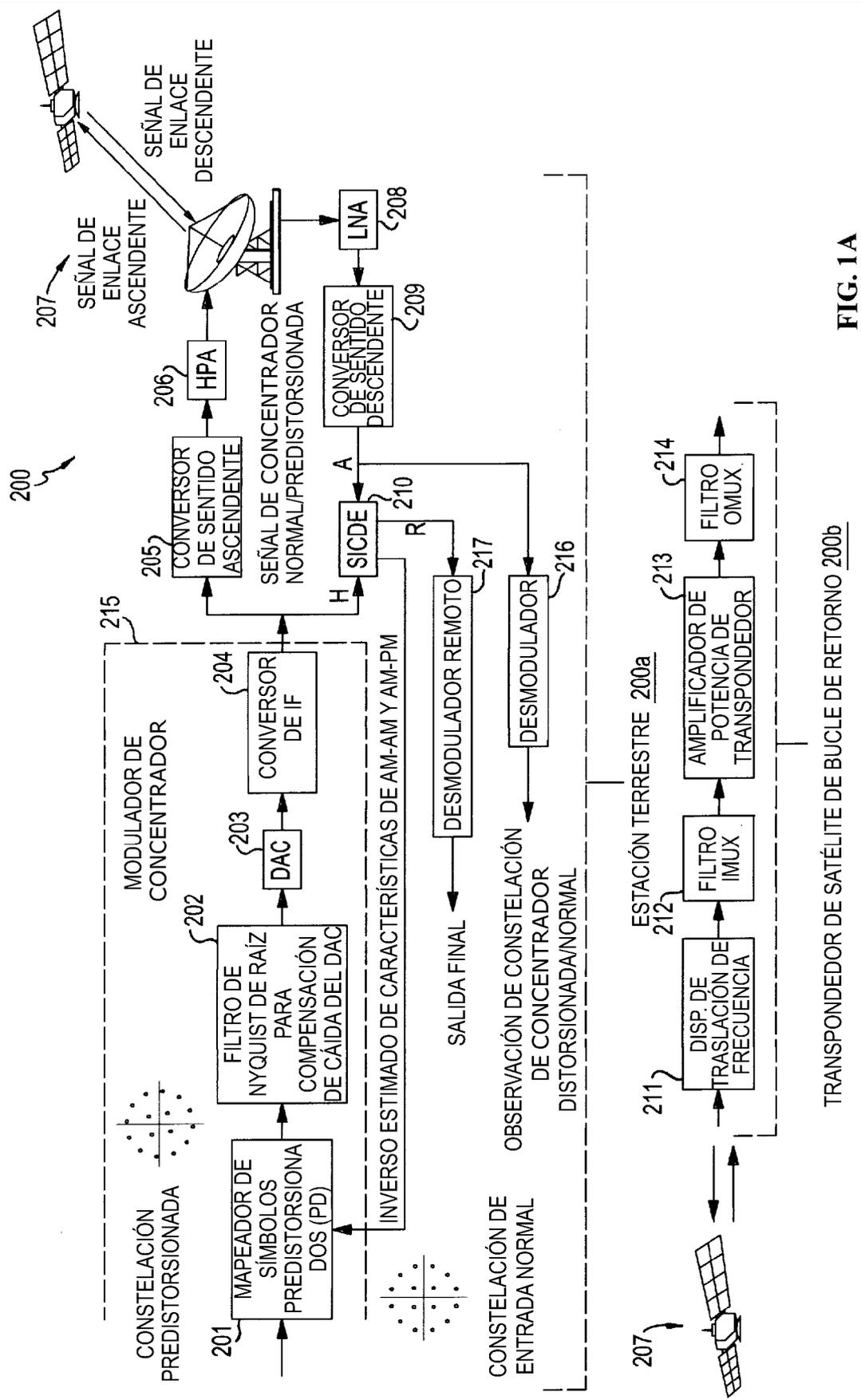


FIG. 1A

TRANSPONDEDOR DE SATÉLITE DE BUCLE DE RETORNO 200b

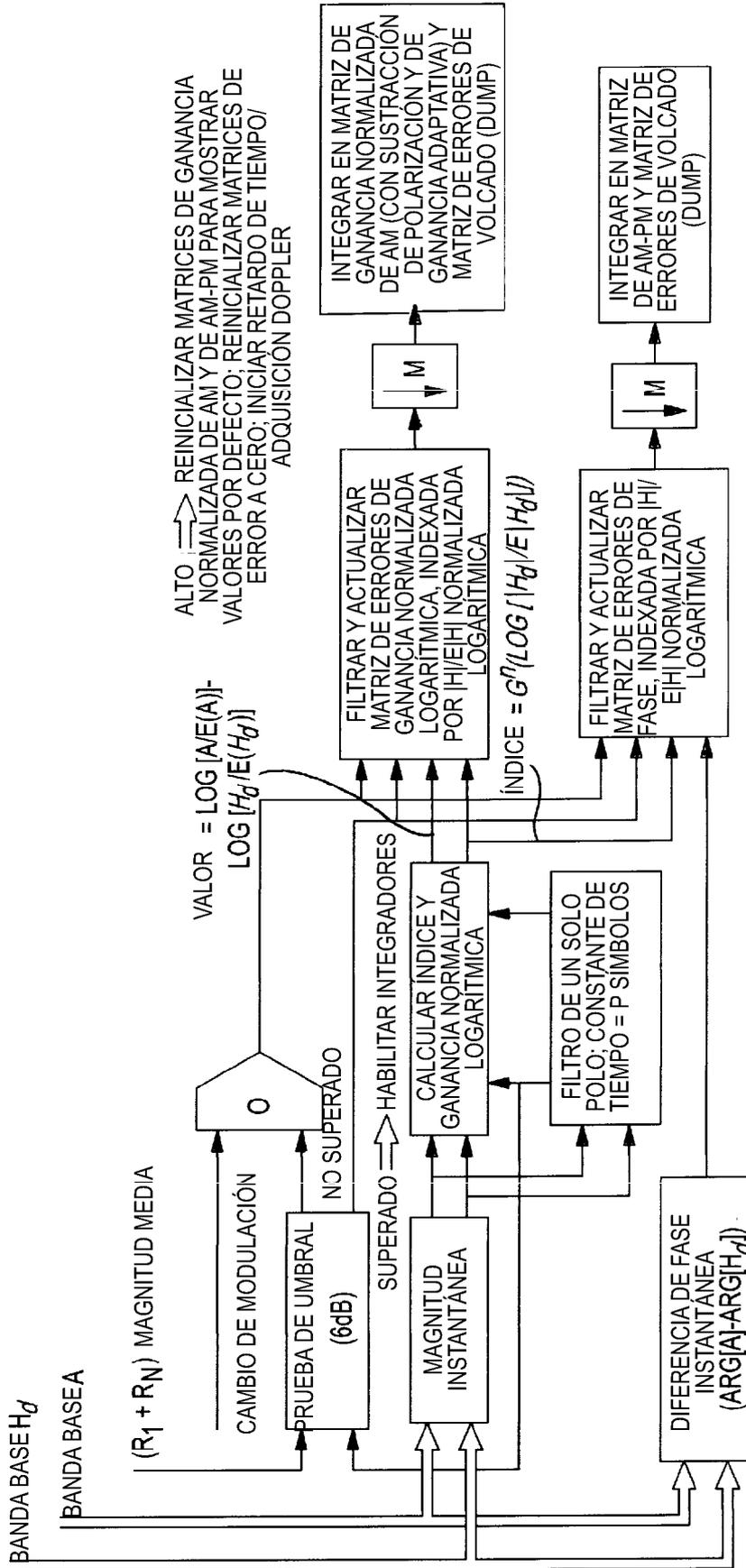


FIG. 1B

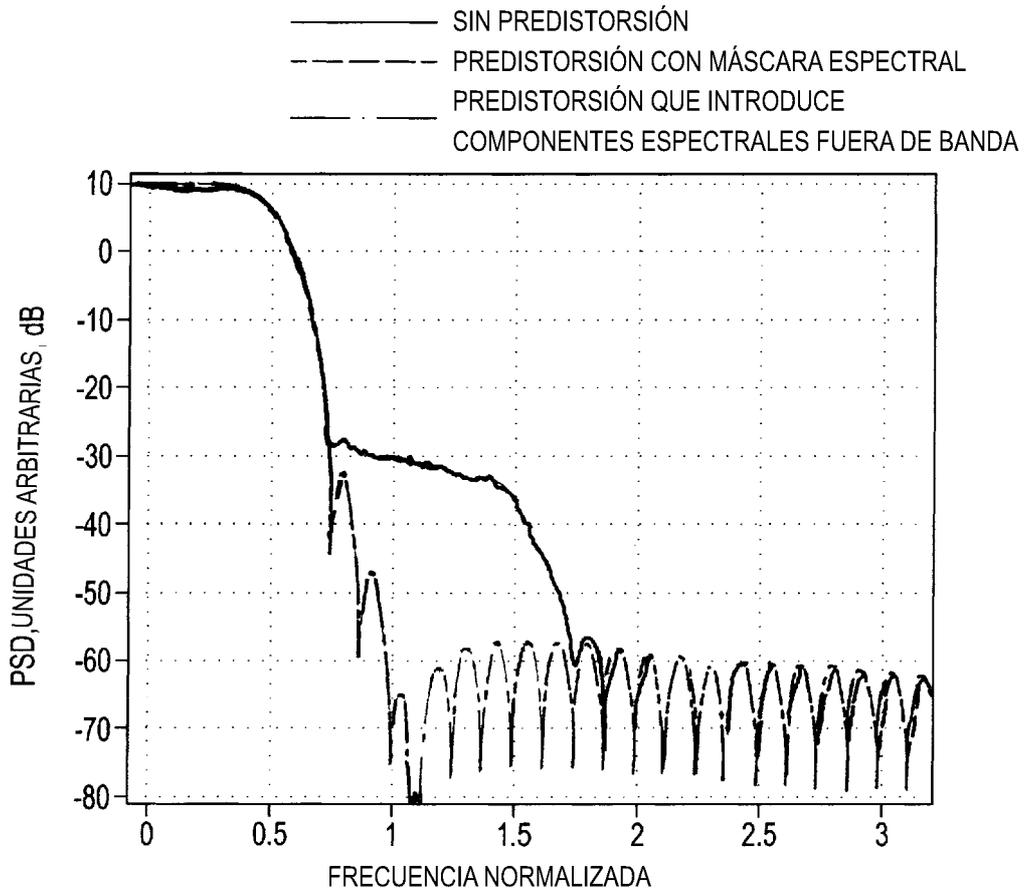


FIG. 2

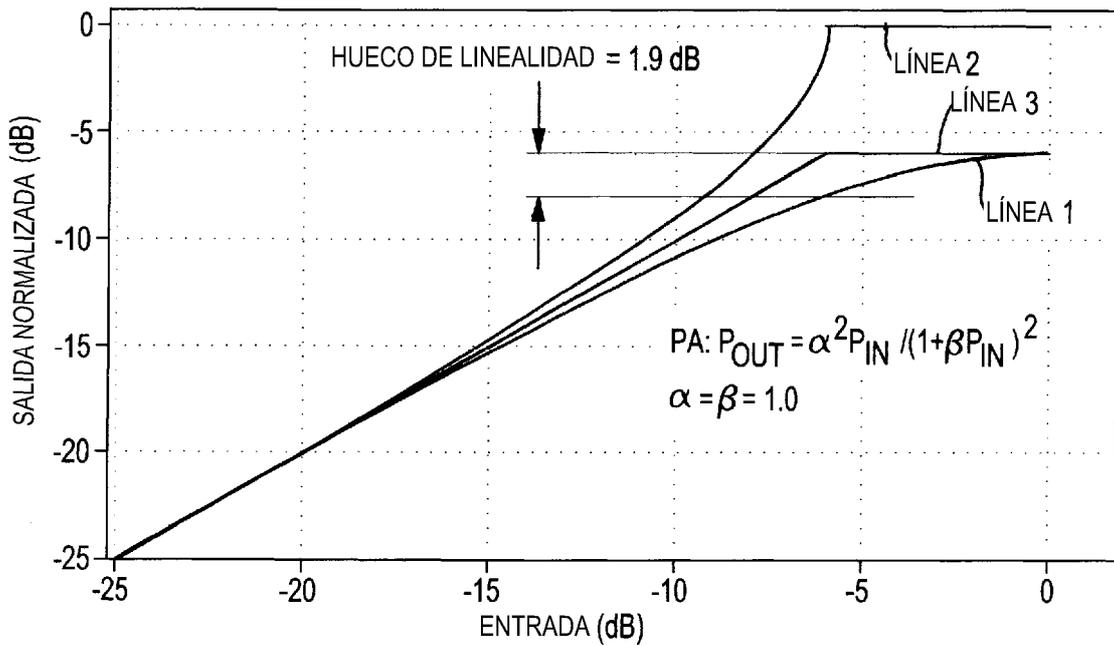


FIG. 3

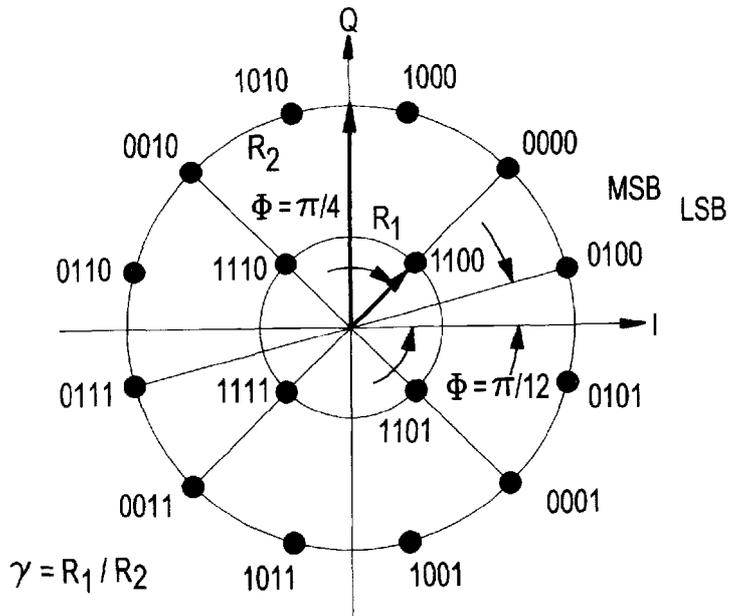


FIG. 4

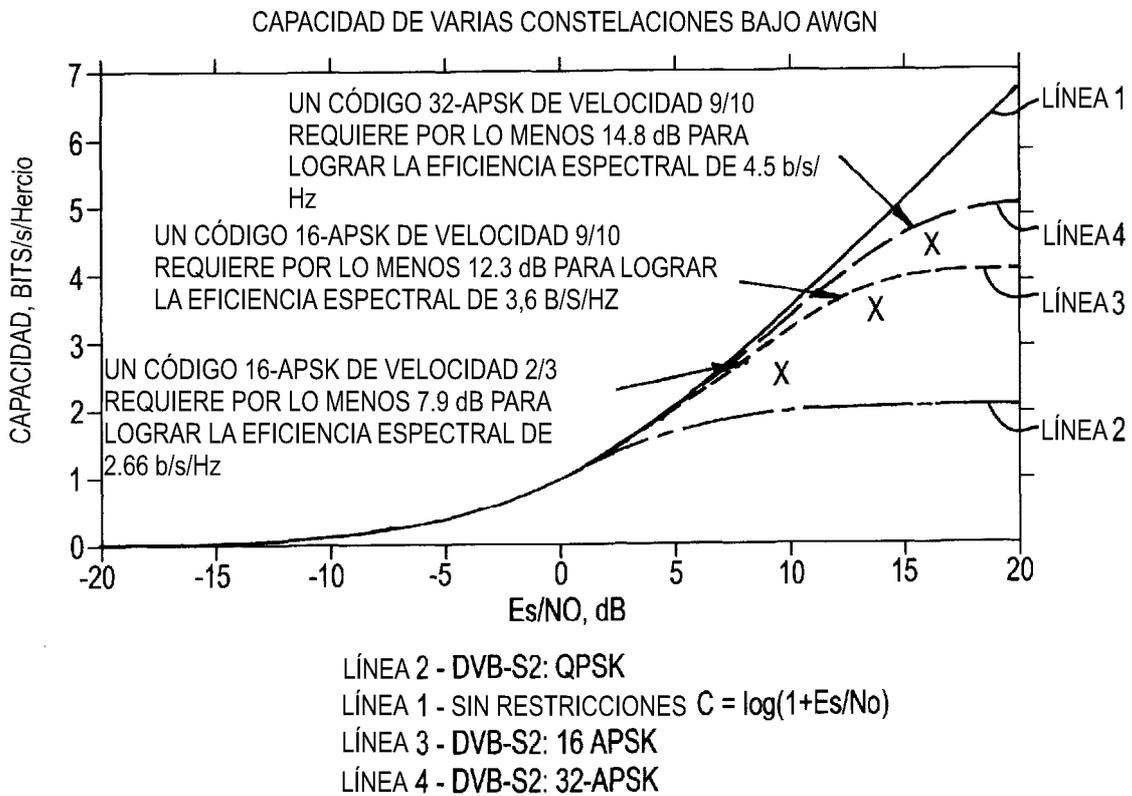
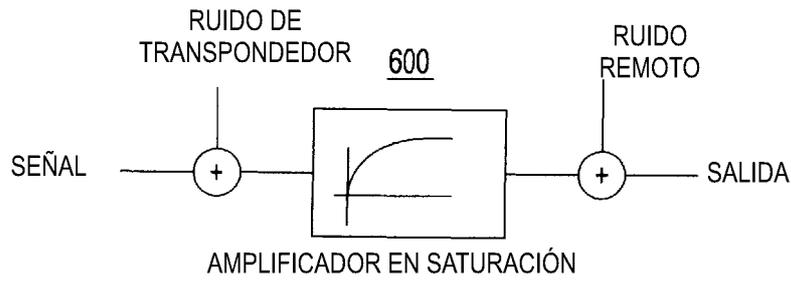
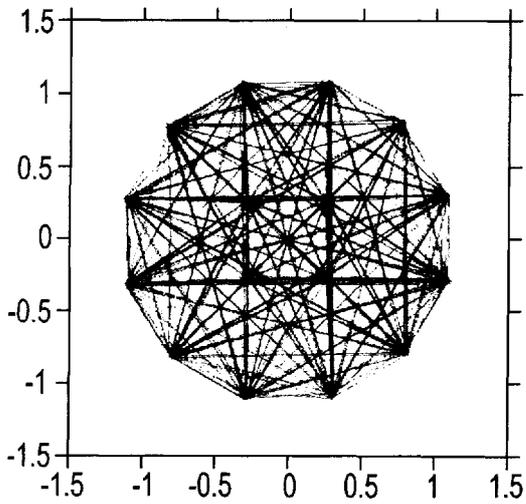


FIG. 5



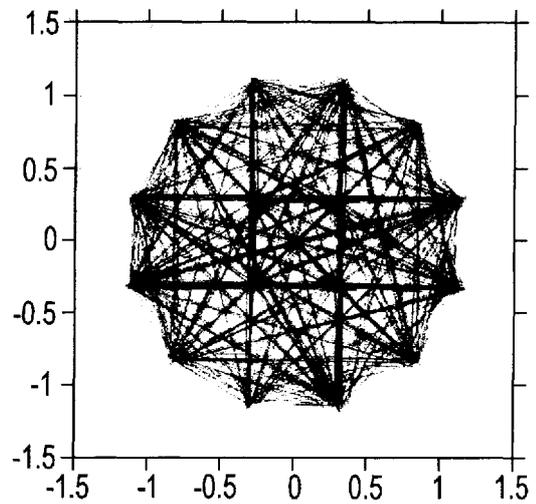
**FIG. 6**

DIAGRAMA DE OJO SIN PD



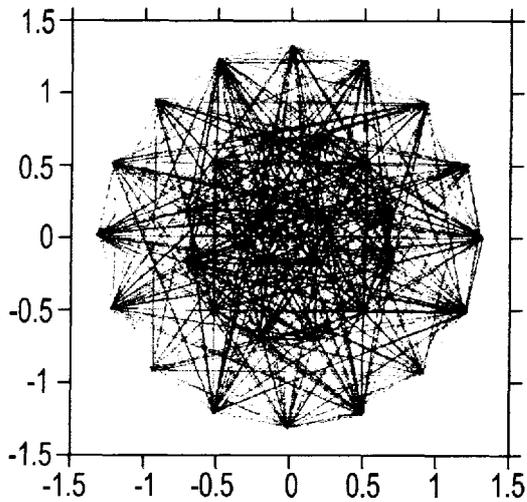
**FIG. 7A**

DIAGRAMA DE OJO CON PD



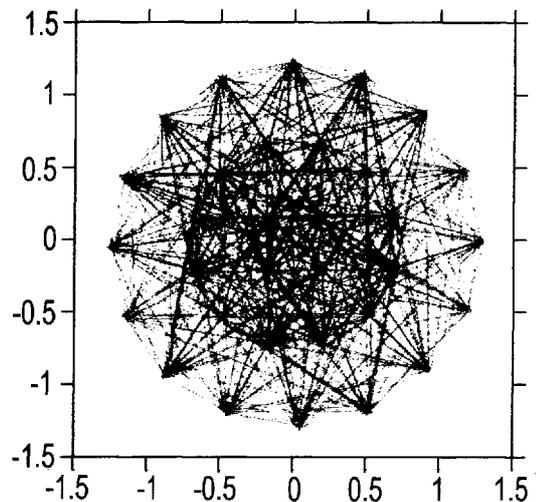
**FIG. 7B**

DIAGRAMA DE OJO SIN PD



**FIG. 8A**

DIAGRAMA DE OJO CON PD



**FIG. 8B**

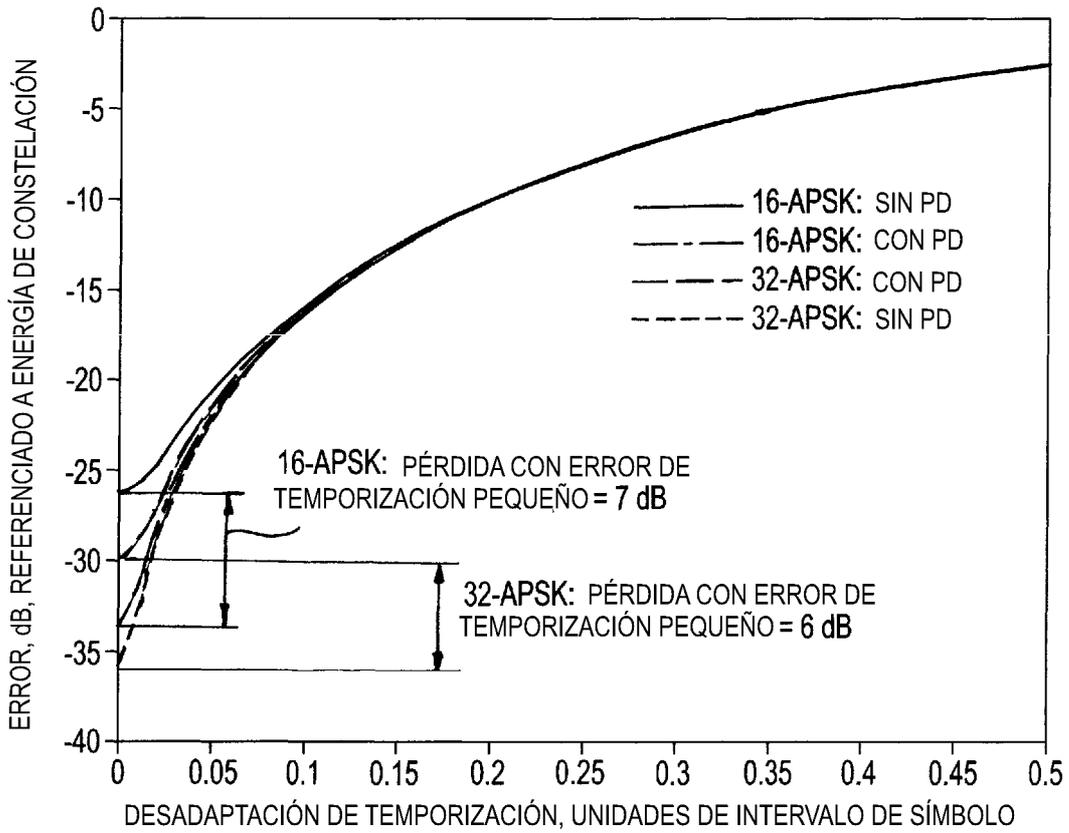


FIG. 9

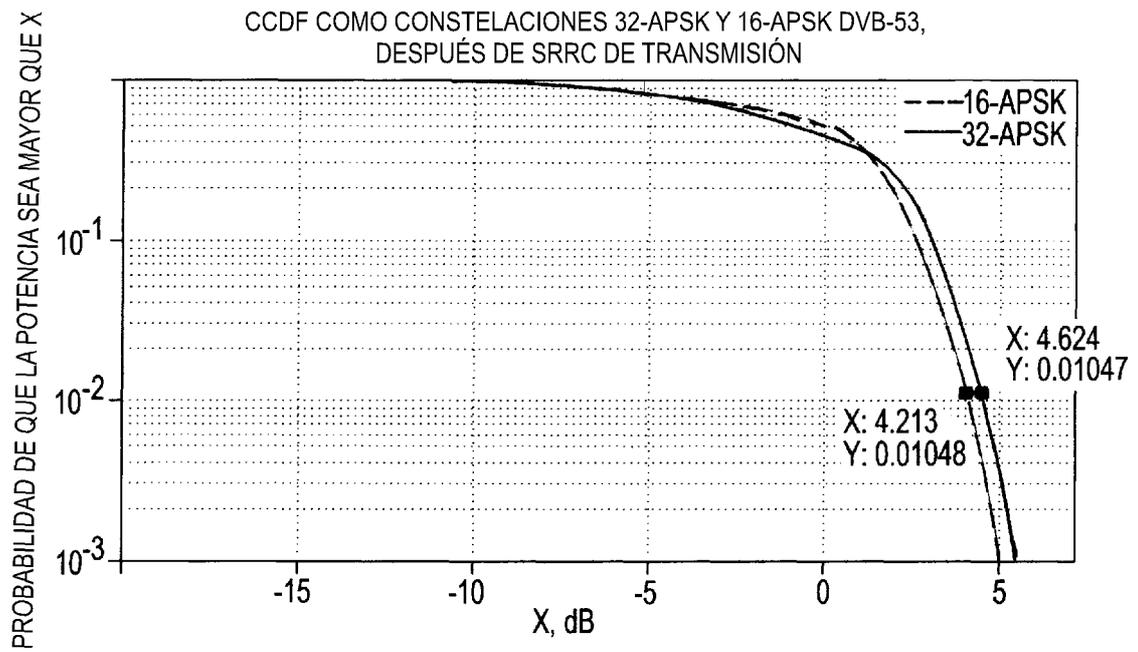


FIG. 10

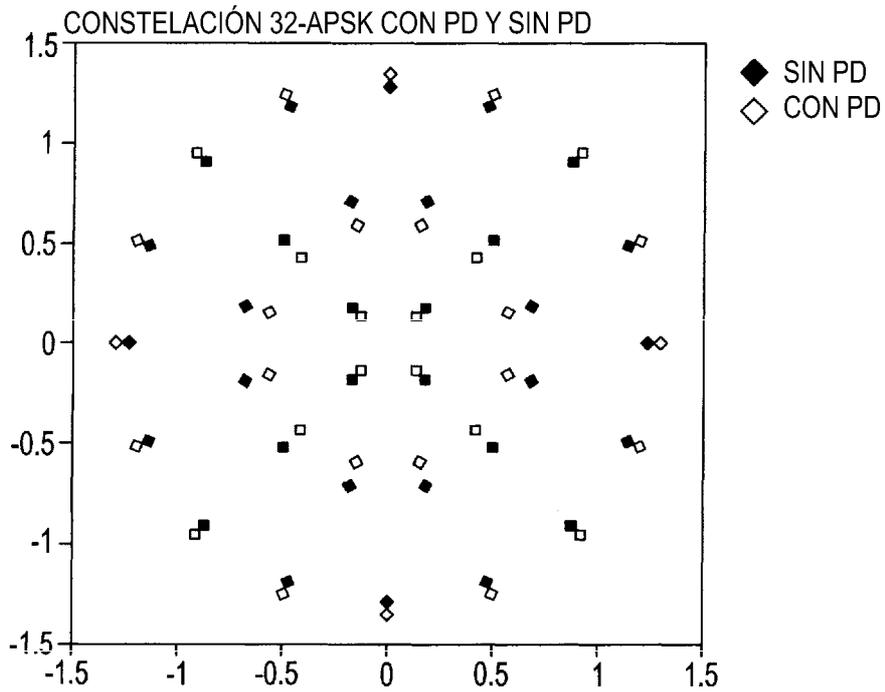


FIG. 11A

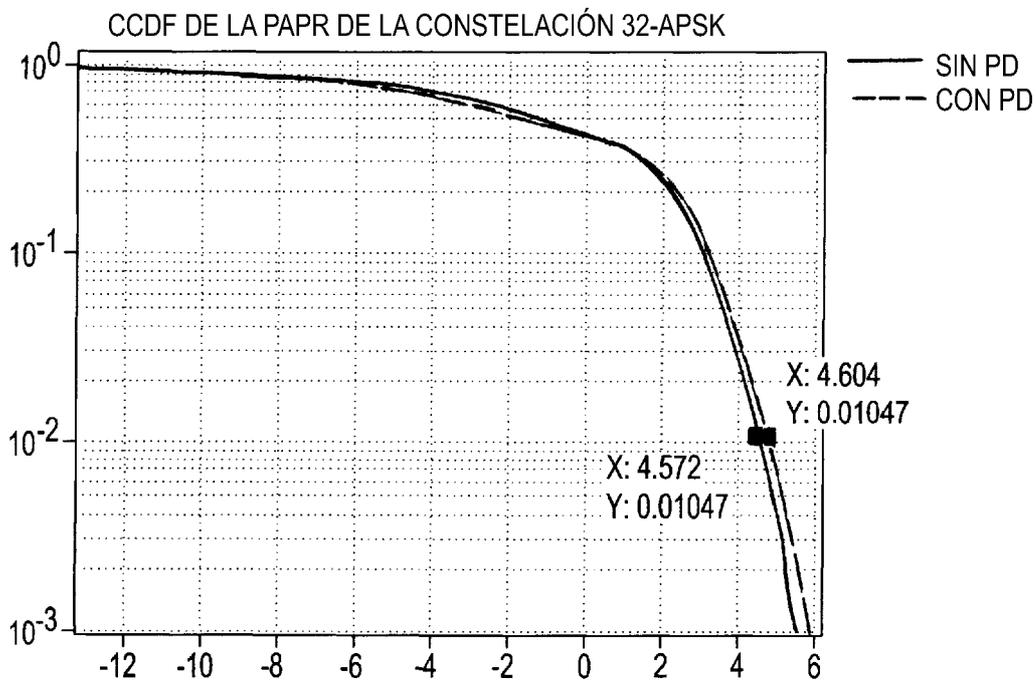


FIG. 11B

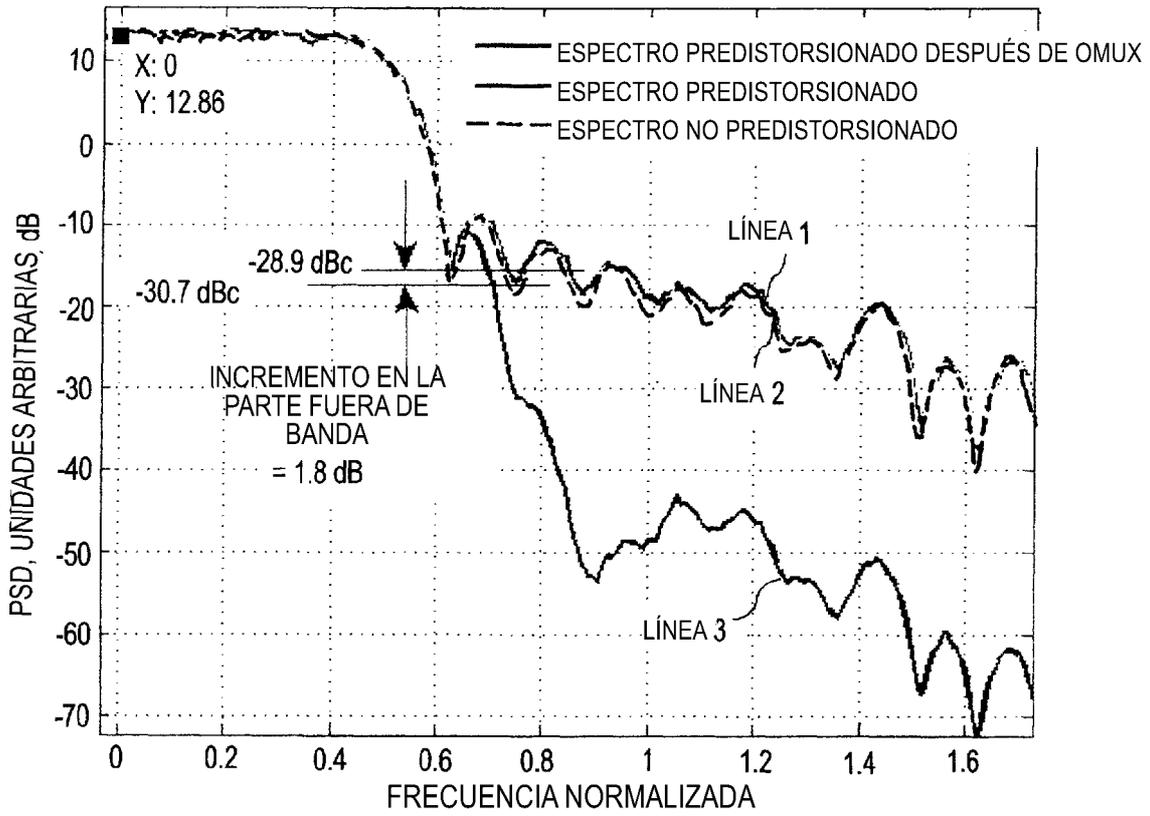


FIG. 12

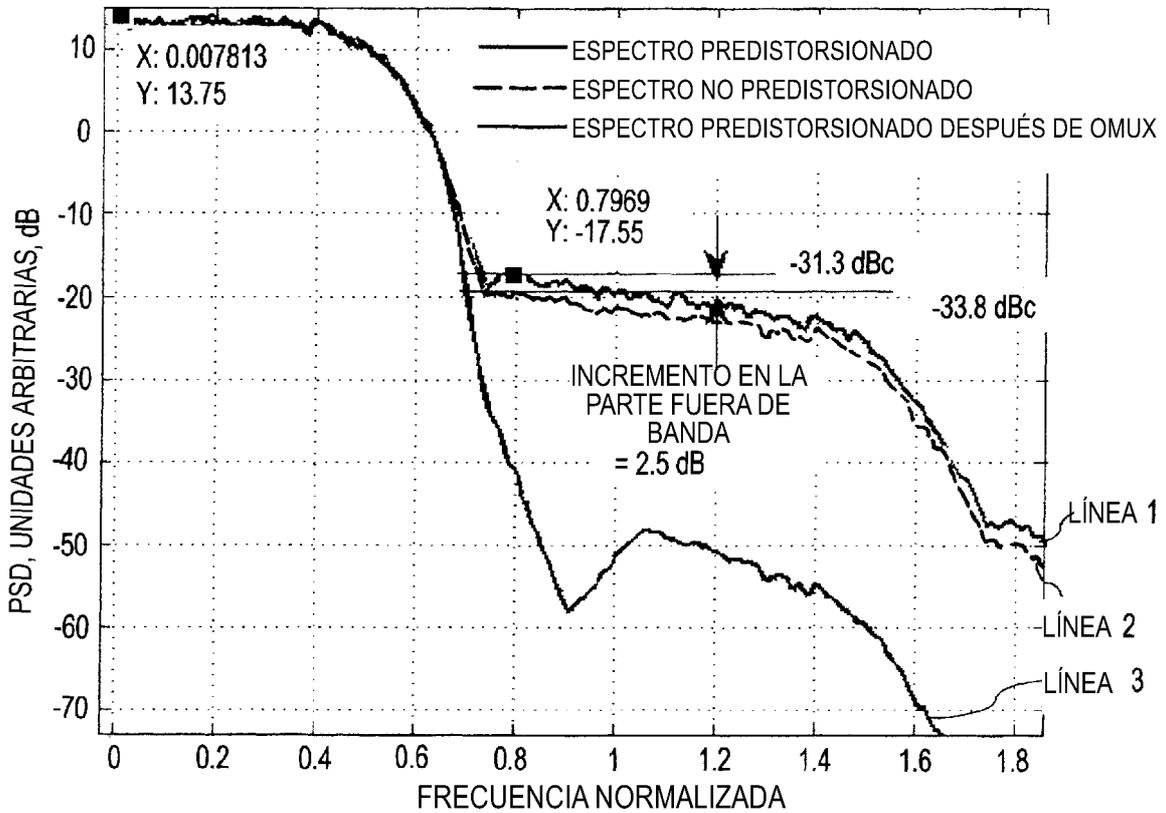


FIG. 13

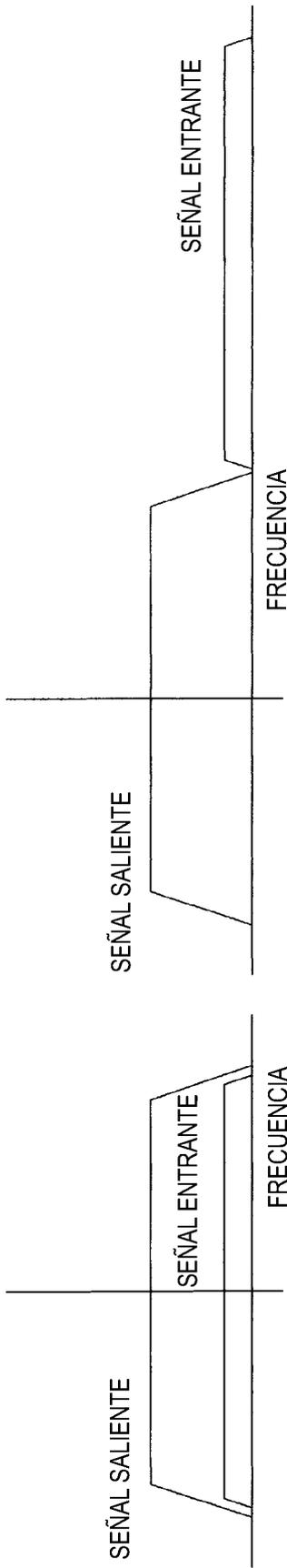


FIGURA 2.1(a). TDM EN LA PARTE SALIENTE Y TDMA EN LA PARTE ENTRANTE. UNA ESTACIÓN TERRESTRE REMOTA OCUPA LA BANDA COMPLETA PARA SU RANURA QUE LA PROPORCIONA A LA SIGUIENTE ESTACIÓN TERRESTRE REMOTA. TANTO LA PARTE ENTRANTE COMO LA PARTE SALIENTE OCUPAN LA MISMA BANDA (ES DECIR, PORTADORA-EN-PORTADORA)

**FIG. 14A**

FIGURA 2.1(b)...: FIGURA 2.1(b). TDM EN LA PARTE SALIENTE Y TDMA EN LA PARTE ENTRANTE, OCUPANDO LA PARTE ENTRANTE Y LA PARTE SALIENTE BANDAS DISTINTAS

**FIG. 14B**

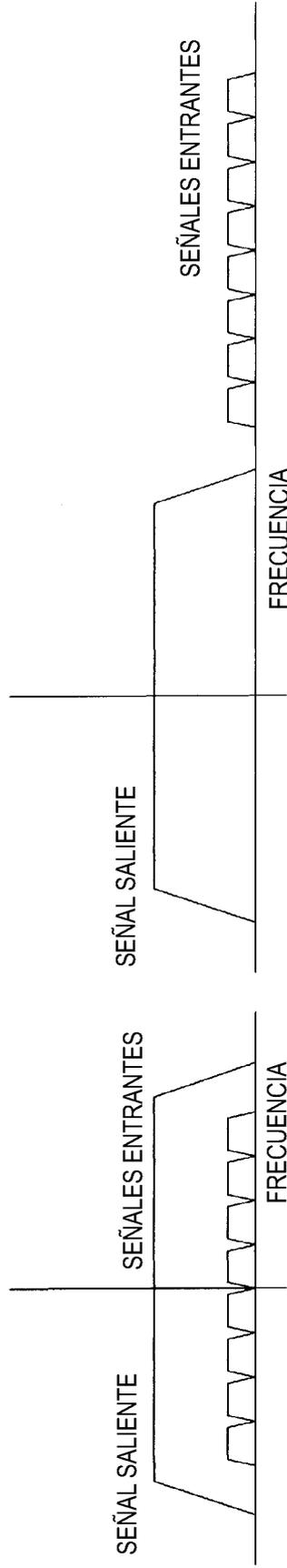


FIGURA 2.1(c)...: FIGURA 2.1(c). TDM EN LA PARTE SALIENTE Y FDMA EN LA PARTE ENTRANTE. VARIAS ESTACIONES TERRESTRES REMOTAS OCUPAN SIMULTÁNEAMENTE SECCIONES NO SOLAPADAS DE LA BANDA. TANTO LA PARTE ENTRANTE COMO LA PARTE SALIENTE OCUPAN LA MISMA BANDA (ES DECIR, PORTADORA-EN-PORTADORA)

**FIG. 14C**

FIGURA 2.1(d)...: FIGURA 2.1(d). TDM EN LA PARTE SALIENTE Y FDMA EN LA PARTE ENTRANTE, OCUPANDO LA PARTE ENTRANTE Y LA PARTE SALIENTE BANDAS DISTINTAS

**FIG. 14D**

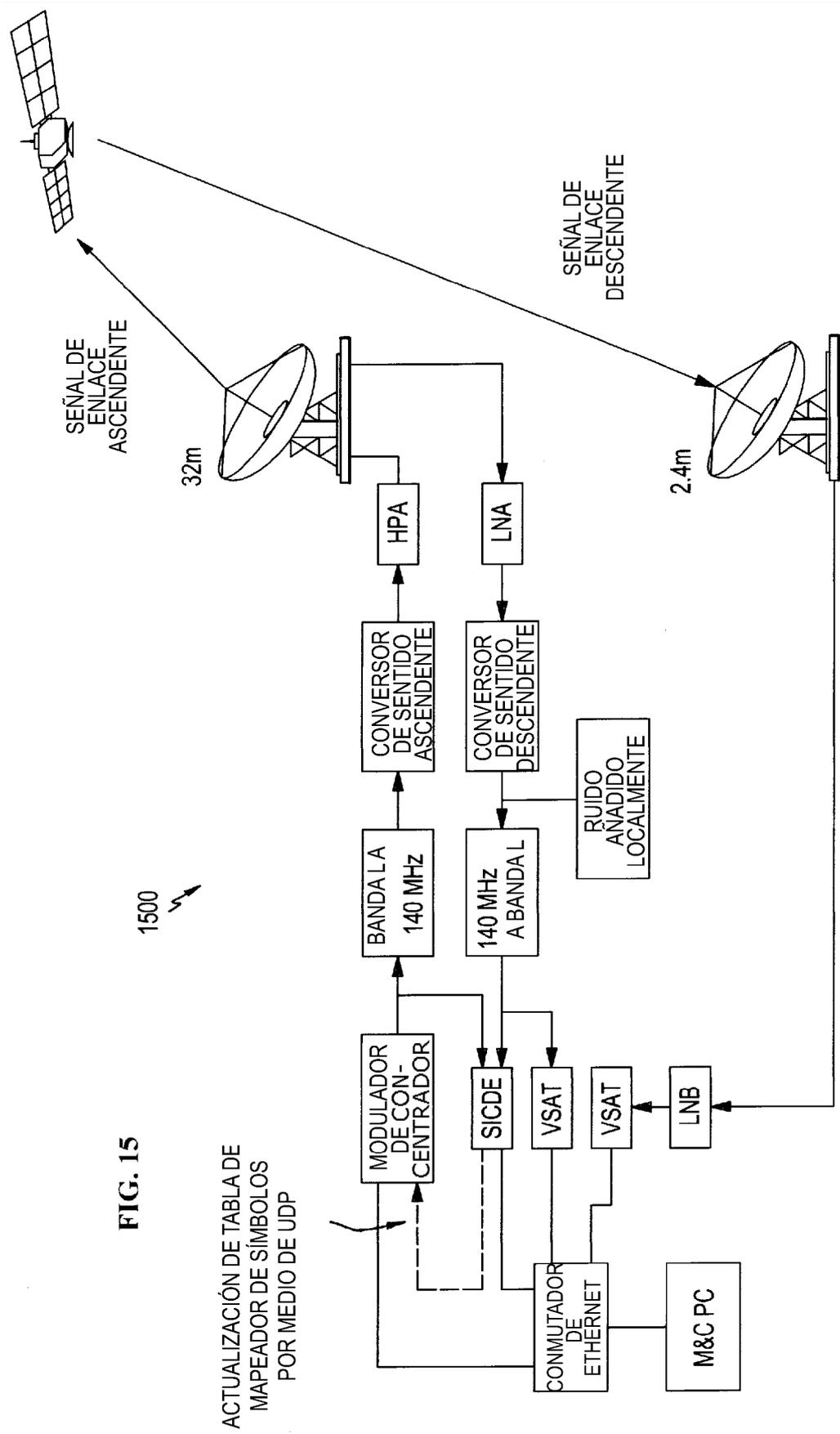


FIG. 15

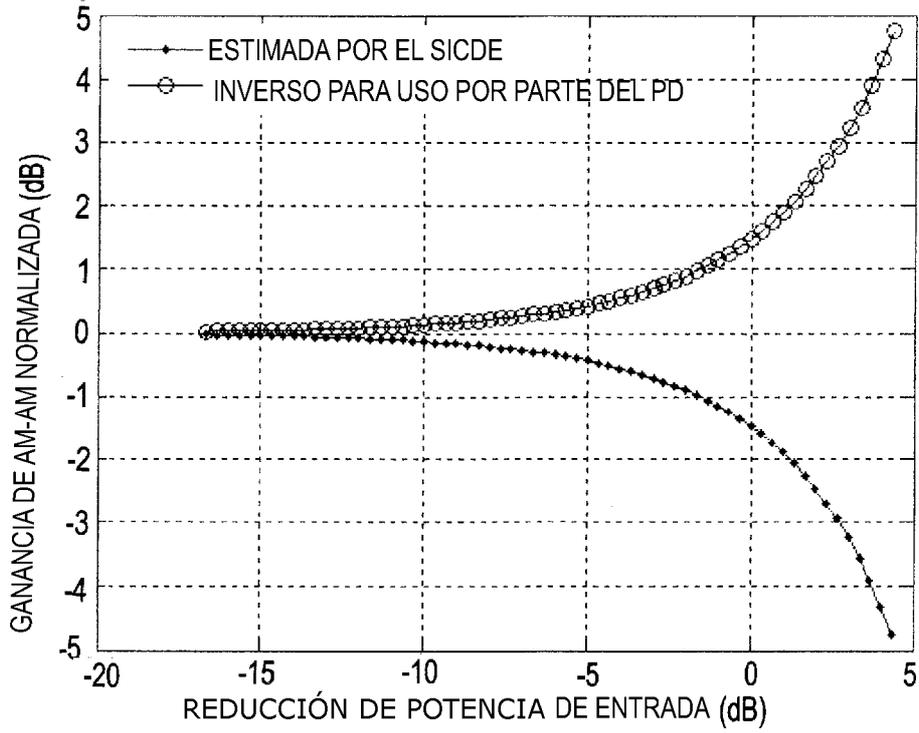


FIG. 16A

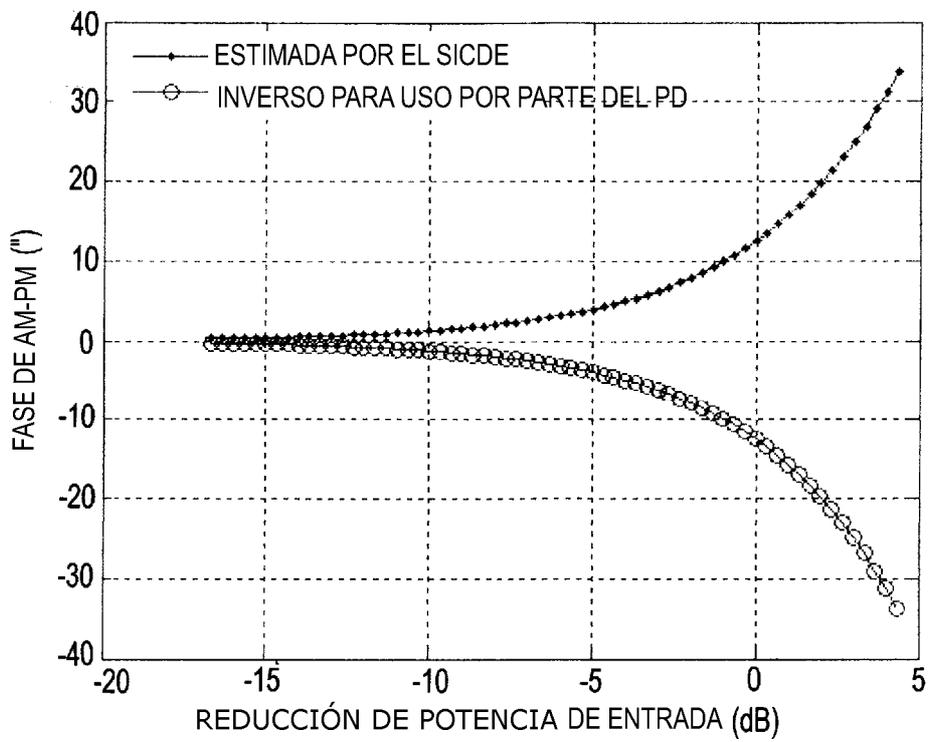


FIG. 16B

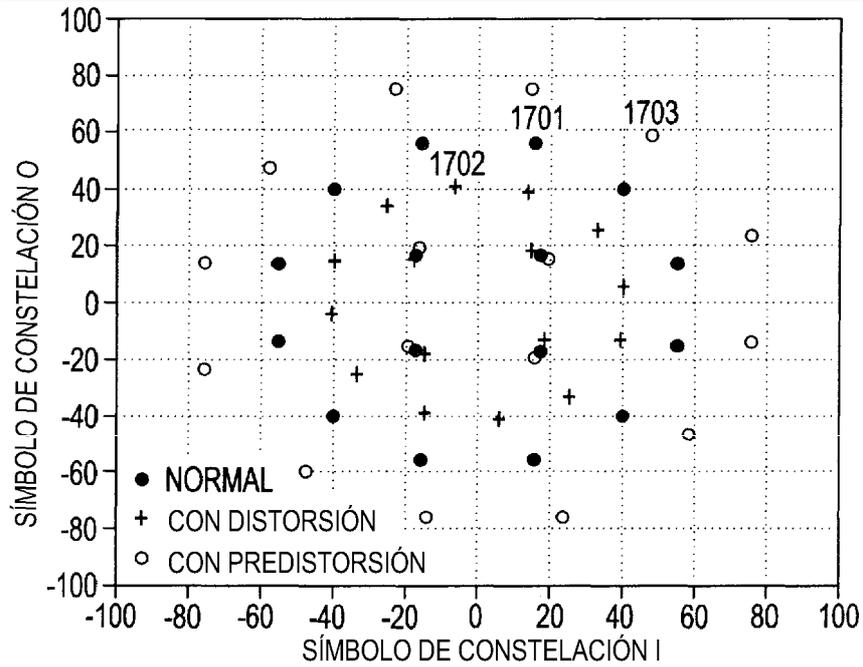


FIG. 17

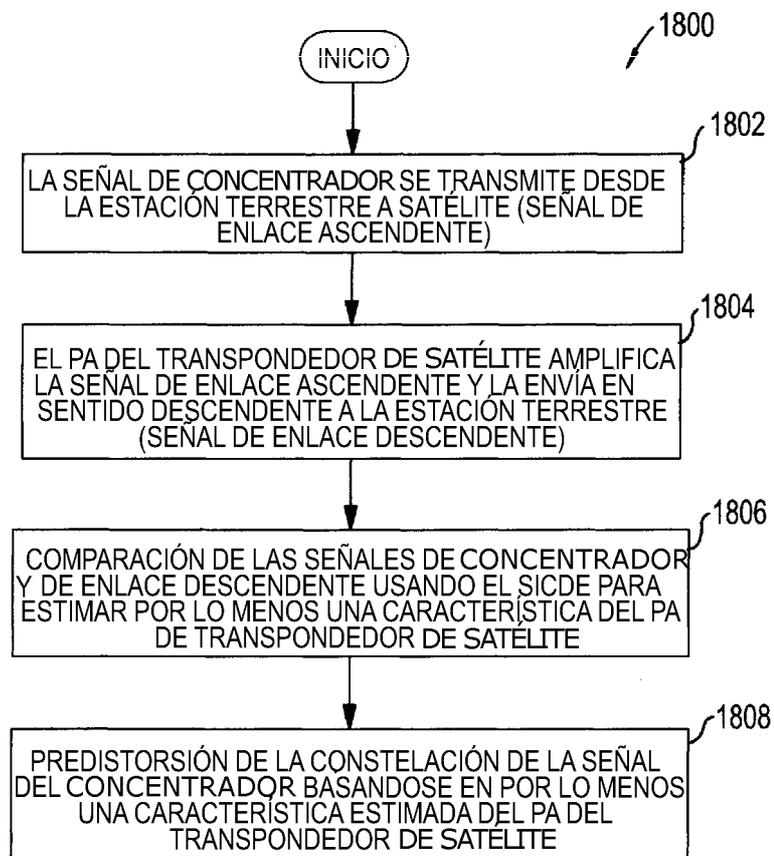


FIG. 18