



19



OFICINA ESPAÑOLA DE
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

11 Número de publicación: **2 300 884**

51 Int. Cl.:
H04B 1/707 (2006.01)

12

TRADUCCIÓN DE PATENTE EUROPEA

T3

86 Número de solicitud europea: **05002617 .8**

86 Fecha de presentación : **28.03.2001**

87 Número de publicación de la solicitud: **1530302**

87 Fecha de publicación de la solicitud: **11.05.2005**

54 Título: **Sistema CDMA que usa pre-rotación antes de la transmisión.**

30 Prioridad: **28.03.2000 US 192670 P**

45 Fecha de publicación de la mención BOPI:
16.06.2008

45 Fecha de la publicación del folleto de la patente:
16.06.2008

73 Titular/es:
INTERDIGITAL TECHNOLOGY CORPORATION
3411 Silverside Road, Concord Plaza
Suite 105, Hagley Building
Wilmington, Delaware 19810, US

72 Inventor/es: **Kaewell, John D.**

74 Agente: **Blanco Jiménez, Araceli**

ES 2 300 884 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).

ES 2 300 884 T3

DESCRIPCIÓN

Sistema CDMA que usa pre-rotación antes de la transmisión.

5 Antecedentes

La presente invención se refiere a comunicaciones digitales en general. Más específicamente, la invención se refiere a un sistema y método de pre-rotación de una señal de amplio espectro digital antes de la transmisión con el fin de mejorar la exactitud del receptor y la recuperación de la información de la fase y frecuencia por el receptor.

10 Muchos sistemas de comunicación actuales usan la tecnología de modulación de amplio espectro digital o acceso múltiple por división de códigos (CDMA). El amplio espectro digital es una técnica de comunicación donde los datos son transmitidos con una banda amplia (amplio espectro) por modulación de los datos para ser transmitidos con una señal de pseudo ruido. El CDMA puede transmitir datos sin ser afectado por la distorsión de señales o una frecuencia de interferencia en la vía de transmisión.

En la figura 1 se muestra un sistema de comunicación de CDMA simplificado que implica un único canal de comunicación de una banda ancha dada que es mezclada por un código de propagación que repite un patrón pre-terminado generado por un generador de secuencias de pseudo ruido (pn). Una señal de datos es modulada con la secuencia pn para producir una señal de amplio espectro digital. Una señal portadora es modulada con la señal de amplio espectro digital para establecer una conexión hacia adelante y luego es transmitida. Un receptor desmodula la transmisión para extraer la señal de amplio espectro digital. El mismo proceso es repetido para establecer una conexión inversa.

25 Durante la comunicación terrestre, una señal transmitida es normalmente perturbada por reflexiones debido a las condiciones terrestres y medioambientales variables y obstrucciones artificiales. Así, una única señal transmitida produce una pluralidad de señales recibidas con retrasos que difieren en el tiempo en el receptor, un efecto que es comúnmente conocido como distorsión pluridireccional. Durante la distorsión pluridireccional, la señal de cada vía diferente llega retrasada al receptor con una fase de amplitud y portadora única.

30 En el estado de la técnica anterior, el error asociado a la distorsión pluridireccional es normalmente corregido en el receptor después de que la señal haya sido correlacionada con la secuencia pn coincidente y los datos transmitidos hayan sido reproducidos. Así, la correlación es completada con error incorporado en la señal. Una distorsión pluridireccional similar afecta a la transmisión de conexión inversa.

35 US 5,351,016 expone un sistema de modulación que se autocorriga adaptativamente y el método en el que el sistema recibe una señal sólo de sí mismo.

40 Por consiguiente, hay necesidad de un sistema que corrija los errores encontrados durante la transmisión de una señal.

Resumen

45 La presente invención provee un método para reducir errores de transmisión por una estación base de CDMA según la reivindicación 1 y una estación base correspondiente según la reivindicación 4. Otros aspectos preferidos de la invención son proporcionados según las reivindicaciones dependientes.

Breve descripción de los dibujos

50 La Figura 1 es un diagrama de bloques simplificado de un sistema de comunicación CDMA de la técnica anterior.

La Figura 2 es un diagrama de bloques detallado de un sistema de comunicación B.-CD-MA™.

55 La Figura 3A es un diagrama de bloques detallado de la presente invención que usa una señal pseudo-piloto, con corrección de la oscilación de la portadora desarrollada en el nivel de chip.

La Figura 3B es un diagrama de bloques de un receptor RAKE.

60 La Figura 4 es un diagrama de un símbolo p_0 recibido en la constelación QPSK, que muestra una decisión por hardware.

La Figura 5 es un diagrama del ángulo de corrección correspondiente al símbolo asignado.

65 La Figura 6 es un diagrama del error del símbolo resultante después de la aplicación de la corrección correspondiente al símbolo asignado.

La Figura 7 es un diagrama en bloques de un bucle convencional de cierre de fase.

ES 2 300 884 T3

La Figura 8A es un diagrama de bloques simple de un transmisor conforme a la forma de realización preferida de la presente invención.

5 La Figura 8B es un diagrama de bloques simple de un transmisor conforme a una forma de realización alternativa de la presente invención.

La Figura 8C es un diagrama de bloques simple de un transmisor conforme a una forma de realización alternativa de la presente invención.

10 Descripción detallada de las formas de realización preferidas

Se describirá la forma de realización preferida con referencia a las figuras de los dibujos, donde números similares representan elementos similares.

15 Un sistema de comunicación CDMA 25 como se muestra en la Figura 2 incluye un transmisor 27 y un receptor 29, que puede residir en bien una estación base o un receptor de usuario móvil. El transmisor 27 incluye un procesador de señales 31 que codifica señales de voz y no de voz en datos a varias velocidades; p. ej. velocidades de datos de 8 kbps, 16 kbps, 32 kbps, o 64 kbps. El procesador de señales 31 selecciona una velocidad de datos específica que depende del tipo de señal, o en respuesta a una velocidad de datos establecida.

20 Como antecedente, dos fases están implicadas en la generación de una señal transmitida en un entorno de acceso múltiple. Primero, los datos de entrada 33, que pueden ser considerados una señal modulada bifásica, son codificados usando el código 35 de corrección de error por anticipo (FEC). Por ejemplo, si se usa un código de convolución $R=1/2$, la única señal bifásica de datos modulados se vuelve bivariada o dos señales moduladas bifásicas. Una señal es designada canal 41 en fase (I). La otra señal es designada canal 41b de cuadratura (Q). Un número complejo está en la forma $a+bj$, donde a y b son números reales y $j^2 = -1$. Las señales moduladas bifásicas I y Q son designadas normalmente como modulación por desplazamiento de fase en cuadratura (QPSK). En la forma de realización preferida, los polinomios generadores de derivación para una longitud de restricción de $K=7$ y una velocidad de código convolucional de $R=1/2$ son $G_1 = 171_8$ 37 y $G_2 = 133_8$ 39.

30 En la segunda fase, los dos datos modulados bifásicos o símbolos 41a, 41b son extendidos con una secuencia compleja de pseudo-ruido (pn). Las señales propagadas resultantes I 45a y Q 45b son combinadas 53 con otras señales propagadas (canales) que tienen códigos de dispersión diferentes, mezcladas con una señal portadora 51 y luego transmitidas 55. La transmisión 55 puede contener una pluralidad de canales individuales con velocidades de datos diferentes.

40 El receptor 29 incluye un demodulador 57a, 57b que convierte la señal 55 transmitida de banda ancha en una señal de frecuencia intermedia 59a, 59b. Una segunda conversión reduce la señal a una banda de base. La señal QPSK es luego filtrada 61 y mezclada 63a, 63b con la secuencia pn del complejo localmente generado 43a, 43b que coincide con el conjugado del código transmitido complejo. Sólo las ondas originales que fueron propagadas con el mismo código en el transmisor 27 serán despropagadas eficazmente. Otras se presentarán como ruido en el receptor 29. Los datos 65a, 65b son pasados luego a un procesador de señales 67 donde la decodificación FEC es realizada en los datos codificados por convolución.

45 Cuando la señal es recibida y desmodulada, la señal de banda base está al nivel del chip. Tanto los componentes I como Q de la señal son despropagados usando el conjugado de la secuencia pn usada durante la propagación, volviendo la señal al nivel de símbolo. No obstante, debido a la compensación de la portadora, la corrupción de fase cursada durante la transmisión se manifiesta mismamente por la distorsión de las ondas individuales del chip. Si la corrección por compensación de la portadora es realizada en el nivel del chip, el nivel de exactitud global aumenta debido a la resolución inherente de la señal de nivel de chip. La corrección por compensación de la portadora puede también ser realizada en el nivel de símbolo, pero con menor exactitud global. No obstante, puesto que el nivel de símbolo es mucho menor que el nivel del chip, se requiere una velocidad de procesamiento menor cuando la corrección es hecha en el nivel de símbolo.

55 En la figura 3A se muestra un receptor que usa el sistema 75 y método de la presente invención. Una señal 77 de amplio espectro de banda base digital compleja comprendiendo en fase y fase de cuadratura es introducida y filtrada usando un filtro adaptador unido (AMF) 79 u otros medios de filtración adaptadores. AMF 79 es un filtro transversal (respuesta de impulso finito) que usa el coeficiente de filtro 81 para solapar réplicas retardadas de la señal recibida 77 una sobre la otra para proporcionar una salida de señal de filtrado 83 con una proporción de señal a ruido aumentada (SNR). La salida 83 de AMF 79 es acoplada a una pluralidad de despropagadores de canal 85₁, 85₂, 85_n y un despropagador piloto 87. La señal piloto 89 es despropagada con un despropagador separado 87 y la secuencia pn 91 contemporánea con los datos transmitidos 77 asignados a canales que son despropagados 85₁, 85₂, 85_n con secuencias pn 93₁, 93₂, 93_n de ellas mismas. Después de que los canales de datos son despropagados 85₁, 85₂, 85_n, las corrientes de bit de datos 95₁, 95₂, 95_n son acopladas a decodificadores Viterbi 97₁, 97₂, 97_n y salida 99₁, 99₂, 99_n.

Los coeficientes de filtro 81, o de ponderación, usados para ajustar AMF 79 son obtenidos por la desmodulación de las vías individuales de vías de propagación. Esta operación es realizada por un receptor RAKE 101. El uso de

ES 2 300 884 T3

un receptor RAKE 101 para compensar causando distorsión pluridireccional es bien conocido por los expertos en las técnicas de comunicación.

Como se muestra en la figura 3B, el receptor RAKE 101 consiste en una combinación paralela de “dedos” desmoduladores 103₀, 103₁, 103₂, 103_n, que desmodulan un componente multivía particular. La secuencia piloto que traza el burle de un desmodulador particular es iniciada por la estimación cronométrica de una vía dada determinada por una secuencia pn 105. En la técnica anterior, se usa una señal piloto para la correlación de las señales individuales del RAKE. En la presente invención, la secuencia pn 105 puede pertenecer a cualquier canal 93₁ del sistema de comunicación. Normalmente se usa el canal con la mayor señal recibida.

Cada desmodulador de vía incluye un mezclador complejo 107₀, 107₁, 107₂, 107_n, y sumador y cerrojo 109₀, 109₁, 109₂, 109_n. Para cada elemento RAKE, la secuencia pn 105 es retrasada τ 111₁, 111₂, 111_n por un chip y mezclada 107₁, 107₂, 107_n con la señal de amplio espectro de la banda base 113 despropagando de ese modo cada señal. Cada producto de multiplicación es introducido en un acumulador 109₀, 109₁, 109₂, 109_n donde es añadido al producto precedente y bloqueado después del siguiente ciclo de reloj de símbolo. El receptor RAKE 101 proporciona valores de vía relativos para cada componente multivía. La pluralidad de salidas n-dimensionales 115₀, 115₁, 115₂, 115_n proporciona valores estimados de la respuesta de impulso del canal muestreado que contiene un error de fase relativo de 0°, 90°, 180°, ó 270°.

Con referencia de nuevo a la figura 3A, la pluralidad de salidas del receptor RAKE son acopladas a un mezclador complejo n-dimensional. Mezclada con cada receptor RAKE 101 la salida 115 es una corrección para eliminar el error de fase relativo contenido en la salida RAKE.

Una señal piloto es también una señal compleja QPSK pero con el componente de cuadratura puesto a cero. La señal de corrección de error 119 de la presente invención es derivada del canal de despropagación 95₁ en principio ejecutando una decisión por hardware 121 en cada uno de los símbolos de la señal despropagada 95₁. Un procesador de decisión por hardware 121 determina la posición de constelación de QPSK, que está muy cercana al valor del símbolo despropagado.

Como se muestra en la figura 4, el procesador de distancia Euclídeo compara un símbolo recibido p₀ del canal 1 con la constelación QPSK de cuatro puntos x_{1,1}, x_{-1,1}, x_{1,-1}. Es preciso examinar cada símbolo recibido p₀ debido a la degradación durante la transmisión 55 por ruido y distorsión, bien por multivía o radiofrecuencia. El procesador de decisión por hardware 121 computa las cuatro distancias d₁, d₂, d₃, d₄ a cada cuadrante del símbolo p₀ recibido y elige la distancia más corta d₂ y asigna la ubicación de símbolo x_{-1,1}. Las coordenadas de símbolo original p₀ son descartadas.

Con referencia de nuevo a la figura 3A, después de revisar cada decisión por hardware 121 de símbolo, se determinan los conjugados complejos 123 para cada salida de símbolo 125. Un conjugado complejo es un par de números complejos con partes reales idénticas y con partes imaginarias que difieren sólo en el signo. Como se muestra en la figura 5, un símbolo es desmodulado o desrotado primero determinando el complejo conjugado de las coordenadas de símbolo asignado x_{-1,-1}, que forman la señal de corrección 119 que se utiliza para eliminar el error de fase relativo contenido en la salida RAKE. Así, la salida RAKE es eficazmente desrotada por el ángulo asociado a la decisión por hardware, eliminando el error de fase relativo. Esta operación proporciona eficazmente un RAKE que es conducido por una señal piloto, pero sin una referencia de fase absoluta.

Con referencia de nuevo a la figura 3A, la salida 119 del complejo conjugado 123 es acoplada a un n-mezclador dimensional complejo 117 donde cada salida del receptor RAKE 101 es mezclado con la corrección de señal 119. Los productos resultantes 127 son previsiones de ruido de la respuesta p de impulso del canal, como se muestra en la figura 6. El error mostrado en la figura 6 es indicado por una distancia radial de $\pi/6$ del eje en fase.

Con referencia de nuevo a la figura 3A, las salidas 115 del mezclador complejo de canal n-dimensional 117 son acopladas a un estimador n-dimensional 131. El estimador de canal 131 es una pluralidad de filtros de paso bajo, cada uno para filtrar un componente multivía. Las salidas 81 del estimador n-dimensional N son acopladas a AMF 79. Estas salidas 81 actúan como las ponderaciones de filtro AMF 79. AMF 79 filtra la señal de la banda base para compensar la distorsión del canal debido a multivías sin requerir una señal piloto de magnitud grande.

El receptor RAKE 101 se usa en conjunción con los circuitos de bucle de fase bloqueada (PLL) 133 para eliminar la compensación del portador. La compensación del portador tiene lugar como resultado de variaciones del componente de transmisión/recepción y otra distorsión RF. La presente invención 75 usa una señal piloto de nivel bajo 135 que es producida por despropagación 87 del piloto de la banda base de la señal 77 con una secuencia piloto pn 91. La señal piloto es acoplada a una única entrada PLL 133, mostrada en la figura 7. La PLL 133 mide la diferencia de fase entre la señal piloto 135 y una fase de referencia 0. La señal piloto despropagada 135 es la señal de error real acoplada a PLL 133.

La PLL 133 incluye un analizador de arco tangente 136, un filtro complejo 137, un integrador 139 y un convertidor de fase a número complejo 141. La señal piloto 135 es la entrada de la señal del error a PLL 133 y es acoplada al filtro complejo 137. El filtro complejo 137 incluye dos estadios de ganancia, un integrador 145 y un sumador 147. La salida del filtro complejo 137 es acoplada al integrador 139. El factor de frecuencia es fase, que es la salida 140 al convertidor

ES 2 300 884 T3

141. La salida de fase 140 es acoplada a un convertidor 141 que convierte la señal de fase en una señal compleja para mezclar 151 con la señal 77 de la banda base. Puesto que las operaciones corriente arriba son conmutativas, la salida 149 de PLL 133 es también el bucle de retroacción dentro del sistema 75.

5 La señal de corrección 119 del conjugado complejo 123 y la señal de salida 149 de PLL 133 son cada una acopladas a mezcladores localizados dentro del transmisor 181, para corregir la señal antes de la transmisión, como se muestra en la Figura 8A. El transmisor 181, como se muestra en la Figura 8A, funciona de una manera similar al transmisor 27 mostrado en la figura 2, excepto que la señal preparada para la transmisión es pre-rotada antes de la transmisión. En referencia a la figura 8A, los datos 164_1 , 164_2 , 164_3 son codificados usando la codificación avanzada de corrección
10 (FEC) 35. Los dos datos modulados bifásicos o símbolos 41a, 41b son propagados con una secuencia de pseudo ruido compleja (pn) y las señales propagadas resultantes I 45a y Q 45b son mezcladas con la señal de corrección 119, convertidas con la señal de portador 51, y combinadas 53 con otras señales de extensión que tienen códigos de propagación diferentes. La señal resultante 55 es corregida de nuevo usando la señal 149 del receptor PLL 133. La señal 56 que ha sido pre-corregida para la fase y la frecuencia es entonces transmitida. De esta forma, la presente
15 invención utiliza las señales 119, 149 generadas por el receptor 71 para corregir previamente la señal transmitida y reducir los errores de fase y frecuencia en las señales recibidas en la unidad de recepción.

En referencia a la Figura 8B, se muestra un transmisor 183 hecho conforme a una forma de realización alternativa de la presente invención. Esta forma de realización es similar a la forma de realización mostrada en la Figura 8A, excepto que la señal de corrección 119 es mezclada con la señal de los datos de banda base por medio de un mezclador 157. Así, los datos de la banda base son previamente corregidos antes de la codificación y propagación. Obviamente, los expertos en la técnica deberían deducir de que pueden ser introducidas otras fases de tratamiento antes de que la señal de corrección 119 sea mezclada con la señal de datos.

25 En referencia a la Figura 8C, se muestra un transmisor 188 hecho conforme a otra forma de realización alternativa de la presente invención. En esta forma de realización, la señal de corrección 119 y la señal de compensación del portador 149 son introducidas en un combinador, que combina la señalen una única señal de corrección previa, y mezcladas usando el mezclador 169 con la salida del contador 53 antes de la transmisión.

30 Finalmente, debería tenerse en cuenta que la corrección de la compensación del portador y la corrección de pre-rotación son correcciones separadas. Cada una puede ser utilizada independientemente de la otra. Por ejemplo, el sistema puede corregir previamente sólo errores de compensación de la portadora y puede que no lleve a cabo la pre-rotación. De forma alternativa, el sistema puede desempeñar la pre-rotación pero puede que no corrija errores de compensación del portador.

35 Aunque se han mostrado y descrito las formas de realización específicas de la presente invención, los expertos en la materia deducirán que se podrían hacer muchas modificaciones y variaciones.

40 Referencias citadas en la descripción

Esta lista de referencias citada por el solicitante ha sido recopilada exclusivamente para la información del lector. No forma parte del documento de patente europea. La misma ha sido confeccionada con la mayor diligencia; la OEP sin embargo no asume responsabilidad alguna por eventuales errores u omisiones.

45 Patentes citadas en la descripción

- US 5351016 A [0007]

50

55

60

65

REIVINDICACIONES

5 1. Método para reducir errores de transmisión por una estación base CDMA cuando transmite una señal de comunicación a una segunda unidad de comunicación, que incluye las etapas de:

recibir una señal de comunicación RF originada de dicha segunda unidad de comunicación a dicha estación base;

10 analizar los errores de dicha señal recibida;

generar una señal de corrección basada en dicho análisis; y

15 corregir dicha señal de comunicación usando dicha señal de corrección antes de la transmisión de dicha señal de comunicación desde dicha estación base a dicha segunda unidad de comunicación;

filtrar dicha señal recibida para generar una señal filtrada usando una señal de ponderación;

20 desmodular dicha señal recibida para generar valores de vía relativos para cada componente multivía en dicha señal recibida; y

mezclar dichos valores de vía con dicha señal de corrección para generar dicha señal de ponderación;

caracterizado por el hecho de que dicha fase de análisis incluye:

25 despropagar dicha señal filtrada usando una señal piloto;

llevar a cabo una decisión por hardware en dicha señal filtrada despropagada para generar salidas de símbolo; y

30 determinar los conjugados complejos de dichas salidas de símbolo para generar dicha señal de corrección;

donde dicha señal de corrección elimina los errores de fase relativos contenidos en los valores de vía.

35 2. Método según la reivindicación 1 donde los errores mencionados incluyen errores de fase y dicha señal de corrección corrige dichos errores de fase antes de la transmisión de dicha señal de comunicación.

40 3. Método según la reivindicación 1, donde dichos errores incluyen errores de frecuencia y dicha señal de corrección causa una corrección de los errores de frecuencia antes de la transmisión de dicha señal de comunicación.

4. Estación base de CDMA para la transmisión y recepción de señales de comunicación que comprende un receptor (29) y transmisor (27) para reducir los errores de transmisión en una señal transmitida, incluyendo el receptor:

45 una antena para recibir una señal de comunicación de una segunda unidad de comunicación;

un analizador (136) para analizar los errores de dicha señal recibida y generar una señal de corrección basada en dicho análisis; y

50 una unidad de corrección para corregir dicha señal recibida usando dicha señal de corrección;

respondiendo dicho transmisor (27) a dicha unidad de corrección, para corregir dicha señal transmitida antes de la transmisión de la segunda unidad de comunicación mencionada;

55 donde dicho receptor (29) incluye además un filtro adaptivo unido (79) para filtrar la mencionada señal recibida para generar una señal filtrada usando una señal de ponderación;

caracterizada por el hecho de que el analizador mencionado (136) incluye:

60 al menos un despropagador (85) para despropagar dicha señal filtrada usando una señal piloto;

un procesador (121) para realizar una decisión por hardware en dicha señal filtrada despropagada y generar a partir de ahí salidas de símbolo; y

65 un conjugador (123) para determinar los conjugados complejos de dichas salidas de símbolo para generar dicha señal de corrección.

ES 2 300 884 T3

5. Estación base según la reivindicación 4 comprendiendo la mencionada unidad de corrección:

un receptor RAKE (101) para desmodular dicha señal recibida y generar valores de vía relativos para cada componente multivía de la señal recibida mencionada; y

5

un mezclador (107) para mezclar dichos valores de vía con la señal de corrección mencionada para generar la señal de ponderación mencionada.

6. Estación base según la reivindicación 4 donde los errores mencionados incluyen errores de fase y la señal de corrección mencionada corrige los errores de fase mencionados antes de la transmisión de la señal de comunicación mencionada.

10

7. Estación base según la reivindicación 4 donde dichos errores incluyen errores de frecuencia y la señal de corrección mencionada corrige los errores de frecuencia mencionados antes de la transmisión de la señal de comunicación mencionada.

15

20

25

30

35

40

45

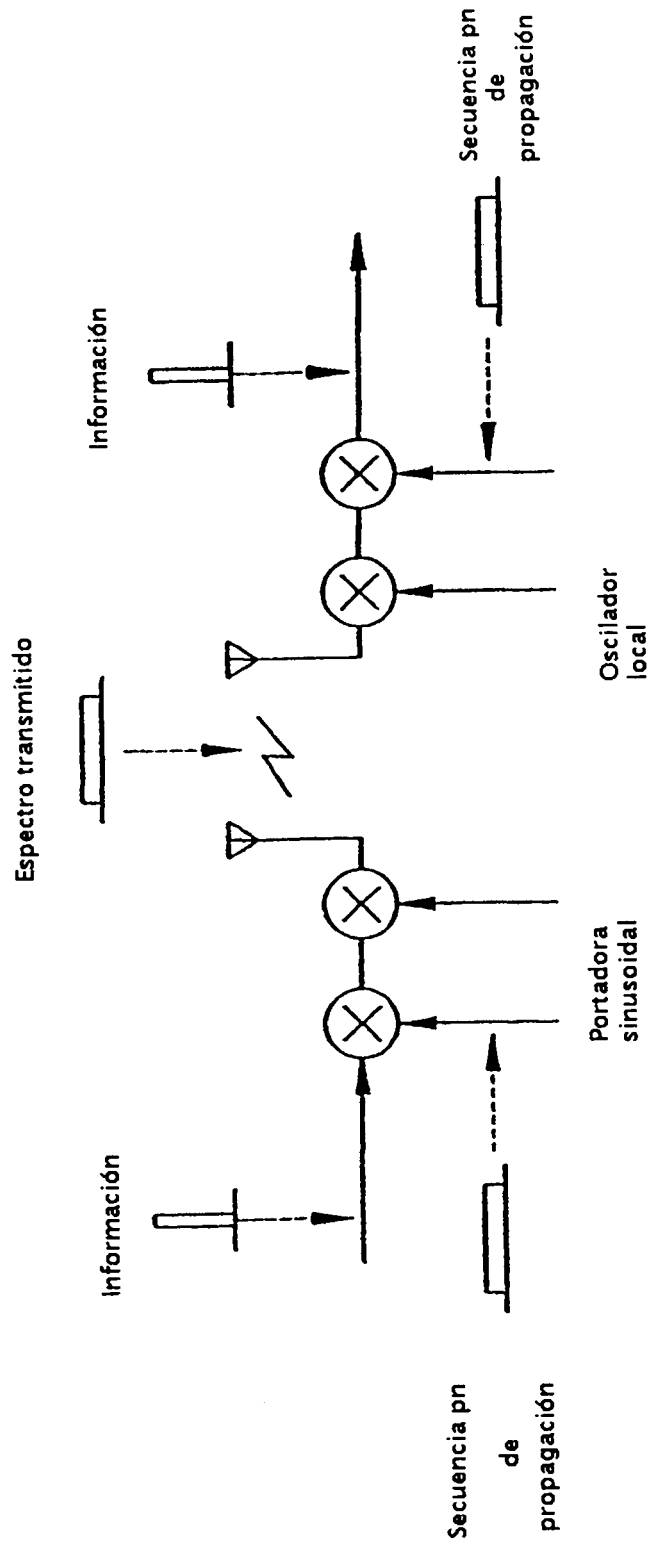
50

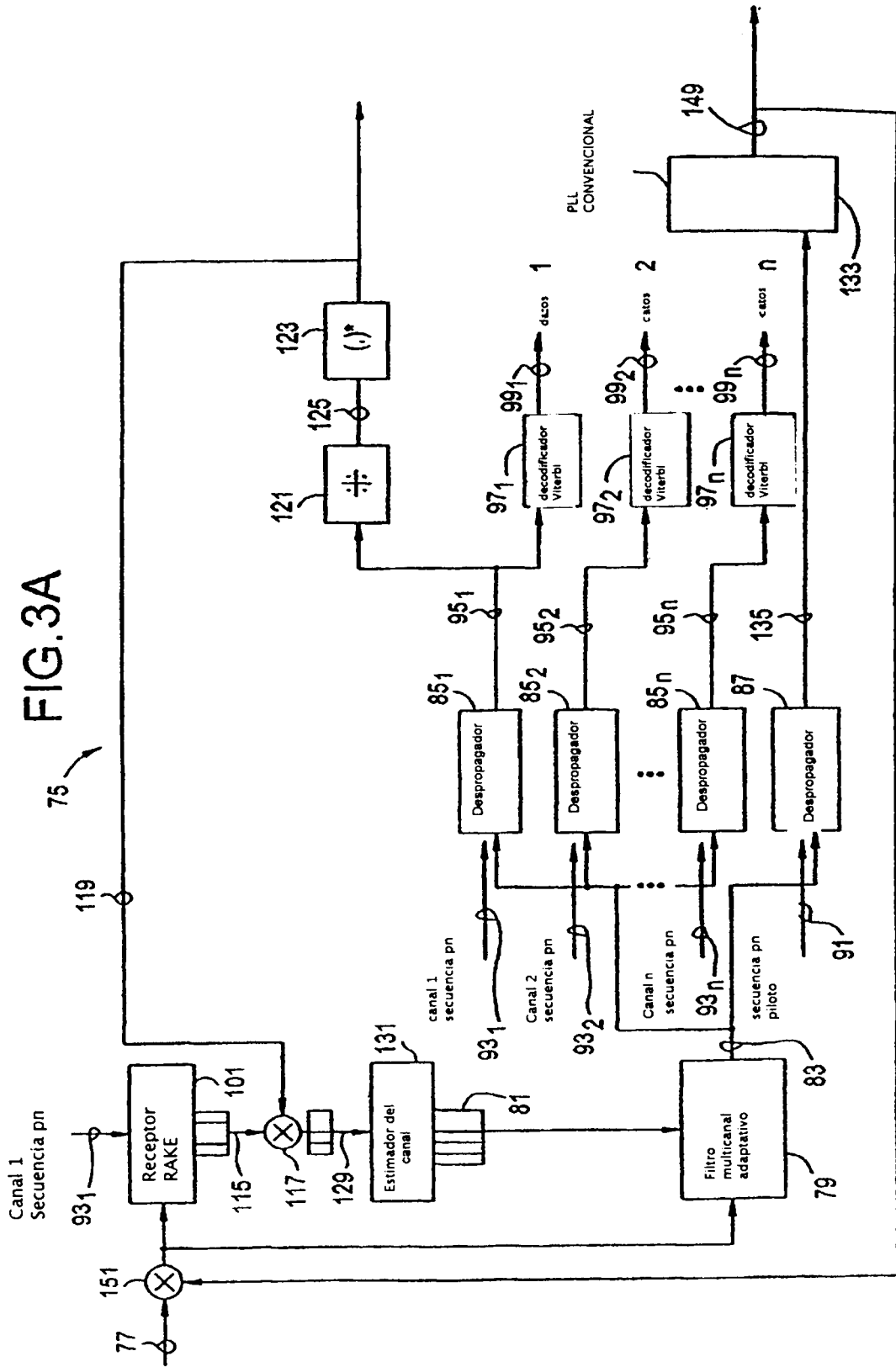
55

60

65

FIG.1 TÉCNICA ANTERIOR





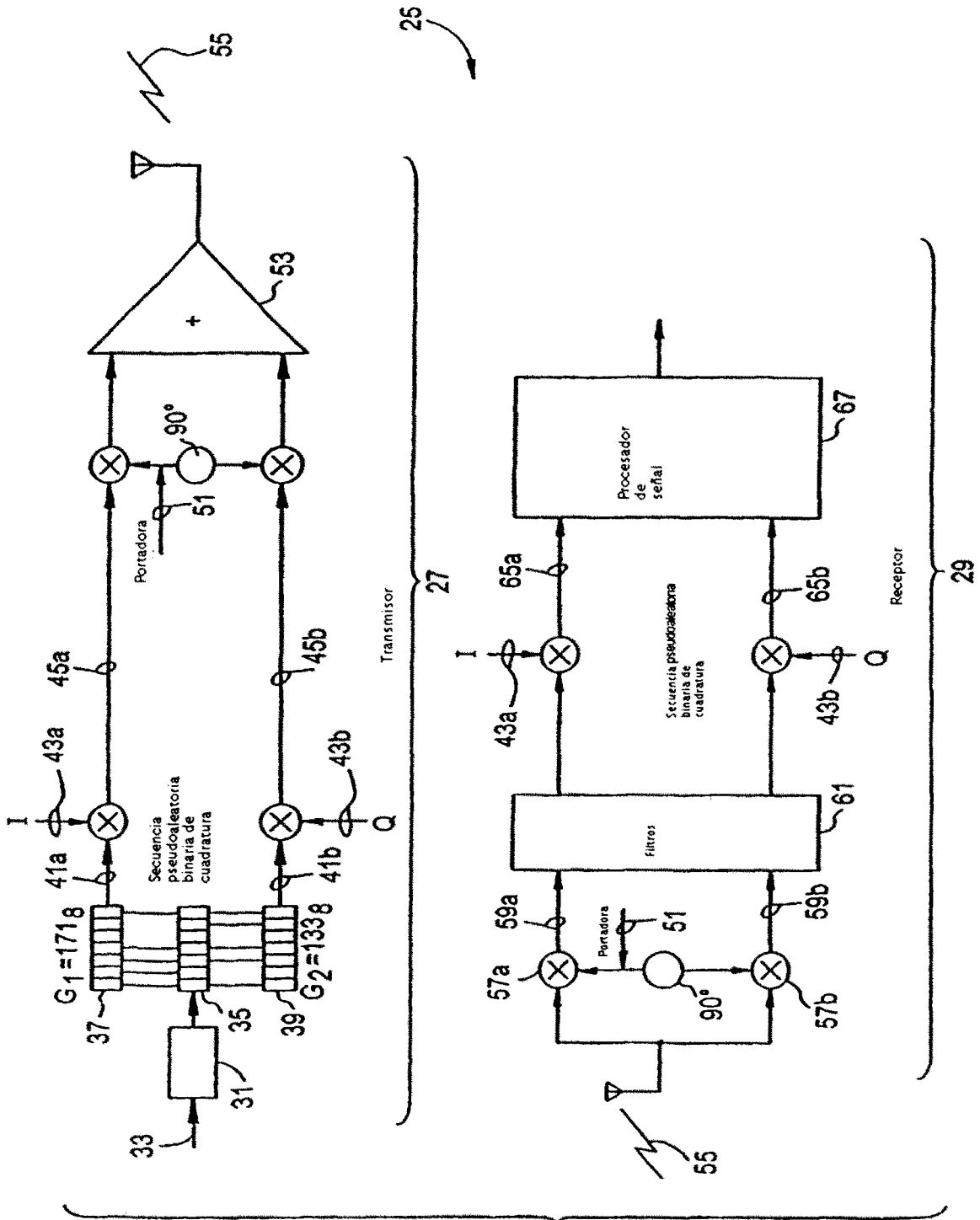


FIG.2

FIG.3B

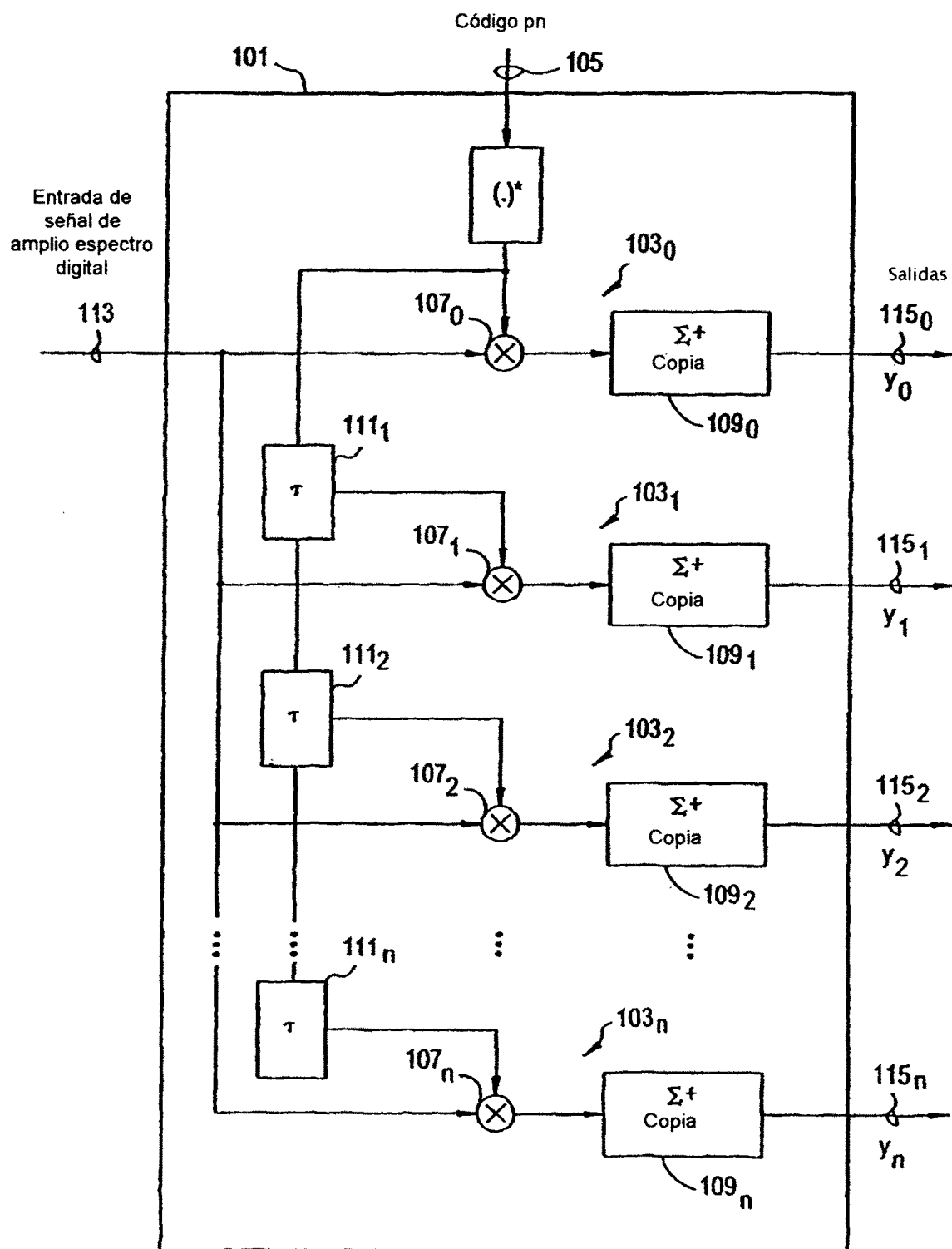


FIG.4

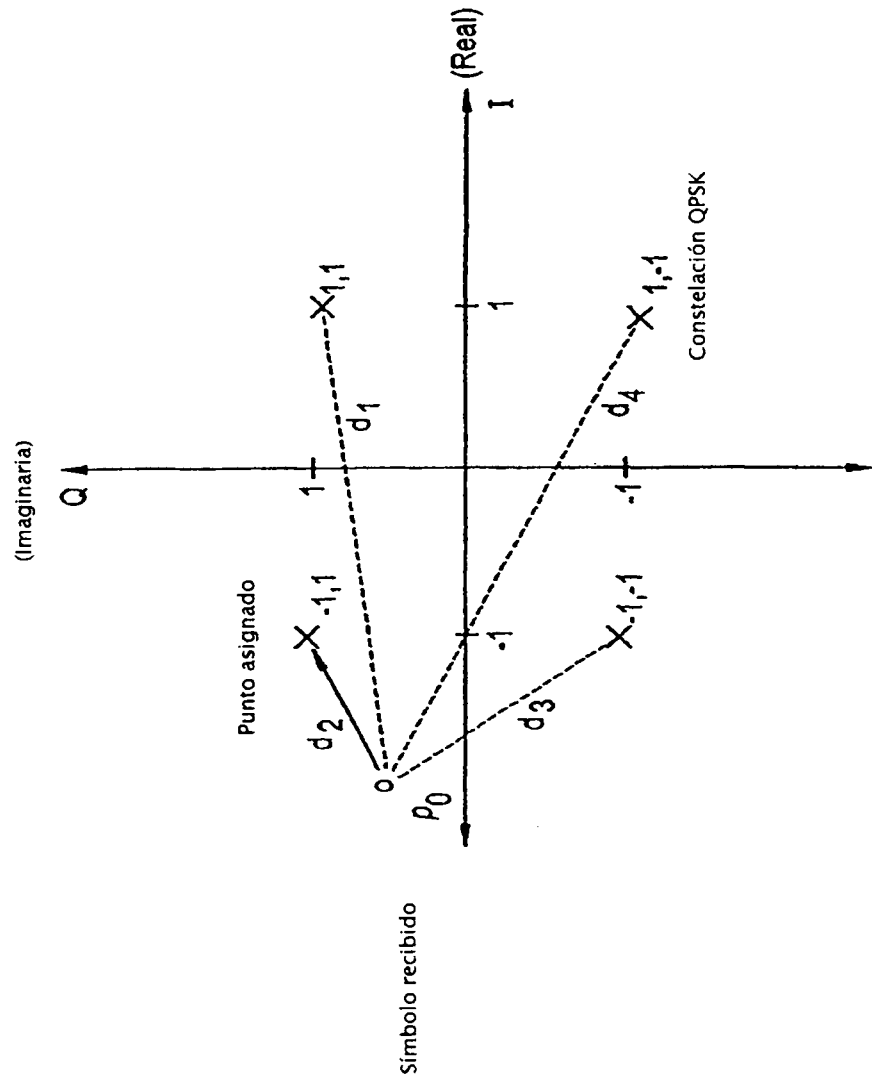


FIG.5

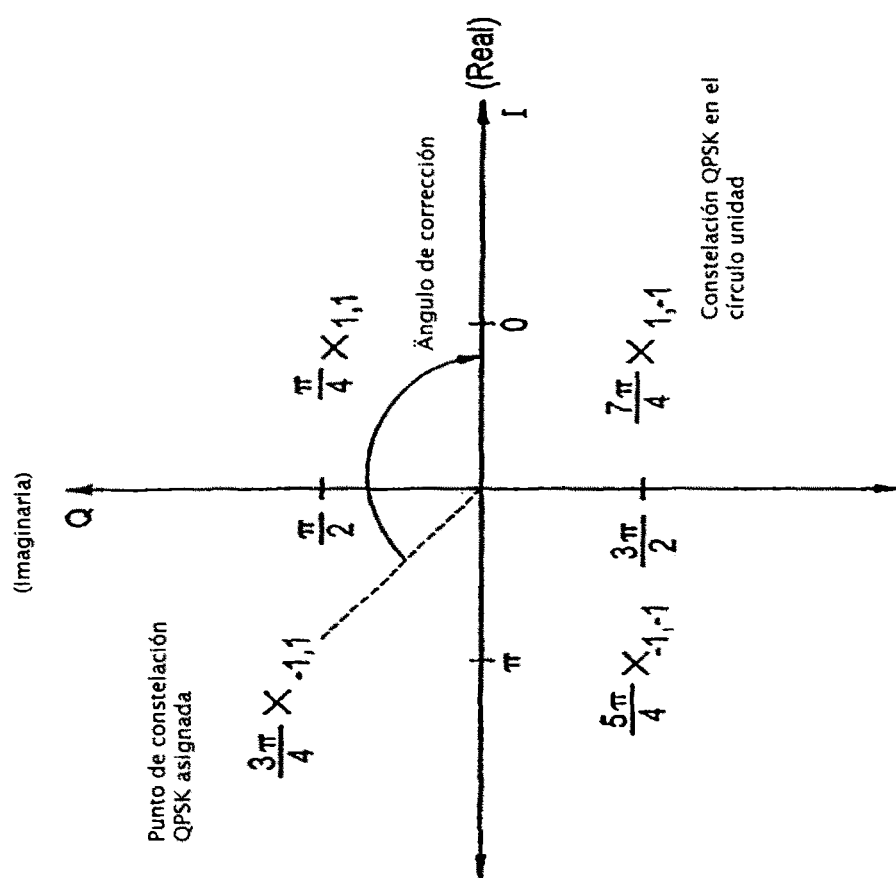


FIG.6

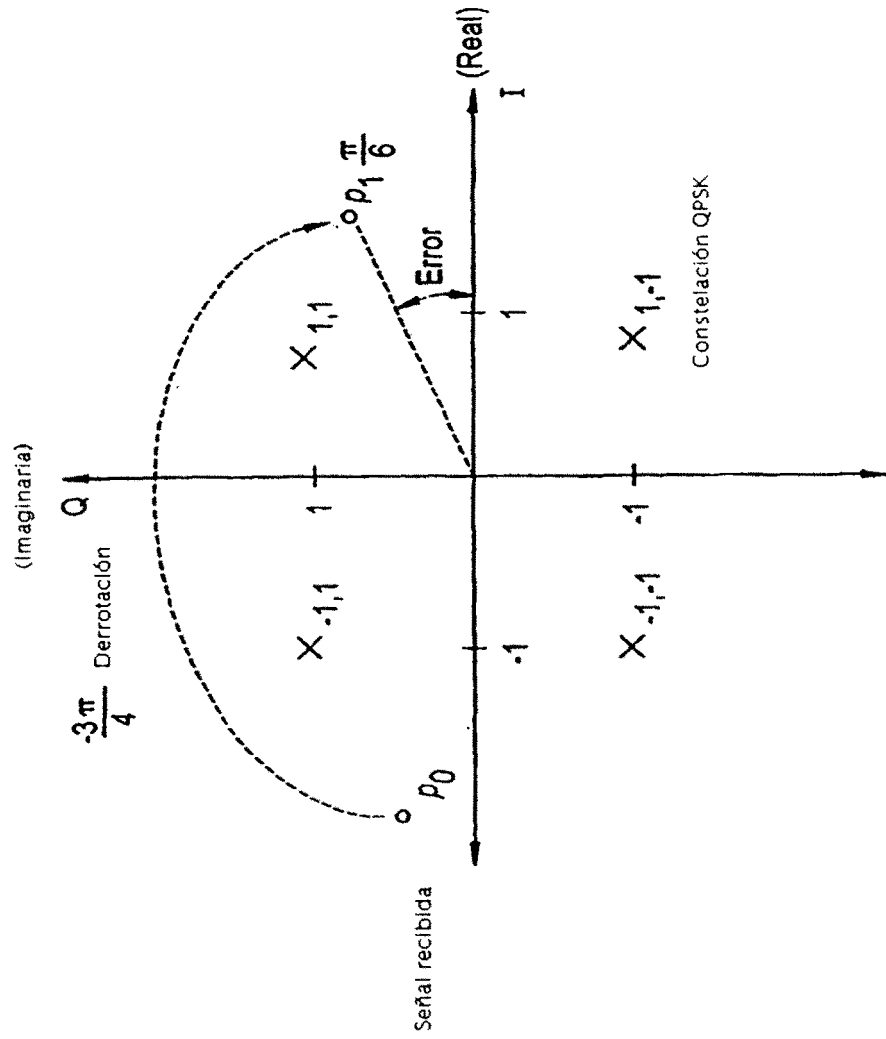


FIG. 7

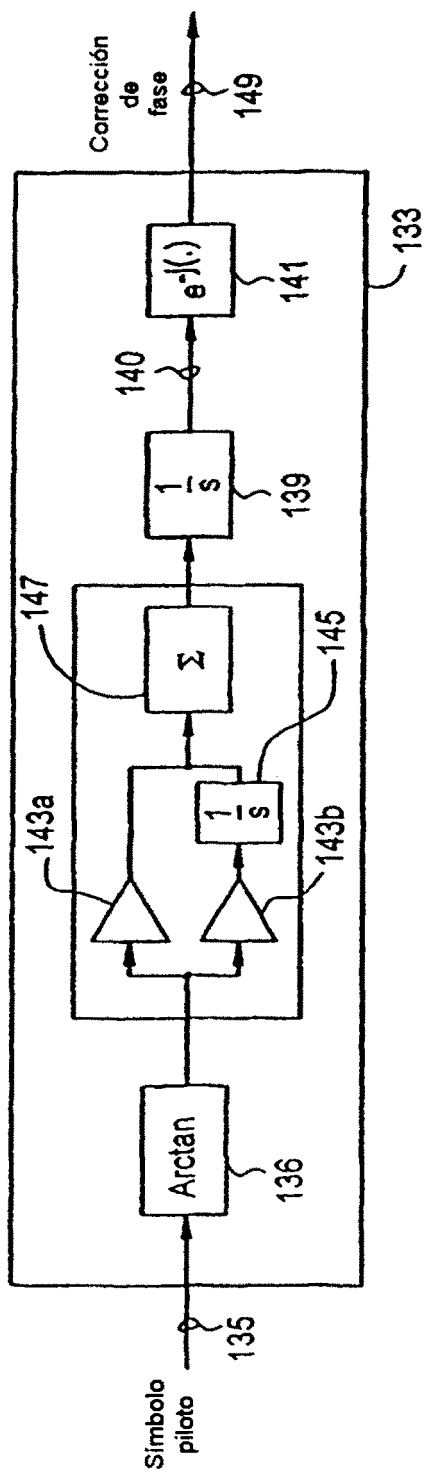


FIG.8A

181

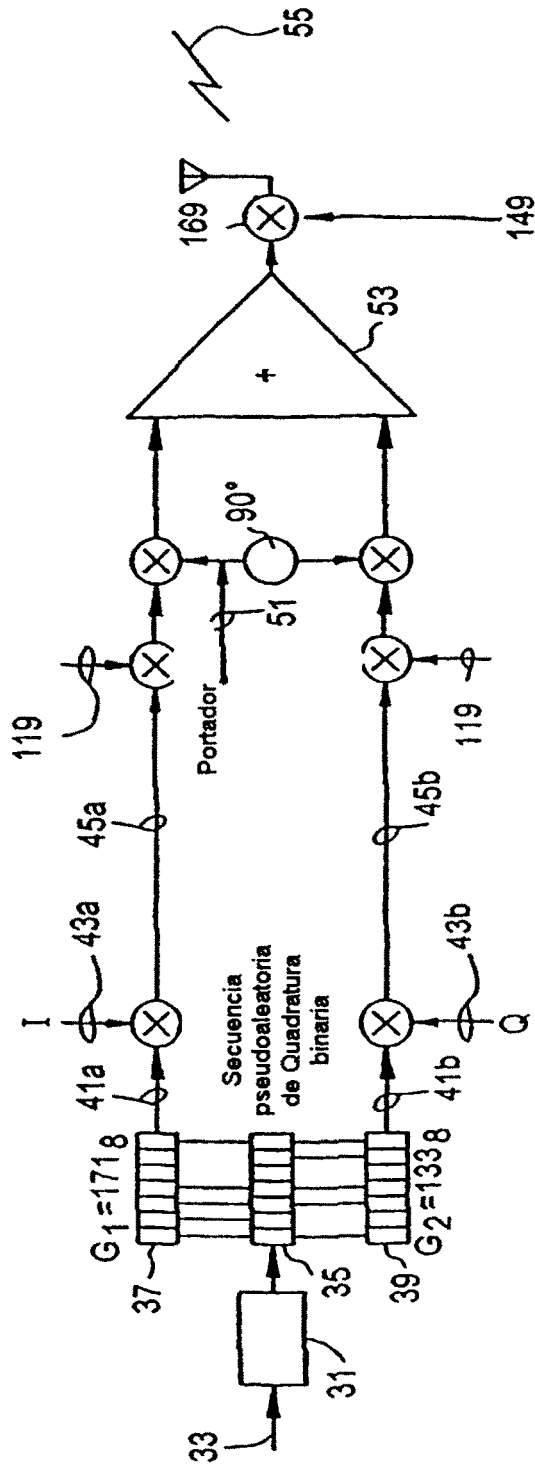


FIG.8B

183

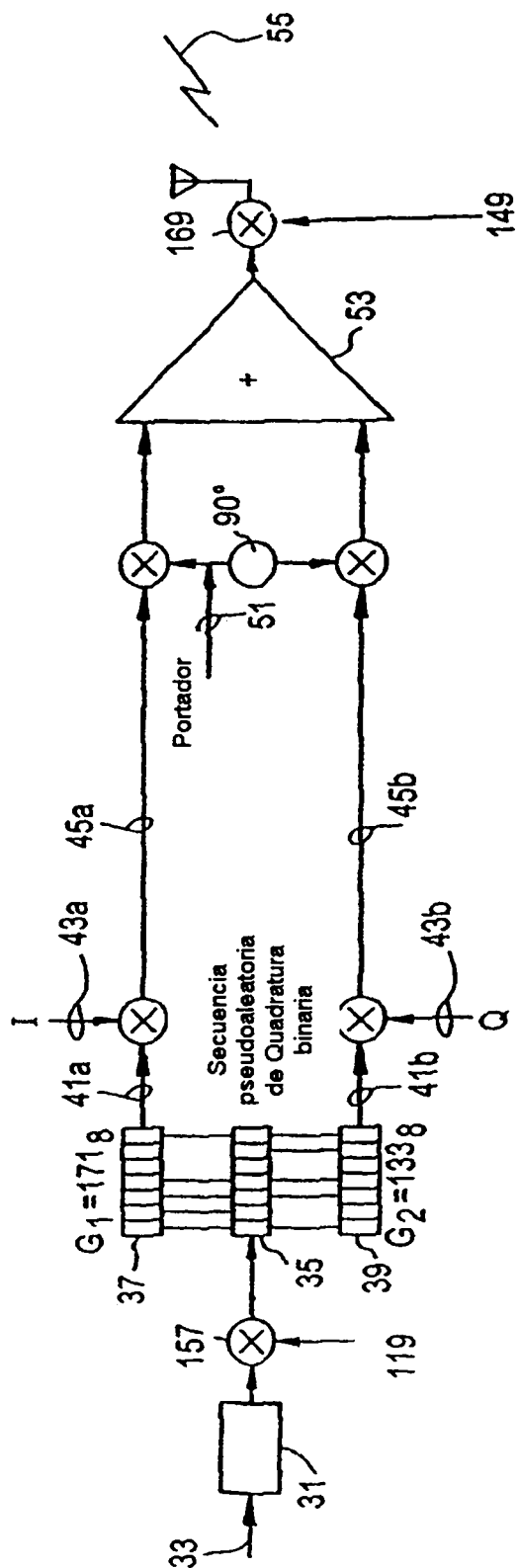


FIG.8C

188

